BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION



PROCEEDINGS OF THE 24TH CONFERENCE

2018

Název:	Proceedings of the 24th Conference STUDENT EEICT 2018
Garant	prof. Ing. Vladimír Aubrecht, CSc.
Editor:	doc. Ing. Vítězslav Novák, Ph.D.
Vydavatel:	Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
Vydáno v roce:	2018
Vydání:	první

Za obsahovou a jazykovou úpravu odpovídají autoři.

ISBN 978-80-214-5614-3

Obsah

Předmluva

Středoškolské projekty

Martin Frei
SECURE COMMUNICATION IN MODERN RADIO NETWORKS 2
Věra Hájková
DESIGN OF THE SHAPE OF THE EXPERIMENTAL CHAM-BER FOR THE ANALYSIS OF THE PRESSURE LAYOUT IN THE DIFFERENTIAL PUMPED CHAMBER 5

Bakalářské projekty

Zpracování signálů, obrazu a dat

Bálint Udvardy
IMAGE PROCESSING AND AUTOMATIC SOLVING OF NONOGRAMS 9
Kristína Olešová
APPLICATION OF OPTIMISATION METHODS FOR MRI DATA SEGMENTATION 12
Martin Koban
3D SEGMENTATION OF THE SPINAL CANAL AND INTERVERTEBRAL DISCS IN MRI DATA 15
Josef Novotný
DETECTION ALGORITHMS OF MOVING OBJECTS 18
Pavlína Vavřinová
CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORKS FOR IDENTIFICATION OF AXIAL 2D SLICES IN CT DATA 21
Ondřej Kašík
QRS DETECTION BASED ON STOCKWELL TRANSFORM 24
Diana Kačníková
COMPARISON OF DATA FROM SMARTPHONES AND SPECIALISED DEVICES 28
Lukáš Dobiš
EVALUATION OF EYE-BLINKING ARTIFACT EFFECT ON RESULTS OF SIMULTANEOUS EEG-FMRI DATA FUSION 31

Elektronika a komunikace, Kybernetika a automatizace, Silnoproudá elektrotechnika a energetika

Pavel Kubát
ADJUSTABLE FILTER WITH FRACTIONAL-ORDER ELEMENT 35
Marek Vitula
CAMERA SECURITY SYSTEM WITH RASPBERRY PI MINICOMPUTER 38
Michael Chromiak
THERMAL MODEL OF VEHICLE CABIN FOR HIL SIMULATION 41
Jaroslav Peška
ROAD DETECTION USING DATA FROM MOBILE ROBOT CAMERA 44
Martin Radvanský
WATER LEAKAGE MONITOR FOR HOME USAGE 47
Jan Záviš
CROSSROADS MODEL 50
Dominik Friml
EDEMS - COMPUTER SIMULATOR FOR LEARNING 53
Vojtěch Matoušek
AUTOMATIC MUSIC TRANSCRIPTION 56
Daniel Čenč
ONLINE TIMEKEEPER SYSTEM FOR RELAY RACE 59
Karel Kvasnicka
DESIGN AND DEVELOPMENT OF THE ELECTROSTATIC PRECIPITATOR 62

Mikroelektronika a technologie

Radek Hanuš
SINGLE WHEEL VEHICLE 66
Petra Benešová
ELECTRODE MATERIALS AND ELECTROLYTES FOR ALUMINUM-ION ACCUMULATORS 69

Martin Šedina
TESLA'S TURBINE AS A SOURCE OF ENERGY 73
Jakub Fránek
INTEGRATED TEMPERATURE SENSOR BIPOLAR CORE 76
Ondřej Janda
USAGE OF SOLDERS WITH HIGHER MELTING POINT FOR HYBRID INTEGRATED CIRCUITS 79
Adam Janiš
DESIGN OF REFLOW SOLDERING STATION FOR REBALLING OF BGA PACKAGES 82
Daniela Jánešová
TOUCH SENSOR ON THE GLASS PLATE WITH A BACKLIT PICTOGRAM 85
Ondřej Klvač
XRD CHARACTERIZATION OF GRAPHITE FOR ELECTROCHEMICAL POWER SOURCES 88
Lucie Balcárková
USE OF REDUCED GRAPHENE OXIDE IN LITHIUM- AND SODIUM-ION ACCUMULATORS 91

Biomedicínské inženýrství a bioinformatika

Michaela Hláčiková
POSITION SENSOR FOR DYNAMIC VERTICALIZATION 95
Patrícia Klobušiaková
EFFECT OF INTENSIVE DANCE-EXERCISE INTERVENTION ON BRAIN PLASTICITY IN HEALTHY SENIORS AND PATIENTS WITH MILD COGNITIVE IMPAIRMENT 98
Cindy Veselá
EYETRACKING FOR TRAFFIC ANALYSIS 101
Barbora Budíková
DETECTION OF VENTRICULAR EXTRASYSTOLES USING HIGH-FREQUENCY COMPONENTS OF ECG 104
Daniel Uher
REFERENCE SIGNALS IN INTRACRANIAL EEG: IMPLEMENTATION AND ANALYSIS 107
Dominik Tinka
MOBILE APPLICATIONS FOR HUMAN HEARING SENSITIVITY AASSESMENT 110
Štěpán Brázdil
MULTICHANNEL EMG SIGNAL PROCESSING FOR GESTURE RECOGNITION 113
Lujza Barilíková
METHODS OF PROCESSING OXFORD NANOPORE SEQUENCING DATA FOR METAGENOMICS 116

Komunikační technologie a informační bezpečnost

Pavol Michalec
QUANTUM-RESISTANT CRYPTOGRAPHIC APPLICATION FOR SECURE DATA STORAGE ON OS ANDROID 120
Lucie Popelová
APPLIED POSTQUANTUM CRYPTOGRAPHY FOR IOT 123
Peter Cíbik
CIPHER TWOFISH IMPLEMENTATION ON FPGA BOARD 126
Vojtěch Blažek
EFFICIENT SECURITY OF MODERN LOW-POWER WIRELESS COMMUNICATION TECHNOLOGIES 129
Adam Kovář
TOPOLOGY FOR NEXT GENERATION ACCESS NETWORK 132
Jan Matoušek
ADVANCED FTP SERVER 135
Roman Ligocki
DETECTION OF DEFERRED LUGGAGE IN PUBLIC AREAS 138

Martin Štrajt
EXPERIMENTAL NETWORK COVERAGE MEASUREMENT 141
Andrzej Szymeczek
INTERNET PROTOCOL TELEVISION AT THE ACCESS NETWORKS OF THE NEW GENERATION 144
Andrej Dobrik
AMAZON ALEXA WEATHER SKILL IMPLEMENTATION 147

Magisterské projekty

Elektronika a komunikace

Ondřej Fišer
TIMER FOR RC MODELS 151
Petr Kaděra
HIGH-GAIN MILLIMETER-WAVE LENS HORN ANTENNAS WITH SUPPRESSED SIDE-LOBE RADIATION 154
Petr Jurák
PHY SIMULATION MODEL OF THE IEEE 802.11AH 157
Dan Raszka
DSP MODULE FOR AUDIO APPLICATIONS 160
Milan Sedlák
ANTENNA PREAMPLIFIER FOR EMI MEASUREMENTS 163
Pavel Beneš
COMMUNICATIONS TECHNOLOGY INTERNET OF THINGS IN CISCO PACKET TRACER 166
Radek Slavíček
PERFORMANCE ENHANCEMENT OF DIELECTRIC RESONATOR ANTENNA BY EBG STRUCTURE 169
Roman Hermány, Tomáš Pařízek
MULTILAYER TEXTILE ANTENNA ARRAY 172

Kybernetika a automatizace, Teoretická elektrotechnika, Fyzika a Matematika, Zpracování signálů, obrazu a dat

Vojtěch Kučírek
SYSTEMS RELIABILITY ANALYSIS USING MONTE CARLO APPROACH 176
Ladislav Tylich
PRODUCTION SCHEDULING SUBSYSTEM FOR MES 179
Josef Pokorný
WIRELESS CHARCHING STATION 182
Tomáš Hejtmánek
GAUSSMETER WITH A THREE-AXIS PROBE 185
Filip Mivalt, Petr Nejedly
CLASSIFICATION OF TRAFFIC SIGNS BY CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORKS 188
Jan Burda
DESIGN OF ACOUSTIC DIFFUSERS TO INCREASE ROOM DIFFUSION 191
Dominika Kozlová
DETECTION OF ANATOMICAL STRUCTURES IN CT DATA USING CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORKS 194

Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

Roman Petrov
SOLAR RADIATION MODEL 198
Martin Kovařík
ELECTROMAGNETIC ACCELERATION DEVICE WITH MORE STAGES 201
Jan Koudelka
FREQUENCY MEASUREMENT IN PSCAD 204
Dušan Benda
DC/DC CONVERTER FOR ONE PHOTOVOLTAIC PANEL WITH FULLY DIGITAL CONTROL 207
Lukáš Doležal
BICYCLE ADDITIONAL DRIVE WITH A COMBUSTION ENGINE AND AN ELECTRIC POWERTRAIN 210

Michal Pinďák
THREE-PHASE INVERTER FOR HIGH-SPEED INDUCTION MOTOR 213

Mikroelektronika a technologie

Luděk Horák
MOISTURE EFFECT ON ELECTRICAL PROPERTIES OF THE COMPOSITE EPOXY RESINS 218
Martin Poloch
SHOOTING SPORT SIMULATION DEVICE 221
Lenka Škarabelová
DEGRADATION OF EPOXY RESINS WITH VARIOUS ADITIVES BY SOLAR RADIATION 224
Markéta Dyntarová
WETTING BALANCE TEST METHOD 227
Oleksii Kaplenko
STUDY OF THE ELECTRODE MATERIALS FOR LI-ION ACCUMULATORS BY ELECTRON MICROSCOPY 230
Kateřina Karmazínová
POSSIBILITIES OF RECYCLING OF LI-ION ACCUMULATORS 233
Lenka Pagáčová
ADVANCED TECHNOLOGIES IN BATTERY SOURCES 236
Michal Sládeček
MATERIAL POSITION TRACKING FOR MANUFACTURING PLANT 239
David Sobota
MODEL OF ROBOTIC ARM 242
Martin Mačák
ANALYSIS OF CONTACT DISCONNECTION IN A LOW VOLTAGE CIRCUIT BREAKER 245
Radoslav Mach
PROPERTIES OF GRAPHENE OXIDE SOLUTIONS 248
Lukáš Hrubý
MULTIPLE OUTPUT POWER SUPPLY MODULE FOR SPACE APPLICATIONS 251
Pavel Krejčí
ELECTROCHEMICAL PREPARATION OF GRAPHENE OXIDE FOR LFP/GRAPHENE COMPOSITES 254

Biomedicínské inženýrství a bioinformatika

Vojtěch Bartoň
INTRASTRAIN VARIABILITY IN TREPONEMAL STRAINS 258
Zuzana Galanová
CORROSION TESTING OF BIODEGRADABLE BONE IMPLANTS 261
Markéta Nykrýnová
GENOTYPING OF KLEBSIELLA PNEUMONIAE ISOLATES 264
Filip Mivalt
EVALUATION OF FLOW-INDUCED VOLTAGE FLUCTUATIONS OF GAS CHEMIRESISTORS BY PARAMETRIC EMPIRICAL MODEL 267
Štefan Mocko
U-NET CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORK FOR TEM IMAGE SEGMENTATION 270
Jana Musilová
NETWORK ANALYSIS OF PROTEINS ASSOCIATED WITH SCHIZOPHRENIA 273
Veronika Pelikánová
AUTOMATIC GENOTYPING OF BACTERIA BY REP-PCR 276
Branislav Šiška
MULTIDIMENSIONAL DETECTION OF OUTLIERS IN CLINICAL REGISTERS 279

Komunikační technologie a informační bezpečnost

Juraj Giertl
EMULATION OF INFRASTRUCTURE UNIT FOR INTELIGENT TRANSPORT SYSTEM.....283
David Hudec
M2M DATA GENERATOR UTILIZING WIRELESS M-BUS WITHIN SMART GRID INFRASTRUCTURE.....286
Josef Brychta
MULTIPLATFORM TEST ENVIRONMENT FOR EFFICIENCY ANALYSIS OF CRYPTOGRAPHIC PRIMITIVES USED IN ELLIPTIC CURVES 289
Tomáš Srnec
APPLICATION PROTOCOLS TESTING IN JMETER.....292
Martin Sehnoutka
EXTENDING SECURITY OF PACKAGE MANAGER WITH DNS 295
Daniel Herbrych
PROPOSAL OF CRYPTOGRAPHIC ELLIPTIC CURVES GENERATOR 298

Doktorské projekty

Elektronika a komunikace, Komunikační technologie a informační bezpečnost

Jan Kufa
ON THE PERFORMANCE OF OBJECTIVE VIDEO QUALITY METRICS FOR UHD VIDEOS 302
Martin Marek
DISCRETIZATION OF DECISION VARIABLES IN OPTIMIZATION ALGORITHMS 307
Zuzana Polesakova
TUNABLE UNIVERSAL FULLY-DIFFERENTIAL FILTER WITH OPERATIONAL TRANSRESISTANCE AMPLIFIER 312
Miroslav Cupal
RECONFIGURABE WAVEGUIDE DIVIDER 317
Stanislav Rozum
HIGH POWER SINUSOIDAL GENERATOR WITH USE OF PCM-PWM CONVERTER 322
Michal Harvanek
INFLUENCE OF INTERFERENCES CAUSED BY NON-LINEAR POWER AMPLIFIER IN MULTI-USER GENERALIZED FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX SCENARIO 327
Jan Král, Tomáš Král
DIRECT LEARNING ARCHITECTURE FOR DIGITAL PREDISTORTION WITH REAL-VALUED FEEDBACK 332
Petr Ilgner
PLATFORM FOR COLLECTING USER IDENTIFIERS ON IEEE 802.11 WIRELESS NETWORKS 337
Martin Stusek, Jiri Pokorny
NARROWBAND INTERNET OF THINGS: PROTOTYPE DESIGN AND HANDS-ON EXPERIENCES 342
Pavel Seda
VECTOR GRAPHICS IN LATEX FOR ACADEMIC PAPERS 347

Kybernetika a automatizace, Zpracování signálů, obrazu a dat

Ondrej Bostik
CREATING A RANDOM CHARACTERS FOR CAPTCHA SCHEMES FROM EXISTING FONTS 353
Jan Klečka
COMPARISON OF DIFFERENT APPROACHES TO ADAPTATION OF UNSCENTED KALMAN FILTER FOR NON-ODOMETRY SLAM 358
Jan Kunz
AN ALLAN VARIANCE COMPUTATION FROM VERY LARGE DATASETS 363
Vilém Kárský
GENERALIZED LAGUERRE FUNCTIONS TO CALCULATE THE INVERSE LAPLACE TRANSFORM 368
Tomas Lazna
ROBOTIC LOCALIZATION OF RADIOLOGICAL SOURCES 373
Michal Skalský
FIBER-OPTIC DISPLACEMENT SENSOR BASED ON FABRY-PÉROT INTERFEROMETER 378
Ondřej Bartík
SOFTWARE FOR AUTOMATIC MODEL SIMULATION IMPLEMENTATION 383
Adam Ligocki
DATA ACQUISITION SENSORY FRAMEWORK FOR AUTONOMOUS ROBOTS 388
Pavel Záviška
IMAGE BIT-DEPTH EXPANSION METHOD BASED ON SPARSE REPRESENTATIONS 393
Ján Mucha
NEW METHODOLOGY OF PARKINSONIC DYSGRAPHIA ANALYSIS BY ONLINE HANDWRITING USING FRACTIONAL DERIVATIVES 398

Jan Glos
FMUTOOLBOX CROSS CHECK IMPLEMENTATION AND FMI STANDARD COMPLIANCE RESULTS....403
Matúš Kozovský
MATLAB SIMULINK CODE GENERATION SUPPORT FOR LIN COMMUNICATION....408
Jakub Arm
IS INFORMATION ON SECURE HARD DISK DRIVE ONLY YOURS?....413
Martin Čala
A METHOD FOR CORRECTING A DAMAGED TACHO SIGNAL....418
Jakub Krejčí
METHODS FOR VERIFICATION OF PARAMETERS OF MAGNETIC FIELD SENSORS....422
Tomáš Benešl
VIRTUAL BATCH MANUFACTURING....426
Ondrej Bastan
I4.0 TESTBED - INTRODUCTION AND STRUCTURE....431
Michal Šindelář
ROTARY ENCODER CALIBRATION....436
Martin Rajnoha
REALTIME PEDESTRIAN RECOGNITION USING SIAMESE NETWORK....441
Vojtěch Zvončák
DEVELOPMENTAL DYSGRAPHIA DIAGNOSIS BASED ON QUANTITATIVE ANALYSIS OF ONLINE HANDWRITING....446

Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

Daniel Janík
TEMPERATURE TESTS OF LED LIGHT SOURCES....452
Robert Golomb
CROSS-SECTIONS OF NUCLEAR ISOMERS IN THE INTERACTION OF PROTONS ON THIN THORIUM TARGET....457
Taron Petrosyan
ANALYSIS OF PASSIVE HEAT REMOVAL SYSTÉM THROUGH STEAM GENERATOR....462
Martin Folprecht
LOW POWER HIGH VOLTAGE STEP-DOWN CONVERTER....467
Zuzana Bukvisova
SURGE ARRESTER MODELLING USING ALTERNATIVE TRANSIENT PROGRAM....472
David Šimek
EXPERIMENTAL MEASUREMENTS OF HIGH TEMPERATURE OBJECTS IN CONTACT WITH AN ELECTRIC ARC....477
Ladislav Knebl
STATOR WINDINGS CURRENTS ANALYSIS OF THE IPM MACHINE UNDER SHORT-CIRCUIT CONDITIONS....482
Vaclav Vycital
MODELLING OF ELECTRICAL INSTALLATIONS EARTHING SYSTEMS IN ANSOFT MAXWELL....487

Teoretická elektrotechnika, Fyzika a Matematika

Josef Pokorny
COMPARING MAIN SPECTROSCOPIC DATABASES....493
Gabriela Vážanová
SEMI-GLOBAL SOLUTIONS TO MIXED-TYPE FUNCTIONAL DIFFERENTIAL EQUATIONS....498
Rashid Dallaev
OBTAINING THIN FILMS OF ALN BY ATOMIC LAYER DEPOSITION USING NH_3 OR N_2H_4 AS PRECURSORS....503

Jan Dušek
ACCELERATION OF ELECTRICAL IMPEDANCE TOMOGRAPHY ALGORITHM WITH OPEN AND CLOSED DOMAIN MODEL EVALUATION 508
Nikola Papež
MORPHOLOGICAL STRUCTURE OF SOLAR CELLS BASED ON SILICON AND GALLIUM ARSENIDE AFTER ION ETCHING 513
Adam Gajdos
LOCAL ISOLATION OF MICROSCALE DEFECTIVE AREAS IN MONOCRYSLINE SILICON SOLAR CELLS 518
David Staněk
A MULTISTRUCTURE CREATED BY COVERINGS OF A SET 523
Ľubomír Škvarenina
DARK J–V CHARACTERISTICS MODEL OF CHALCOPYRITE-BASED SOLAR CELLS 528

Mikroelektronika a technologie

Dávid Strachala, Josef Hylský
THE EFFECT OF PID ON PHOTOVOLTAIC CELLS 534
Iuliia Veselkova
AN INFLUENCE OF CONDUCTIVE COMPONENT COMPO-SITION ON GEL POLYMER ELECTROLYTE PROPERTIES 539
Dávid Strachala, Matouš Kratochvíl, Josef Hylský
DEVELOPMENT OF STABLE PEROVSKITE CELLS 544
Tomáš Musil
HYBRID MICROPHONE PREAMPLIFIER WITH VARIABLE SELECTION OF AMPLIFIER TECHNOLOGY 549
Kamil Jaššo
CARBOXYMETHYL CELLULOSE AS THE BINDER FOR THE LITHIUM-SULFUR BATTERIES 554
Tomáš Dvořák
CHANGES IN PROPERTIES OF PEROVSKITE SOLAR CELLS DURING THEIR LIFETIME 559
Robert Bayer, Pavla Hlavatá, Michal Bílek
SUPERSONIC FLOW MEASUREMENT WITHIN A LOW-PRESSURE AREA 564
Michal Jelínek
OPTICAL FIBERS FORMING FOR OPTICAL SENSORS RESEARCH 569
Pavel Lepík, Jiří Vaněk
USAGE OF LOW COST DIGITAL CAMERA FOR DETECTING OF SILICON SOLAR CELL ELECTROLUMINISCENCE 574
Matúš Šedivý
TRACKING RESISTANCE OF VARIOUS MATERIALS IN VACUUM 579
Josef Eliáš
SPECTRAL CHANGE BASED OPTICAL SENSORS 584

Biomedicínské inženýrství a bioinformatika

Tomáš Vičar
ROBUST CELL NUCLEI TRACKING USING GAUSSIAN MIXTURE SHAPE MODEL 590
Robin Jugas
APPLICATION OF OPTIMIZATION ALGORITHMS TO THE GENOME ASSEMBLY 595
Jakub Milek
THE IMPORTANCE OF SPECIFYING RR INTERVAL NORMALIZATION METHOD 600
Branislav Hesko
PIXEL-WISE SEGMENTATION OF THE BLOOD VESSELS USING RANDOM FORESTS 605
Petra Novotna
VERIFICATION AND ADJUSTMENT OF HF-ECG PREPROCESSING IN EXPERIMENTAL CARDIOLOGY 610

Welcome to the 24th **STUDENT EEICT (2018)** conference at the Faculty of Electrical Engineering and Communication of Brno University of Technology. It was almost a quarter century ago that the organizers first conceived the idea of bringing together creative, research-oriented students to discuss their projects in **e**lectrical **e**ngineering, **i**nformation science, and **c**ommunication **t**echnologies, disciplines whose initials have given the symposium its name. Today, the tradition continues with remarkable success, involving numerous corporate and media partners or collaborators.

Being a competitive, motivating forum that merges the students' knowledge and capabilities with expert advice and supervision, the conference has enjoyed long-term support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic. Importantly, the close ties between EEICT and committed industry professionals have also facilitated the birth of PerFEKT JobFair, the annual jobs and careers event held to complement the underlying conference sessions; this year, thirty-one exhibitors are participating.

These Proceedings comprise 165 full papers grouped in multiple chapters according to relevant topics and subdisciplines. The contributed manuscripts were first peer-reviewed and then submitted to the authors for correction or rearrangement; at present, the articles are ready to be defended before examiners including corporate specialists and academics.

As already indicated, industry-based associates play a crucial role in the symposium, and the organizers are interested to meet the companies' needs in terms of both the education and the practical employability of the student participants. In this context, the presented research results and their practical reach embody factors of major significance. The promoters of EEICT thus appreciate the partners' readiness to recommend the project evaluators, to engage in the publishing activities, and to co-fund the conference.

I hope that the 24th **STUDENT EEICT (2018)** will be successful and beneficial for all the participants and would like to thank the sponsors, experts, students, and collaborators whose efforts enabled us to make the symposium happen. I believe that the experience, inspiration, contacts, and memories gathered during the event will contribute towards further rise of open science and research, giving all the attendees a chance to freely exchange their knowledge and views.

Prof Vladimír Aubrecht

Dean of the Faculty of Electrical Engineering and Communication

Středoškolské projekty

SECURE COMMUNICATION IN MODERN RADIO NETWORKS

Martin Frei

Grammar school (3), Gymnázium Matyáše Lercha

E-mail: marting1177@gmail.com

Supervised by: Radek Fujdiak

E-mail: fujdiak@feec.vutbr.cz

Abstract: The goal of this research is to create fast, secure and low energy E2E encryption that would supplement the absence of such cryptosystem in the currently expanding Sigfox network and, at the same time, utilize the already existing network security as best as possible.

Keywords: Internet of Things; Encryption; Design and implementation of encryption; LPWAN; Sigfox; Vernam cipher;

1 ÚVOD

Sigfox je relativně novou rozrůstající se sítí v ČR, která je vytvořena podle konceptu IoT. Aktuálně pokrývá 92 % našeho území [1]. Síť pracuje na technologii velmi úzkého pásma, což zajišťuje velký dosah ve vnitřním i ve venkovním prostředí.

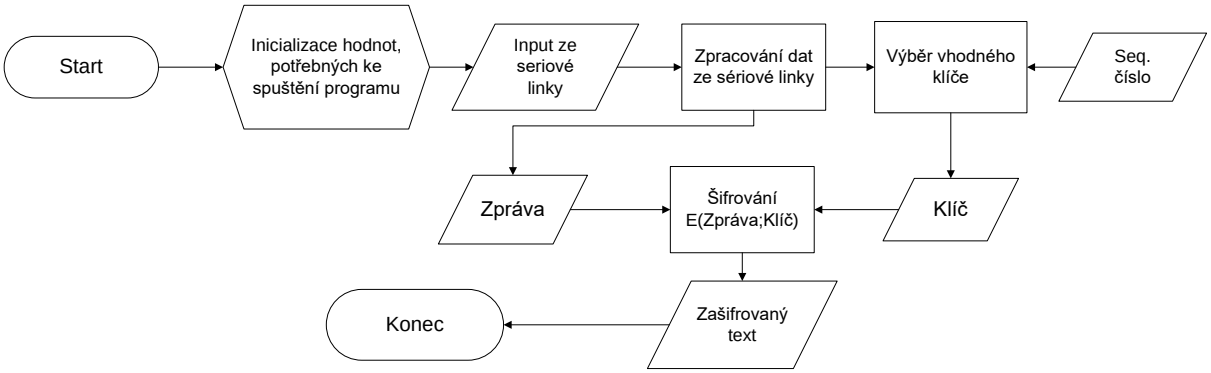
Cílem článku je analyzovat použitelná šifrování a provést výběr a implementaci vhodného kryptosystému typu konec-konec (E2E z angl. End to End) do této sítě a tím vyřešit stávající absenci ochrany důvěrnosti v síti [2]. Budeme se zabývat distribucí klíčů, výběrem šifry. Následně provedeme rozsáhlá měření, která nám zaručí, že jsme vybrali správně.

2 VÝBĚR ŠIFRY

Při výběru vhodné šifry pro Sigfox nás bude nejvíce ovlivňovat délka zprávy (maximálně 12 B), již implementované zabezpečení, energetická náročnost, rychlost šifrování. Ze základu je možné vybírat ze 2 základních druhů šifer, a to šifry symetrické a asymetrické. Asymetrické šifrování je pro naše účely příliš výpočetně a energeticky náročné, proto bude vybrána jedna ze symetrických šifer. Při výběru byly podrobně rozebrána šifra OTP a AES CBC, po jejich důkladném zhodnocení, byla zvolena šifra OTP, u které je matematicky dokázána její nerozluštitelnost [4]. Šifru kombinujeme s již vloženým zabezpečením sítě. HMAC a CRC8 je používán pro kontrolu integrity zpráv [2].

3 IMPLEMENTACE ŠIFRY

Šifra byla implementována do vývojového kitu Arduino s přídavným modulem pro SD kartu a LPWAN modulem, který zajišťuje komunikaci se sítí Sigfox. Na obrázku 1 můžeme vidět, že šifrovací algoritmus je velmi jednoduchý a energeticky nenáročný. Inicializace hodnot obsahuje kontrolu zapojení modulů a spouštění sériových linek, dále program zpracovává input ze sériové linky, poté se vybere vhodný klíč a zpráva se zašifruje. Samotná operace šifrování je velmi málo energeticky náročná, probíhá pomocí operace exkluzivní disjunkce (XOR) zprávy s vybraným klíčem z SD karty.

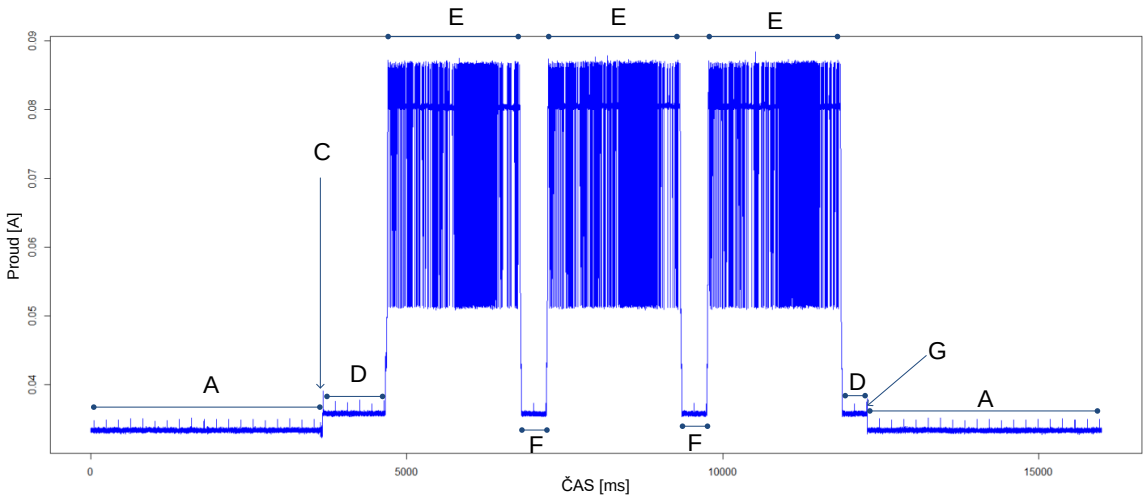


Obrázek 1 blokové schéma šifrovacího algoritmu, dešifrování vice versa.

Databáze klíčů je vytvořena v textovém souboru uloženém na SD kartě. Klíče jsou uložené po 12 B řádcích, každý řádek reprezentuje sekvenční číslo zprávy, pokud přeteče maximální hodnota sekvenčního čísla (4096), číslování započne znovu od nuly. Komunikaci s SD kartou zajišťuje základní knihovna pro Arduino (SD.h). Výdrž modulu na baterii se pohybuje kolem 3–10 let, pokud by bylo zařízení používáno 10 let a chtěli bychom odeslat maximální počet povolených 144 zpráv za den, potřebovali bychom 144*365*10= 525600 klíčů. Pro uložení tohoto počtu klíčů je potřeba 6,3072 MB paměti. Na straně serveru budou nahrány stejné klíče, díky kterým se payload bude dešifrovat. Pro generování náhodných klíčů je vhodné využít hardwarový generátor, např. ChaosKey.

4 MĚŘENÍ

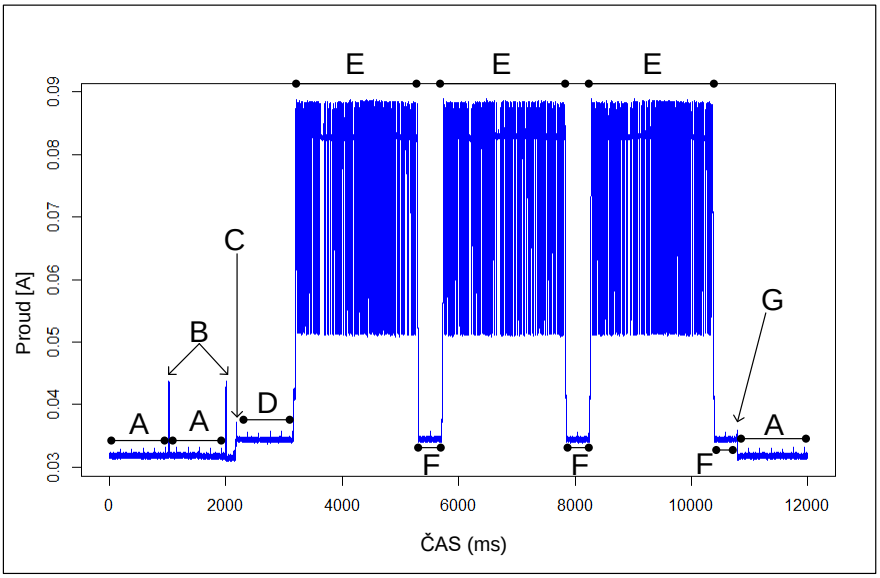
Měření v zařízení bez implementovaného šifrování (obrázek 2) probíhalo 2,5 min. a bylo při něm odesláno 30 zpráv s 15 s prodlevou mezi jednotlivými zprávami. Interval snímání odběru byl 0,08 ms. Odběr v zařízení není nijak razantní, pouze při odesílání zpráv vzroste na hodnoty nad 0,07 A.



Obrázek 2 graf odběru proudu v zařízení bez implementovaného šifrování, popisky grafu vysvětleny níže.

Zařízení s implementovaným šifrováním (obrázek 3) probíhalo 2,5 min., bylo při něm odesláno 30 zpráv s prodlevou 15 s mezi nimi. Interval snímání odběru byl nastaven na 0,02 ms. Celý proces před odesláním zprávy (i s šifrováním) trvá, dle grafu cca 1000 ms, jeho průměrný odběr činní 0,0347 A. V porovnání s odesláním zprávy jde o minimální navýšení. Můžeme zde vidět 3 špičky, první z nich je způsobena použitím SD modulu pro načtení klíče (0,044 A), druhá je vytvořena šifrováním zprávy samotné (0,044 A), poslední je odběr při vytváření režie zprávy (0,03636 A).

Tyto 3 špičky jsou zanedbatelné, pokud je přirovnáme k odběru LPWAN modulu (0,07818 A). Z grafu je tedy zřejmé, že naše šifra je energeticky velmi úsporná a je možno ji používat i na zařízeních umístěných v odlehlých oblastech, kde je výdrž baterie klíčovou vlastností.



Obrázek 3 měření odběru energie v zařízení s implementovaným šifrováním, popisky grafu vysvětleny níže.

Popisky ke grafům:

A....0,03342 A, B....0,04400 A, C....0,03636 A, D....0,03533 A, E....0,07818 A, F....0,03533 A, G....0,03580 A.

5 ZÁVĚR

Cílem této práce bylo navrhnout a implementovat kryptosystém, který by vyřešil dosavadní absenci mechanismu pro zaručení důvěrnosti zpráv v síti Sigfox. Proto byla provedena důkladná analýza možných kryptosystémů, které by dokázaly co nejlépe využít již existující bezpečnostní prvky sítě. Výběrem šifry OTP bylo zajištěno rychlé, bezpečné, a hlavně nízkoenergetické E2E šifrování pro uživatele Sigfox, které může být nadále rozšířeno a uvedeno do praxe. Energetická náročnost našeho šifrování je potvrzena měřeními, která jsou uvedena výše. Bezpečnost šifry OTP je pomocí kombinace s prvky sítě Sigfox pro zaručení integrity více než uspokojivá a je rozebírána v pracích [3,4,5].

REFERENCE

[1] SIMPLECELL. Connecting things. *Simplecell* [online]. [cit. 2018-02-28]. Dostupné z: https://simplecell.eu/

[2] Sigfox. *Sigfox technical overview* [online]. May 2017, , 26 [cit. 2018-02-28]. Dostupné z: https://www.disk91.com/wp-content/uploads/2017/05/4967675830228422064.pdf

[3] KOUŘIL, Daniel a Luděk ŠULÁK. Zdokonalení autentizace použitím jednorázových hesel [online]. Plzeň: IMPROMAT CZ, 2006 [cit. 2018-03-11]. ISBN 80-86583-11-2. ISSN 1211-8737. Dostupné z: https://europen.cz/Anot/29/HLAVNI.pdf#page=47

[4] SINGH, Simon. Kniha kódů a šifer [online]. 2003 [cit. 2018-03-11]. ISBN 80-86569-18-7.

[5] HÁLA, Vojtěch. Kvantová kryptografie. Aldebaran Bulletin [online]. 2005, 4. Duben, 3(14), 3. ISSN 1214-1674. Dostupné z: http://aldebaran.cz/bulletin/2005_14_kry.php

DESIGN OF THE SHAPE OF THE EXPERIMENTAL CHAMBER FOR THE ANALYSIS OF THE PRESSURE LAYOUT IN THE DIFFERENTIAL PUMPED CHAMBER

Věra Hájková

The St. Cyril and Methodius Comprehensive School and Pedagogical High School Brno (3)

E-mail: xbayer02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiri Maxa

E-mail: maxa@feec.vutbr.cz

Abstract: This article is based on a study of Dr. Danilatos, where pumping of the differential pumped chamber is solved using the Monte Carlo statistical method. Similar results were obtained using the Ansys Fluent system. Theoretical computations as Dr. Danilatos and comparative studies are performed on theoretical shape. Simulations were made to obtain the shape of an experimental chamber with complete pumping shapes so that its shaping and pumping would ensure such a flow of gas to ensure the same distribution of pressure in the experimental chamber in the area under investigation as in the theoretical shape.

Keywords: Shockwave, ANSYS Fluent, ANSYS Mechanics, Optical methods, Pitot tube, Pressure measurement, Solidworks, Thermography,

1 INTRODUCTION

This article is based on a study of Dr. Danilatos [1], which deals with the pumping of the differential pumped chamber in the environmental scanning electron microscope using the Monte Carlo statistical method [2]. Based on these articles, a comparative study [3] was produced, where comparable results were obtained by Continuous Mechanics using the Ansys Fluent system using the finite volume method [4, 5, 6].

Currently, work is being done to experimentally measure the distribution of pressures and velocities in the area under investigation.

Theoretical computations as Dr. Danilatos and comparative studies are performed on theoretical shape (Fig. 1), which is a very truncated shape, where the boundary conditions are located immediately on the interface of the differentially pumped chamber (Fig. 1), on the contrary, it is necessary to create an experimental chamber with complete pumping shapes so that its shaping and pumping ensures such gas flow, to ensure the same distribution of pressure in the experimental chamber as in the theoretical shape.

2 RESULTS AND DISCUSSIONS

After the analysis, the shape of the experimental chamber was projected on figure 2. The profile of the results obtained by the analysis in this experimental shape is shown in the cut-out (Figure 2). It could be seen that the distribution of pressures is practically the same as the theoretical shape.

Comparative analysis were carried out in two key areas. The first is the distribution of pressures on the conical surface, from which the pressure values will be traced in practice and the second is in the axis of the primary electron beam. On (Fig. 3) Is a comparison of pressures on the sloping surface and on (Fig. 4) course velocity in the primary beam axis.

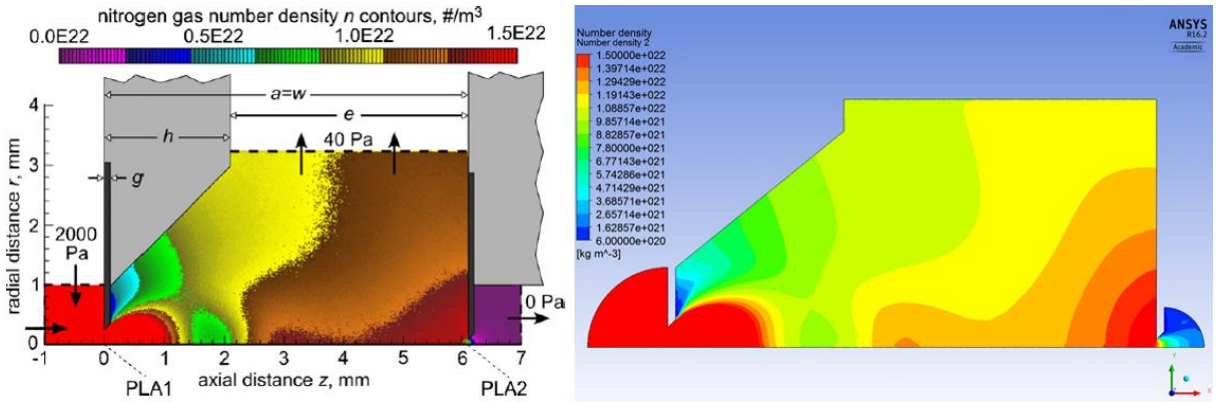


Figure 1: Comparison of simulation results: A - Monte Carlo, B - Mechanics Comtinuum

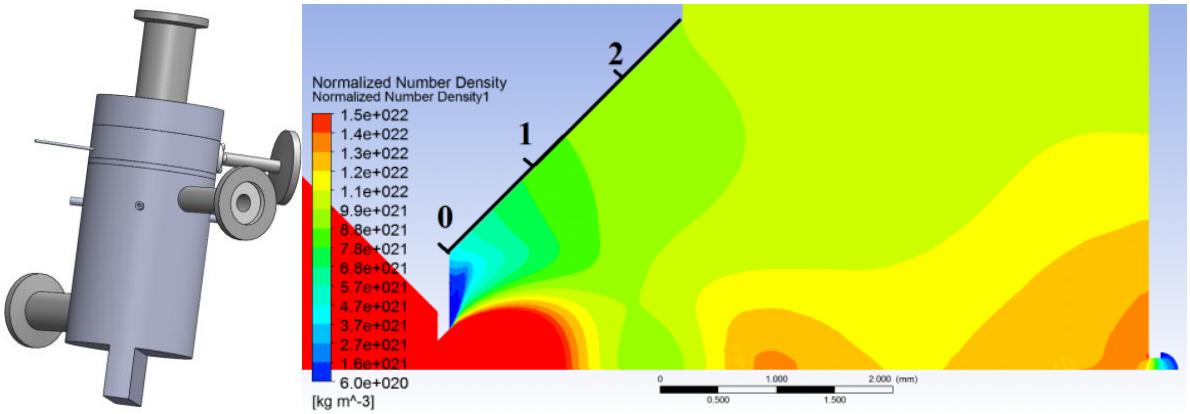


Figure 2: A - Experimental chamber, B – Results for the shape of the experimental chamber

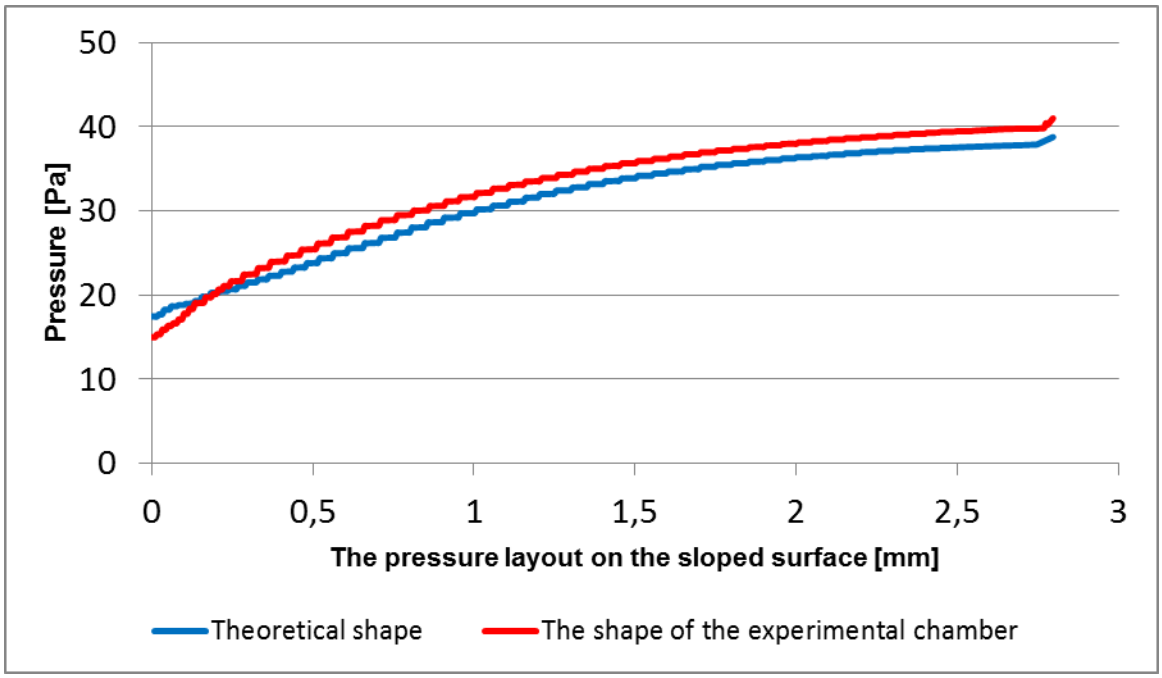


Figure 3: The pressure layout on the sloped surface.

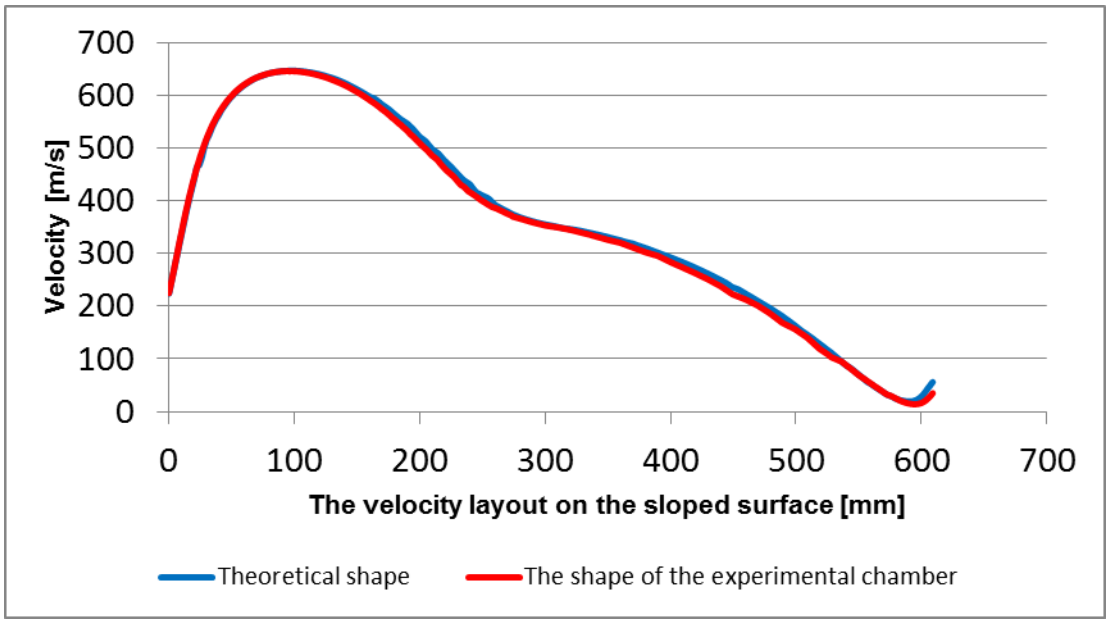


Figure 4: The velocity layout on the sloped surface

3 CONCLUSION

The results shows that final design of our shape of experimental chamber results into identical flowing character as theoretical shape and it is suitable for achieving experimental data for tuning system for differential reaching analysis in supersonic regime in low density pressure area.

ACKNOWLEDGMENTS

This research has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge the financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210) and BUT specific research programme (project No. FEKT-S-17-4595).

REFERENCES

[1] Danilatos, GD.: Velocity and ejector-jet assisted differential pumping: Novel design stages for environmental SEM. Micron, 2012, vol. 43, no. 5, p. 600-611.

[2] Neděla, V.: Controlled dehydration of a biological sample using an alternative form of environmental SEM. Journal of Microscopy. 2010, 237 (1), p. 7-11. ISSN 0022-2720.

[3] Maxa, J., Bílek, M., Hlavatá, P., Vyroubal, P., Lepltová, K.: Comparisons Using Methods of Continuum Mechanics and Monte Carlo at Differentially Pumped Chamber. Advances in Military Technology, 2016, vol. 11, no. 2, p. 143-150. ISSN: 1802-2308.

[4] Vyroubal, P., Maxa, J., Neděla, V., Jirák, J., Hladká, K.: Apertures with Laval Nozzle and Circular Orifice in Secondary Electron Detector for Environmental Scanning Electron Microscope, Advances in Military Technology, 2013, vol. 8, no. 1, p. 59-69.

[5] Maxa, J., Neděla, V.: The Impact of Critical Flow on the Primary Electron Beam Passage through Differentially Pumped Chamber. Advances in Military Technology, 2011, vol. 6, no. 1, p. 39-46. ISSN 1802-2308.

[6] Maxa, J., Neděla, V., Jirák, J., Vyroubal, P., Hladká, K.: Analysis of gas flow in a secondary electron scintillation detector for ESEM with a new system of pressure limiting apertures. Advances in Military Technology, 2012, vol. 7, no. 2, p. 39-44.

Bakalářské projekty

Zpracování signálů, obrazu a dat

IMAGE PROCESSING AND AUTOMATIC SOLVING OF NONOGRAMS

Bálint Udvardy

Bachelor Degree Programme (3.), FEEC BUT

E-mail: xudvar00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ilona Janáková

E-mail: janakova@feec.vutbr.cz

Abstract: In many puzzle books we come across logical puzzles like sudoku or nonograms (also known as griddlers or piccrosses), which demand mathematical logic to solve them. This article focuses on solving nonograms based on digital images of the puzzle. This solution is restricted to black and white nonograms, which can be slightly distorted by the angle of the camera during capture.

Keywords: nonograms, image processing, segmentation, puzzle solver

1 INTRODUCTION

Nowadays, most of the logical puzzles are also available in a form of mobile applications, in which the check of the result is quite easy, considering that the application knows the correct solution for the given puzzle. The goal of this work is to get the information from a picture taken on a smartphone or from a scanned document. The numbers around the central area of the puzzle are sufficient to calculate the solution if these numbers are correctly grouped. In addition, the central area could be recreated digitally, to display the solution or to give hints for the user, whether the selected area should or should not be filled.

All algorithms created to solve nonograms are solvers, which can solve these types of puzzles knowing the legend. I have not found any solution, which also deals with image processing. Because of that certain restrictions of possible input-images are needed: fixed legend location, etc.

2 PREPROCESSING

For reducing the amount of data for further processing firstly, the amount of colour components should be reduced. The average input image uses the RGB additive colour palette. The resulted greyscale image is then binarized using adaptive thresholding, which adjusts the value of each pixel according to its neighbourhood. It gives us a much better overall result than a global threshold would, as you can see in the images below.

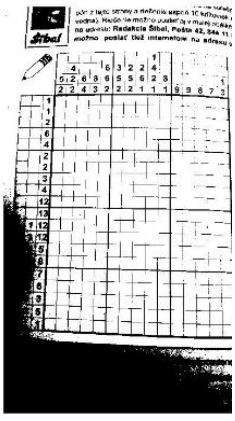


Figure 1: The result after global thresholding

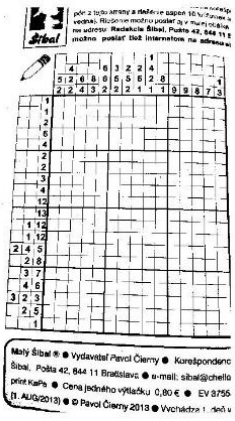


Figure 1: The result of adaptive thresholding

3 SEGMENTATION

As nonograms have no defined aspect ratio, template matching cannot be used for finding the region of interest. We assume, that the picture was taken with its purpose in mind (e.g. to contain the picture of one nonogram, which the user wishes to solve), so the largest area is covered by the square grid. Firstly, Hough Transform is being used to find line com-

ponents in the image (the most lines should be part of the puzzle grid). According to the dominant angle of these lines (e.g. the modus) the image is rotated expanding the output image if necessary, lest the corners should be chopped. By finding the bounding box of the largest connected component, which should be the grid, the image is cropped. At this point, the picture should contain only the puzzle with minimum amount of surrounding text or other unwanted objects.

3.1 GEOMETRICAL CORRECTION AND PICTURE ADJUSTMENT

Separating the largest connected component gives ample opportunity to define the average cells size. It could be defined by the intersections of houghlines perpendicular to each other. Because of the restricted usage of these lines in matlab I have chosen another method. From the negative of the image containing exclusively the puzzle grid matlab can the area of the cells rather facilely. Of course, the largest white area will be around the puzzle grid and there will be smaller areas (with the extension of 1 to 10 pixels). I used morphological opening on the image to remove (or at least reduce the number of) the previously mentioned areas. Using trimmed mean with a 30 per cent of trimming on the vector, which contains the number of pixels each area has, proved to be sufficient as further shrinking the data from which the average is being calculated, did not change the results overly. In the possession of the knowledge, that the grid cells are square-shaped, the square root of the previously calculated average gives a rough estimation of their size.

3.2 FURTHER SEGMENTATION

In the next section I aim to divide the already segmented image of the nonogram to 3 additional segments: two separate segments containing digits and one containing the part to be filled.

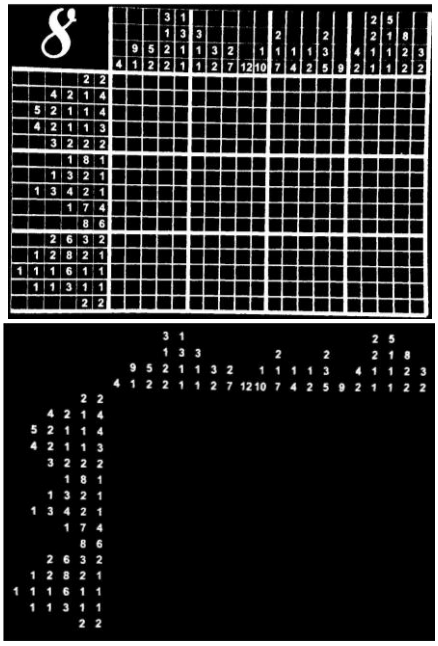


Figure 3: The image of a nonogram before (top picture) and after (bottom picture) the digit segmentation.

To separate the digits from the rest of the components, the same method I used to estimate the cell size of the grid can be used, only on the inverse image. By removing every component which is at least twice as big as the trimmed mean or less than the half of it, should leave us only the digits. The digit with the highest pixel count is usually 8 and the one containing the least amount of pixels is 1. Both are in the value range I set up earlier. It is worth mentioning, that some digits could abut the puzzle grid thus removed with it. That requires further inspection of certain areas during the optical character recognition, but the division of the image is not affected by this error. To separate the digits above and the digits next to the grid the upper left corner is needed, the position of which can be calculated by a simple algorithm. I summed every row of the image into a vertical vector and every column into a horizontal vector. The gaps between digits are resembled by zeros in the vectors, the presence of the digits by the actual sum of active pixels in that row/column (it is a number greater than one usually). In some cases, finding the index of the maximum in each vector and adding/subtracting half of the grid cell size to/from them would give the coordinates to chop the image satisfactorily as seen on the picture below.

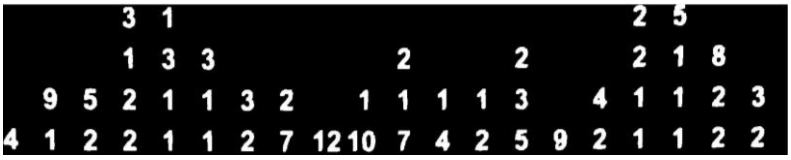


Figure 4: cropped image, containing only the numbers above the puzzle grid

This method does not always work, so I wrote my own function, which finds the coordinates of the last non-zero number in a cluster of numbers, the sum of which is the greatest and it is followed by another cluster of numbers, which have a significantly lower sum as the previous cluster. It works effectively even on nonograms where the bottom two rows from the group of numbers above the grid have a comparable amount of sum.

The rest of the image, probably containing the puzzle grid, can be separated easily from the rest of the image. Because of the thresholding the grid might be broken. To correct it, I used morphological closure on the image.

4 IDENTIFICATION AND SOLUTION

4.1 DIGIT RECOGNITION

On the first two images the optical character recognition (later used as OCR) of matlab can be used quite effectively. If the number consists of two digits it can be recognised by the distance of these digits, which can be easily determined from the bounding boxes the OCR function returns. From the coordinates it should be clear which row and column they belong to. It is a known fact, that on the image containing the numbers above the grid the bottom line contains the most numbers, in case of the second one, the left-most column. Again, if not, checking the expected positions on the previously mentioned image is essential. By sorting the digits and arranging the numbers into structures the most solvers demand, the puzzle can be solved.

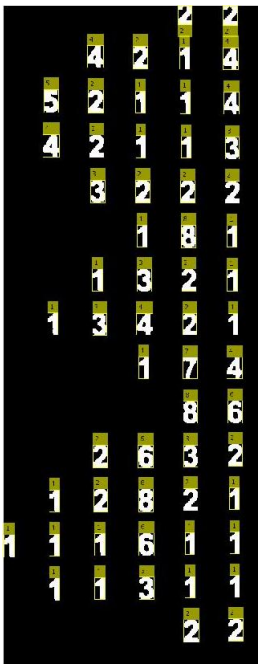


Figure 5: Recognised digits

4.2 RECOGNISING ALREADY FILLED REGIONS IN THE PUZZLE GRID

In the last image, containing supposedly only the puzzle grid, there should be no problem to find the intersection of gridlines with a cross-shaped-mask, with the size of two fifths of the average side of the grid cells and with expanding arm-width towards the edges of the mask. After finding the skeleton of the grid using morphological thinning (as the other methods, like Gao Hall and other parallel methods are not available as a core function in matlab) and applying 2D convolution with the mentioned mask on it we should get the positions of the grid line intersections. If there is a line intersection detected within the range of two thirds of the average side-size, it is removed.

Most of the nonogram solving algorithms need only the numbers, so the additional information derived from the third sub-image could be used to give users hints, whether their solution is correct or not.

5 CONCLUSION

Knowing the solution, displaying the correct one is a simple task. It can be achieved by overlaying the solution over the original image, or by creating a GUI (graphical user interface) in matlab, in which the user can ask, whether the selected cell should be filled or left empty.

REFERENCES

[1] NIXON, Mark S. a Alberto S. AGUADO. Feature Extraction and Image Processing. 2008. London, UK: Elsevier, 2002. ISBN 978-0-12372-538-7.

[2] SONKA, Milan, Vaclav HLAVAC a Roger BOYLE. Image Processing, Analysis, and Machine Vision. 2008. Toronto, Canada: Thomson Learning, 2008. ISBN 978-0-495-24428-7.

APPLICATION OF OPTIMISATION METHODS FOR MRI DATA SEGMENTATION

Kristína Olešová

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xoleso00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Chmelík

E-mail: chmelikj@feec.vutbr.cz

Abstract: The presented paper describes a use of metaheuristic algorithm for medical image segmentation. First section is dedicated to a brief introduction to the principles of this kind of segmentation and second section is used for description of used algorithms and used approaches to segmentation. Next sections are used for presentations of achieved results.

Keywords: Image segmentation, MRI, Brain tumour, Metaheuristic algorithms, Entropy

1 ÚVOD

Segmentácia obrazu mozgu s tumorom je náročná úloha. Tumor sa môže svojou intenzitou jasu prekrývať s intenzitou jasu iných tkanív a má vždy rozdielny tvar, veľkosť, polohu a stav aktivity, ktorý sa tiež prejavuje rozdielnymi intenzitami jasu najmä pri použití kontrastu. Dobre rozlíšiteľný je tumor len na obrazoch vytvorených pomocou MRI. Na takýchto obrazoch rozdielnym tipom tkanív patria rozdielne odtiene šedi. Súčasťou vyšetrenia mozgu na MRI je vytvorenie série 3D obrazov toho istého mozgu, ale rozdielne váhovaných, aby sa jednoznačne zvýraznili hľadané tkanivá, ako je krv, tumor, edém, cysta a pod.

Práca sa zaoberá segmentáciou MRI obrazu mozgu prahovaním. Hodnoty prahov sú vypočítané pomocou troch metaheuristických algoritmov, FA (Firefly Algorithm) [1] SSO (Social Spider Optimization) [1] a FASSO [2] ktorý je ich hybridnou verziou. Tento tip segmentácie bol vybraný, kvôli segmentovaniu obrazu na podobnom princípe akým bol pôvodný obraz vytvorený a výpočtovo je veľmi rýchly, čo je výhodné pre veľkoobjemové dáta ako sú MRI obrazy.

Použité obrazy pochádzajú z MICCAI challenge 2013 [4], ktorej cieľom je nájdenie najlepšieho algoritmu slúžiaceho k segmentácii mozgového tumoru.

2 METAHEURISTICKÉ ALGORITMY

Princíp FA algoritmu je založený na blikaní svetlušiek za cieľom prilákania ďalších svetlušiek. Populácia svetlušiek je uniformná a pohybuje sa v priestore riešení na základe dvoch atribútov: atraktivite a intenzite jasu. Intenzita jasu je hodnota entropie danej svetlušky a atraktivita je relatívna, nakoľko jej veľkosť závisí aj od hodnoty entropie svetlušky, ale aj od vzdialenosti svetlušky v priestore riešení k ostatným svetluškám. [1]

Algoritmus SSO je založený na interpretovaní chovania pavúčej populácie. Populácia je rozdelená na samičky a samce. Samce sa ďalej delia na dominantné a submisívne, samičky prejavujú záujem alebo nezáujem o zvyšok populácie nezávisle od pohlavia. Úlohou samičiek je prehľadávať priestor riešení a úlohou dominantných samcov je páriť sa so samičkami, generovať nové potomstvo a tým spresňovať nájdené riešenie. [1]

Hybridná verzia FASSO čerpá z výhod obidvoch algoritmov. Nízkej pravdepodobnosti zaseknutia sa v lokálnom optime algoritmu FA a dôsledného prehľadávania okolia algoritmu SSO. [2]

Princíp segmentácie spočíva v prahovaní obrazu hodnotami vypočítanými zmienenými algoritmami. Tie hľadajú hodnotu maximálnej entropie obrazu. Poskytnutý 3D obraz bol segmentovaný 2 spôsobmi. Prvý bol segmentácia obrazu rez po reze, čo je opakovaná 2D segmentácia pre každý rez obrazu, a druhý bola 3D segmentácia. Obraz bol najprv filtrovaný mediánovým filtrom, vypočítal sa jeho histogram a spustil sa algoritmus. Pre segmentáciu rez po reze aj 3D segmentáciu boli testované všetky tri algoritmy. V práci sú uvedené len výsledky segmentácie rez po reze pomocou FASSO a výsledky 3D segmentácie pre všetky použité algoritmy. Segmentácia rez po reze dávala podobné výsledky pre všetky použité algoritmy, preto sú v práci uvedené len výsledky toho najúspešnejšieho. Podobnosť týchto výsledkov bola spôsobená menšími rozdielmi v intenzitách jasu tkanív a nájdené rozdielne hodnoty prahov sa teda výrazne neprejavili na výslednom hodnotení.

3 DOSIAHNUTÉ VÝSLEDKY A DISKUSIA

Výhodou segmentovania obrazu pomocou metaheuristických algoritmov je krátky výpočtový čas pre segmentáciu 2D obrazu, približne 10 sekúnd. Navyše rozdiel vo výpočtovom čase medzi 3D a 2D segmentáciou je úplne minimálny, pretože pre beh algoritmu je dôležitý tvar histogramu obrazu a nie počet jeho pixlov.

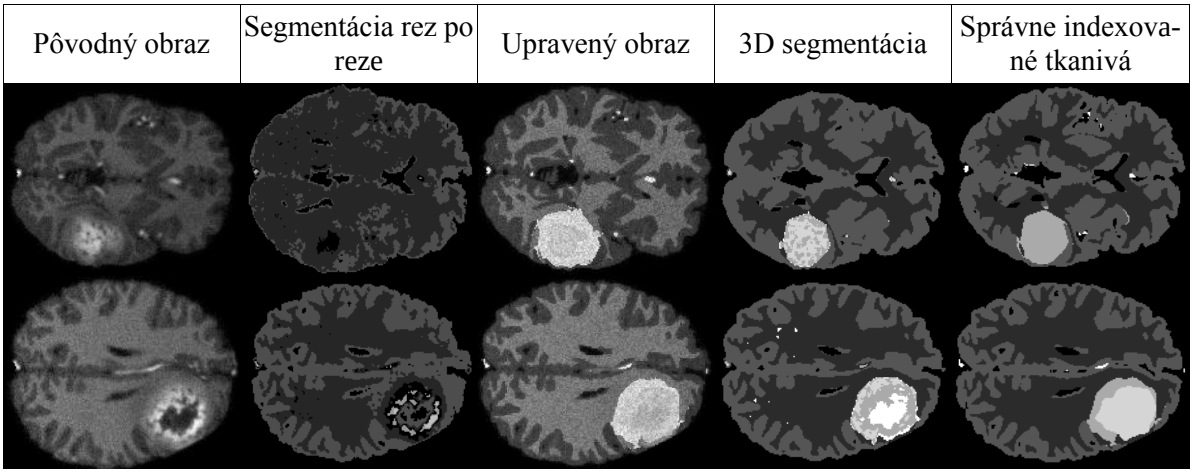
Nevýhodou je pevné nastavenie algoritmov na hľadanie 5 prahov. Pokiaľ sa v obraze, či už 2D alebo 3D, nenachádza všetkých 5 hľadaných tkanív, segmentácia nemusí dávať vhodné výsledky. Navyše 3D segmentáciu obrazu ovplyvňuje „bias“ a neštandardizovaná hodnota intenzity jasu v rozdielnych rezoch toho istého mozgu. Tento problém nie je tak viditeľný pri segmentácií rez po reze, tá má však väčší problém s prednastavenými 5 prahmi. Dôvodom je, že aj v mozgu s nádorom sa nachádzajú rezy, na ktorých nie je prítomný.

Obídenie problému s biasom a neštandardizovanými intenzitami bolo dosiahnuté upravením jasových hodnôt indexovaných tkanív. Tento prístup bol možný iba vďaka dostupným, správne indexovaným riešeniam, ale umožňuje ilustrovať chovanie algoritmu pri 3D segmentácií v prípade kvalitnejšie predspracovaných dát.

Do osobitnej kategórie patrí fakt, že intenzita jasu tumoru mozgu a okolitého edému sa prekrýva s intenzitou jasu zdravých tkanív. Tento problém je možné riešiť využitím informácie z rozdielnych váhovacích sekvencií MRI, konkrétne T1, T2 T1C prípadne FLAIR.

3.1 VIZUÁLNE OHODNOTENIE SEGMENTÁCIE

Na obrázku 1 sa nachádza 8 podobrázkov zobrazujúcich rez 75 a rez 100 mozgu postihnutého vysoko agresívnym gliomom. Na pôvodných snímkach sú viditeľné neštandardizované hodnoty jasu medzi rezmi, ktoré znemožňovali použitie 3D segmentácie na pôvodné dáta. Niektoré snímky bol problém segmentovať aj rez po reze, ako je viditeľné na druhom obrázku zľava.



Obrázok 1: Vizualizácia kvality segmentácie a použitých dát

3.2 OHODNOTENIE SEGMENTÁCIE HODNOTOU JACCARD

Kvalita segmentácie bola hodnotená výpočtom JACCARD. **Tabuľka 1** zobrazuje kvalitu segmentácie. Prvé 3 riadky tabuľky zobrazujú kvalitu 3D segmentácie na upravených dátach a 4 riadok tabuľky zobrazuje kvalitu segmentácie rez po reze pomocou FASSO.

Z použitých algoritmov dával najlepšie výsledky FASSO. Zvyšné 2 algoritmy sa zasekávali v lokálnom optime alebo neprehľadávali svoje okolie dostatočne, viditeľné je to najmä pri výsledkoch 3D segmentácie. Ich výsledky sa líšili pri každom spustení algoritmu.

Rozdielne hodnoty JACCARD medzi segmentáciou rez po reze a 3D segmentáciou pomocou FASSO sú spôsobené odstránením nesprávneho indexovania tkaniva pri absencií tumoru alebo edému v 3D segmentácií. Viditeľné je to najmä na JACCARD hodnotách edému, šedej a bielej hmoty. Pri segmentovaní tumoru a ciev sa ale nedosiahlo výrazného zlepšenia. Je to pravdepodobne spôsobené tým, že tkanivo indexované ako tumor sa skladá z dvoch častí, nekrotizovanej časti a aktívneho nádoru, ktoré sa nachádzajú na opačných stranách intenzitného spektra. Často teda dochádzalo k zamieňaniu aktívnej časti nádoru za cievy a naopak.

	ŠEDÁ HMOTA	BIELA HMOTA	EDÉM	TUMOR	CIEVY
3D FASSO	0,9320	0,9528	0,4305	0,0696	0,0110
3D FA	0,9593	0,8418	0,0227	0	0,4169
3D SSO	0,9588	0,0668	0,9749	0	0,0153
Rez po reze	0,8952	0,8640	0,0070	0,0630	0,1304

Tabuľka 1: Výsledky 3D segmentácie upravených dát

4 ZÁVER

Pomocou metaheuristických algoritmov je možné segmentovať obraz na základe výpočtu jeho entropie, ale výsledky segmentácie sú limitované kvalitou dostupných dát. Pri segmentácii rez po reze nie je výsledok až tak vážne ovplyvnený biasom a neštandardizovanými hodnotami intenzít, ale samotná segmentácia trvá dlhšie a je prítomný problém s pevne nastavenými piatimi prahmi. 3D segmentáciu obrazu nie je možné použiť na pôvodné dáta, pretože vo výslednom histograme už nie sú viditeľné rozdiely medzi tkanivami, ale zamedzilo sa problému s piatimi prahmi, trvá krátko a dáva lepšie výsledky. Z použitých algoritmov dáva najlepšie výsledky FASSO, algoritmus FA neprehľadáva dôsledne okolie riešenia a SSO sa často zasekáva v lokálnom optime. Dosiahnutie lepších výsledkov segmentácie je možné použitím efektívnejších algoritmov na predspracovanie dát a využitím kombinovanej informácie z rozdielnych váhovacích sekvencií z MRI.

REFERENCIE

[1] YANG, Xin-She. Firefly Algorithms for Multimodal Optimization. WATANABE, Osamu a Thomas ZEUGMANN, ed. *Stochastic Algorithms: Foundations and Applications* [online], 2009, Lecture Notes in Computer Science. DOI: 10.1007/978-3-642-04944-6_14.

[2] CUEVAS, Erik, Miguel CIENFUEGOS, Daniel ZALDÍVAR a Marco PÉREZ-CISNEROS. A swarm optimization algorithm inspired in the behavior of the social-spider. *Expert Systems with Applications* [online]. 2013, DOI: 10.1016/j.eswa.2013.05.041.

[3] *Hybrid soft computing for image segmentation*. New York, NY: Springer Berlin Heidelberg, 2016. ISBN 9783319472225

[4] *FARAHNI K., M. Reyes,B. Menze, E. Gerstner, J. Kirby a J. Kalpathy-Cramer. NCI-MICCAI 2013 Challenge on Multimodal Brain Tumor Segmentation*

3D SEGMENTATION OF THE SPINAL CANAL AND INTERVERTEBRAL DISCS IN MRI DATA

Martin Koban
Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT
E-mail: xkoban00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Roman Jakubíček
E-mail: jakubicek@feec.vutbr.cz

Abstract: The concern of this work is development of the method for the spinal canal and intervertebral discs (IVD) segmentation in volume MRI data. The primary aim is to achieve the highest possible level of automation and accuracy allowing for reliable quantitative evaluation of the results. The algorithm is based on the random walk model in combination with a specific active contour method formulated through level set concept. The proposed approach is tested using a database of 3D T2-weighted MR images, which also contains referential manual segmentation of IVD.

Keywords: segmentation, spinal canal, IVD, MRI, random walk, active contours, level set

1 ÚVOD

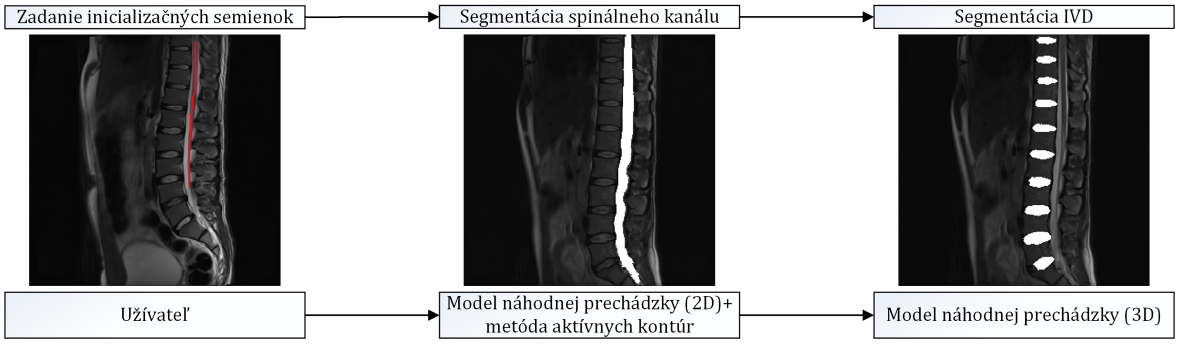
Jedným zo základných kameňov súčasnej medicíny sú metódy anatomického zobrazovania ľudského organizmu a príslušné zobrazovacie systémy využívané v klinickej praxi. Mimoriadne častou cieľovou oblasťou pri vyšetreniach pomocou týchto zobrazovacích systémov je chrbtica. Indikáciami môžu byť degeneratívne ochorenia skeletu, úrazy, neurologické problémy atď. Súčasťou hodnotenia výsledkov zobrazovania chrbtice je neraz vymedzenie spinálneho kanálu a intervertebrálnych diskov (IVD), napr. z dôvodu identifikácie deformácií či posunutia stavcov, miechy alebo medzistavcových platničiek. Motiváciou pre čo najvyšší stupeň automatizácie tohto procesu je odstránenie nutnosti vykonávať často zdĺhavú segmentáciu manuálne lekárom alebo inými zdravotníckymi pracovníkmi a najmä možnosť objektívneho kvantitatívneho hodnotenia výsledkov – jedná sa napr. o posúdenie odchýlky objemu jednotlivých anatomických štruktúr vo vzťahu k štandardným hodnotám alebo predchádzajúcim vyšetreniam daného pacienta. Vyvinutý segmentačný algoritmus sa pokúša priniesť uvedené benefity pre spracovanie výstupov zobrazovania chrbtice pomocou magnetickej rezonancie.

2 NÁVRH A ŠTRUKTÚRA ALGORITMU

Základom navrhnutej metódy je použitie konceptu náhodnej prechádzky (random walk). Ide o matematický model vhodný pre popis dejov vyvíjajúcich sa z počiatočného stavu postupnosťou náhodných krokov, pričom je zvyčajne predmetom záujmu konečný stav procesu, resp. pravdepodobnosť jeho nastania po danom počte krokov. Tento model je možné použiť pre segmentáciu obrazov na ľubovoľný počet oblastí, predpokladom je však stanovenie počiatočných bodov v obraze (tzv. semienok) patriacich k jednotlivým segmentom. Je nutné, aby každá oblasť bola označená aspoň jedným semienkom (pixelom, resp. voxelom obrazu). Samotný algoritmus potom priraďuje všetky neoznačené pixely k definovaným segmentom na základe výpočtu pravdepodobnosti, s akou náhodná prechádzka vychádzajúca z uvažovaného pixelu dosiahne pozíciu jednotlivých semienok ako prvú. Ak uvažujeme K oblastí, potom každému pixelu prislúcha K-tica pravdepodobností a pixel bude zaradený do tej oblasti, pre ktorej semienka bola vypočítaná najvyššia pravdepodobnosť.

V prípade riešenej segmentačnej úlohy je potrebné vymedziť dvojicu oblastí, t.j. objekt (spinálny

kanál alebo IVD) a pozadie. Celý proces pozostáva z dvoch hlavných fáz – v prvej časti dochádza k segmentácii kanálu, druhá sekcia zabezpečuje vymedzenie IVD. Semienka pre spinálny kanál sú zadávané interaktívne užívateľom, ktorému sa po spustení programu zobrazí stredný sagitálny rez nasnímaného objemu pacienta, kde sa predpokladá možnosť najkvalitnejšieho vizuálneho zhodnotenia polohy kanálu. Užívateľ následne v tomto 2D obraze jednoducho počítačovou myšou zvolí jeden alebo niekoľko inicializačných bodov pre segmentáciu a tým sa jeho úloha končí – stanovenie semienok pre pozadie a IVD je automatické. Štruktúra algoritmu je názorne zachytená na Obrázku 1 spoločne s ukážkami výsledkov segmentácie a voľby počiatočných semienok.



Obrázok 1: Bloková schéma základnej štruktúry segmentačného algoritmu.

Určením semienok sa započína segmentácia spinálneho kanálu – v rámci tohto procesu je model náhodnej prechádzky aplikovaný postupne v jednotlivých 2D transverzálnych rezoch objemových dát. Ďalšou významnou súčasťou algoritmu je metóda aktívnych kontúr bez hranovej funkcie. Na jej vstup sa podáva počiatočná kontúra určená výsledkom segmentácie pomocou náhodnej prechádzky. Tvar a poloha kontúry sa iteratívne mení podľa definovaných parametrov (síl) odvodených z rozloženia jasových hodnôt obrazu a vlastností samotnej kontúry až do dosiahnutia optimálneho stavu, kedy by mala krivka najlepšie zodpovedať hraniciam objektu. Špecifikom tejto metódy je (v porovnaní s väčšinou iných metód z kategórie aktívnych kontúr) nezávislosť na obrazovom gradiente – dosahuje sa kvalitnejšia segmentácia najmä pre neostré a silne zašumené objekty. Z hľadiska praktickej implementácie metódy je výhodné formulovať adaptívnu kontúru ako level set (tiež izolíniu či vrstevnicu) pomocnej funkcie dvoch premenných. Zreťazením metódy aktívnych kontúr a náhodnej prechádzky v kombinácii s ich iteratívnou aplikáciou sa dosahuje zlepšenie segmentácie spinálneho kanálu.

Pre segmentáciu IVD sa využíva výsledok prvej časti algoritmu – semienka sú odvodené automaticky z polohy spinálneho kanálu. Model náhodnej prechádzky sa v tomto prípade aplikuje v troch dimenziách a výsledkom sú 3D objekty zodpovedajúce jednotlivým diskom. Súčasťou navrhnutého postupu je pri vymedzení IVD aj kanálu tzv. vyhladenie – pomocou morfologických operácii (erózia, dilatácia) sa získa „povrch“ vymedzených objektov a na základe intenzity v pôvodnom obraze a vhodného prahu sú voxely týchto povrchových oblastí pridané alebo vylúčené zo segmentovaného objemu.

3 VÝSLEDKY

Nastaviteľné parametre algoritmu boli optimalizované na databáze objemových MRI snímok, ktorú voľne poskytuje Prof. Dr. Guoyan Zheng (Institute for Surgical Technology and Biomechanics, University of Bern, Švajčiarsko) prostredníctvom portálu SpineWeb [1]. Databáza pozostáva z 3D T2-váhovaných MRI snímok 15 pacientov, pričom všetky obrazy obsahujú minimálne sedem IVD spodnej chrbtice. Pre kvantitatívne vyhodnotenie kvality vymedzenia IVD bola využitá manuálna segmentácia diskov vo forme binárnej masky, ktorá je pre každý subjekt súčasťou databázy.

Štatistické hodnotenie segmentácie IVD je založené na určení úspešnosti detekcie jednotlivých diskov, výpočte Diceovho koeficientu podobnosti (DC) a priemernej absolútnej povrchovej vzdialenosti

(MASD) podľa [2]. Súhrn týchto parametrov obsahuje Tabuľka 1. Uvedené hodnoty DC a MASD sú priemerom cez všetky subjekty z testovacej databázy ($\pm$ smerodajná odchýlka) a boli počítané v prípade správne detegovaných IVD, ku ktorým existuje referenčná segmentácia (táto totiž nie je pri každom subjekte vytvorená pre všetky disky). Úspešnosť detekcie sa naopak hodnotila pre všetky zobrazené IVD bez ohľadu na dostupnosť manuálnej segmentácie.

Úspešnosť detekcie	Počet pravdivo pozitívnych detekcií	122	***Úspešnosť segmentácie***	**DC [%]**
	Počet falošne negatívnych detekcií	9		$85,82 \pm 2,67$
	Počet falošne pozitívnych detekcií	2		**MASD [mm]**
	Senzitivita [%]	93,13		$0,92 \pm 0,18$

Tabuľka 1: Kvantitatívne hodnotenie výsledkov segmentácie IVD.

Dosiahnuté výsledky je možno priamo porovnať s prácami iných autorov, ktorí pre validáciu svojho postupu použili rovnaké dáta. V článku [3] sú prezentované porovnateľné hodnoty parametru DC (84 $\pm$ 1,5 %), rovnaká databáza bola pre testovanie využitá aj v článku [4] s deklarovanými výsledkami DC = 89,6 $\pm$ 2,4 %, MASD = 0,64 $\pm$ 0,17 mm.

4 ZÁVER

V súčasnom stave je prezentovaný algoritmus použiteľný pre spracovanie T2-váhovaných 3D MRI snímok chrbtice. Porovnanie kvality výslednej segmentácie s aktuálnymi výsledkami iných autorov naznačuje, že sa metóda približuje vysokému štandardu nastavenému v tejto oblasti. Optimalizácia parametrov algoritmu môže priniesť ďalšie zvýšenie presnosti, čo v konečnom dôsledku vedie k možnosti použitia pre spoľahlivé kvantitatívne hodnotenia obrazových dát. Jedným z benefitov metódy je segmentácia spinálneho kanálu a súčasne IVD v rámci jedného algoritmu, čo v súčasnosti neponúka takmer žiadny z publikovaných postupov. Rýchlosť spracovania dát (cca 3 min na jeden testovací subjekt, t.j. objem približne 4 mil voxelov) a nutnosť minimálnej užívateľskej interakcie predurčujú prezentovanú metódu na využitie v klinických systémoch pre podporu diagnostiky. Ďalší vývoj môže byť následne zameraný na úplnú automatizáciu metódy či rozšírenie jej použiteľnosti na väčšie spektrum obrazových dát – od rozlične modulovaných MRI obrazov až po výstupy CT.

REFERENCIE

[1] CHEN, CH., D. BELAVY, W. YU, CH. CHU, G. ARMBRECHT, M. BANSMANN, D. FELSENBERG a G. ZHENG. Localization and Segmentation of 3D Intervertebral Discs in MR Images by Data Driven Estimation. *IEEE Transactions on Medical Imaging* [online]. 2015, **34**(8), 1719–1729 [cit. 2017-3-8]. DOI: 10.1109/TMI.2015.2403285. ISSN 0278-0062.

[2] YAO, J., J. E. BURNS, D. FORSBERG, et al. A multi-center milestone study of clinical vertebral CT segmentation. *Computerized Medical Imaging and Graphics* [online]. 2016, **49**, 16-28 [cit. 2018-3-8]. DOI: 10.1016/j.compmedimag.2015.12.006. ISSN 08956111.

[3] JAMALUDIN, A., M. LOOTUS, T. KADIR a A. ZISSERMAN. Automatic Intervertebral Discs Localization and Segmentation: A Vertebral Approach. **In:** VRTOVEC, T. et al. *Computational Methods and Clinical Applications for Spine Imaging* [online]. Cham: Springer International Publishing, 2016, 97-103 [cit. 2018-3-8]. DOI: 10.1007/978-3-319-41827-8_9.

[4] NEUBERT, A., J. FRIPP, S. S. CHANDRA, C. ENGSTROM a S. CROZIER. Automated Intervertebral Disc Segmentation Using Probabilistic Shape Estimation and Active Shape Models. **In:** VRTOVEC, T. et al. *Computational Methods and Clinical Applications for Spine Imaging* [online]. Cham: Springer International Publishing, 2016, 150-158 [cit. 2018-3-8]. DOI: 10.1007/978-3-319-41827-8_15.

DETECTION ALGORITHMS OF MOVING OBJECTS

Josef Novotný

Bachelor Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xnovot0v@vutbr.cz

Petr Marcoň

E-mail: marcon@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this work is to design automatic detection system on Raspberry Pi. Device includes a camera with a swivel module, which can set a proper angle. It involves applying an algorithm based on objects detection and recognition methods. Algorithms have been chosen according to real-time implementation and allows to send a warning when detecting unwanted objects. Algorithm was verified on test videos of drones and landing airplanes.

Keywords: Object detection, Object Recognition, Raspberry Pi, OpenCV

1. ÚVOD

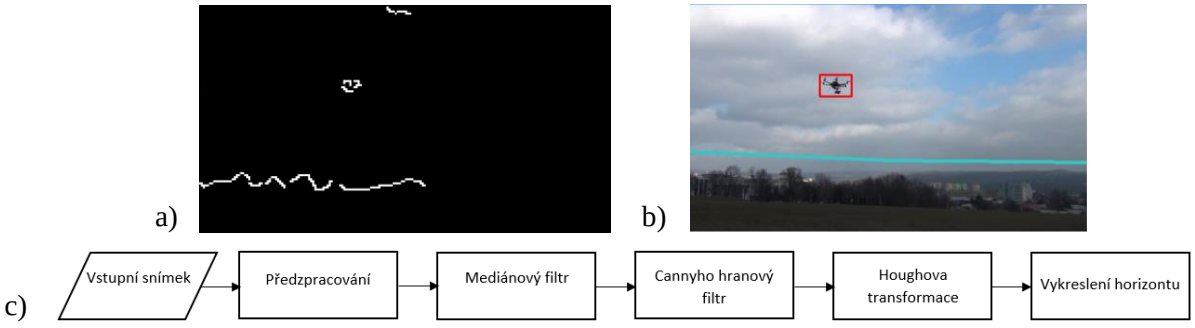
Automatický detekční systém nachází v současnosti řadu uplatnění, například v okolí letišť či střežených areálů. V případě zachycení nežádoucího objektu je snímek uložen a spolu s ním je zasláno upozornění. Umožňuje tak vizuální kontrolu nad vymezeným prostorem. Vytvořený algoritmus rozeznává horizont, a to i v případě pohybu kamery. Otáčecí modul pak zajišťuje natočení kamery, které může probíhat automaticky za detekovaným objektem. Projekt je implementovaný na Raspberry Pi, které bylo v rámci testování ověřeno jako výkonově dostačující.

2. PŘEDZPRACOVÁNÍ OBRAZU

V prvním kroku jsou načteny vstupní data, a to buď přímo z kamery nebo ze záznamu. Dále dochází ke zmenšení rozlišení obrazu na šířku 600 pixelů (výška záleží na poměru stran snímků). Poté je z obrazu odstraněna barevná složka. Veškeré další zpracování probíhá pomocí knihovny pro zpracování obrazu OpenCV.

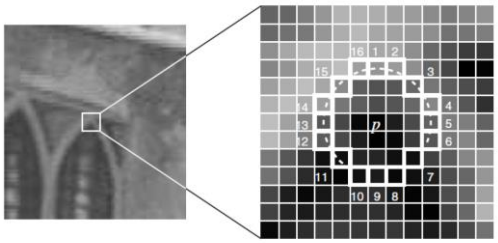
3. DETEKCE HORIZONTU A OBJEKTŮ

Po fázi předzpracování obrazu je ve snímcích za pomocí Cannyho hranového filtru a Houghovy transformace detekován horizont (obrázek 1c). Výstupem hranového filtru je černobílý obraz (obrázek 1a), který indikuje hranové pixely, ve kterých Houghova transformace nalezne nejvýraznější křivky. Tyto křivky dávají dohromady lomenou čáru, která je brána jako horizont (obrázek 1b). Jestliže je známa poloha horizontu, pak jsou detekovány všechny objekty nad touto křivkou.



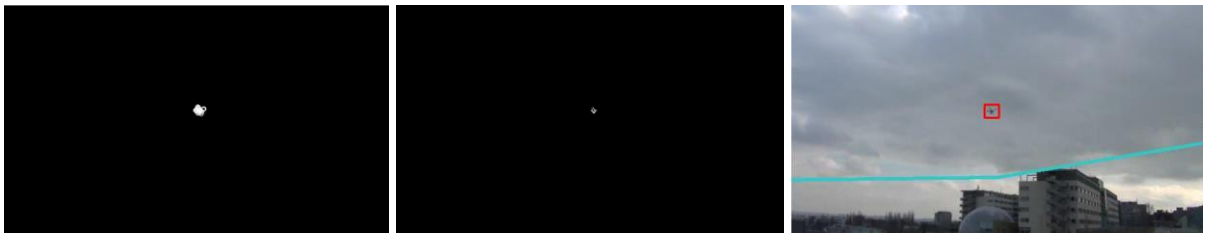
Obrázek 1: Detekce horizontu po aplikaci Cannyho hranového filtru a Houghovy transformace

Pro detekci objektů na obloze byla použita metoda ORB (z angl. Oriented FAST and Rotated BRIEF). Ta využívá detektoru významných bodů FAST (z angl. Features from accelerated segment test). Detektor FAST je založen na principu segmentového testu, který uvažuje kruhovou oblast šestnácti pixelů kolem hledaného rohu p (viz obrázek 2). Rozhodující pro tento test je podmínka nalezení 12 kontinuálních pixelů v kruhové oblasti, které jsou světlejší než $I(p)+t$, anebo jestliže jsou všechny body tmavší než $I(p)$. $I(p)$ je intenzita v bodě p a t je zvolený práh. [1] Splněním této podmínky je zajištěno, že jsou detekovány vždy pixely, který jsou kontrastní od okolí.

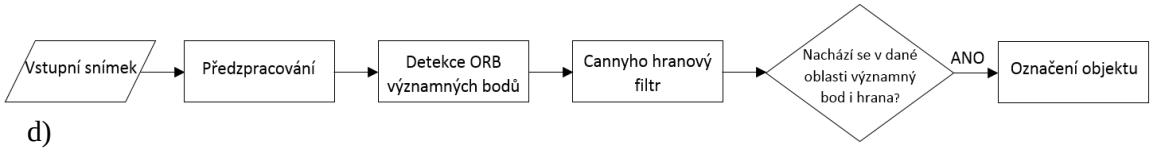


Obrázek 2: Lokalizace bodů ORB pomocí segmentového testu. [2]

Množina všech nalezených bodů ORB je vykreslena na čistou masku (obrázek 3a). Tato oblast je zároveň testována na přítomnost hrany (obrázek 3b). Pokud jsou obě podmínky splněny, je oblast s objektem vyznačena (obrázek 3c). V opačném případě, kdy hrana není nalezena, je oblast vyřazena z detekce. Tímto způsobem lze předcházet chybné detekci, která by mohla nastat při větší oblačnosti.



a) b) c)



d)

Obrázek 3: Maska významných bodů ORB a), obraz po použití Cannyho hranového filtru b), detekovaný objekt a horizont c), vývojový diagram d)

4. ROZPOZNÁVÁNÍ OBJEKTŮ

V případě nasazení detektoru v blízkosti letišť je možné rozpoznat přistávající letadla od okolí. Pro jejich rozlišení byla použita metoda založená na Viola-Jones detektoru s využitím Haarových příznaků.

4.1. HAAROVY PŘÍZNAKY

Metoda Viola-Jones je výhodná vzhledem k výpočetní rychlosti. Tento způsob detekce je velmi spolehlivý a umožňuje tak využití i v aplikacích pracujících v reálném čase. Implementace metody se sestává ze tří dílčích kroků. V prvním proběhne výpočet integrálního obrazu s využitím obdélníkových Haarových příznaků. Dalším krokem je učící algoritmus AdaBoost. Ten vybírá určitý malý počet vizuálních příznaků z většího počtu snímků (obrázek 4a) s jejichž pomocí sestaví klasifikátor. V poslední řadě se tyto klasifikátory sdružují do kaskád, čímž se dosáhne větší efektivnosti klasifikátoru. K účelu trénování je zapotřebí velkého množství snímků, jak pozitivních, tak i negativních.

Samotný algoritmus vygeneruje klasifikátor, který je uložen jako XML soubor a definuje pozice a parametry jednotlivých obrazových příznaků, které je potřeba vyhodnotit pro výpočet odezvy klasifikátoru. [3] Výsledek detekce je vyznačen zeleným obdélníkem jako rozpoznaný objekt (obrázek 4b).



a) b)

Obrázek 4: Příklad trénovací sady snímků a), snímek s rozpoznaným objektem b)

5. ZÁVĚR

Cílem práce bylo najít vhodný způsob pro detekci pohybujících se objektů. Toho bylo dosaženo pomocí významných bodů ORB testovaných spolu s Cannyho hranovým detektorem. Projekt je dále doplněn o rozlišení nežádoucích objektů, jako jsou ptáci či drony, od přistávajících letadel. Výhodou algoritmu je možnost dynamicky pohybovat kamerou. V rámci testování bylo zjištěno, že detekčních algoritmy vyhodnocují objekt bezchybně pouze na bezmračné obloze. Nejvíce chyb pak vzniká při kupovité oblačnosti, kdy algoritmus v řadě případů chybně detekuje hrany mraků jako objekty. Velkou část chyb lze odstranit nastavením minimální velikosti zkoumaného objektu. Náhodné chyby detekce pak lze odstranit softwarovým algoritmem.

Mikropočítač Raspberry Pi byl zvolen vzhledem k předpokládanému dostatečnému výkonu. Ve stejné kategorii lze použít i Orange Pi, či jiné výkonnější zařízení, avšak pro účely detekce objektů je Raspberry Pi zcela postačující. Výhodou Raspberry Pi je především rozsáhlá dokumentace ke knihovně OpenCV a možnost o doplnění kompatibilním otočným modulem s kamerou. V neposlední řadě jde o jednu z nejrozšířenějších open-sourceových platforem mikropočítačů. Přesto bylo nutné kód maximálně optimalizovat, aby dílčí podprocesy byly zpracovány v dostatečné rychlosti (uvedeno v tab.1). Jelikož je program rozvětvený, jsou jednotlivé části závislé na tom, zda právě detekují objekt či více objektů. Výsledkem je zpracování dvou až tří snímky za sekundu.

Process	Minimum	Maximum	Průměr
Předzpracování	116 ms	200 ms	150 ms
Detekce horizontu	27 ms	119 ms	50 ms
Detekce objektů	151 ms	250 ms	200 ms
Rozpoznávání objektů	52 ms	55 ms	55 ms
Celkem	**348 ms**	**624 ms**	**455 ms**

Tabulka 1: Přehled výpočetní náročnosti pro jednotlivé procesy

REFERENCE

[1] XIE, Songyun, Wanpeng ZHANG, Wang YING a Khalid ZAKIM: Fast Detecting Moving Objects in Moving Background using ORB: Feature Matching [online]. Beijing, 2013, s. 2

[2] ROSTEN, Edward: FAST Corner Detection, 2015, Dostupné z: https://www.edwardrosten.com/work/fast.html

[3] CEN, Kaiqi: Study of Viola-Jones Real Time Face Detector, Dostupné z: https://web.stanford.edu/class/cs231a/prev_projects_2016/cs231a_final_report.pdf

CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORKS FOR IDENTIFICATION OF AXIAL 2D SLICES IN CT DATA

Pavlína Vavřinová
Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT
E-mail: xvavri09@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Roman Jakubíček
E-mail: jakubicek@feec.vutbr.cz

Abstract: This thesis deals with the classification of 2D axial slices in CT patient's data. The classification is realized into six categories. The sphere of convolutional neural networks was used for this purpose and AlexNet network was specifically selected for the intention of this identification, which was applied to the created data set after being adaptated. The overall classification success rate was 84%. In addition, an analysis of mistakes in classification was performed.

Keywords: neural networks, deep learning, convolutional neural networks, AlexNet

1 ÚVOD

Konvoluční neuronové sítě jsou v současnosti velice často aplikované ve zpracování obrazů a tato práce je zaměřena na jejich využití pro klasifikaci axiální řezů pocházejících z CT dat. CT modalita patří mezi nejčastěji prováděná vyšetření a díky jejímu vývoji lze získat data o velice vysoké prostorové rozlišovací schopnosti, které jsou uloženy po jednotlivých axiálních řezech o definované tloušťce. Při těchto vyšetřeních tedy vzniká velké množství dat, a proto je snaha co nejvíce jejich zpracování zautomatizovat. Rozpoznávání části těla, ze které daný řez pochází, by tedy mohl usnadnit lékaři práci, a především docílit rychlé orientace v těchto datech.

2 DATOVÁ SADA

Pro získání dat byla využita CT modalita, kdy snímání bylo provedeno na více pracovištích pomocí několika typů přístrojů od firmy Philips. Celkově byla použita data od 17 pacientů, přičemž řezy patnácti z nich sloužily pro výběr trénovací množiny a validační sady. Data dvou pacientů byla odebrána k pozdějšímu testování. Z důvodu použití metody učení s učitelem bylo nutné data označit indikátory jednotlivých kategorií. Všem řezům byla tedy přidělena jedna z následujících šesti tříd: *hlava, krk, hrudník, břicho, pánev, nohy*. Pokud nebylo možné kategorii jednoznačně určit, došlo k vyřazení daného řezu, pocházejícího zpravidla z přechodové oblasti, kde může být příslušnost k dané kategorii nejednoznačná.

Trénovací data obsahovala celkem 15542 řezů. Mezi zastoupením jednotlivých kategorií byl nepoměr daný především rozdílnými velikostmi jednotlivých částí těla, dále pak faktem, že data od pacientů nepocházela vždy z celotělového skenu. Výsledný soubor obrazů pro trénovací množinu byl vytvořen ze všech dat určených pro trénování náhodným výběrem předem zvoleného množství řezů, které bylo stejné pro jednotlivé kategorie. Z tohoto konkrétního počtu řezů bylo ještě odebráno 20% pro validaci. Zbylých 80% z náhodného výběru pro každou kategorii, bylo přivedeno na vstup sítě.

Pro testovací množinu druhé fáze testování (viz. část 4) bylo shromážděno 5008 řezů od dvou pacientů. Data prvního pacienta (dále jako testovací množina 1) zahrnovala celkový počet 3081 řezů a druhého pacienta (testovací množina 2) počet 1927 řezů.

3 IMPLEMENTACE

Konvoluční neuronové sítě (CNN) se ve zpracování obrazů používají nejčastěji pro klasifikaci obrazu, detekci objektu a v neposlední řadě také pro segmentaci v obraze. Během jejich vývoje vznikla řada sítí, lišících se architekturou a využitím. [1]

V této práci byla vybrána síť AlexNet, která je nejznámnějším zástupcem CNN. Implementace byla provedena v Matlabu s využitím knihovny matconvnet. Oproti původně navržené síti byly provedeny dvě zásadní odlišnosti v první a poslední vrstvě, zahrnující změnu velikosti vstupních obrazů a počtu klasifikačních tříd. Pro redukci možnosti vzniku přeučení byla použita technika drop out, která vyřazovala z funkce skryté neurony s pravděpodobností 0,5. Učení probíhalo pomocí metody stochastického gradientního sestupu. [2]

3.1 UČENÍ SÍTĚ

Celkem bylo natrénováno 60 sítí. Dvacet sítí bylo naučeno na 400 řezech pro každou kategorii (300 trénovacích a 100 validačních), v dalších dvaceti sítích byl počet vzorů navýšen na 600 (450 trénovacích a 150 validačních) a posledních dvacet sítí mělo pro každou kategorií náhodně vygenerováno 800 řezů (600 trénovacích, 200 validačních). Důležitým parametrem učení je počet epoch, který byl experimentálně určen na 20, a byl využit pro všechny sítě stejný.

4 TESTOVÁNÍ SÍTĚ A VÝSLEDKY

Byly provedeny dvě fáze testování. První fáze zahrnovala náhodný výběr určitého množství řezů, které nebyly použity ani pro trénování ani pro validaci. Počet takto vybíraných řezů první fáze testování musel být uzpůsoben objemu nashromážděných dat. Čím větší byla vygenerovaná trénovací sada, tím méně zbylo řezů pro první fázi testování. Druhá fáze testování byla provedena na celých datech dvou pacientů, jednalo se tedy o variantu křížové validace - konkrétně „*Leave-one-out cross validation*“, která je založena na odebrání části dat mimo trénovací sadu pro pozdější provedení testů. Předem tedy byly vybráni pacienti, kteří nebyly zahrnuti do množiny, ze které byly vybírány řezy pro trénování a validaci.

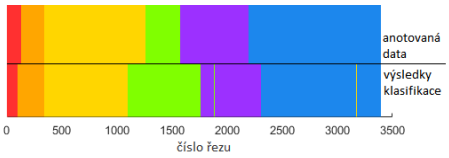
4.1 HODNOCENÍ ÚSPĚŠNOSTI

Úspěšnost klasifikace byla vypočítána jako podíl správně klasifikovaných řezů a jejich celkového počtu. Tento způsob hodnocení byl proveden vždy pro skupinu dvaceti sítí podle velikosti trénovací sady. Průměrná úspěšnost sítí s 400 vzory na kategorii v trénovací sadě byla celkově 83,3%, pro sítě s velikostí 600 vzorů dosáhla průměrná úspěšnost 84,4% a pro skupinu sítí s počtem 800 vzorů byla průměrná úspěšnost 84,7%. Během všech testů bylo tedy správně klasifikováno průměrně 84,1% řezů.

4.2 ANALÝZA CHYBNÉ KLASIFIKACE

Ve všech případech byla úspěšnost klasifikace nižší pro testovací množinu 2 (druhého pacienta), důvodem byl především fakt, že jeho data byla zatížena artefakty. Lepší přehlednost výsledků klasifikace při zobrazení konkrétního pacienta je zajištěna grafickým výstupem, její příklad je na obrázku 1, kde je patrné, že nejčastější chyby klasifikace se nacházely na rozhraní mezi kategoriemi. Mimo tato rozhraní se chybné klasifikace téměř nevyskytovaly. Přechodové oblasti mezi třídami se i při ruční anotaci velice špatně zařazují, neboť se kategorie často prolínají. Následně byla provedena analýza chybně určených řezů a výsledky výpočtů jsou zobrazeny do tabulky 1 reprezentující zastoupení jednotlivých záměn. V uvedené tabulce jsou hodnoty zapsány procentuálně a pro oba testovací pacienty

dohromady. Nejvíce zastoupené byly záměny pánev-břicho (7,83%), dále docházelo k častým záměnám nohy-pánev (2,33%) a hlava-krk (1,41%). Ve všech případech se jedná o téměř stejná místa výskytu chybných klasifikací. U záměn pánev-břicho se jedná o oblast, kde se začínají objevovat nezřetelně obrysy hrbolů kostí pánevních. U řezů nohou, které byly vyhodnoceny jako pánev se často jednalo o oblast, kde odeznívaly obrysy kostí sedacích. V obou případech se jedná o velice malé nezřetelné skvrnky nikoli o viditelné části zmíněných kostí. Záměny tříd hlava-krk byly lokalizované na spodině lebeční, těsně před místem napojení prvního krčního obratle, kde zbylé viditelné části spodiny lební vytváří tvarově podobné obrysy krčních obratlů.



Obrázek 1: Grafické zobrazení výsledku klasifikace konkrétního pacienta. Na vodorovné ose jsou vyneseny čísla řezů. Barevně jsou zastoupeny jednotlivé kategorie, zleva postupně: hlava, krk, hrudník, břicho, pánev, nohy. Horní polovina barevných bloků dále reprezentuje ručně anotovaná data, dolní polovina (oddělená černou středovou čarou) zobrazuje výsledky klasifikace.

Tabulka 1: Tabulka procentuálního zastoupení záměn klasifikovaných kategorií. Označení sloupců reprezentuje očekávané (správné) kategorie a označení řádků udává třídu na výstupu sítě. V posledním řádku se nachází celkové procentuální hodnoty záměn jednotlivých kategorií.

	hlava	krk	hrudník	břicho	pánev	nohy
hlava	-	0,00	0,03	0,00	0,00	0,00
krk	1,41	-	0,00	0,00	0,03	0,00
hrudník	0,00	0,62	-	0,00	0,00	0,25
břicho	0,00	0,00	0,64	-	7,83	0,00
pánev	0,00	0,00	0,76	0,30	-	2,33
nohy	0,00	0,05	0,19	0,00	0,00	-
celkem	**1,41**	**0,67**	**1,62**	**0,3**	**7,86**	**2,57**

5 ZÁVĚR

Práce je zaměřena na aplikaci sítě AlexNet pro klasifikaci 2D CT řezů pacientských dat. Na základě odborných článků zabývající se klasifikaci axiálních CT řezů byl navržen klasifikátor do šesti kategorií reprezentujících základní části lidského těla. Po vytvoření datové sady bylo naučeno šedesát sítí, které byly následně otestovány na dvou předem vybraných testovacích množinách. Správné zařazení obrazů selhávalo převážně na přechodových oblastech mezi jednotlivými kategoriemi, přičemž nejčastěji byla zaměněná kategorie pánev za kategorii břicho a to v 7,83% ze všech chybných klasifikacích. Celkově byla úspěšnost klasifikace kolem 84%.

REFERENCE

[1] Karpathy, A.: Convolutional Neural Networks for Visual Recognition. Online; navštíveno 22.9.2017,URL *http://cs231n.github.io/*

[2] Krizhevsky, A., Sutskever, I., Hinton, G.: Advances in Neural Information Processing Systems 25, ImageNet Classification with Deep Convolutional Neural Networks, Curran Associates, Inc., 2012, s. 1097-1105, ISBN 9781627480031

QRS DETECTION BASED ON STOCKWELL TRANSFORM

Ondřej Kašík

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xkasik01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Lukáš Smital

E-mail: smital@feec.vutbr.cz

Abstract:

This paper deals with the detection of QRS complexes in the ECG record using the Stockwell transform, Shannon Energy and adaptive thresholding. The information about design of the QRS detector and its detection performance is also provided. Sensitivity of our detector achieves 99,80%, it's positive prediction takes value 98,86%.

Keywords:

Electrocardiogram, QRS complex, Stockwell transform, Shannon energy, adaptive thresholding, detection

1 ÚVOD

Elektrokardiografie je dnes nejrozšířenější diagnostickou metodou na poli kardiologie. Je založena na snímání elektrických impulzů, které mají svůj původ v srdci. Výstupem této metody je elektrokardiogram (EKG) – záznam změn elektrické aktivity srdce v čase. Tento záznam obsahuje mnoho diagnostických informací, které nám mohou napomoci porozumět činnosti lidského srdce.

Hodnocení elektrokardiogramu je založeno na znalosti poloh QRS komplexů – nejmohutnějších segmentů celého záznamu, od této informace se následně odvíjejí všechny ostatní kroky analýzy elektrokardiogramu. Dříve prováděli lékaři detekci komplexů „ručně“, což je časově velmi náročné. Proto bylo důležité vytvořit detektor, který by lékařům práci usnadnil. V dnešní době dosahují detektory QRS komplexů, které jsou využívány v klinické praxi, úspěšnosti vyšší než 99,5 % [2].

2 PRINCIP DETEKCE QRS KOMPLEXŮ

Způsobů, jak lze QRS komplexy v EKG záznamu detekovat je mnoho. Lze využít například přístupů založených na číslicové filtraci signálu, vlnkových transformací, derivací signálu či umělých neuronových sítí [2]. Níže je pospána detekce založená na Stockwellově transformaci a výpočtu Shannonovy energie. Následně jsou v tomto signálu metodou adaptivního prahování nalezeny polohy vrcholů, představující QRS komplexy [1].

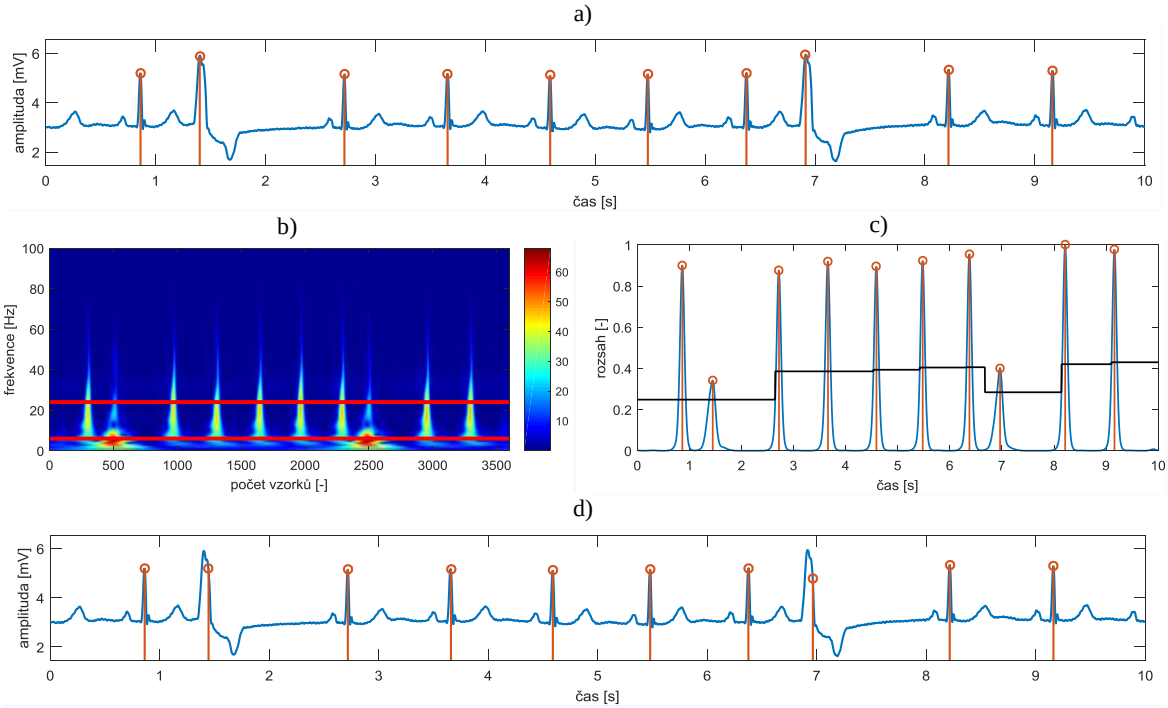
2.1 STOCKWELLOVA TRANSFORMACE

Stockwellova transformace je matematický proces, jehož výstupem je časově frekvenční rozklad vstupního signálu. Tento rozklad poskytuje informace o tom, jaké frekvenční složky jsou v signálu v konkrétním čase zastoupeny. Diskrétní Stockwellovu transformaci popisuje rovnice [3]:

$$ST = T \sum_{n=0}^{N-1} x(nT) \, \frac{kF}{\sqrt{2\pi}} \, e^{-\frac{(nT-lT)^2}{2}} \, e^{-j2\pi kFnT} \qquad (1)$$

kde *x(nT)* je vstupní signál (*n* je vektor celých čísel nabývající hodnot 0 až počet vzorků signálu, *T* je vzorkovací perioda), *F* je kmitočtový krok, index *l* odpovídá časovému posunu a index *k* frekvenci.

Pro nás je zajímavé frekvenční pásmo zhruba od 5 do 22.5 Hz [1] – v tomto pásmu jsou nejvýrazněji zastoupeny právě QRS komplexy. Pro veškeré další zpracování proto budeme uvažovat pouze tento výřez Stockwellovy transformace. Zároveň se tak zbavíme i případného rušení, kterým může být signál zatížen [1]. Nejčastěji se jedná o nízkofrekvenční rušení – drift, s frekvencí nižší než 5 Hz (projeví se „zvlněním" signálu) nebo síťové rušení – brum, s frekvencí 50 Hz. Na obrázku 1b je výše zmíněná frekvenční oblast ohraničena vodorovnými červenými čarami.



Obrázek 1 - Průběh detekce QRS komplexů v EKG záznamu
a) vstupní EKG signál s vyznačenými referenčními pozicemi QRS komplexů **b)** výstup Stockwellovy transformace, využité frekvenční pásmo (červeně) **c)** normalizovaná Shannonova energie (modře), adaptivní práh (černě), nalezené pozice vrcholů (červeně) **d)** EKG záznam s nalezenými QRS komplexy

2.2 SHANNONOVA ENERGIE

Nyní potřebujeme získat signál, ve kterém bychom mohli detekovat vrcholy reprezentující přítomnost QRS komplexů. Shannonovu energii (obrázek 1c) vypočteme z vektoru ST_{SUM}, který získáme sečtením sloupců výše zmíněného výřezu Stockwellovy transformace. Shannonova energie (SSE) nám poskytuje hodnoty energie lokálního spektra pro každý vzorek vstupního signálu. Vypočteme ji s využitím rovnice [1]:

$$SSE(i) = -[ST_{SUM}(i)]^2 \cdot \log[ST_{SUM}(i)]^2 \tag{2}$$

Abychom předešli zbytečným problémům spojeným s různým rozsahem získaného signálu, normalizujeme jej podle vzorce:

$$SSE_{NORM}(i) = \frac{SSE(i) - \min(SSE)}{\max(SSE) - \min(SSE)} \tag{3}$$

kde SSE představuje Shannonovu energii. Získáme tak signál s rozsahem hodnot od 0 do 1.

Obvykle se místo výpočtu Shannonovy energie využívá pouze umocnění signálu, oproti tomuto postupu má však Shannonova energie tu výhodu, že potlačuje složky signálu jak s nízkou, tak s vysokou hodnotou, což má za následek, že vrcholy v získaném signálu mají podobnou výšku (rozdíl mezi amplitudou jednotlivých vrcholů není tak markantní, jako kdyby byl signál umocněn) [1].

2.3 ADAPTIVNÍ PRAHOVÁNÍ

Posledním krokem detekce QRS komplexů je nalezení vrcholů v normalizované Shannonově energii (obrázek 1c), které korespondují s polohou QRS komplexů v původním EKG záznamu (obrázek 1d). K tomu je využito adaptivního prahování signálu, tedy prahu (obrázek 1c), který je proměnný v čase a přizpůsobuje se průběhu signálu. Úroveň prahu se mění v závislosti na výšce několika posledních nalezených vrcholů [2].

Každý nalezený vrchol musí splňovat několik kritérií, jako je například minimální výška vrcholu či vzdálenost od vrcholu předchozího. Samotné detekci předchází fáze učení, během které jsou nalezeny alespoň dva vrcholy, z nichž je vypočtena hodnota prahu pro následnou detekci a RR interval, od kterého se odvíjí minimální vzdálenost dalšího nalezeného vrcholu.

Jestliže detektor po delší dobu nenalezne žádný vrchol, vrátí se na pozici posledního nalezeného vrcholu, sníží hodnotu prahu a signál projde znovu. To, kolikrát bude tento děj opakován, je nastavitelným parametrem, stejně jako například míra snížení prahu při opětovné detekci, doba trvání fáze učení či počet vrcholů, ze kterých je počítána hodnota aktuálního prahu.

3 ÚSPĚŠNOST DETEKCE

Test úspěšnosti vytvořeného detektoru byl proveden na databázi *MIT-BIH Arrhythmia*, která obsahuje 48 třicetiminutových záznamů srdeční aktivity. Po nalezení nejvhodnější kombinace výše zmíněných parametrů bylo dosaženo těchto výsledků (hodnoty parametrů byly nastaveny shodně pro všechny signály v databázi):

- senzitivita: 99,80 %
- pozitivní predikce: 99,87 %
- chybovost: 0,33 %

$$Se = \frac{TP}{TP+FN} \qquad PP = \frac{TP}{TP+FP} \qquad Er = \frac{FN+FP}{T}$$

QRS komplex je považován za správně detekovaný, neliší-li se jeho nalezená pozice o více než 50 ms od referenční pozice tohoto QRS komplexu.

4 ZÁVĚR

Tento článek se zabývá metodou detekce QRS komplexů, při které je využito Stockwellovy transformace, Shannonovy energie a adaptivního prahování signálu. Výhodou této metody je, že díky využití kombinace Stockwellovy transformace a výpočtu Shannonovy energie získáme signál, jehož průběh je velmi hladký, což usnadňuje následnou detekci vrcholů. Další výhodou je, že na vstup detektoru může být přiveden zarušený signál, úspěšnost detekce to však ovlivní pouze minimálně.

Navržený detektor dosahuje úspěšnosti 99,87 %. S přihlédnutím k jeho jednoduchosti se jedná o velmi dobrý výsledek, úspěšnost detekce je srovnatelná s ostatními detektory v této kategorii.

Detektor je robustní a je schopen zpracovat rozličné EKG signály. Výpočetní náročnost detektoru je průměrná, zpracování jednoho třicetiminutového signálu trvá přibližně 6 vteřin. Do detektoru je možné v budoucnosti přidávat další funkce a dále tak zvyšovat úspěšnost detekce.

REFERENCE

[1] ZIDELMAL, Z. a A. AMIROU. *QRS detection using S-Transform and Shannon energy* [online]. 2014 [cit. 2018-03-10]. Dostupné z: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0169260714001473

[2] SÖRNMO, Leif a Pablo LAGUNA. *Bioelectrical Signal Processing in Cardiac and Neurological Applications* [online]. 2005 [cit. 2018-03-10]. ISBN 978-0-12-437552-9. Dostupné z: https://www.elsevier.com/books/bioelectrical-signal-processing-in-cardiac-and-neurological-applications/sornmo/978-0-12-437552-9

[3] KOZUMPLÍK, Jiří. *Analýza biologických signálů* [online]. 2012 [cit. 2018-03-10]. Dostupné z: https://moodle.vutbr.cz/mod/folder/view.php?id=122356

COMPARISON OF DATA FROM SMARTPHONES AND SPECIALISED DEVICES

Diana Kačníková

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xkacni00@stud.feec.vutbr.cz

Andrea Němcová

E-mail: nemcovaa@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this study is to introduce two algorithms for physical activity recognition and to compare various devices such as smartphones and specialized devices using these algorithms. Signals are recorded using smartphones and accelerometer Axivity AX3. In the first part of the report, classification algorithms are described. In the second part algorithms are tested using recorded signals and the last part provides comparison of above mentioned tested devices.

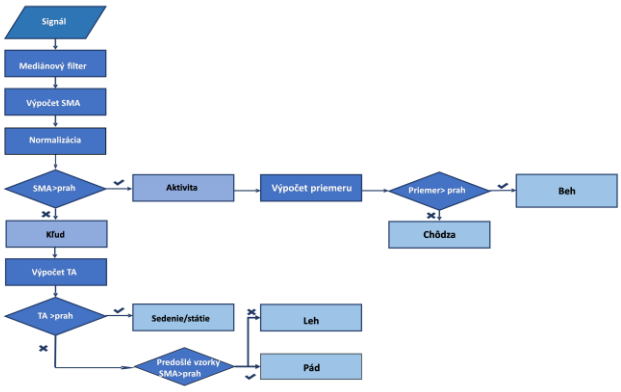
Keywords: Accelerometer, Axivity AX3, fall detection, physical activity, step counter, smartphone, pedometer

1 ÚVOD

Rozpoznanie ľudskej činnosti z nositeľných zariadení je sľubné pre zdravotnú starostlivosť, vyhodnotenie športových výkonov a ohodnotenie životného štýlu. Najväčšou motiváciou je detekcia pádu, kedy pád je v skutočnosti jedným z najčastejších úrazov, ktoré vedú ku bolesti, invalidite alebo dokonca až smrti. Ďalším cieľom je detekcia konkrétnej aktivity a počtu krokov. Zaznamenávanie signálov prebieha prostredníctvom senzorov, predovšetkým akcelerometru. Medzi faktory snímania patrí umiestnenie snímacieho zariadenia a typ snímacieho zariadenia. Snímacie zariadenie môže byť špecializované zariadenie – akcelerometer (napr. Axivity AX3) alebo je možné využiť chytrý telefón, ktorý sníma dáta prostredníctvom aplikácií.

2 ALGORITMY PRE HODNOTENIE AKTIVITY

V tejto kapitole sú popísané dva algoritmy. Obidva algoritmy do istej miery stanovujú rovnaké aktivity (beh, chôdza, státie/leh/sedenie) avšak každý algoritmus je založený na inom princípe a je schopný detekovať o niečo viac.



Obrázok 1: Algoritmus pre detekciu chôdze, behu, sedenia/státia, lehu a pádu



Obrázok 2: Algoritmus krokomeru

2.1 ALGORITMUS PRE DETEKCIU CHÔDZE, BEHU, SEDENIA/STÁTIA, LEHU A PÁDU

V programe Matlab R2017b bol vytvorený algoritmus pre detekciu aktivít, bloková schéma tohto algoritmu je zobrazená na obrázku 1.

Z akcelerometru špecializovaného zariadenia dostaneme x, y a z osy (všetky nasnímané signály boli snímané s fvz =50 Hz). Prvým krokom v algoritme je redukcia náhodného šumu pri súčasnom zachovaní hrán. Pre tento účel sa vykonala mediánová filtrácia s veľkosťou okna n = 3 vzorky. Po počiatočnej filtrácií signálu nasleduje výpočet SMA (Signal Magnitude Area) (1).

$$SMA(w) = \frac{1}{w}\left(\sum_{i=1}^{w}|x_i| + \sum_{i=1}^{w}|y_i| + \sum_{i=1}^{w}|z_i|\right) \quad (1)$$

kde x_i, y_i a z_i reprezentuje *i*-tá vzorka signálu os x, y, z v zvolenom okne o dĺžke *w*. Vďaka tomuto výpočtu je možné rozlíšiť časové úseky odpočinku a aktivity [1], [2].

Vzhľadom na to, že signál z Axivity AX3 má iný rozsah hodnôt ako chytrý telefón je potrebná normalizácia dát. Po tejto normalizácií je možné empiricky stanoviť jednu hodnotu prahu, vďaka ktorej je možné rozhodnúť či sa jedná o aktivitu alebo kľud. Prípad kedy hodnota SMA presahuje prah sa hodnotí ako chôdza/beh. Rozlíšenie týchto aktivít sa vykonáva prostredníctvom priemeru. Pokiaľ hodnota SMA nepresahuje stanovený prah je predpokladané, že osoba buď nevykonáva aktivitu teda je v kľude alebo osoba padla. Pokiaľ je osoba v kľude klasifikujeme jej aktivitu ďalej na sed, leh, pád alebo státie. Pre rozpoznanie týchto aktivít sa použil výpočet uhlu sklonu TA (Tilt Angle) (2) [1] .

$$TA(i) = arcsin\left(\frac{y_i}{\sqrt{x_i^2+y_i^2+z_i^2}}\right) \quad (2)$$

Výsledok TA sa prevedie do stupňov a pokiaľ je hodnota TA pod 40° hodnotí sa kľud ako leh/pád, pokiaľ je hodnota TA vyššia ako prah hodnotí sa aktivita ako sedenie/státie.

Pre detekciu pádu je vytvorená podmienka. Táto podmienka sa vzťahuje na 150 predošlých vzoriek SMA (3 sekundy záznamu). Pokiaľ tieto vzorky presahujú prah SMA a po nich nasleduje leh snímanej osoby, detekuje sa pád.

2.2 KROKOMER

Výstupom z krokomeru je obvykle počet krokov. Ideálnym umiestnením špecializovaného zariadenia je na členku poprípade na stehennom svale. Schéma navrhnutého algoritmu je zobrazené na obrázku 2.

Prvým krokom hodnotiaceho algoritmu je načítanie surových dát (3 osy akcelerometru telefónu / Axivity AX3). Tieto dáta sa spoja v jeden vektor a to na základe výpočtu SVM (Signal Magnitude Vector) (3) [2].

$$SVM(i) = \sqrt{x_i^2 + y_i^2 + z_i^2} \quad (3)$$

Izolínia nie je nulová, preto sa vykoná odčítanie konkrétnej hodnoty zrýchlenia, v ktorej akcelerometer meria (napr. gravitačného). [3]. Následne sa nájdu lokálne maximá. Je potrebné stanoviť hodnotu minimálnej výšky píku - smerodajná odchýlka zo SVM. Len hodnoty nad týmto prahom sa budú považovať za krok. Pomocou dodatočnej úpravy je možné zredukovať detekovanie druhého chybného píku.

3 VÝSLEDKY

Na obrázku 3 je zobrazený signál číslo 1 nasnímaný prostredníctvom akcelerometru Axivity AX3, ktorý je vyhodnotený pomocou prvého navrhnutého algoritmu. Tabuľka 1 a 2 zobrazujú presnosť detekcie konkrétnych aktivít v percentách. Signál 1, 2, 4 a 5 sú nasnímané Axivity AX3, zatiaľ čo

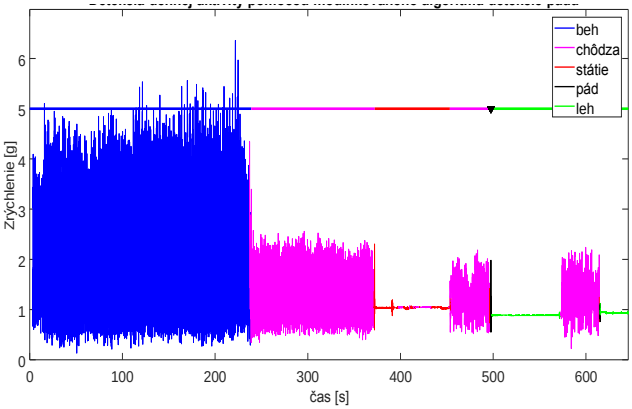
signály 3, 6 a 7 chytrým telefónom Huawei P8 lite (aplikácia Sense it). Jedná sa len o odhad chýb a to z dôvodu, že nie je presne určené ohraničenie danej aktivity (nevie sa konkrétna hodnota vzorky, kedy sa vykonávanie danej aktivity začalo a ukončilo). Avšak pohľadom na nasnímaný signál je jednoduché začiatok a koniec aktivity odhadnúť a tento odhad porovnať s výsledkom detekcie. Referencie sú stanovené ručne a zobrazené formou čiary v grafe. V signále číslo 3 sa nenachádzala aktivita státie a preto nebola hodnotená presnosť tejto aktivity.

Aktivita	Beh	Chôdza	Státie	Ležanie	Pád
Sig. 1 [%]	99,62	98,22	60,43	99,54	100,00
Sig. 2 [%]	92,87	96,75	99,20	98,90	100,00
Sig. 3 [%]	94,65	94,21	XXX	97,73	100,00

Tabuľka 1: Algoritmus pre detekciu chôdze, behu,sedenia/státia, lehu a pádu

Aktivita	Beh	Chôdza	Státie	Kroky
Sig. 4 [%]	95,66	96,04	93,15	97,25
Sig. 5 [%]	93,79	95,97	98,17	99,00
Sig. 6 [%]	93,97	94,49	97,41	97,00
Sig. 7 [%]	92,10	96,55	98,31	100,00

Tabuľka 2: Algoritmus krokomeru



Obrázok 3: Výsledok algoritmu pre detekciu chôdze, behu,sedenia/státia, lehu a pádu

4 DISKUSIA A ZÁVER

Ako je z kapitoly výsledky viditeľné presnosť detekcie sa nachádza v rozmedzí 90-100 %, s výnimkou státia v signále 1. Tieto výsledky sa považujú za uspokojivé. Vzorkovacia frekvencia a umiestnenie snímacieho zariadenia sa pokladajú za hlavné faktory, ktoré ovplyvňujú snímanie a presnosť detekcie. Prípadné nepresnosti môžu byť spôsobené výberom veľkosti okna *w* pri detekcií, artefaktami vzniknutými pri snímaní alebo nekonštantnou rýchlosťou vo vykonávaní aktivity. Ako veľký úspech sa pokladá detekcia pádu, ktorá je v signáloch 1, 2 a 3 nadetekovaná s presnosťou 100 %. Z Algoritmu pre detekciu chôdze, behu, sedenia/státia, lehu a pádu je viditeľné, že presnejšia detekcia aktivít je prostredníctvom Axivity AX3. Pri algoritme krokomeru sa presnosť detekcie pomocou telefónu a Axivity AX3 vyrovnáva.

REFERENCIE

[1] HE, Y., Y. LI a S.-D. BAO. Fall Detection by Built-In Tri-Accelerometer of Smartphone. In: *International Conference on Biomedical and Health Informatics*. Hong-Kong, China: IEEE, 2012, s. 184-187. DOI: 10.1109/BHI.2012.6211540.

[2] KARANTONIS D. M., M. R. NARAYANAN, M. MATHIE, N. H. LOVELL a B. G. CELLER. Implementation of a real-time human movement classifier using a triaxial accelerometer for ambulatory monitoring. *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine*. 2006, 10(1), s. 156-167. DOI: 10.1109/TITB.2005.856864.

[3] BYLEMANS, I., M. WEYN a M. KLEPAL. Mobile Phone-Based Displacement Estimation for Opportunistic Localisation Systems. In: *2009 Third International Conference on Mobile Ubiquitous Computing, Systems, Services and Technologies*. Sliema, Malta: IEEE, 2009, s. 113-118. DOI: 10.1109/UBICOMM.2009.23

EVALUATION OF EYE-BLINKING ARTIFACT EFFECT ON RESULTS OF SIMULTANEOUS EEG-FMRI DATA FUSION

Lukáš Dobiš
Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT
E-mail: xdobis01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: René Labounek
E-mail: rene.labounek@gmail.com

Abstract: Purpose of this work is to test performance of eye blink artifact supression in EEG data by method of independent component analysis (ICA), and to describe characteristics of manifestation of mentioned artifact on results of simultaneuos EEG-fMRI data fusion. Results of evaluation have proved ICA usefulness as a tool for eye blink artifact suppression using higher order statistics for stochastic signal preprocessing. And EEG-fMRI results demonstrate that they differ, whether the supression is or is not used.

Keywords: simultaneous EEG-fMRI, eye blink artifact, independent component analysis

1 ÚVOD

Simultánne meranie EEG a fMRI dát sa snaží využiť predností oboch modalít v spoločnej analýze - tj. priestorového rozlíšenia funkčnej magnetickej rezonancie (fMRI) a časového rozlíšenia elektroencefalografie (EEG). Táto práca sa venuje potlačeniu artefaktu mrkania, ktorý postihuje EEG signál a hodnoteniu vplyvu potlačenia tohto artefaktu na finálne výsledky združenej analýzy EEG-fMRI dát. Na potlačenie artefaktu mrkania, bola zvolená vyššia štatistická metóda analýzy nezávislých komponent (ICA), ktorá separuje EEG signál v časovej oblasti na vzájomne štatisticky nezávislé zložky.

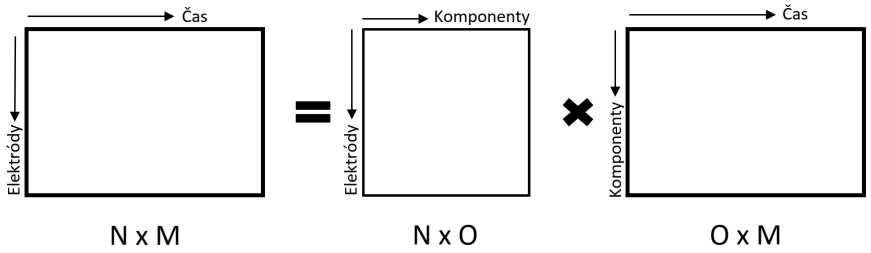
2 METÓDY

2.1 AKVIZÍCIA SIMULTÁNNYCH EEG-FMRI DÁT

Dáta boli merané zo 42 subjektov pri úlohe semantic decision, ktorej podstatou bolo vyvolať aktiváciu v cerebrálnych rečových oblastiach. Na meranie fMRI dát bol použitý $1,5$T MR tomograf. Parametre akvizície MRI snímkov bolo 230 funkčných snímkov, 20 tranzverzálnych rezov, s repetičným časom jedného 3D skenu TR $= 1850$ ms, s odozvou echa TE $= 40$ ms, s sklápacím uhlom FA $= 80^{\circ}$ pri veľkosti voxelu $3,9$ x $3,9$ x 6 mm^3. Počas fMRI akvizície boli nasnímané EEG dáta s vzorkovacou frekvenciou 5 kHz na 30 elektródovom $10/20$ EEG systéme. Referenčná hodnota bola priemer z Fz a Cz elektród [1]. Po funkčnej akvizícií boli nasnímané anatomické T1 vážené MPRAGE snímky s parametrami 160 sagitálnych rezov, TR $= 1700$ ms, TE $= 3,96$ ms, hrúbka rezu $1,17$ mm a FA $= 15^{\circ}$.

2.2 PREDSPRACOVANIE A ANALÝZA EEG-FMRI DÁT

EEG a fMRI dáta boli čiastočne predspracované. Dáta fMRI boli predspracované pomocou knižníc SPM8 (odstránenie pohybových artefaktov, koregistrácia s anatomickými snímkami a normalizácia na templát). Dáta EEG boli čiastočné predspracované softvérom *BrainVision Analyser 2.0* (odstránenie gradientných artefaktov a potlačenie EKG signálu) [1]. V rámci tejto práce boli EEG signály z každého zvodu filtrované pásmovou priepusťou s medznými frekvenciami 1 Hz, 40 Hz a normalizované na strednú hodnotu 0 a rozptyl 1. Pre potlačenie mrkancov z EEG dát bola použitá časová



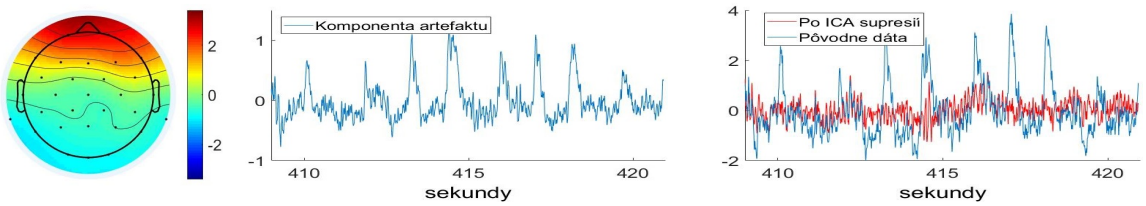
$$\boldsymbol{X} = \boldsymbol{A} \cdot \boldsymbol{S} \qquad (1)$$

Obrázek 1: ICA schéma pre EEG a rovnica ICA

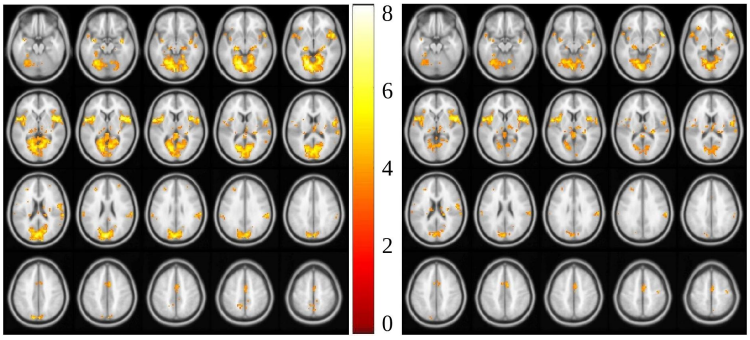
ICA (viz ďalšia podkapitola) implementovaná v knižniciach EEGLAB naprogramovaných v jazyku MATLAB [2]. Po potlačení artefaktu sa spravila fúzia technikou mnohonásobnej lineárnej regresie v obecnom lineárnom modely (GLM) za pomoci softvérových knižníc EEG Regressor Builder a SPM8, rovnako ako v [3]. V nej dáta EEG sú regresormi záujmových frekvenčných pásiem. Výsledkom sú aktivačné mapy štatisticky významných korelácií BOLD signálu na záujmový regresor. EEG-fMRI analýza bola napočítaná pre fluktuácie relatívneho výkonu alfa pásma ($8-12$ Hz) spriemerované cez 30 elektród. Skupinová analýza subjektov bola spravená jedno-výberovými t-testami pre každý voxel. Metodika fúznej analýzy je popísaná v [3]. EEG-fMRI analýza bola spravená s a bez odstránenia mrkancov z EEG dát. Rozdielnosť výsledných skupinových 3D T-máp bola vyhodnotená Euklidovskou vzdialenosťou, Pearlsonovým korelačným koeficientom (PKK) a kovarianciou.

3 POTLAČENIE ARTEFAKTU MRKANIA Z EEG POMOCOU ČASOVEJ ICA

ICA patrí pod *Blind source separation* (BSS, slepá separácia zdrojov) štatistické metódy, ktorých funkciou je hľadanie jednotlivých zdrojov signálov v lineárnej zmesi na sebe nezávislých signálov. Rovnica (1) a Obrázok 1 popisuje podobu ICA, kde koeficienty v mixovacej matici $\boldsymbol{A}$ sú odhadované tak, aby riadky v matici $\boldsymbol{S}$ (tj. časové rady) boli maximálne štatisticky nezávislé [4]. Pre túto prácu bol použitý algoritmus SOBI (*Second order blind inference*). SOBI využíva časovej koherencie zdrojov signálu na určenie $\boldsymbol{A}^{-1}$, a to cez spojitú diagonalizáciu teda minimalizáciu sumy odmocnín vzájomných korelácií medzi jedným komponentom v čase t a ďalším komponentom v čase $t+\tau$, počítaných pre viacero časových posunov τ (počet možných τ daný počtom komponentov) a pre všetky možné páry komponentov. Vzájomné korelácie sú citlivé na vnútorné časové vlastnosti časových rád, čo umožňuje separáciu zdrojov pomocou časovej informácie obsiahnutej v EEG signále [5]. Pre jednotlivé nezávislé komponenty EEG signálu (riadky v matice $\boldsymbol{S}$) existuje projekcia ich topografie (stĺpce v matici $\boldsymbol{A}$). Hodnotením vlastností oboch veličín sa využíva v rozhodovaní, či je daná komponenta fyziologické EEG alebo fyziologický šum pochádzajúci z mrkania. Komponenty charakterizujúce mrkancový artefakt sa vyznačujú symetrickým píkom výkonu topografie v frontálnych oblastiach a nepravidelnými periodickými s píkmi v časovej rade komponenty. Také komponenty boli vizuálne hľadané v dekomponovaných EEG dátach, boli vynulované a EEG signál bol spätne rekonštruovaný spätnou lineárnou sumáciou bez týchto komponentov.



Obrázek 2: Topografická projekcia a časový priebeh komponenty mrkania s porovnaním časového priebehu na elektróde FP1 pred a po jej odstránení



Obrázek 3: Vysledné skupinové 3D T-mapy prahované s p<0.001 nekorigovanou pre chybu mnohonásobného testovania pre dáta bez (vľavo) a s potlačením mrkancového artefaktu (vpravo)

4 VÝSLEDKY A DISKUSIA

Príklad komponenty klasifikovanej ako mrkancový artefakt a filtrovaný signál bez artefaktu na elektróde FP1 môžete vidieť na Obrázku 2. Na Obrázku 3 je vidieť, že skupinové EEG-fMRI T-mapy sa líšia pre proces spracovania dát bez a s potlačením mrkancov z EEG dát. Výsledky dosiahnuté pre metodiku bez potlačenia mrkania vypadajú obdobne ako v štúdií [3], kde mrkance neboli potlačené. U T-mapy s potlačenými mrkancami pozorujeme pokles aktivácií vo vizuálnom kortexe, ktorý bol pravdepodobne aktivovaný práve vďaka artefaktu prítomnému v EEG dátach. Podobnosť oboch 3D T-máp bola kvantifikovaná pre kovarianciu na 0.8331 s jej normalizovanou verziou PKK 0.9523. Posun PKK o 0.05 od úplnej lineárnej závislosti máp je výsledkom odstránenia mrkancov pomocou ICA. Euklidovská vzdialenosť bola vypočítaná na hodnotu 119.4996. Tá podporuje tvrdenie o podobnosti ale zároveň netotožnosti porovnaných máp.

5 ZÁVĚR

Práca potvrdila silu ICA dekompozície ako nástroja na hľadanie nezávislých zdrojov v zmesi stochasticky nezávislých signálov. Čo umožňuje v praxi potlačenie záujmového artefaktu mrkania v dátach EEG. Vo výsledkoch sa preukázala netotožnosť 3D T-máp EEG-fMRI fúzie, pre mapy s a bez ICA potlačenia artefaktu mrkania.

REFERENCE

[1] LABOUNEK, René, et al. *Generalized EEG-FMRI spectral and spatiospectral heuristic models.* 13th International Symposium on. IEEE, 2016. p. 767-770.

[2] DELORME, Arnaud; MAKEIG, Scott. *EEGLAB: an open source toolbox for analysis of single-trial EEG dynamics including independent component analysis*. Journal of neuroscience methods, 2004, 134.1: 9-21.

[3] LABOUNEK, René, et al. *Exploring task-related variability in fMRI data using fluctuations in power spectrum of simultaneously acquired EEG*. Journal of neuroscience methods, 2015, 245: 125-136.

[4] JOYCE, Carrie A.; GORODNITSKY, Irina F.; KUTAS, Marta. *Automatic removal of eye movement and blink artifacts from EEG data using blind component separation*. Psychophysiology, 2004, 41.2: 313-325.

[5] TANG, Akaysha C.; LIU, Jing-Yu; SUTHERLAND, Matthew T. *Recovery of correlated neuronal sources from EEG: the good and bad ways of using SOBI*. Neuroimage, 2005, 28.2: 507-519.

Bakalářské projekty

Elektronika a komunikace,
Kybernetika a automatizace,
Silnoproudá elektrotechnika a energetika

ADJUSTABLE FILTER WITH FRACTIONAL-ORDER ELEMENT

Pavel Kubát
Bachelor Degree Programme (3.), FEEC BUT
E-mail: xkubat14@feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Dvořák
E-mail: dvorakjan@phd.feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with fractal-order frequency filter, its design methods and practical use. The proposed filter consists of operational transconductance amplifiers (OTAs), adjustable current amplifier (ACA), dual-output current follower (DO-CF) and fractional-order capacitor (FOE). The approximation of fractional-order capacitor is used for the design fractal order frequency filter. The last part of this paper shows simulation results of the proposed cicuit.

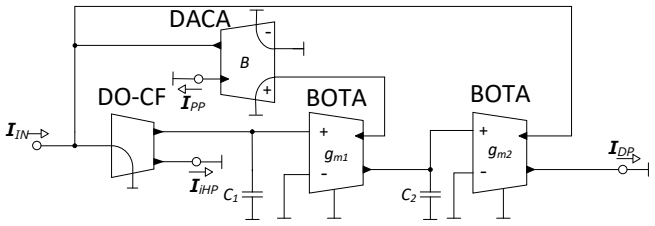
Keywords: fractional-order, frequency filter, approximation, fractional-order element

1 ÚVOD

Problematika neceločíselných kmitočtových filtrů představuje téma, kterému je věnována stále větší pozornost. V současné době je velkou motivací vyrobit takovou součástku, která by popisovala neceločíselný řád filtru a zároveň se co nejvíce přibližovala k teoretickým hodnotám. Návrhové metody dle technologie se dají rozdělit do tří základních skupin. První skupinou jsou metody aproximace pasivní součástky neceločíselného řádu, dále aproximace přenosové funkce fraktálního řádu pomocí obvodového řešení a třetí metodou je výroba skutečné součástky fraktálního řádu. Metoda aproximace pasivní součástky neceločíselného řádu je jednou z nejpoužívanějších metod, kde jako pasivní součástka, či součástky jsou nejčastěji voleny kondenzátory. Jedná se o aproximaci zvolené součástky s fraktálním charakterem, která se provádí například pomocí RC struktur, kde se lze s vhodným navržením této struktury přiblížit k požadovaným vlastnostem obvodu. Pro návrh RC struktur se v současné době používají například struktury typu Foster, Cauer, větvící se řetězce apod. Při této realizaci je třeba zohlednit návrh tak, aby byla zajištěna platnost aproximace v daném kmitočtovém rozsahu [1]. Tyto filtry získaly využití především v medicíně, oblastech biomedicíny a biochemie, automatizaci a radioelektronice. Mezi konkrétní využití patří například lepší měření a diagnostika rakoviny, onemocnění plic, či přesnost magnetické rezonance, získávání proteinových hodnot produktu apod. [2].

2 NÁVRH FILTRAČNÍ STRUKTURY

Pro návrh kmitočtového filtru fraktálního řádu jsou použity aktivní prvky typu BOTA (Balanced-Output Transconductance Amplifier), DACA (Digitally Adjustable Current Amplifier) a DO-CF (Dual-Output Current Follower). Pro výstupy prvku BOTA platí $i_{\mathrm{VYST+}} = -i_{\mathrm{VYST-}} = \pm g_m \cdot (u_{\mathrm{VST+}} - u_{\mathrm{VST-}})$, pro prvek DACA: $i_{\mathrm{VYST+}} = -i_{\mathrm{VYST-}} = B \cdot (i_{\mathrm{VST+}} - i_{\mathrm{VST-}})$, a pro DO-CF $i_{\mathrm{VYST+}} = -i_{\mathrm{VYST-}} = i_{\mathrm{VST}}$) [3]. Navržený obvod poskytuje elektronickou přeladitelnost pólového kmitočtu a činitele jakosti. Přeladitelnost těchto parametrů je možná pomocí řiditelných parametrů použitých aktivních prvků. Obvod je schopen realizovat filtrační funkce typu dolní (I_{DP}), pásmová (I_{PP}) a invertující horní propust (I_{IHP}). Na obrázku 1 je zobrazeno schéma zapojení kmitočtového filtru neceločíselného řádu, kde namísto kondenzátoru C_1 je připojen pseudo-kapacitor $C_{1\alpha}$. Řád filtru se pohybuje v rozsahu od 1 do 2 dle rovnice $(1+\alpha)$, kde alfa představuje reálné kladné číslo z rozsahu od 0 do 1.

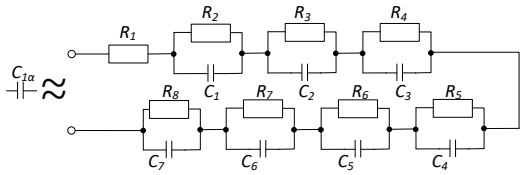


Obrázek 1: Schéma zapojení kmitočtového filtru s neceločíselným prvkem $C_1\alpha$.

Charakteristická rovnice pro tento obvod je:

$$\boldsymbol{CE}_{1+\alpha} = \boldsymbol{p}^{1+\alpha} + \boldsymbol{p}\frac{g_{m1}B}{C_{1\alpha}} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{1\alpha}C_2}. \tag{1}$$

Jelikož v současné době neexistují kapacitory fraktálního řádu, které by byly univerzální pro různé typy obvodů (tedy pro každý typ obvodu je jedinečná součástka), bylo přistoupeno k aproximaci pasivní součástky pomocí RC struktury typu Foster I. Pro tuto strukturu byl použit a upraven algoritmus převzatý od prof. Ushakova, který je založen na matematickém podkladu podle Oustaloupa [1]. Tato struktura 2 byla navržena pro 7 sekcí a 3 různé hodnoty alfa (0,3; 0,5; 0,7) se středovým kmitočtem $f_0 = 10\,\text{kHz}$. Hranice úhlové frekvence pro platnost aproximace zde byly zvoleny $\omega_L = (2\cdot\pi\cdot f_0)/100\,\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$ pro dolní hranici mezního kmitočtu a $\omega_H = (2\cdot\pi\cdot f_0)\cdot 100\,\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$ pro horní hranici mezního kmitočtu.



Obrázek 2: Schematická značka kapacitoru s fraktálním charakterem a následné zapojení žebříkové struktury typu Foster 1.

Výsledné ideální součástky pro hodnotu $\alpha = 0,5$ žebříkové struktury typu Foster 1 jsou:
$R_1 = 3,386\,\text{k}\Omega$, $R_2 = 1,879\,\text{k}\Omega$, $R_3 = 4,27\,\text{k}\Omega$,
$R_4 = 8,563\,\text{k}\Omega$, $R_5 = 16,772\,\text{k}\Omega$,
$R_6 = 33,068\,\text{k}\Omega$, $R_7 = 68,857\,\text{k}\Omega$,
$R_8 = 201,836\,\text{k}\Omega$, $C_1 = 227,248\,\text{pF}$,
$C_2 = 372,723\,\text{pF}$, $C_3 = 692,785\,\text{pF}$,
$C_4 = 1,319\,\mu\text{F}$, $C_5 = 2,493\,\mu\text{F}$, $C_6 = 4,463\,\mu\text{F}$,
$C_7 = 5,675\,\mu\text{F}$.

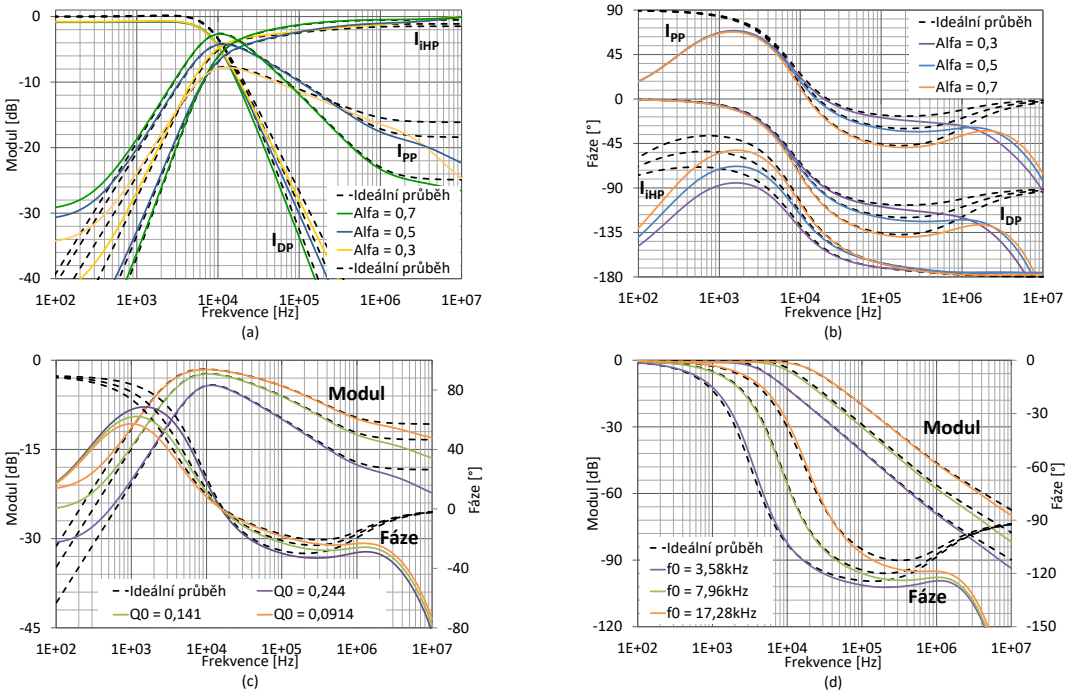
Pro přepočet jednotlivých součástek obvodu pro neceločíselný řád, byla provedena substituce přenosové funkce 1 s normalizovanou obecnou funkcí 2. Z literatury [4] byla vybrána následující obecná přenosová funkce filtru. Fuknce platí pouze pro typ dolní propust a je normalizována na kmitočet ω_0:

$$\boldsymbol{H}^{DP}_{1+\alpha} = \frac{k_1{\omega_0}^{1+\alpha}}{\boldsymbol{p}^{1+\alpha} + \boldsymbol{p}k_2{\omega_0}^{\alpha} + k_3{\omega_0}^{1+\alpha}}, \tag{2}$$

kde hodnoty k_1, k_2 a k_3 jsou koeficienty pro získaní Butterworthovy charakteristiky. Tyto koeficienty byly zvoleny z literatury [4].

3 SIMULACE

Simulace byly provedeny za pomoci dostupných simulačních modelů v programu PSpice pro tři různé hodnoty α. V grafech jsou porovnány teoretické výsledky (čárkovaně) s výsledky simulací (plná čára). Z grafů je zřejmé, že se výsledky získané simulacemi obvodu s reálnými vlastnostmi simulačních modelů shodují s ideálními simulacemi. Jisté rozdíly, které jsou patrné z fázových charakteristik, jsou způsobeny neplatností použité aproximace v tomto kmitočtovém pásmu. Další rozdíly jsou způsobeny zaokrouhlováním hodnot pasivních prvků a nepřesností proudového zesílení prvku DACA.



Obrázek 3: Modulové (a), fázové (b) charakteristiky obvodu neceločíselného řádu jednotlivých filtračních funkcí obvodu, (c) změna činitele jakosti pomocí změny zesílení B, funkce typu PP, (d) změna pólového kmitočtu u funkce typu DP za pomoci změny hodnot transkonduktancí.

4 ZÁVĚR

V tomto článku je uveden návrh filtrační struktury s přeladitelnými parametry, který ve své struktuře obsahuje kapacitor fraktálního řádu. Simulace proběhly pro tři filtrační struktury s neceločíselným řádem, kde byly ověřeny teoretické předpoklady. Výsledné neceločíselné řády se liší chybou oproti teoretickému předpokladu v rozsahu $10-16\%$. Ověření proběhlo i pro funkce obvodu, kde změna transkonduktancí g_{m1} a g_{m2} přímoúměrně ovlivňuje velikost pólového kmitočtu. Při změně zesílení B naopak nepřímoúměrně ovlivňuje činitele jakosti. Z modulových charakteristik je patrný i útlum charakteristik. Pro zvýšení přesnosti a zvětšení kmitočtového rozsahu platnosti aproximace je nutno zvýšit počet sekcí u RC struktury.

REFERENCE

[1] USHAKOV, Petr Arhipovich. *Metody analýzy a syntézy vícevrstvých nehomogenních RC elementů s distribuovanými parametry a zařízeními založenými na nich* [online]. 2009, ,379 [cit. 2018-02-24].

[2] S. ELWAKIL, Ahmed. Fractional-order circuits and systems: An emerging interdisciplinary research area. *IEEE Circuits and Systems Magazine* [online]. 2010, **4**(10), 40-50 [cit. 2018-02-24]. ISSN 1531-636X.

[3] LANGHAMMER, L., J. DVOŘÁK, R. ŠOTNER a J. JEŘÁBEK. Electronically Tunable Fully-Differential Fractional-Order Low-Pass Filter. *Elektronika Ir Elektrotechnika* [online]. 2017, **23**(3), 47-54 [cit. 2018-03-13]. ISSN 1392-1215.

[4] KUBANEK, David a Todd FREEBORN. Fractional-order transfer functions to approximate low-pass magnitude responses with arbitrary quality factor. *Elsevier* [online]. 2017, (83), 570-578 [cit. 2018-02-24].

CAMERA SECURITY SYSTEM WITH RASPBERRY PI MINICOMPUTER

Marek Vitula
Bachelor Degree Programme (3rd), FEEC BUT
E-mail: xvitul00@vutbr.cz

Supervised by: Jaromír Kolouch
E-mail: kolouch@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes a design of a camera surveillence system on the Raspbery Pi platform that can be powered by a solar panel. It includes a description of the individual components to be used and also deals with the design of the application for motion detection using a camera and PIR motion sensor output and the following data processing and storage.

Keywords: Raspberry Pi, camera, computer vision, solar powered, Python, Linux, Google API

1 ÚVOD

Cílem této práce je vytvořit zařízení, které bude schopné sloužit jako kamerový monitorovací systém, například pro ostrahu objektu nebo pro monitorování zvěře. Požadavkem na zařízení je možnost nočního a denního snímání, pohyb by měl být zaznamenán ve vzdálenosti alespoň 5 metrů. Dále je nutné aby zařízení bylo schopné odeslat pořízený snímek do cloudového úložiště. Zařízení bude napájeno akumulátorem, který bude dobíjen solárním panelem.

První část práce se věnuje výběru komponent a softwarového vybavení. Při výběru jednotlivých komponent je kladen důraz na co nejnižší spotřebu elektrické energie.

Další část práce se věnuje návrhu aplikace umožňující provádět detekci pohybu ze snímaného obrazu a také pomocí PIR senzoru. Aplikace také zajišťuje komunikaci s cloudovými úložišti a umožňuje vzdálenou konfiguraci.

2 HARDWAROVÉ VYBAVENÍ

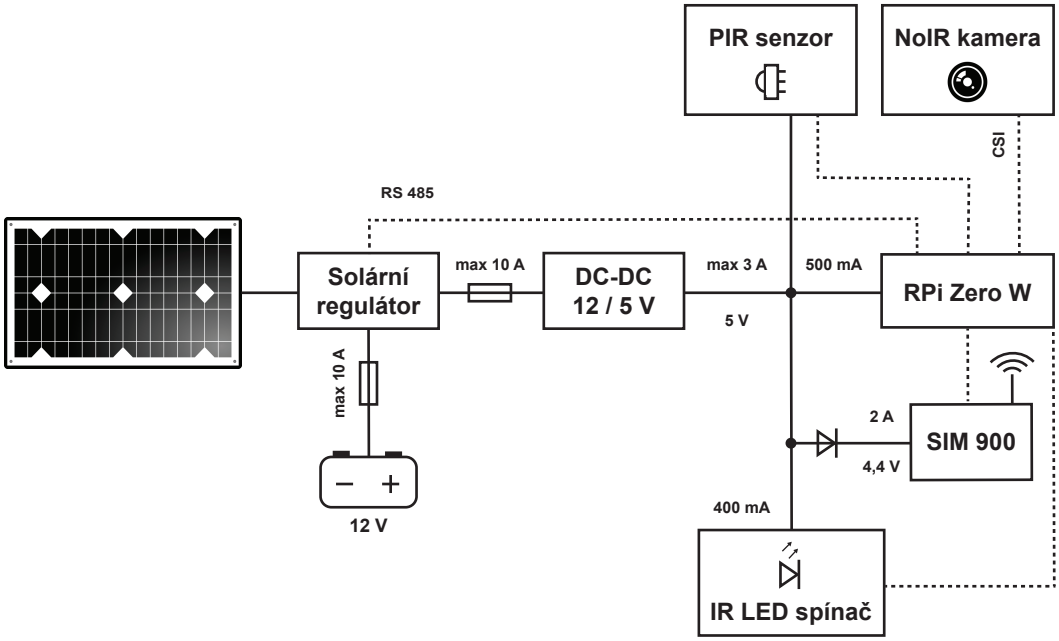
Zařízení využívá Raspberry Pi Zero W, protože jde o úsporný a zároveň velmi levný model minipočítače. Raspberry Pi Zero obsahuje jednojádrový SoC Broadcom 2835 založený na architektuře ARMv6. Raspberry Pi je možno provozovat s Linuxovým operačním systémem. Pro tuto aplikaci byla zvolena distribuce Raspbian Lite, která je odvozená od distribuce Debian.

Vzhledem k požadavku na noční snímání je použita kamera bez infračerveného filtru Raspberry Pi NoIR Camera Board V2 disponující snímačem Sony IMX219 s rozlišením 3280×2464 pixelů. Kamera je k Raspberry Pi připojena pomocí sběrnice CSI. Fotografie jsou snímány v uživatelsky nastavitelném rozlišení a úrovni komprese JPEG pro minimalizaci přenášených dat v síti GPRS.

Kvůli absenci IR filtru je možné využití okem neviditelného infračerveného přísvitu. O přísvit se stará supersvítivá infračervená dioda spínaná pomocí tranzistoru MOSFET.

Komunikace se sítí Internet je realizována přes GSM/GPRS modul SIM900 připojený sběrnicí UART.

Jednotlivé komponenty jsou napájeny z 12 V olověného akumulátoru s kapacitou 20 Ah. Nabíjení akumulátoru solárním panelem je řízeno PWM solárním regulátorem Epsolar.



Obrázek 1: Blokové schéma návrhu zařízení

3 PROGRAMOVÉ VYBAVENÍ

Aplikace běžící na Raspberry Pi je napsána v programovacím jazyce Python. Spouští se po startu operačního systému Linux. Konfigurace aplikace může být provedena vzdáleně přes ovládací rozhraní v prostředí Google Sheets. Aplikace v samostatné vlákně provádí dotazování na změnu konfigurace, pokud je detekována změna, tak se načte nová konfigurace.

Jsou k dispozici dvě metody detekce - mód detekce pohybu z obrazu a detekce pohybu pomocí PIR čidla. Detekce z obrazu bude využívána primárně ve dne a detekce obrazu pomocí PIR bude využívána v noci a za zhoršených světelných podmínek.

Úspěšnost detekce pohybu je dána omezením citlivosti PIR senzoru. PIR senzor použitý v této práci má udávanou maximální spolehlivou detekční vzdálenost 5 metrů, z tohoto omezení rovněž vyplívá dosah LED přísvitu, který je rovněž 5 metrů. Detekční úhel je dán omezením horizontálního pozorovacího úhlu zvolené kamery, který je výrobcem udáván na 62 úhlových stupňů.

Detekce z obrazu využívá algoritmu výpočtů vektorů pohybu z optického toku. Tato metoda je výpočetně náročná, ale je málo náchylná na změny jasu a šum.

Dále je k dispozici několik módů chodu aplikace. Detekce a odesílání v reálném čase odešle fotografii ihned co je detekován pohyb. Intervalové snímání fotografuje v pevně daném intervalu nepřetržitě po celý den. A poslední režim fotografuje pouze na vyžádání uživatelem.

Nasnímané fotografie jsou poté odeslány do cloudového úložiště Google Drive nebo Dropbox. K ukládání telemetrických dat o stavu napájení a chodu aplikace slouží aplikační rozhraní Google Sheets, kde je rovněž umožněna konfigurace na dálku.

4 ŘEŠENÍ NAPÁJENÍ

Poslední část práce se věnuje řešení napájení pomocí solárního panelu a akumulátoru. Před samotným návrhem napájecího obvodu je nutné nejprve zjistit proudový odběr jednotlivých komponent zařízení z katalogů. Vzhledem k požadavkům na možnost solárního napájení zařízení je nutné volit komponenty s co možná nejnižší spotřebou elektrické energie.

Tabulka 1: Proudový odběr komponent

Proudový odběr @5V [mA]	*min.*	*typická*	*max.*
RPi Zero W	80	150	240
RPi Camera v2.1	100	100	?
SIM900	1,5	-	2000
PIR senzor	-	-	65
LED	-	400	420

Aby zařízení bylo možné provozovat celoročně, musíme provést výpočet velikosti solárního panelu pro měsíc s nejméně slunečnými dny, tedy pro prosinec. Využijeme kalkulátor Solar Electricity Handbook [3] pro zjištění úhrnu slunečního záření za měsíc prosinec. Dále je nutné spočítat kapacitu akumulátoru tak, aby zařízení dokázal napájet po dobu nepříznivého slunečního svitu, například v noci nebo za zhoršeného počasí. Otázka napájení je podrobněji rozebrána v samotné práci.

5 ZÁVĚR

V této práci bylo popsáno řešení kamerového zabezpečovacího systému na platformě Raspberry Pi včetně programového vybavení. V současné době je funkční aplikace pro detekci pohybu, která odesílá fotografie na úložiště Dropbox nebo Google Drive. Aplikaci je možné vzdáleně konfigurovat přes ovládací panel v prostředí Google Sheets. Plné zprovoznění zařízení včetně napájecí části a demonstrace je plánováno na obhajoby bakalářských prací.

6 PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu semestrální práce panu doc. Ing. Jaromírovi Kolouchovi, CSc. a odbornému konzultantovi panu Ing. Ondřejovi Pavelkovi za odborné vedení, trpělivost při konzultacích a jejich podnětné návrhy k mé práci.

REFERENCE

[1] Raspberry Pi Foundation: *Oficiální dokumentace k Raspberry Pi* [online]. Dostupné z URL: <https://www.raspberrypi.org/documentation/>

[2] ČVUT Praha - Fakulta biomedicínského inženýrství *Detekce pohybu ve videu* [online]. [cit. 1. 10. 2017]. Dostupné z URL: <http://fbmi.cvut.cz/files/predmety/3528/public/Detekce%20pohybu%20ve%20videu.pdf>

[3] BOXWELL M. *Tabulky solárního záření pro danou lokaci* [online]. 2017, [cit. 18. 11. 2017]. Dostupné z URL: <http://www.solarelectricityhandbook.com/solar-irradiance.html>

THERMAL MODEL OF VEHICLE CABIN FOR HIL SIMULATION

Michael Chromiak

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xchrom16@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Glos

E-mail: xglosj00@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: The Thermal model of the vehicle cabin was created using differential equations in the Matlab Simulink environment. By changing parameters, it is easy to set the model to any type of passenger vehicle. The accuracy of the model calculation has been successfully verified by real temperature measurement in the car. The model can therefore be used for HIL simulation to develop control system for air conditioning for cars. The output of the model is the average temperature of individual parts of the car as well as air temperature in the cabin.

Keywords: Thermal Model, Vehicle Cabin, Matlab Simulink, HIL Simulation, Dynamic system

1 ÚVOD

Teplota vzduchu vnútri kabíny automobilu ovplyvňuje vodiča, ako aj celú posádku. Najmä u vodiča automobilu je potrebná maximálna tepelná pohoda, nakoľko je jedným z faktorov, ktoré môžu ovplyvniť jeho pozornosť. Hlavným cieľom tejto práce bolo vytvorenie tepelného modelu kabíny automobilu realizovaného formou diferenciálnych rovníc popisujúcich teploty, ktoré sú zostavené v Simulinku. Na zadávanie jednotlivých parametrov popisujúcich kabínu automobilu je použitý skript v Matlabe.
Z pohľadu posádky automobilu, je možné pre ovplyvnenie teploty vzduchu počas jazdy v aute využiť klimatizáciu alebo otvorenie okien. Preto model dostane na vstup časový priebeh prietoku vzduchu a teploty z klimatizácie, ako aj ďalšie potrebné parametre, z ktorých následne model určí priebehy jednotlivých teplôt v kabíne automobilu. Výsledný model bolo potrebné vytvoriť tak, aby bola možná jeho implementácia do mikrokontroléru k HIL(Hardware in the loop) simulácii.

2 TVORBA TEPELNÉHO MODELU KABÍNY AUTOMOBILU

Základom pre riešenie zadaného modelu sú diferenciálne rovnice popisujúce dynamiku systému v závislosti na teplotných rozdieloch jednotlivých častí kabíny. Pri vytváraní modelu bolo potrebné vychádzať zo zákonov termomechaniky zaoberajúcich sa zmenou tepelných vlastností látok. Jedná sa o prívod, odvod a zdieľanie tepla [1]. Na Obrázku 1 je znázornený automobil, podľa ktorého bol vytváraný model, a v ktorom bolo uskutočnené kontrolné meranie pre určenie správnosti počítania modelu.

Jednotlivé časti automobilu sme započítavali ako homogénny materiál, ktorý má rovnakú teplotu v celom svojom objeme, čo prakticky znamenalo spriemerovanie jednotlivých parametrov jednotlivých materiálov využívaných pri výrobe daných častí automobilu. Kabínu auta sme tak rozdelili do samostatných blokov, akými sú karoséria, interiér, časť nachádzajúca sa medzi karosériou a interiérom, sedačky, okná rozdelené na vonkajšiu a vnútornú stranu a vzduch vnútri kabíny. Nasledujúca diferenciálna rovnica (1) popisuje zmenu teploty vzduchu za jednotku času vo vnútri kabíny auta.

$$\frac{dT_{air}}{dt} = \frac{1}{\rho_{air} \cdot c_{air} \cdot V_{air}} \cdot \left(\phi_{a/c} + \phi_{man} + \phi_{sun} - \phi_{openW} - \phi_{seat} - \phi_{inter} - \phi_{Win}\right) \quad (1)$$

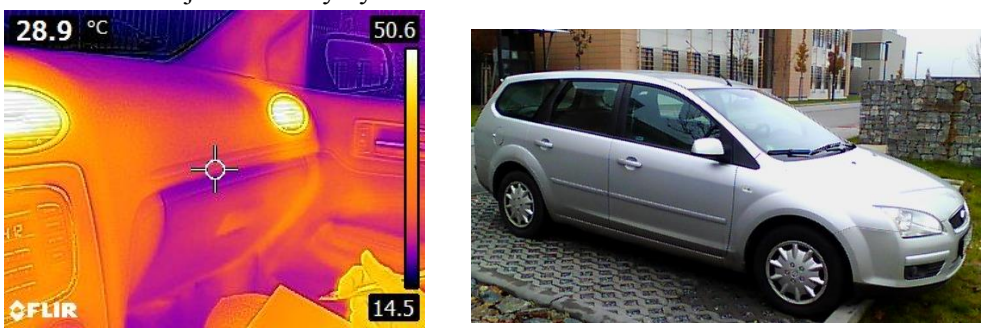
Rovnica je tvorená súčtom jednotlivých tepelných tokov vynásobených mernou tepelnou kapacitou zloženou z hustoty vzduchu ρ_{air} , c_{air} predstavujúce tepelnú kapacitu vzduchu a V_{air} jeho objem v kabíne auta. Zdroj tepla pre vzduch v kabíne predstavuje tepelný tok klimatizácie $\phi_{a/c}$, človeka ϕ_{man} a Slnečné žiarenie ϕ_{sun}. ϕ_{openW} predstavuje tepelný tok v prípade otvorenia okien, kedy začne do kabíny prúdiť vonkajší vzduch. Túto situáciu sme namodelovali pomocou hmotnostného prietoku vzduchu. Výmena tepla prebieha taktiež medzi vzduchom a súčasťami kabíny, ako sú sedačky ϕ_{seat}, interiér ϕ_{inter} a okná ϕ_{Win}, pomocou mechanizmu prenosu tepla prúdením.

3 ZDROJE TEPLA V KABÍNE AUTOMOBILU

Teplota vzduchu v kabíne auta je výrazne ovplyvňovaná nielen samotnými súčasťami kabíny alebo klimatizáciou a ľuďmi sediacich v nej, ale aj vplyvom vonkajšieho prostredia. Jedná sa najmä o vplyv slnečného žiarenia spôsobujúce skleníkový efekt. U človeka bol zvolený spôsob simulácie pomocou tepelného toku, ktorý dodáva do vzduchu v kabíne a sedačiek pomocou svojich tepelných strát.
Do zdrojov tepla vplývajúcich na teplotu kabíny sme nijako nezapočítavali prípadné teplo z motoru auta, nakoľko predpokladáme jeho dokonalú izoláciu od častí kabíny automobilu.

3.1 KLIMATIZÁCIA – HVAC SYSTÉM

Model klimatizácie bol vytvorený tak, že do kabíny auta dodáva vzduch s nastavenou teplotou a hmotnostným prietokom. Nie je teda modelovaná ako regulátor, ktorý by udržoval v kabíne predom zadanú teplotu. V takom prípade, ak do kabíny svieti Slnko alebo sa v nej nachádzajú ľudia, čo zvyšuje teplotu vzduchu, tak klimatizácia nedosiahne nami nastavenú teplotu ale sa k nej iba priblíži. Pre zreálnenie klimatizácie bol použitý prenos zotrvačného článku prvého rádu s časovou konštantou 120 sekúnd. Týmto prenosom bola spôsobená zmena dynamiky, ktorá spomalila skokový nárast na požadovaný výkon klimatizácie. Vplyv takzvaného studeného alebo už zohriateho motoru na funkčnosť klimatizácie je nahradený vyššie uvedenou časovou konštantou.



Obrázok 1: Termogram palubnej dosky cca 18 minút po spustení klimatizácie a modelovaný automobil

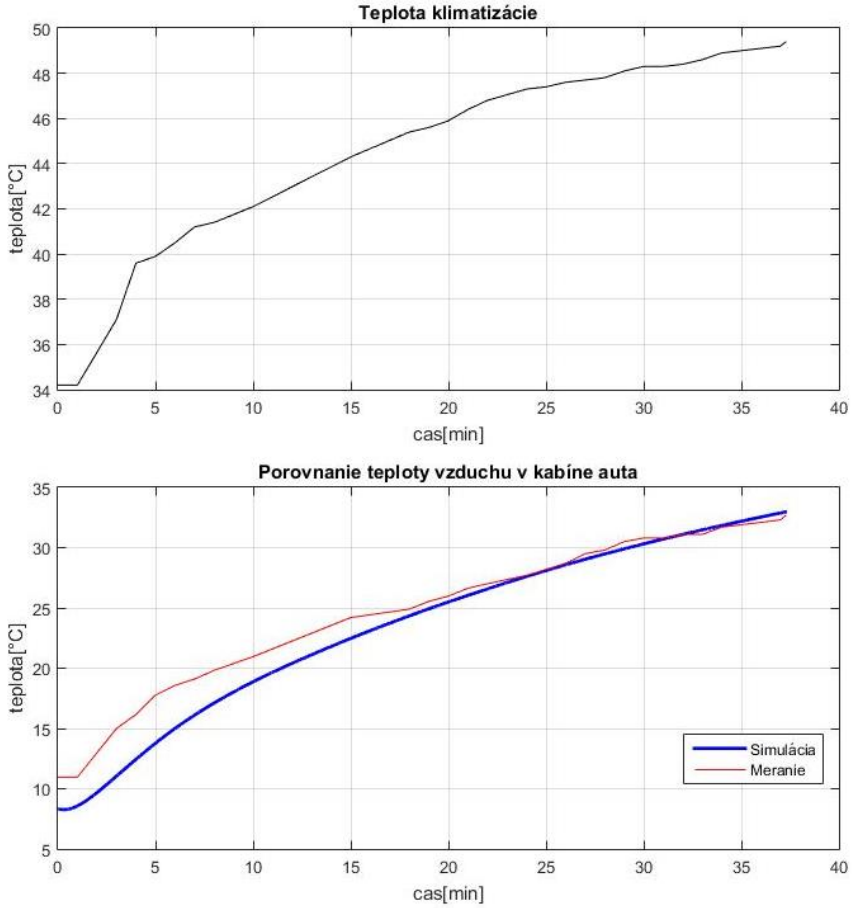
4 HIL SIMULÁCIA

Vytvorený model bude použitý pre overovanie riadiacich algoritmov v HIL simulácii za pomoci mikrokontroléru. Riadiaca jednotka automobilu bude ovládať akčné prvky klimatizácie a model kabíny v mikrokontroléry bude na základe nameraných údajov zo snímačov a prednastavených parametrov získavať informácie o pôsobiacich vplyvoch, akými budú napríklad teplota a prietok vzduchu na vstupe do kabíny automobilu, vonkajšia teplota, tepelný výkon Slnka a počet ľudí

v kabíne. Vďaka tomu bude možné simulovať správanie kabíny automobilu. Výstupom z modelu bude teplota vzduchu v kabíne, ktorá bude snímaná pomocou riadiacej jednotky.

5 POROVNANIE SIMULOVANEJ A MERANEJ TEPLOTY VZDUCHU

Meranie teploty vzduchu bolo vykonávané v prednej časti kabíny. Vytváraný model počíta s celkovým objemom vzduchu v kabíne, vďaka čomu je na začiatku grafu na Obrázku 3, rozdielny počiatok daných kriviek.



Obrázok 3: Porovnanie simulovanej a nameranej teploty vzduchu

6 ZÁVĚR

S vytvoreným modelom je možné simulovať rôzne priebehy teplôt v kabíne automobilu v závislosti na zadaných počiatočných podmienok definovaných v skripte, v ktorom je možné vytvárať rôzne modelové situácie. Z porovnania nameraných a odsimulovaných údajov je pri zohľadnení chýb merania možné povedať, že nami vytvorený model pracuje správne a bude môcť byť použitý pre nasledujúcu bakalársku prácu, kde sa predpokladá implementácia modelu do mikrokontroléru pre HIL simuláciu.

REFERENCE

[1] NOSKIEVIČ, Petr. Modelování a identifikace systémů. Ostrava: Montanex, 1999. ISBN 8072250302.

[2] SPAKOVSZKY, Z. S. Thermodynamics and Propulsion [online]. [cit. 2018-02-22]. Dostupné z: http://web.mit.edu/16.unified/www/SPRING/propulsion/notes/notes.html

ROAD DETECTION USING DATA FROM MOBILE ROBOT CAMERA

Jaroslav Peška
Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT
E-mail: xpeska04@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Petyovský
E-mail: petyovsky@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper is focused on developing a road detection algorithm that uses only data from a mobile robot's camera. Key requirements are low latency and relatively low power requirements. Presented algorithm makes use of machine learning, where the neural network is fed not only image data, but also select additional inputs.

Keywords: road detection, image processing, neural network, machine learning, obstacle avoidance

1 ÚVOD

Jedním z velkých problémů pro automatizaci dopravy je spolehlivá a dostatečně rychlá detekce cesty, po které by se vozidlo mělo pohybovat. Ačkoliv výzkum v této oblasti probíhá již po několik desetiletí, teprve nyní je dostupný dostatečný výpočetní výkon pro praktické nasazení v praxi. Cílem této práce je navrhnout takový algoritmus, který bude primárně zaměřený na podmínky soutěže Robotour, nemělo by však být složité jej adaptovat pro provoz na ostatních komunikacích.

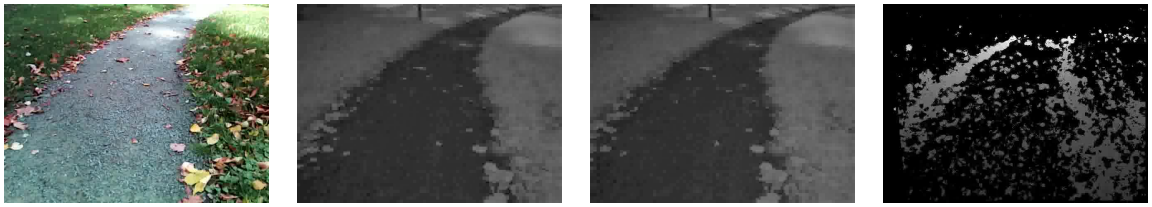
2 DETEKCE CESTY

Pro řešení s využitím neuronových sítí jsem se rozhodl, protože v tomto směru existuje ve srovnání s klasickými metodami (tok textury, hledání úběžníku) [2] menší počet publikací.

2.1 DATA PRO TESTOVÁNÍ A TRÉNOVÁNÍ ALGORITMU

Pro programatické testování přesnosti algoritmu byla vytvořena sada testovacích dat, nasnímaných ve skutečných podmínkách na prototypu podvozku soutěžního robotu vlastní konstrukce.

Pro sběr dat byla využita vícespektrální kamera Intel RealSense R200. Ta obsahuje kromě standardního RGB snímače také stereo infračervené snímače, umožňující případně získat informace o vzdálenosti. [1] Veškerá nasnímaná data (obr. 1) jsou z důvodu snižování paměťových nároků ukládána v rozlišení 640x480 obrazových bodů o frekvenci 30 snímků za sekundu.



(a) viditelné spektrum (b) levé IR čidlo (c) pravé IR čidlo (d) hloubková data

Obrázek 1: Ukázka dat poskytovaných kamerou

Z více než 10 minut zaznamenaných dat byl vybrán vždy poslední snímek každé sekundy, na kterém byla označena cesta. Takto označená data byla rozdělena v poměru 4:1 pro trénování neuronové sítě a pro následné testování.

2.2 Konfigurace neuronové sítě pro detekci cesty

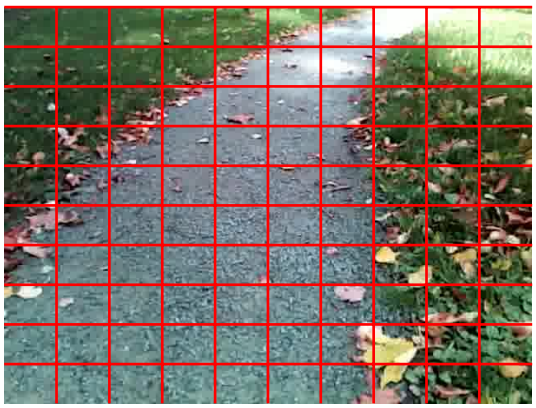
Jedná se o neuronovou síť s jednou skrytou vrstvou o rozměrech $4/3$ velikosti první vrstvy, v feed-forward konfiguraci (bez zpětných vazeb). Výstupní vrstva obsahuje jediný neuron, udávající zda se v dané sekci cesta nachází či nikoliv. Pro všechny neurony je použita sigmoidální aktivační funkce.

2.3 Preprocessing dat pro detekci cesty

Nejprve je upravena velikost přijatého obrazu pro rozřezání do částí, viz kapitola 2.4. Následně je odstraněn šum mediánovým filtrem a filtrovaný obraz převeden do vhodnějšího barevného prostoru. Experimentálně bylo zjištěno, že neuronová síť dosahuje nejlepších výsledků při využití barevného prostoru YCrCb. Hloubková data a obraz z infračervených kamer převáděna nejsou, neboť jsou vyjádřena pouze jedním kanálem.

2.4 Rozřezání vstupních dat do sekcí a výpočet

Pro urychlení detekce není obraz zpracováván vcelku, ale je nejprve rozřezán do menších částí. Bez takové optimalizace by nebylo možné z důvodu vysoké složitosti detekovat cestu v téměř reálném čase. Ukázka rozřezání vstupních dat do sekcí je uvedena na obrázku 2.



Obrázek 2: Ukázka rozřezání snímku

K obrazovým datům jsou v rámci preprocessingu přidávány přídavné vstupy. V současnosti se jedná zejména o informaci, z jaké části původního obrazu pochází konkrétní sekce. Je tak zajištěno, že neuronová síť bude znát kontext, ze kterého konkrétní část pochází. To umožní například jinou detekci pro sekce z různých částí obrazu. Mezi další přídavné informace mohou patřit mimo jiné data z infračervených kamer. Tyto data jsou velmi přínosné, neboť díky rozdílné míře pohlcení infračerveného světla lze snadno rozlišovat rostlinný porost od cesty, viz obrázek 1.

Takto rozřezaný obraz obohacený o přídavné vstupy je paralelně zpracován. Po zpracování jsou výsledky sestaveny zpět podle jejich pozic v původním obrazu.

3 VYHODNOCENÍ ALGORITMU

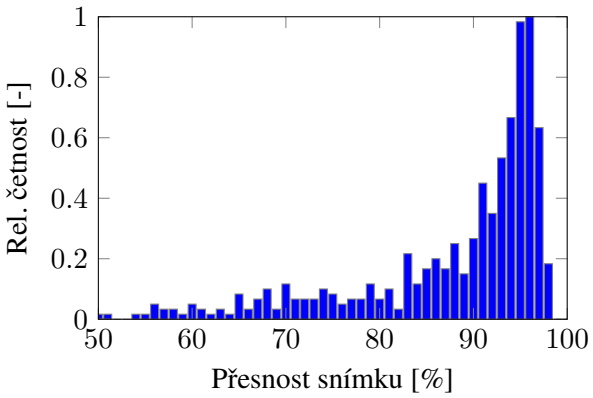
Výsledná přesnost každého snímku je vypočtena jako poměr plochy, kde se výsledek shoduje s etalonem proti celkové ploše obrazu:

$$\text{přesnost} = 1 - \frac{\sum_{x=1}^{\text{šířka}} \sum_{y=1}^{\text{výška}} |\textbf{etalon}_{y,x} - \textbf{vypočtený}_{y,x}|}{\text{šířka} \times \text{výška}} \quad [-] \tag{1}$$

kde matice **etalon** je reference a matice **vypočtený** je výstupem algoritmu. Obě matice jsou normalizovány na rozsah hodnot $\langle 0, 1 \rangle$.



Obrázek 3: Ukázka výstupu algoritmu



Obrázek 4: Histogram přesnosti výsledků navrženého algoritmu

Navržený algoritmus dosahuje celkové průměrné přesnosti 87,7 % a mediánové přesnosti 92,2 %. Latence celého algoritmu na systému vybaveném procesorem Intel i7-4720HQ (Haswell, 4c/8t) je 45 ms.

4 ZÁVĚR

Předvedený algoritmus je plně funkční a při splnění požadavků na rychlost a nenáročnost na výpočetní výkon dosahuje dostatečné přesnosti, což je popsáno v kapitole 3. Ve své bakalářské práci se zaměřím na optimalizaci a využití GPGPU akcelerace, což by mělo přinést několikanásobné zrychlení [3]. Takto získaná rezerva by mohla být následně využita pro snížení počtu částí, na které je obraz rozřezán, což by teoreticky mělo dále zvětšit přesnost.

REFERENCE

[1] Intel Corporation, *Intel RealSense Camera R200* [online]. [cit. 2018-03-11]. Dostupné z: `https://software.intel.com/sites/default/files/managed/d7/a9/realsense-camera-r200-product-datasheet.pdf`

[2] Mikšík, O.: *Dynamic Scene Understanding for Mobile Robot Navigation*. Diplomová práce, Vysoké učení technické v Brně, 2012

[3] SATO, Kaz, Cliff YOUNG a David Patterson, 2017. An in-depth look at Google's first Tensor Processing Unit (TPU) [online]. May 12, 2017 [cit. 2018-03-13]. Dostupné z: `https://cloud.google.com/blog/big-data/2017/05/an-in-depth-look-at-googles-first-tensor-processing-unit-tpu`

WATER LEAKAGE MONITOR FOR HOME USAGE

Martin Radvanský
Bachelor Degree Programme (1), FEEC BUT
E-mail: xradva01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Radvanský
E-mail: martin.radvansky@vsb.cz

Abstract: Water can cause significant damage to the house and can not be avoided if the owner does not know the problem in time. This article describes a universal device with wireless sensors, designed to monitor water leakage in the house with ability to inform the owner about this particular problem.

Keywords: Water leakage monitor, IQRF, Battery operated sensor, Raspberry Pi

1 ÚVOD

Neočekávaný únik vody v domácnosti znamená často nemalé náklady na odstranění vzniklých škod. I když jsme pojištěni, mohou způsobené škody znamenat významnou ztrátu času, případně i sousedské spory. Proto je výhodnější těmto situacím předcházet a zabezpečit domácnost tak, aby v případě náhlého úniku vody byl majitel neodkladně informován o vzniklém problému s možností, co nejrychleji zasáhnout. Cílem tohoto článku je představit návrh zařízení pro vzdálené monitorování úniku vody a předání informace o vzniklém problému.

2 ANALÝZA PROBLÉMU

Při návrhu tohoto typu zařízení je nutné se zaměřit na dvě základní oblasti. V prvé řadě se jedná o návrh vlastního snímače detekce úniku vody tak, aby byl maximálně spolehlivý. Další neméně důležitá oblast je optimalizace jeho spotřeby pro bateriové napájení. Splnění obou podmínek je nelehký úkol, který vyžaduje důslednou analýzu problému a vhodnou volbu použitých komponent.

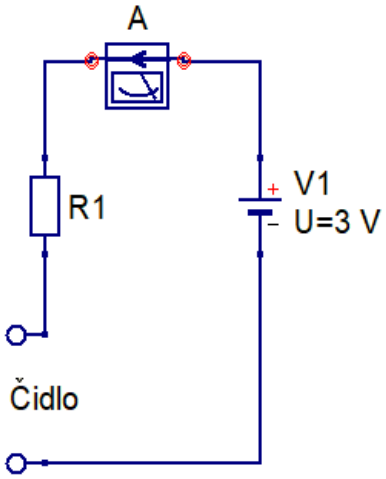
2.1 DETEKCE ÚNIKU VODY

Na internetu lze nalézt tři základní přístupy, jak detekovat únik vody. Nejčastěji používanou metodou je měření vodivosti mezi kontakty snímače. Další možností je měření kapacity mezi referenční elektrodou a zemí. Poslední varianta, která se často vyskytuje je měření minimálního průtoku vody hlavním přívodem. Zařízení využívající uvedené metody lze běžně koupit a liší se prakticky jen designem, použitými materiály a cenou. Samozřejmě existuje celá řada alternativních metod, které například kombinují uvedené přístupy.

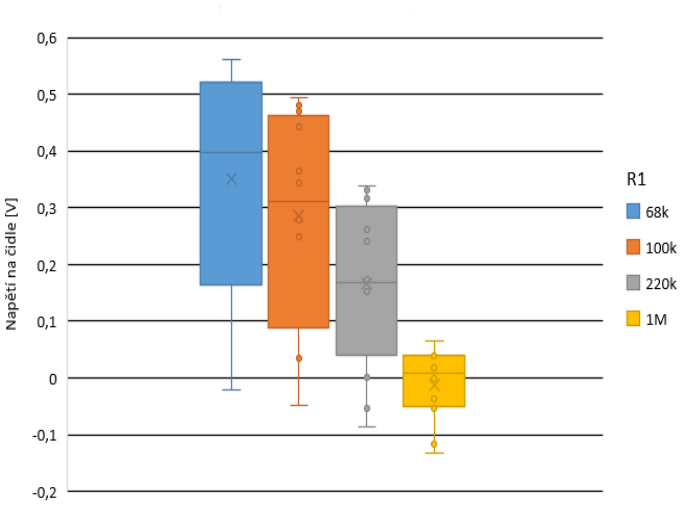
Pro realizaci tohoto projektu byla vybrána metoda založená na měření vodivosti tekutiny mezi měřicími kontakty čidla. Pro zjištění vodivosti byl navržen experiment ověřující vlastnosti vody. Při měření byly použity různé zdroje představující možný únik vody. Jedná se o běžnou vodu z vodovodní sítě, dešťovou vodu, odpadní vodu z pračky, odpadní vodu z myčky a jako referenční vzorek demineralizovanou vodu.

Měření podle schématu na obrázku 1 bylo prováděno na stolním multimetru a čidle, sestaveném z propojovacích pozlacených lišt. Každé měření bylo prováděno opakovaně. Měření proudu obvodem

probíhalo pro tři různé teploty a čtyři hodnoty sériového odporu. Krabicové diagramy na obrázku 2 zobrazují vypočtenou hodnotu napětí na čidle pro různé velikosti sériového odporu R1.



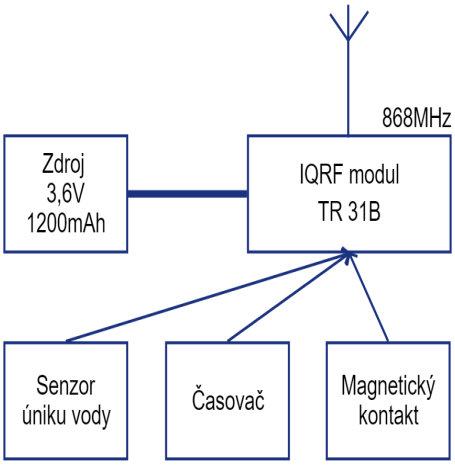
Obrázek 1: Schéma měření proudu



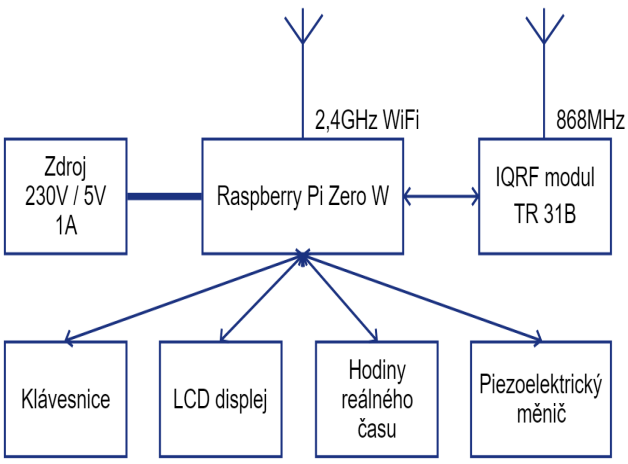
Obrázek 2: Vypočtené napětí na čidle

2.2 Optimalizace spotřeby

Navrhovaný monitor úniku vody se skládá z bezdrátového, bateriově napájeného senzoru a centrální jednotky. Senzorová jednotka musí být optimalizována na co nejmenší spotřebu. Tato jednotka obsahuje vysílací a řídící modul IQRF TR31B [5], nízkopříkonový operační zesilovač LTC1440 [2] a nízkopříkonový časovač TPL1050 [4]. Blokové schéma zařízení je na obrázcku 3.



Obrázek 3: Sensor



Obrázek 4: Centrální jednotka

Celá jednotka senzoru je neustále v režimu spánku, ze kterého se probouzí pouze v případě detekce úniku vody nebo každé dvě hodiny časovačem, pro odeslání informace o stavu baterie a funkčnosti. Využitím nízkopříkonových integrovaných obvodů je možné dosáhnout proudu v klidovém stavu 27,735μA a proudu v aktivním stavu 11,644mA, což odpovídá životnosti přibližně tři roky pro baterii 1200mAh (výpočet byl proveden webovým kalkulátorem [1]). Tuto životnost lze označit za dostačující a očekávanou pro zařízení obdobného typu.

3 CENTRÁLNÍ JEDNOTKA

Centrální jednotka zařízení je založena na desce Raspberry Pi Zero W [3]. Blokové schéma jednotky je na obrázku 4. Toto řešení poskytuje velkou flexibilitu zařízení, protože na rozdíl od mikrokontrolérů se jedná o kompletní jednočipový mikropočítač s vlastním operačním systémem. Obslužný program je vytvořen v jazyce Python a jeho účelem je komunikace s uživatelem a odesílání informací o stavu čidel na email pomocí WiFi sítě. Firmware IQRF modulu je napsán v jazyce C a slouží pouze k předávání informací od čidel do řídícího programu.



Obrázek 5: Sestava centrální jednotky a dvou snímačů

4 ZÁVĚR

Popsané zařízení bylo sestaveno a testováno v praktickém provozu v domácnosti, kde bylo hlavním přínosem využití bezdrátových senzorů. To umožňuje sledovat více případných míst úniků vody jako je koupelna, toaleta, kotelna atd. Pro návrh čidla bylo třeba identifikovat možné zdroje úniku vody v domácnosti a provést měření jejich vodivosti při různých teplotách a pro různé měřicí proudy.

Budoucím rozšířením zařízení je vytvoření webového uživatelského rozhraní a použití komunikace se senzory pomocí MESH sítě pro zvětšení velikosti sledované oblasti.

REFERENCE

[1] Battery Life Calculator. *Oregon Embedded* [online]. Oregon, 2017 [cit. 2018-03-13]. Dostupné z: https://oregonembedded.com/batterycalc.htm

[2] LTC1440/LTC1441/LTC1442 - Ultralow Power Single/Dual Comparator with Reference. *Linear Technology* [online]. 2018 [cit. 2018-03-13]. Dostupné z: http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/144012fd.pdf

[3] Raspberry Pi Zero W. *Raspberry Pi* [online]. 2018 [cit. 2018-03-13]. Dostupné z: https://www.raspberrypi.org/products/raspberry-pi-zero-w/

[4] TPL5010 Nano-power System Timer with Watchdog Function. *Texas Instruments* [online]. 2018 [cit. 2018-03-13]. Dostupné z: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tpl5010.pdf

[5] TR-31B Transciever Module - Datasheet. *IQRF - Technology for wireless* [online]. 2010 [cit. 2018-03-13]. Dostupné z: https://www.iqrf.org/support/archive&kat=37&ids=92

CROSSROADS MODEL

Jan Záviš

EEKR-B-AMT (3), FEEC BUT

E-mail: xzavis02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radek Štohl

E-mail: stohl@feec.vutbr.cz

Abstract: The topic of this paper is The Model of Crossroads Systems with Light Signals. The first part is a theory where I described the issue of crossroads, especially focuses on light's signals. The second part is focused on the design of a demonstration panel that will help as learning tools in the laboratory. In addition, I described development of a test model, which I will test my proposals on. And the last part of this work is a test application. This simple test application gives us results of the test model. For analysing these data, I used IT programme RSLogic5000.

Keywords: Crossroad, signal, light signalling device, light crossing capacity, microprocessor controller, control system

1 ÚVOD

Práce je zaměřená na problematiku světelných křižovatek. Konkrétně na jejich druhy, způsoby jejich řízení a na metody jejich realizace. Jako fyzický výstup této práce je zde testovací model obsahující jednu křižovatku typu T. Tento testovací model je řízený testovací aplikací, která je nahraná v programovatelným automatu Allen-Bradley.

2 KŘIŽOVATKY SE SVĚTELNÝM SIGNALIZAČNÍM ZAŘÍZENÍM

Tato kapitola vychází ze zdrojů [1], [2] a [3]. Je zaměřená na důvody vzniku, hlavní priority a na důležitá kritéria křižovatek se světelným signalizačním zařízením (SSZ).

2.1 DŮVODY VZNIKU

Křižovatky se SSZ vznikly ze dvou hlavních důvodů.

1. Zvýšení bezpečnosti dopravního provozu.
2. Zvýšení plynulosti průjezdů křižovatkami.

2.2 HLAVNÍ PRIORITY

Hlavní priorita u křižovatek se SSZ je bezpečnost dopravního provozu pro všechny účastníky provozu. To znamená že při pohybu v křižovatce se SSZ nedojde k žádnému zranění nebo ohrožení chodců, cyklistů nebo řidičů za dodržení dopravních předpisů. Jako pro každou danou křižovatku, tak i pro ty se SSZ platí několik důležitých pravidel o prioritách.

1. MHD mají přednost pro průjezd křižovatkou se SSZ jako první (ale jen za předpokladu že je to technicky možné).
2. Poté mají přednost nejvíce zatížené směry (ať už jde o chodce anebo velmi frekventovaný jízdní pruh).

2.3 DŮLEŽITÁ KRITÉRIA

Pro návrh křižovatek se SSZ platí několik kritérií, která by se měla akceptovat, je-li to technicky možné. Nejdůležitější kritéria jsou tyto čtyři.

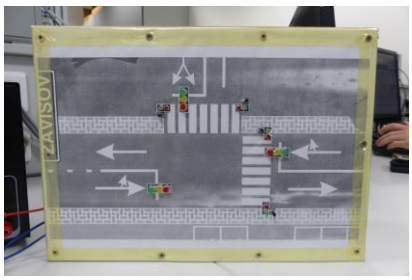
1. Bezpečnost provozu (jedná se o řidiče, cyklisty a chodce).
2. Intenzita provozu vozidel (především to závisí na časech kdy jsou dopravní špičky).
3. Intenzita pohybu chodců (to především závisí na denní době, například když lidé chodí do práce a z práce).
4. Intenzita provozu MHD (jak často jezdí hromadná přeprava danou křižovatkou, aby nedocházelo ke zpožděním).

3 TESTOVACÍ MODEL

Pro ověření správnosti postupu a dosažených výsledků byl navržen a sestaven testovací model. Tento testovací model obsahuje pouze jednu křižovatku. A to tu nejjednodušší, křižovatku typu T. Výsledný panel pak bude obsahovat čtyři křižovatky s různým typem obtížností. Pro testovací model byly navrženy tyto části: grafická podoba křižovatky, řídicí systém na bázi PLC a testovací aplikace.

3.1 VÝSLEDNÁ PODOBA TESTOVACÍHO MODELU

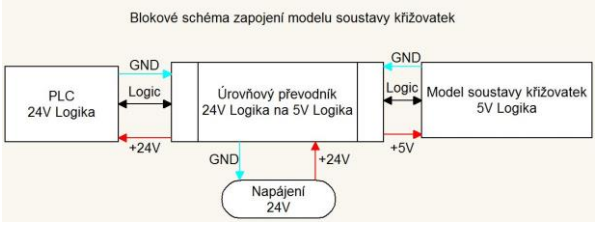
Na přední straně modelu je natisknutá křižovatka typu T. Z každé strany jsou pruhy vjíždějící do křižovatky a vyjíždějící z křižovatky. Dále jsou zde dva přechody pro chodce. Tato přední část je osazena LED, které představují tři semafory pro automobily a čtyři semafory pro chodce. A nesmí zde chybět čtyři tlačítka pro chodce. Obrázek 1 zobrazuje celou situaci.



Obrázek 1 Grafická podoba panelu

3.2 ŘÍDICÍ SYSTÉM NA BÁZI PLC

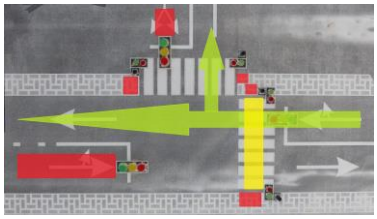
Návrh řídicího systému byla klíčová část projektu. Bylo nutné propojit 24V logiku PLC a 5V logiku LED na přední straně panelu. K tomuto účelu bylo použito tranzistorové pole ULN2004AN. Toto pole má všechny parametry potřebné pro chod tohoto modelu. Má dostatečné vstupní napětí až 50 V s proudem 25 mA a výstupní napětí 30 V s proudem 500 mA. Řídicí systém pracuje podle následující blokového schématu, které je na obrázku 2.



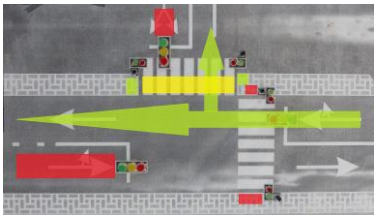
Obrázek 2 Blokové schéma řídicího systému na bázi PLC

4 TESTOVACÍ APLIKACE

Testovací aplikace má za úkol ověřit funkčnost testovacího modelu. Proto musely být vhodně zvoleny signální plány, informace o signálních plánech byly čerpány ze zdrojů [2] a [3], aby nedocházelo ke kolizím. To znamená, že se nesmí křížit dva jízdní pruhy při signálu zelené. Dále bylo nutné zajistit bezpečný přechod chodců. To znamená že chodci nesmí přecházet přes hlavní směr, když svítí signál zelená pro automobily (obr.3). Ale mohou přecházet přes odbočovací směr i když svítí signál zelená pro automobily (obr.4). Časové signály jsou nastaveny s přihlédnutím na fakt, že se jedná pouze o model, a ne o skutečnou křižovatku. Celý program se skládá z osmi stavů. Prvním stavem je START, který se vykoná po spuštění programu v PLC. Druhým stavem je INIT, kde se nastavují základní proměnné do výchozího stavu, což je úroveň logické nuly (světla jsou zhasnutá). A následují další tři stavy, které se rozdělují na „Auta“ anebo „Auta + chodci“. To znamená, že když nebude stisknuté tlačítko pro chodce, tak budou jezdit jen auta a chodcům svítí signál červené. Ale když se stiskne tlačítko pro chodce, tak se aktivuje druhá verze daného stavu, kde je signalizace pro chodce řešená.



Obrázek 3 Zakázané křížení



Obrázek 4 Povolené křížení

5 ZÁVĚR

Tento projekt měl za úkol vytvořit návrh nové školní pomůcky do laboratoře. Jedná se o přípravek, na kterém se nachází světelná křižovatka se SSZ a tlačítky pro chodce. Tento přípravek se připojí k PLC Allen-Bradley. V rámci návrhu se navrhl řídicí systém na bázi PLC a byla napsaná testovací aplikace v jazyce Ladder diagram. Tato testovací aplikace umožnila ověřit funkčnost testovacího modelu. V rámci tohoto projektu bylo dosaženo všech cílů a úspěšně proběhl testovací provoz modelu.

PODĚKOVÁNÍ

Nyní bych chtěl poděkovat panu docentu Vladislavu Křivdovi z Technické univerzity v Ostravě za poskytnutí cenných rad a možnosti využívání jeho webových stránek o dopravě. A dále bych chtěl poděkovat mému vedoucímu práce panu doktoru Radku Štohlovi za rady při návrhu testovací aplikace a následném programování PLC.

REFERENCE

[1] Křižovatky se světelným signalizačním zařízením (SSZ): Všeobecně (část 1). KŘIVDA, Vladislav a Václav ŠKVAIN. Městské komunikace a křižovatky [online]. Ostrava: VŠB – Technická univerzita Ostrava, ©2011-2013 [cit. 2017-10-16]. Dostupné z: http://kds.vsb.cz/mkk/krizovatky-ssz.htm

[2] MARTOLOS, Jan. Posuzování kapacity světelně řízených křižovatek. 1. vyd. Liberec: EDIP, 2011, 51 s. ISBN 978-80-87394-03-8.

[3] Navrhování světelných signalizačních zařízení pro řízení provozu na pozemních komunikacích: technické podmínky : TP 81. 2. vyd. Praha: Ministerstvo dopravy, 2006, 124 s. ISBN 80-86502-30-9.

EDEMS - COMPUTER SIMULATOR FOR LEARNING

Dominik Friml
Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT
E-mail: xfriml02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Petyovský
E-mail: petyovsky@feec.vutbr.cz

Abstract: This article introduces new educational and demonstrative tool for microprocessor technology called EDEMS, which is designed to ease teaching of microprocessors at universities, high schools and at homes of enthusiasts. It describes reasons of its creation, problems that it solved, and main advantages of this solution.

Keywords: simulator, processor, instruction, microinstruction, microprocessor architecture

1 ÚVOD

Mikroprocesory jsou nedílnou součástí moderního života. Bohužel v tomto oboru není dostatek kvalitních výukových pomůcek. Ve své bakalářské práci se věnuji tomuto tématu a snažím se tento problém vyřešit tak, abych pomohl jak vyučujícím, tak studentům. Výsledkem mé práce je výukový simulátor mikroprocesoru.

2 EXISTUJÍCÍ POMŮCKY

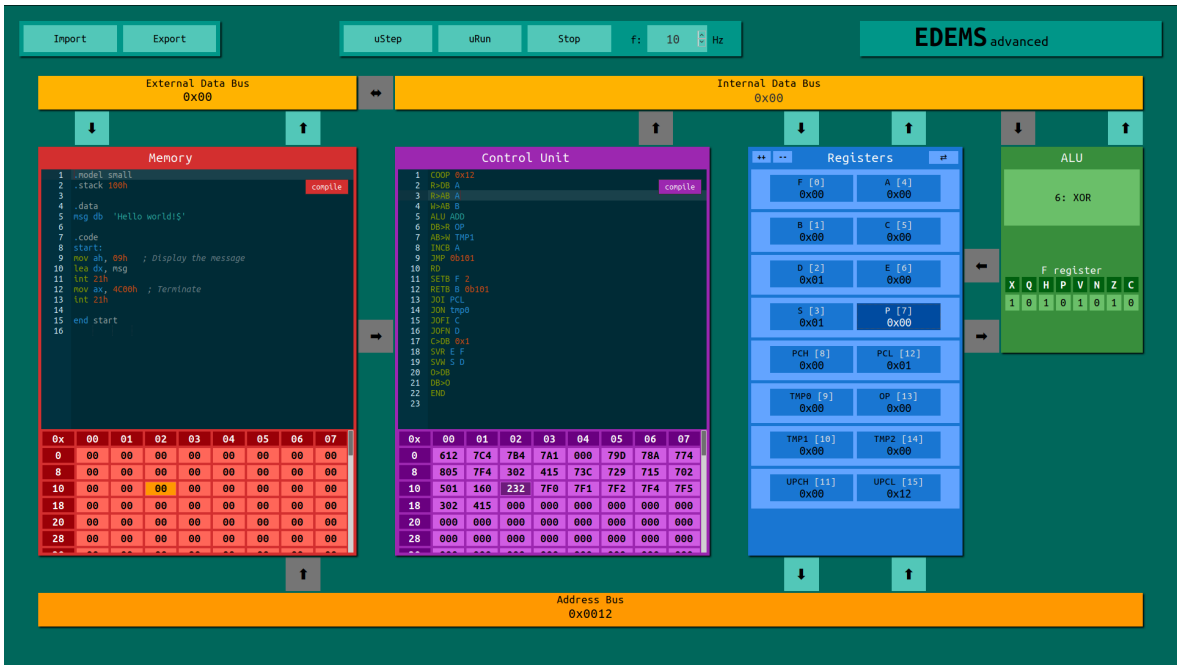
Před návrhem nové výukové pomůcky jsem se snažil se nejprve seznámit s již existujícím výukovými pomůckami a proto jsem provedl literární rešerši. Zjistil jsem, že žádné existující řešení není dostatečné.

Příkladem může být demonstrativní procesor zvaný Megaprocessor [3]. Megaprocessor je postavený z diskrétních součástek viditelně orientovaných do logických hradel. Hlavními nevýhodami tohoto řešení je samozřejmě dostupnost. Zařízení je pouze jedno na světě a i kdyby bylo zrovna na místě, kde bychom jej potřebovali, je příliš komplexní a matoucí pro nováčka, který se snaží pochopit, jak funguje.

Dalším příkladem je simulátor mikroprocesoru Johnny [4]. Tento simulátor je na rozdíl od ostatních uvedených příkladů možné využít při výuce i v dnešní době. Bohužel je ale v některých věcech příliš zjednodušený. Má extrémně primitivní aritmeticko-logickou jednotku, žádný uživatelsky přístupný registr a operuje v desítkové soustavě. Protože jeho základní principy fungování se od běžných CPU v mnohém odlišují, soustu studentů tedy spíše zmate, než jim pomůže.

3 EDEMS

Mnou navržené řešení je nový simulátor zvaný EDEMS (Educational Demonstrative Microprocessor Simulator), který nejen že se snaží omezit všechny nedostatky uvedené v předchozí kapitole, ale také se z ostatních výukových pomůcek poučil.



Obrázek 1: Grafické rozhraní simulátoru EDEMS v pokročilém módu.

3.1 Výhody nového řešení

Častým problémem existujících řešení je přílišné, nebo naopak nedostatečné zjednodušení. Při návrhu architektury simulátoru jsem se rozhodl nejít ani cestou zjednodušování existujících procesorů, ani cestou simulování existujících komplexních mikrokontrolérů. Architektura je navržena jako velice jednoduchý, ale prakticky využitelný, byť neoptimalizovaný, mikroprocesor se všemi výhodami i nevýhodami, jaké současné osmibitové mikroprocesory obsahují.

Simulátor například nepracuje s hodnotami v desítkové soustavě, ale stejně jako reálný mikroprocesor ve dvojkové. Hodnoty jsou ale stejně jako při simulaci reálného mikroprocesoru reprezentovány v soustavě šestnáctkové. Toto je pro začátečníky matoucí, ale je to problém, který se musí naučit řešit a tak není žádoucí jej zjednodušovat.

Dalšími dvěma problémy, které EDEMS řeší, je dostupnost a přenositelnost na další platformy. EDEMS je webová aplikace napsaná v jazyce javascript a jakmile bude dokončena, bude zveřejněna pod opensource licencí. Bude tedy zcela zdarma dostupná každému s internetovým připojením a to nejen k používání, ale i k vylepšování a upravování k obrazu svému.

3.2 Architektura EDEMS

Na obrázku 1 můžeme vidět grafické rozhraní procesoru, které přímo odpovídá jeho vnitřní architektuře, architektuře Von Neumannova počítače.

Z obrázku jsou jasně viditelné funkční bloky, tedy generátor hodinových cyklů, vnitřní a vnější datová sběrnice, adresová sběrnice, aritmeticko-logická jednotka, registrová banka obsahující 16 registrů, plně programovatelný mikroprogramový řadič a editovatelná paměť.

Simulátor disponuje dvěma módy, základní mód a pokročilý mód. Pokročilý mód umožňuje operovat se simulátorem na úrovni mikroinstrukcí, každá mikroinstrukce má vlastní ovládací prvek v GUI a je tak možné s procesorem operovat manuálně, bez jakéhokoliv programování. Dále umožňuje progra-

mování procesoru, a to jak na programové, tak na mikroprogramové úrovni. Toto je jedna z hlavních výhod simulátoru.

Možnost programovat a zkoumat procesor na úrovni mikroinstrukcí napomáhá pochopení funkce dnešních mikroprocesorů. Dále vysvětluje tok dat uvnitř procesoru, funkce jednotlivých bloků procesoru a význam mikroinstrukcí samotných.

Přeprogramování mikrokódu dává možnost upravit instrukční sadu tak, aby simulátor demonstroval to, co vyučující potřebuje. Bude-li chtít vyučující využít EDEMS jako výukovou pomůcku k demonstraci funkce existujícího mikroprocesoru, stačí implementovat jeho instrukční sadu pomocí sady 26. mikroinstrukcí, které teoreticky umožňují naprogramování jakékoliv instrukční sady.

Pokud uživatel nebude chtít využít této možnosti, může se přepnout do zmíněného základního módu, který skryje mikrokód i možnost jej editovat, stejně jako některé registry, které uživatel nevyužije. Například mikroprogramový čítač. Tento mód se podobá programování reálného mikroprocesoru s možností simulovat běh programu, krokovat programem a pozorovat vnitřní stavy procesoru.

4 BUDOUCNOST

Projekt je zatím stále ve fázi vývoje a bude potřeba odvést ještě spoustu práce na jeho dokončení. Jakmile bude projekt hotov a zdokumentován, vytvořím vzorové úlohy a projekt zveřejním. Následně bych jej rád představil co největšímu počtu vyučujících a získal od nich zpětnou vazbu, kterou využiji k vylepšení projektu.

Tím ale práce na projektu EDEMS končit nemusí. Už teď si uvědomuji některé nedostatky simulátoru, jako je například absence paměťově mapovaných periferií, které bych rád časem implementoval jako volitelný modul simulátoru.

Následně si myslím, že by bylo velice zajímavé simulátor implementovat do reálného hardwaru jako softcore procesor na platformě FPGA. Možnost ovládat reálné periferie, jako LED dioda nebo reproduktor, určitě motivuje studenty více, než pouhý simulátor.

5 ZÁVĚR

V tomto článku jsme se zběžně seznámili s výsledkem mé bakalářské práce, tedy s výukovým, demonstrativním simulátorem mikroprocesoru, jež byl navrhnut speciálně pro zjednodušení demonstrace funkce mikroprocesoru a zefektivnění výuky mikroprocesorové techniky na základních i středních školách, univerzitách i v domácnostech.

Nahlédli jsme na vnitřní architekturu procesoru, kterou jsem navrhl speciálně tak, aby nijak zvlášť neomezovala demonstrační účely (možnost implementovat jakoukoliv instrukční sadu) a zároveň byla srozumitelná i pro začátečníky (osmibitová architektura, pouze 26 mikroinstrukcí, menší počet registrů). Architektura je následně implementována do webové aplikace.

REFERENCE

[1] VALÁŠEK, P. *Monolitické mikroprocesory a mikropočítače*. 1989th ed. 1989. ISBN 9788003000562.

[2] NEWMAN, J. Home. *The Megaprocessor* .... [online]. 2016 [cited 2018-01-01]. Available from http://www.megaprocessor.com/index.html .

[3] DAUSCHER, P. *Johnny 1.00* [online]. 2012th ed. GPL, 10.7.2012 [cited 01 Jan 2018].

AUTOMATIC MUSIC TRANSCRIPTION

Vojtěch Matoušek

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xmatou28@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Petyovský

E-mail: petyovsky@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with the automatic music transcription into the music notation by short Fourier transform with logarithmic scale. The result of this work is application, which converts the music records, in the wave file, into the music notation. But the algorithm can work only with music records, where plays one tone at one time.

Keywords: automatic music transcription, short Fourier transform with logarithmic scale

1 ÚVOD

Transkripce, neboli přepis, je rozšířeným fenoménem a v hudbě má několik různých významů. Transkripce může být považována za úpravu či nové zpracování notového zápisu původní skladby nebo přepis starší notace do dnešního notového záznamu. Třetí význam, který je předmětem této práce, je přepis hudební nahrávky do notového písma [1]. Moderní algoritmy hudební analýzy jsou na vysoké úrovni, ale zatím žádný algoritmus nedokáže uspokojivě nahradit v přepisu hudební nahrávky do notového hudebně trénovaného člověka. Pro člověka bez hudebního sluchu a vzdělání je vytvoření notového záznamu značně obtížné až nemožné.

2 BLOKOVÉ SCHÉMA NAVRŽENÉHO PROGRAMU

Na začátku programu zvolím vstupní soubor skladby ve formátu wave, který obsahuje informace o analyzované skladbě. Ze vstupního souboru načtu vzorkovací frekvenci a jednotlivé vzorky skladby. Detekci jednotlivých not provádím přes Krátkodobou Fourierovou transformaci s logaritmickým frekvenčním rozlišením, které se věnuji v kapitole (3). Zpracování výsledků detekce not obnáší přiřazení jednotlivých frekvencí k pojmenovaným notám. Nakonec všechny výsledky uložím do textového souboru pro snadnější kontrolu výsledků.



Obrázek 1: Blokové schéma programu

3 ALGORITMUS PRO DETEKCI NOT

Jak už bylo řečeno v předchozí kapitole detekci not provádím přes Krátkodobou Fourierovou transformaci s logaritmickým frekvenčním rozlišením, která spočívá v tom, že budeme počítat pouze frekvence, které odpovídají půltónům hudební stupnice podle zadaného rozsahu. Pro dvanáct půltónů oktávy je vztah pro výpočet frekvence tónů následující [2]:

$$f_k = (\sqrt[12]{2})^k \times f_{min} \tag{1}$$

kde f_{min} je minimální analyzovaná frekvence skladby a $k = \{0,1 \ldots, k_{max}\}$, kde k_{max} vypočítám podle následujícího vztahu [2]:

$$k_{max} = \frac{12 \times \log\left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)}{\log(2)} \tag{2}$$

kde f_{max} je maximální analyzovaná frekvence skladby.

Krátkodobá Fourierova transformace se aplikuje na vzorky analyzované skladby postupně po krátkých úsecích, které jsem si stanovil na 100 milisekund. Přepočet na počet vzorků N_i v časovém intervalu provádím dle rovnice (3):

$$N_i = f_s \times 0{,}1 \tag{3}$$

kde f_s je vzorkovací frekvence.

Algoritmus pro výpočet krátkodobé Fourierovy transformace s logaritmickým frekvenčním rozlišením vypadá následovně [3]:

$$X[N,k] = \sum_{n=N\times N_i}^{((N+1)\times N_i)-1} x(n) e^{-j2\pi f_k \frac{n}{f_s}} \tag{4}$$

kde x(n) je n-tý vzorek zpracovávaného signálu, f_k popisuje frekvenci k-tého tónu a f_s je vzorkovací frekvence. Index $k = \{0,1,\ldots,kmax\}$ indexuje jednotlivé půltóny tónů a index $N = \{0,1,\ldots, N_{max}\}$ [3], kde N_{max} se určí podle vztahu (5) a odpovídá maximálnímu počtu časových intervalů skladby přes které se počítá Fourierova transformace:

$$N_{max} = \frac{S}{N_i} \tag{5}$$

kde S je celkový počet vzorků ve skladbě a N_i je interval analyzovaných vzorků vypočtený ze vztahu (3).

Výsledek detekce not se ukládá do matice X o velikosti N_{max} řádků a k_{max} sloupců. Řádky matice X značí časový interval skladby a sloupce matice odpovídají jednotlivým zkoumaným frekvencím tónu [3]. Pro určení tónů ve skladbě vyberu z každého řádku maximální číslo. Index tohoto čísla odpovídá hranému tónu v konkrétním čase. Pokud maximální číslo bude blízké nule, tak v daný čas ve skladbě nehraje žádný tón a jedná se o pomlku.

Algoritmus provádí také jednoduchou detekci nástupu a délky noty. Když uvažuji monofonní skladby, což znamená, že se jedná o skladby, kdy v jeden čas hraje jen jeden tón, tak nástup noty detekuji při změně frekvence na danou notu. Délka noty odpovídá času, po který se frekvence nebude měnit. Algoritmus tedy nedokáže analyzovat dvě zahrané noty za sebou. Detekuje jen jeden dlouhý tón a bude fungovat jedině pro monofonní skladby.

4 DOSAŽENÉ VÝSLEDKY DETEKCE NOT

Pro demonstraci dosažených výsledku uvádím analýzu monofonní skladbu Pop Goes the Weasel, která je dlouhá 11 sekund. Pro kontrolu, výsledky zapisuju do textového souboru. Výsledky detekce

not u výše zmíněné skladby jsou v tabulce (1). Z tabulky je patrné, že detekované noty se od originálních not skladby liší ve třech případech.

Správná nota	Detekovaná nota	Délka detekované noty [s]	Správná nota	Detekovaná nota	Délka detekované noty [s]
C_4	C_4	0,8	E_4	E_4	0,3
D_4	D_4	0,8	G_4	G_4	0,2
E_4	E_4	0,2	E_4	E_4	0,2
G_4	G_4	0,2	C_4	C_4	0,8
E_4	E_4	0,3	A_4	A_4	0,5
C_4	C_4	1,5	A_4	Ais_4	0,1
D_4	D_4	0,7	pomlka	pomlka	0,1
E_4	E_4	0,7	D_4	D_4	0,5
C_4	H_3	0,1	E_4	F_4	0,3
C_4	C_4	1,5	E_4	E_4	0,7
D_4	D_4	0,7	C_4	C_4	0,3

Tabulka 1: Porovnání detekovaných not s notami originální skladby

5 ZÁVĚR

Doposud navržený algoritmus je implementován ve vývojovém prostředí MATLAB a umí pracovat jen s monofonním zvukem, což znamená, že umí vyhodnocovat pouze jeden tón v daném čase. V dalších krocích se budu zabývat vylepšením algoritmu pro detekci not i pro jednodušší polyfonní skladby, kde v jeden časový okamžik může znít více tónů najednou. Jako výstup programu nabude textový soubor, ale výsledek detekce not program uloží do MIDI souboru.

REFERENCE

[1] Šrámková, Kateřina.: Problematika transkripce v hudebních skladbách [online]. Brno: 2016 [cit.22.3.2018]. Dostupné z URL: <https://is.muni.cz/th/263724/pedf_d/disertace.pdf> Disertační práce: Masarykova univerzita, Pedagogická fakulta. Vedoucí práce Michal Košut.

[2] Brown, Judith C.: Calculation of a constant Q spectral transform [online]. 1990 Wellesley, Massachusetts [cit.22.3.2018]. Dostupné z URL: <https://www.ee.columbia.edu/~dpwe/papers/Brown91-cqt.pdf>

[3] Schörkhuber, Ch. & Klapuri, A.: Constant-Q transform toolbox for music processing. Proc. 7th Sound and Music Computing Conference 2010.

ONLINE TIMEKEEPER SYSTEM FOR RELAY RACE

Daniel Čenč

Bachelor (1.), FEEC BUT

E-mail: xcencd00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Majzner

E-mail: majzner@feec.vutbr.cz

Abstract: The race is set on a well-known hill in Beskydy, Javorový vrch. The race has three disciplines, each of them needs individual timekeeper in place. The timekeeping machine contains a single specially customized Raspberry Pi, which has a HW clock circuit and a RFID reader on board. The OS contains a program in Python, which operates the data acquired on input and sends them to the main database. A PHP script then makes use of these data by displaying them on a website.

Keywords: Python, relay race timekeeper, Raspberry Pi

1 ÚVOD

Cílem projektu byla realizace online časomíry[1] pro adrenalinový štafetový závod[2], který se tradičně odehrává pod Javorovým vrchem v Beskydech. Časomíra je založena na instalaci tří terminálů, které jsou rozprostřeny v terénu na místech, kde dochází k předávce mezi členy štafety a kde závod končí. Start závodu je hromadný a pro potřebu identifikace je každý závodník vybaven RFID náramkem. Základními požadavky bylo, aby byl systém nezávislý na napájení, aby umožňoval sledovat výsledky online na webových stránkách, aby mohl být systém vystaven nepříznivému počasí a aby se přesnost měření pohybovala v řádech setin sekundy.

Jako člen realizačního týmu jsem měl za úkol vyřešit programové vybavení terminálu. Musel jsem zajistit následující funkce: Přiřadit RFID kódu závodníka odpovídající mezičas. Přehledně zobrazit jméno závodníka, název štafety a mezičas na displeji. Záznam bezpečně uložit, tak aby jej nebylo možné v případě selhání systému ztratit a zároveň zajistit, aby byl odeslán na hlavní server závodu. Systém musel být koncipován tak, aby v žádném případě nedošlo ke ztrátě dat během závodu, protože tento druh štafetových závodů nelze opakovat.

2 HARDWARE

Každý ze tří instalovaných terminálů je samostatné zařízení, jehož hlavním úkolem je registrovat čas příchodu závodníka. Jako řídicí počítač jsme zvolili Raspberry Pi[3] 3 Model B s originálním sedmi palcovým dotykovým displejem.

Raspberry Pi je jednodeskový minipočítač, který svým výkonem pro aplikaci časomíry plně postačuje. Terminál obsahuje RTC (Real-time clock) obvod reálného času, který je nastaven před samotným závodem. V okamžiku, kdy je terminál v dosahu bezdrátové sítě, je RTC obvod synchronizován prostřednictvím NTP (Network Time Protocol) protokolu s vybraným serverem. Nedílnou součástí terminálu je čtečka RFID[4] (Radio Frequency Identification). V zařízení jsou v použity RFID čtečky založené na čipu MF RC522, který je vybaven sběrnicí SPI.

Velký důraz byl kladen na funkčnost terminálů v případě výpadku bezdrátové sítě, ale hlavně musel být spolehlivě zajištěn provoz při výpadku síťového napájecího napětí 230 V. Pro tento účel byl použit síťový spínaný zdroj MEAN WELL SCP-75-12, který zajišťuje napájecí napětí 12 V. Tento

zdroj, ve spojení s 12 V olověným akumulátorem o kapacitě 7.2Ah, zajišťuje funkci UPS (Uninterruptible Power Supply) s velkou rezervou po celou dobu závodu.

Celé zařízení je umístěné v plastovém boxu, který zajišťuje spolehlivou ochranu před nepříznivým počasím. Box je instalován na stojanu, který je pevný a zajistí mechanickou stabilitu i v případě, že závodník o terminál časomíry zavadí. Protože je box uzavřený před klimatickými vlivy, chlazení vnitřní elektroniky zajišťuje ventilátor.

3 SOFTWARE

Na Raspberry Pi je nainstalován Raspbian Jessie s nutnými úpravami pro úspěšné čtení ze sériového portu. Každá jednotka funguje samostatně a načtené informace ukládá do svojí a poté i do hlavní databáze. Pro optimální zpracování paketu na sériovém vstupu z RFID čtečky je zpracovávání rozděleno do tří samostatných vláken, kde každé vlákno obsluhuje část zpracování dat. Program je psán objektově v Pythonu 3.4 a obsahuje hlavní zdrojový kód, konfigurační soubor a při spuštění si automaticky vytváří soubor pro záznamy chybových hlášení (tzv. log soubor).

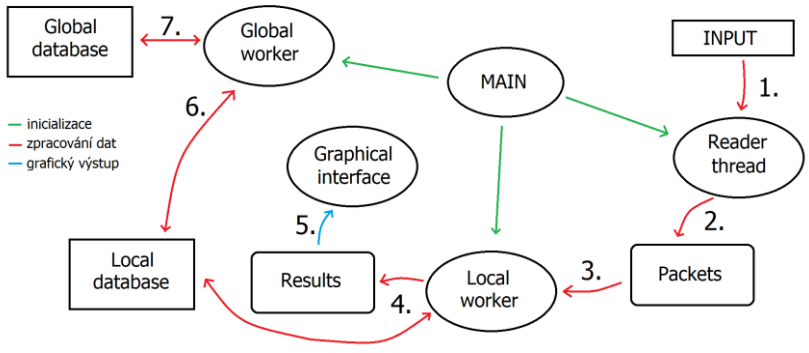
V hlavní části programu se načtou informace z konfiguračního souboru a vytvoří se logovací soubor. Po inicializaci se vytvoří fronta pro ukládání paketů, které jsou přijaty ze sériového rozhraní a fronta pro ukládání výsledků dotazování na databázi. Tyto fronty potom slouží jako dočasné paměti pro ukládání mezivýsledků. Inicializuje se postupně každé vlákno a spustí se grafické rozhraní.

3.1 ÚPRAVY OS

Pro správnou funkčnost hardwarových hodin (RTC) bylo potřeba odstranit „fake-hwclock“ a pro zprovoznění komunikačního kanálu RS232 upravit soubor config.txt v adresáři boot. V souboru cmdline.txt bylo nutné změnit parametry konzoly, aby bylo možné přijímat signál z RFID čtečky.

Dále bylo potřeba nastavit MySQL server pro lokální databázi a vytvořit připravené tabulky z SQL souboru.

3.2 PRINCIP ČINNOSTI PROGRAMU



Obrázek 1: Schéma práce programu

V programu figurují tři vlákna, která si mezi sebou navzájem předávají informaci a tím postupuje její zpracování.

1. Prvním vláknem je „ReaderThread“, které čte data ze sériového portu (na obrázku 1 označen jako INPUT) a dostává je v podobě paketu o 16 bajtech v hexadecimálním tvaru.
2. Jakmile rozpozná ukončovací sekvenci *\x03*, zkontroluje paket pomocí CRC kontroly a přiloží k paketu aktuální čas. Pokud je CRC úspěšná, vloží paket do fronty „Packets“ a čeká na další vstup.
3. Z této fronty si paket převezme další vlákno „LocalWorker“, které už pracuje s lokální MySQL databází, nainstalované na Raspberry Pi.

4. Podle RFID kódu, seskládaného z paketu, se snaží nalézt v databázi údaje o závodníkovi. Tyto údaje potom doplní o časovou informaci a z konfiguračního souboru si načte aktuální pozici časomíry. RFID s časem vloží do databáze a zároveň uloží veškerá data do fronty „Results“.
5. Z této fronty si bere data grafické rozhraní aplikace, které běží v hlavním procesu aplikace. Grafické rozhraní využívá modul tkinter, který je dostupný v základní instalaci Pythonu 3.4.
6. Nakonec poslední vlákno „GlobalWorker“ se postará o synchronizaci dat mezi lokální a globální databází (tzn. hlavním serverem). Po celou dobu spuštění zkouší, zda je stále připojené na hlavní server, a pokud ne, pokouší se po minutě navázat spojení. Načte si data z lokální databáze a tyto se pokusí uložit do hlavní databáze na serveru. V případě úspěchu nastaví příznaky na provedeno a čeká na další data.
7. Vlákno dále zajišťuje synchronizaci tabulky teams a users, ve kterých jsou uložena data o závodnících. Natáhne si data z hlavní databáze, která tam vložil administrátor u registrace, a uloží je do lokální databáze. Hlavní funkcí je potom nahrávání dat, která přečetla čtečka na vstupu, z lokální do hlavní databáze. Metody synchronizace budou popsány podrobněji dále.

Vlákno „Global worker“ obsahuje metodu synchronizace[5], která se stará o nahrávání dat z tabulek týmů a uživatelů mezi lokální a hlavní (globální) databází. Načítá veškerá data s příznakem nesynchronizováno a postupně nejdříve zkontroluje správně stáhnutá data z hlavní databáze, potom kontroluje lokální databázi, zda je potřeba některé neaktuální záznamy odstranit. V dalším kroku kontroluje načtená data na duplikované položky, a v případě shody duplikáty označí jako provedené. Následuje synchronizace dat z lokální do hlavní databáze. Přičemž každý dotaz na databázi je podmíněn příkazy commit (potvrdit) v případě úspěšného provedení dotazu a v případě neúspěchu příkazem rollback (vrátit zpět).

4 ZÁVĚR

Realizovaný projekt časomíry byl testován v ostrém provozu dne 16.září.2017 a fungoval dle očekávání. Vzhledem k velmi špatnému pokrytí oblasti Javorový vrch signálem operátora, a tudíž i špatné konektivitě do internetu, byla využita funkce časomíry, která odesílala dílčí výsledky na hlavní server v momentě, kdy to bylo možné. Toto se projevilo tím, že online výsledky se objevovaly nárazově. Také došlo k tomu, že se v jeden okamžik na předávce objevili tři závodníci, kteří museli čekat na přiložení čipu. Na základě poznatků z provozu, jsme se rozhodli realizovat následující vylepšení: Zajistíme spolehlivější připojení terminálů na internet. Zesílíme signál akustické indikace přiložení čipu. Dovybavíme terminály optickou bránou a doprogramuji řešení vzniku fronty u čtečky RFID. Každopádně to bylo poprvé, kdy bylo možné na těchto závodech sledovat výsledky online, což bylo našim cílem.

REFERENCE

[1] VRBA, Ondřej. Měření času ve sportu: od stopek po hi-tech časomíry [online]. c2018 [cit. 2018-03-15]. Dostupné z: <http://vtm.e15.cz/mereni-casu-ve-sportu-od-stopek-po-hi-tech-casomiry>

[2] Katusha | BĚH – PARAGLIDING – MTB – TÝMOVÉ FINÁLE [online]. c2018 [cit. 2018-03-15]. Dostupné z: <www.katusha.cz>

[3] RASPBERRY PI DOCUMENTATION [online]. c2018 [cit. 2018-03-15]. Dostupné z: <https://www.raspberrypi.org/documentation/>

[4] ID-12-Datasheet [online]. c2018 [cit. 2018-03-15]. Dostupné z: <https://www.sparkfun.com/datasheets/Sensors/ID-12-Datasheet.pdf>

[5] MySQL :: MySQL Connector/Python Developer Guide :: 11 Connector/Python C Extension API Reference [online]. c2018 [cit. 2018-03-15]. Dostupné z: <https://dev.mysql.com/doc/connector-python/en/connector-python-cext-reference.html >

DESIGN AND DEVELOPMENT OF THE ELECTROSTATIC PRECIPITATOR

Karel Kvasnicka

Bachelor Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xkvasn09@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Michal Ptacek

E-mail: ptacekm@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper brings basic information about electrostatic precipitator and it also presents main mathematical equations used for its design and development for laboratory condition. Furthermore, there is the description of experiments that can be done by laboratory precipitator in this paper.

Keywords: Precipitator; design, development, laboratory conditions

1 ÚVOD

Produktem spalování uhlí v elektrárnách je společně se sazemi i popílek. Tento popílek, jakožto tuhá znečišťující látka (TZL), podléhá regulaci z hlediska kvality ovzduší a představuje zdravotní rizika. Z těchto důvodů se na kouřovody elektrárenských kotlů instalují odlučovače popílku. Mezi nejrozšířenější druhy patří elektrostatický odlučovač. Elektrostatický odlučovač se vyznačuje příznivým poměrem ceny zařízení a provozu k dosahované odlučivosti, která může dosahovat více než 99 %. Elektrostatické odlučovače využívají elektrostatického pole interagující s částicemi rozptýlenými v plynu. V odlučovači jsou umístěné vysokonapěťové a usazovací elektrody. Mezi nimi je ionizované elektrické pole, kde ionty narážejí do molekul odlučovaných částic, ionizují je a tyto ionizované molekuly jsou přitahovány k usazovacím elektrodám, čímž dochází k odlučování. Mizner [1] definuje odlučování následovně *„Elektrické odlučování v elektrárenském provozu je proces, při kterém jsou tuhé částice popílku odstraněny z nosného kouřového plynu působení elektrických sil“* [1]. Elektrické odlučovače existují dvojího typu, trubkové a komorové. Vývoj a výzkum v oblasti elektrostatického odlučovače je stále aktuální téma, přestože se nejedná o tak dynamicky se rozvíjející odvětví. S příchodem nových materiálů se však i tato oblast dobře rozvíjí a jsou hledána nová řešení a nové oblasti uplatnění odlučovačů v praxi. Jeho použití se např. rozšiřuje do oblasti odlučování mastnoty z gastronomických provozů a hledají se co nejpříznivější uspořádání soustav elektrod i jejich samotného tvaru.

2 NÁVRH ODLUČOVAČE

V rámci výzkumu a vývoje je tvořen modulární laboratorní elektrostatický odlučovač nabízející možnost realizace experimentů zaměřených například na testování vlivu konstrukčního uspořádání, použitého materiálu elektrod nebo druhů odlučovaných nečistot na celkovou účinnost odlučovače.

Návrhem odlučovače se podrobněji zabývá J. Böhm [2] od kterého je převzata většina následujících rovnic. Při návrhu odlučovače je nezbytné uvážit účel jeho použití a výslednou požadovanou odlučivost čištění spalin. Odlučivost O (%) vyjadřuje kvalitu vyčištění plynu jako podíl mezi zachyceným množství prachu a množstvím přivedeným do odlučovače. Deutschův vztah pro komorový odlučovač dle [3] vyjadřuje odlučivost pomocí aktivní délky odlučovače L (m), střední odlučovací rychlostí w (m·s^{-1}), vzdáleností vysokonapěťové a ionizační elektrody R (m) a rychlostí proudění plynu odlučovačem v (m·s^{-1}).

$$O = 1 - e^{-\frac{L \cdot w}{R \cdot v}} \tag{1}$$

Rovnici pro odlučivost lze zapsat i pomocí měrné usazovací plochy f ($s \cdot m^{-1}$) což je podíl průmětu plochy usazovací elektrody ve směru kolmém na směr proudění S (m^2) k průtočnému objemu plynu Q ($m^3 \cdot s^{-1}$) a střední odlučovací rychlosti w ($m \cdot s^{-1}$).

$$O = 1 - e^{-f \cdot w} \tag{2}$$

Určení střední odlučovací rychlosti w závisí na mnoha neznámých proměnných, a proto bude odhadnuta na 0,1 $m \cdot s^{-1}$ což je nejčastěji uváděná rychlost odlučování Böhmem i [2]Štorchem [3].

K hlavním parametrům elektrostatických odlučovačů patří rozsah jejich provozního napětí. To je ohraničeno počátečním kritickým napětím, kdy se začínají ionizovat částice v prostoru elektrod a přeskokové napětí, kdy žádoucí korónový výboj přechází v přeskok a odlučovač přestává být funkčním. Pro určení počátečního napětí je nutné znát počáteční intenzitu elektrického pole E_{0k} [$V \cdot m^{-1}$], činitel geometrického uspořádání soustav elektrod F a poloměr ionizační elektrody r. Pro výpočet počáteční intenzitu elektrického pole E_{0k} jsou dále zapotřebí koeficienty $k_1 = 31{,}02 \cdot 10^5$ a $k_2 = 3{,}08 \cdot 10^{-2}$, dále relativní hustota ϑ a poloměr ionizační elektrody r.

$$E_{0k} = k_1 \cdot \vartheta \cdot \left(1 + \frac{k_2}{\sqrt{\vartheta \cdot r}}\right) \tag{3}$$

činitel geometrického uspořádání soustav elektrod F je pro komorový odlučovač zjednodušeně uváděn jako ln ($4R/3r$).

Počáteční napětí U_{0k} se pak vypočítá jako:

$$U_{0k} = r \cdot F \cdot E_{0k} \tag{4}$$

Rovnice pro přeskokové napětí $U_{př}$ omezující provozní napětí shora je následující:

$$U_{p\check{r}} = k_1 \cdot F \cdot \left[(0{,}1 \cdot \vartheta \cdot R) + k_2 \cdot \sqrt{(0{,}1 \cdot \vartheta \cdot R)}\right] \tag{5}$$

Přeskokové napětí v této konfiguraci nabývá hodnoty 107,81 kV. Tato hodnota není reálná, jelikož by při provozu překročila elektrickou pevnost plynu. Proto bude přeskokové napětí U_p určeno experimentálně. Jednotlivé parametry odlučovače se vzájemně ovlivňují, např. změnou poloměru r dojde jak ke změně odlučivosti, tak i provozního napětí. Z tohoto důvodů je třeba jednotlivé hodnoty volit tak, aby se došlo k optimálnímu výsledku. Proto je každé provedení odlučovače vysoce individuální a návrh se připravuje na každou konkrétní aplikaci samostatně.

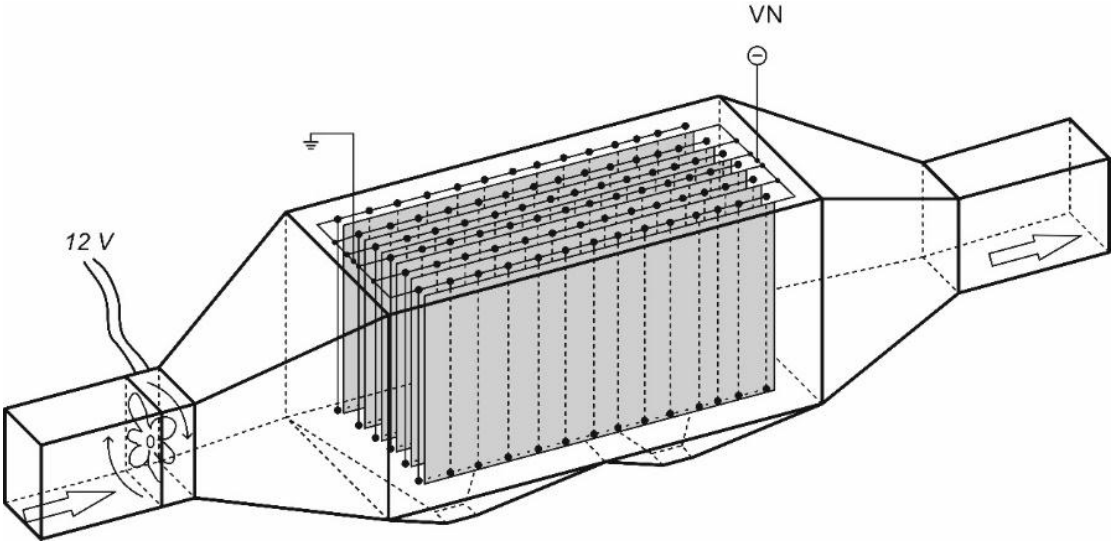
3 PROVEDENÍ A NAVRŽENÉ PARAMETRY

Z předchozích rovnic byly stanoveny základní parametry odlučovače, viz Tabulka 1.

aktivní délka odlučovače L	0,35 m
výška H	0,3 m
šířka jedné sekce	0,06 m
vzdálenost vysokonapěťové a ionizační elektrody R	0,03 m
počet sekcí (paralelně)	3
střední odlučovací rychlosti w	0,1 $m \cdot s^{-1}$
rychlost proudění plynu odlučovačem v	0,5 $m \cdot s^{-1}$
průtočné množství plynu Q_v	0,027 $m^3 \cdot s^{-1}$
celková odlučivost O	90 %
poloměr ionizační elektrody r	$0{,}2 \cdot 10^{-3}$ m
počáteční kritické napětí U	14,39 kV

Tabulka 1: Parametry modulárního elektrostatického odlučovače

Hlavní konstrukce odlučovače je navržena z PVC dílů. Odlučovací komora je konstruována pro výměnný systém elektrod, pro snazší výměnu různých druhů a tvarů jednotlivých elektrod. Návrh a bližší parametrizace napájecího zdroje není předmětem toho příspěvku. Pro realizaci experimentů bude využito napájecího zdroje, který je stávajícím technických vybavením VTPPL. Vizualizace návrhu modulárního elektrostatického odlučovače pro laboratorní použití je naznačena na obrázku 1.



Obrázek 1: Návrh provedení elektrostatického odlučovače

Průtok plynu celým modelem je zajišťován asynchronním ventilátorem s nominálním průtokem 100 $m^3 \cdot h^{-1}$. Ke zrovnoměrnění proudění plynu v oblasti před vstupem do odlučovacích komor je předpokládán nátrubek opatřený usměrňovací mříží, která rozdělí proud plynu v rozšiřující se části a dojde tak k rovnoměrnému zatížení komor odlučovače prachovými částicemi. Celková délka odlučovače v podélném směru je přibližně 1 m.

4 ZÁVĚR

Funkční vzorek elektrostatického odlučovače disponuje modulárním provedení. Systém elektrod je proveden jako výměnný, čímž je dosaženo maximální flexibility zařízení pro různé aplikace. Prostřednictvím experimentů nyní dojde k ověření funkčnosti vyvinutého odlučovače a k případné optimalizaci původního návrhu. Vyhodnotit experimenty lze vizuálně, kdy je vidět zda odlučovač opouští čistý, či znečištěný plyn. Tímto způsobem lze ověřit funkčnost zařízení, ale ne konkrétní hodnotu odlučivosti. Ta se dá určit vážením a porovnáním množství odloučených prachových částic a částic vyfukovaných a zachycovaných na konci odlučovače. Výsledky experimentů jsou předmětem související bakalářské práce nebo budou předmětem přímo ústní obhajoby tohoto příspěvku. Další oblast vývoje modulárního odlučovače může být v budoucnu směřována na problematiku elektrodového modulu se skrápěním a vodním hospodářstvím, tj. mokré varianty odlučovače.

REFERENCE

[1] MIZNER, Martin. *Ověření elektrické pevnosti izolátoru elektrostatického odlučovače*. Praha, 2016. Diplomová práce. ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE. Vedoucí práce Radek Procházka.

[2] BÖHM, Jaroslav. *Elektrické odlučovače*. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1977. Ochrana životního prostředí.

[3] ŠTORCH, Otakar. *Čištění průmyslových plynů a exhalací odlučovači*. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1974. Ochrana životního prostředí.

Bakalářské projekty

Mikroelektronika a technologie

SINGLE WHEEL VEHICLE

Radek Hanuš

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xhanus12@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Háze

E-mail: haze@feec.vutbr.cz

Abstract: This article briefly describes a design and a construction of a self-balancing vehicle, similar to a skateboard, but only with one wheel located in the centre of the device. The wheel is driven by a motor and embedded electronics to keep the driver upright and move the vehicle accordingly to his tilt, so that the ride will resemble skateboarding, snowboarding or even surfing.

Keywords: Self-balancing vehicle, complementary filter, PID controller.

1 ÚVOD

Snadná dostupnost rychlých a výkonných polovodičových spínacích prvků a akumulátorů s vysokou energetickou hustotou vedla před několika lety k výraznému rozvoji elektromobility. Tento trend zasáhl i spotřební elektroniku, a díky tomu lze na trhu spatřit různá elektrovozidla na bázi skútrů, jízdních kol, koloběžek, skateboardů a podobně. Zajímavé odvětví představují i různá samobalancující vozidla, ať už se jedná o zařízení typu Segway, jejich menší variantu nesprávně označovanou jako tzv. hoverboardy, či jednokolové skateboardy (obr. 1). A právě poslednímu zmíněnému vozítku, jeho návrhu a výrobě, se tento článek ve stručnosti věnuje.



Obrázek 1: Jednokolový skateboard Onewheel+ (převzato z [1])

2 PRINCIP A ŘEŠENÍ

U běžně dostupných samobalancujících vozidel si výrobci střeží celý jejich koncept, a proto bylo nutné vymyslet vlastní způsob řízení. Ten se odvíjí od myšlenky obráceného kyvadla a momentu síly, resp. točivého momentu, kterým hmotné kyvadlo působí v bodě otáčení. Po matematickém odvození vychází, že moment síly M obráceného kyvadla je přímo úměrný sinu úhlu odklonu od svislice α. Pokud úhel odklonu nepřesahuje ± 30°, je možné funkci sinus nahradit aproximací $sin(\alpha) \sim \alpha$, a moment síly M je tak přímo úměrný úhlu odklonu α.

Druhá část myšlenky řízení vychází z faktu, že točivý moment τ stejnosměrného elektromotoru je přímo úměrný proudu I jím tekoucím. Jednoduše řečeno je tedy možné úhel odklonu korigovat změnou proudu, jímž je elektromotor buzen, což ve výsledku vede k rovnici $I \sim \alpha$. Díky tomu je jezdec udržen ve svislé poloze.

V praxi je ovšem nutné vyřešit několik následujících problémů. Prvním z nich je znalost odklonu od svislice, resp. náklonu celé platformy. Jako jedno z možných řešení byl použit široce rozšířený

obvod MPU6050, který disponuje zejména tříosým akcelerometrem a gyroskopem. Výstupní data z obvodu, v podobě zrychlení a úhlové rychlosti, jsou zpracována tzv. komplementárním filtrem [2]. Jeho úkolem je pomocí filtru typu dolní propust potlačit vliv vibrací snímaných akcelerometrem a po zintegrování dat z gyroskopu potlačit filtrem typu horní propust jeho drift. Nakonec jsou vyfiltrované veličiny v určitém poměru sloučeny a výsledek odpovídá úhlu náklonu platformy.

Hmotnost jezdce a vozítka se při pohybu promítá do setrvačnosti soustavy, která taktéž musí být náležitě ošetřena. Pokud by točivý moment motoru závisel přímo na úhlu náklonu, nebylo by možné vozítko vzhledem k následně vzniklým oscilacím bezpečně ovládat. Z toho důvodu je součástí řídicího řetězce i PID regulátor, který vliv setrvačnosti eliminuje. Skládá se ze tří složek, proporcionální, integrační a derivační, jejichž vliv je nutné pro řádnou funkci správně nastavit. Pravděpodobně nejjednodušší způsob v tomto případě představuje experimentální Ziegler-Nicholsova metoda [3], která s drobnými znalostmi z praxe vede k uspokojivým výsledkům a stabilitě soustavy.

Poslední část proudového zdroje úzce souvisí s budicí částí motoru. Jedním z možných řešení je použití snímače proudu, například na principu Hallova efektu, pro snížení výkonových úbytků na minimum, a regulační smyčky, která bude na základě požadovaného točivého momentu udržovat proud tekoucí motorem konstantní. Toto řešení však u synchronního buzení jednofázového i vícefázového motoru není zrovna jednoduché a levné. Proto byl po počátečním neúspěchu zvolen jiný způsob na základě snímání otáček. Z nich je možné určit napětí, které motor sám generuje, a díky němuž snižuje efektivitu budicího napětí. Kompenzací generovaného napětí lze dosáhnout určitého napěťového rozdílu, který po podělení odporem vinutí odpovídá požadovanému proudu. Tento způsob sice není tak přesný, jako přímé snímání proudu, předčí jej však svojí jednoduchostí.

3 REALIZACE VOZÍTKA

První verze vozítka (obr. 2) využívá rámu vyrobeného z překližky, stejnosměrného komutátorového motoru s planetovou převodovkou, jehož hřídel je propojena s hnací hřídelí pomocí řemene a ozubených řemenic, které zamezují jeho prokluzu. Hnací hřídel je k rámu připevněna pomocí kuličkových ložisek s plochou přírubou a její součástí jsou i dvě pohonná bantamová kola připevněná k unašeči. Pro zajištění bezpečnosti jezdce je rám doplněn čtveřicí plastových koleček a osvětlením.

O samotné řízení se stará mikrokontrolér ATmega8, taktovaný na kmitočtu 8 MHz, jehož výpočetní výkon pro výpočty s desetinnou čárkou za účelem zajištění rovnováhy jezdce 125krát za sekundu i při tomto taktu plně postačuje. Z periferií je následně využito zejména sběrnice I^2C pro komunikaci s výše zmíněným obvodem MPU6050, sběrnice UART pro komunikaci s Bluetooth modulem, převodníku AD pro měření napětí akumulátorů a 16bitového čítače/časovače s možností generování pulzně šířkové modulace. Tou je ovládán budič výkonových tranzistorů HIP4082 a následně výkonové tranzistory MOSFET typu N zapojené do H-můstku. Snímání otáček u tohoto prototypu není realizováno, k jejich určení slouží odhad založený na délce jízdy a úrovně buzení motoru.

K vozítku je možné připojit mobilní telefon, případně jiné zařízení disponující terminálem, za účelem nastavování různých parametrů ovlivňujících styl jízdy a zjištění úrovně nabití akumulátorů.



Obrázek 2: První prototyp jednokolového vozítka

Druhá verze vozítka, která je v době psaní článku stále ve stádiu realizace, bude oproti svému předchůdci nabízet především hliníkový rám a třífázový stejnosměrný motor, umístěný v náboji kola, se jmenovitým výkonem 500 W a vyšší účinností. Bezpečnostní kolečka a osvětlení zůstanou zachována.

Elektronické vybavení se však bude nejen díky třífázovému motoru značně lišit. Řízení bude zajišťovat 32bitový mikrokontrolér architektury ARM-Cortex M0, konkrétně STM32F030K6, taktovaný na kmitočtu 32 MHz. Mezi využité periferie patří opět sběrnice I^2C pro připojení obvodu MPU6050, ale také OLED displeje pro zobrazování stavu akumulátoru, ujeté vzdálenosti, počtu nabíjecích cyklů a podobně. Ke sběrnici bude též připojena paměť M24C01, protože použitý mikrokontrolér pamětí typu EEPROM nedisponuje a některé informace bude nutné uchovat i po vypnutí napájení. Dále bude využit převodník AD pro snímání napětí akumulátorů a široce konfigurovatelné čítače/časovače pro ovládání motoru a snímání otáček na základě informací poskytnutých Hallovými čidly umístěnými po obvodu statoru. Buzení výkonových tranzistorů bude zajišťovat trojice budičů IRS2101 a o napájení se postará, podobně jako u předchozího prototypu, šest lithium-polymerových článků, nyní však s kapacitou 12 Ah pro navýšení dojezdu.

S akumulátorem a pohodlností obsluhy se pojí i plánovaná vestavěná nabíječka. Ta se bude skládat ze dvou částí. První z nich je kombinace spínaného síťového zdroje a spínaného zdroje konstantního proudu/konstantního napětí, která bude obstarávat samotné nabíjení. Druhou část bude představovat aktivní balancer, jehož úkol spočívá v zajištění potřebných napěťových úrovní na jednotlivých článcích v průběhu nabíjení. Zároveň pokud bude vozítko například při jízdě z kopce vytvářet nadbytek energie, která nebude moci být uložena zpět do akumulátoru, zajistí přeměnu této energie na teplo.

4 ZÁVĚR

Obsahem článku je popis jednoho z možných způsobů řízení samobalancujících vozidel, jehož úkolem je udržet jezdce ve svislé poloze, a jejich následné realizace. První prototyp jednokolového vozítka již úspěšně funguje a použitý způsob řízení se v praxi poměrně osvědčil.

Druhý prototyp, který je v době psaní článku v pokročilém stádiu rozpracovanosti, bude nabízet některá vylepšení, která jeho předchůdci chybí. Jedná se například o výkonnější a účinnější motor nebo informační displej, zobrazující mimo jiné pokročilé informace o stavu akumulátoru nebo ujeté vzdálenosti. Po úspěšném sestavení a odladění hlavní řídící elektroniky je v plánu rozšíření o vestavěnou nabíječku. Akumulátory tak nebude nutné kvůli nabíjení vytahovat z vozítka a jezdec s sebou bude moci vozit pro nabíjení pouze síťový zdroj, a nikoliv celou nabíjecí sadu.

Samobalancující vozidla jsou jistě zajímavými zařízeními, což dokazuje jejich obliba i u amatérských konstruktérů. Z tohoto důvodu je možné, že narůstající požadavky a očekávání dají do budoucna vzniknout dalším, dokonalejším verzím, a to nejen v komerční sféře. Příkladem takového zdokonalení může být náhrada komplementárního filtru za složitější, ale přesnější Kalmanův filtr.

REFERENCE

[1] Onewheel+. *Future Motion Inc.* [online]. 2017, [cit. 2017-11-12]. Dostupné z: https://onewheel.com/products/onewheel-plus

[2] COLTON, Shane. *The Balance Filter* [elektronický dokument]. 25. června 2017 [cit. 2017-11-24]. Dostupné z: https://scolton-www.s3.amazonaws.com/docs/filter.pdf

[3] VAVŘÍN, Petr. *Teorie automatického řízení 1.* 2. vyd. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 1991. 158 s. ISBN 80-214-0244-X

ELECTRODE MATERIALS AND ELECTROLYTES FOR ALUMINUM-ION ACCUMULATORS

Petra Benešová

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xbenes45@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ondřej Čech

E-mail: cechondrej@feec.vutbr.cz

Abstract: This article presents the topic of aluminum-ion batteries, which may become an available alternative to commercially used lithium-ion batteries. Theoretical part of the paper focuses on the basic principles of aluminum-ion accumulators, their advantages in comparison with lithium-ion batteries, and the current state of research on electrode materials and electrolytes for Al-ion batteries. The experimental part deals with preparation of carbon based cathode material, ionic liquid electrolyte and subsequent assembly of the electrode cell. Basic measurements were made to verify the electrochemical activity of the assembled cell. Eventually, the obtained results and following procedures or process modifications are discussed.

Keywords: aluminum-ion, cathode material, electrolyte, ionic liquid

1 ÚVOD

Koncept hliníko-iontových akumulátorů byl poprvé představen již v 70. letech 20. století, avšak až v posledních letech se opět stávají předmětem zájmu vědecké společnosti. Příčinou je zejména neustále vzrůstající spotřeba energie, což ve spojení s vysokou cenou lithia a jeho omezenými zásobami vyústilo v hledání nových materiálů, které by zastoupily Li-ion akumulátory využívané v přenosné elektronice. Hliníko-iontové akumulátory jsou v současnosti uvažovanou alternativou díky cenové dostupnosti hliníku, jeho vysokému zastoupení v zemské kůře a velké volumetrické kapacitě [1].

2 HLINÍKO-IONTOVÝ AKUMULÁTOR

Hliníko-iontový akumulátor je sekundární článek, jehož princip je založen na vratném pohybu iontů Al^{3+} mezi kladnou a zápornou elektrodou. Hliník se zastoupením 7,5-8 % v zemské kůře představuje nejhojněji se vyskytující kov na Zemi, současně vyniká velmi vysokou volumetrickou kapacitou 8056 mA h g^{-1}, relativně nízkou hustotou (2,7 g cm^{-3}) a zejména příznivou cenou [1].

Katodové materiály Al-ion akumulátorů jsou klíčovým prvkem, který ovlivňuje jejich efektivitu, stabilitu parametrů při cyklování, vybíjecí napětí a specifickou kapacitu. Zkoumány jsou zejména materiály na bázi uhlíku, oxidů přechodných kovů a sulfidů. Nejlepších výsledků je dosaženo při použití grafitových a grafenových struktur, které poskytují velkou aktivní plochu, zajišťují dobrou vodivost a jejich morfologie povrchu umožňuje dobrý kontakt s elektrolytem a efektivní a rychlou interkalaci iontů, aniž by došlo k výrazné změně objemu materiálu [2].

Výzkum v oblasti elektrolytů pro Al-ion směřuje k využití bezvodých iontových kapalin. Tyto látky jsou kapalné i za pokojových teplot, zajišťují dobrou iontovou vodivost a volbou jednotlivých výchozích látek lze ovlivnit výsledné vlastnosti elektrolytu. Problémem je jejich vysoká reaktivita, zapříčiňující korozi komponent akumulátorů, a hygroskopičnost. Z těchto důvodů je nutné s iontovými kapalinami pracovat v ochranné atmosféře a upravit konstrukci měřicí cely tak, aby nedošlo ke kontaktu elektrolytu s kovovým pouzdrem [1].

3 EXPERIMENTÁLNÍ ČÁST

3.1 PŘÍPRAVA KLADNÉ ELEKTRODY

Aktivní hmota elektrodového materiálu je tvořena vícevrstevným grafenem GOPAZ 2 (tzv. *few-layered graphene*), syntetickým grafitem SFG 6 a uhlíkovými sazemi Super P v hm. poměru 2:1:1. Prášková směs byla použita k výrobě elektrodové pasty, která obsahovala aktivní uhlíkovou směs, vodní disperzi PTFE a vodu. Pasta byla nanesena na disk z niklové tkaniny, posléze byla takto připravená elektroda vysušena a zalisována.

3.2 PŘÍPRAVA ELEKTROLYTU

Pro přípravu elektrolytu byl použit bezvodý $AlCl_3$ a [EMIm]Cl. S oběma materiály bylo nutné kvůli jejich reaktivitě se vzdušnou vlhkostí pracovat v boxu s ochrannou Ar atmosférou. Na základě teoretických podkladů byl stanoven ideální molární poměr $AlCl_3$:[EMIm]Cl 1,3:1. V rukavicovém boxu byla postupně navážena potřebná množství obou složek, které byly posléze smíchány.

3.3 SESTAVENÍ CELY

Pro experiment byla zvolena kovová cela Swagelok tvaru T. Píst s proudovým kolektorem byl obalen Mylar fólií. Na kolektor byla umístěna připravená elektroda a niklový disk, píst s komponenty byl zasunut do pouzdra a upevněn. Takto sestavená cela byla přenesena do boxu s Ar atmosférou.

V boxu byly na katodu umístěny dva separátory ze skelného vlákna, mikropipetou bylo naneseno 80 µl iontové kapaliny, poté byl do pouzdra cely zasunut hliníkový píst tvořící anodu článku, který byl speciálně vytvořen pro účely tohoto výzkumu.

3.4 MĚŘENÍ A VYHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ

Elektrochemická aktivita sestaveného článku byla prověřena sérií měření na potenciostatu-galvanostatu. Každý cyklus měření byl zahájen a ukončen elektrochemickou impedanční spektroskopií s kmitočtovým rozsahem 500 kHz – 100 mHz, jejíž výsledky znázorňuje Obrázek 1. Pomocí nástroje Circle Fit v programu EC-Lab byly stanoveny odhadované hodnoty odporu elektrolytu, viz

Tabulka **1**. Z výsledků vyplývá, že v průběhu měření se odpor postupně zvyšuje, což je zřejmě způsobeno snižováním koncentrace iontů v elektrolytu. Před galvanostatickým cyklováním proudem 0,1 mA došlo ke snížení odporu, nicméně mezi předchozím a tímto měřením byla časová prodleva, tudíž mohlo dojít k opětovnému zvýšení koncentrace iontů v elektrolytu.

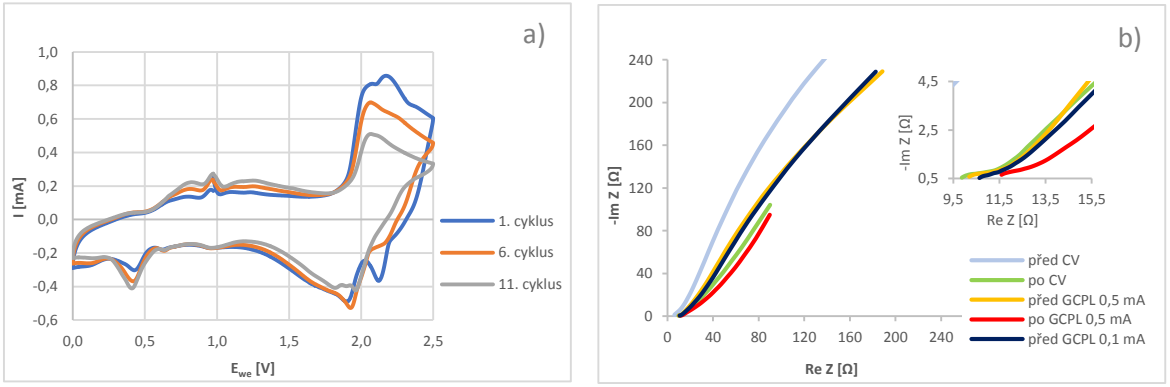
Tabulka 1: Hodnoty odporu elektrolytu v jednotlivých fázích měření

fáze měření	před CV	po CV	před GCPL 0,5 mA	po GCPL 0,5 mA	před GCPL 0,1 mA
odpor [Ω]	5,6	9,4	9,7	10,9	10,1

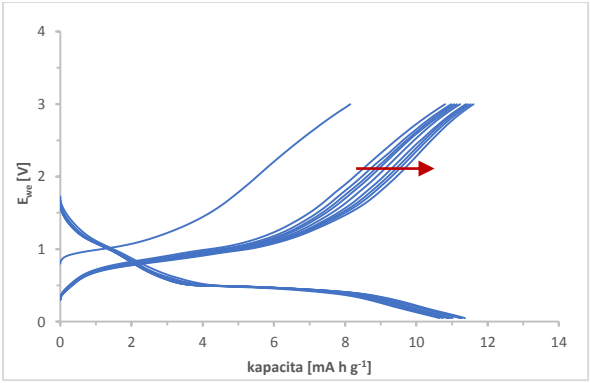
V prvním cyklu měření byl článek měřen sérií cyklické voltametrie s krokem 2 mV/s, 1 mV/s a 0,5 mV/s, voltamogram s krokem 1 mV/s je znázorněn na Obrázku 1. Je zřejmé, že na katodě probíhá větší množství oxidačně-redukčních reakcí, což je zapříčiněno skutečností, že aktivní hmota je směsí několika složek.

Ve druhém měřicím cyklu bylo provedeno galvanostatické cyklování (GCPL) proudem 0,5 mA. Výsledky tohoto měření je možno zobrazit jako nabíjecí a vybíjecí charakteristiky, z Obrázku 2 vyplývá, že nabíjecí i vybíjecí kapacita v průběhu měření roste až k hodnotě cca 11,5 mA h g^{-1}.

Během třetího měřicího cyklu bylo provedeno cyklování proudem 0,1 mA, avšak během měření došlo k poškození funkčnosti článku či odpojení cely od měřicího zařízení a výsledky tedy nelze použít ke zhodnocení.



Obrázek 1: a) Cyklická voltametrie při dE/dt = 1 mV s^{-1}; b) Elektrochemická impedanční spektroskopie



Obrázek 2: Nabíjecí a vybíjecí charakteristiky Al-ion článku

4 ZÁVĚR

V rámci práce byl na základě nastudovaných poznatků o současném stavu výzkumu v oblasti hliníko-iontových akumulátorů navrhnut a připraven vhodný elektrolyt a elektrodový materiál na bázi uhlíku. S ohledem na vysokou reaktivitu iontových kapalin byly provedeny úpravy komponent cely (hliníkový píst, použití Mylar folie a niklového disku), které zabraňují korozi kovového pouzdra. Sestavený článek byl funkční a byla na něm provedena série elektrochemických měření. Z výsledků vyplývá, že jednotlivé složky aktivní směsi podléhají oxidačně-redukčním reakcím, ovšem z naměřených křivek není možno přisoudit konkrétní proudové peaky jednotlivým složkám. Nabíjecí a vybíjecí charakteristiky značí postupný nárůst kapacity, po dvaceti provedených cyklech kapacity dosahují přibližně 11,5 mA h g^{-1}.

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl za finanční podpory projektu specifického výzkumu na VUT (č. FEKT-S-17-4595, Materiály a technologie pro elektrotechniku III).

REFERENCE

[1] DAS, S. K., MAHAPATRA, S., LAHAN, H. Aluminium-ion batteries: developments and challenges. *J. Mater. Chem. A* [online]. 2017, vol. **5**, 6347-6367 [cit. 2017-11-05]. ISSN 2050-7488. Dostupné z: http://pubs.rsc.org/en/content/articlehtml/2017/ta/c7ta00228a.

[2] ZAFAR, Z. A., IMTIAZ, S., RAZAQ, R., JI, S., HUANG, T., ZHANG, Z., HUANG, Y., ANDERSON, J. A. Cathode materials for rechargeable aluminum batteries: current status and progress. *J. Mater. Chem. A* [online]. 2017, vol**. 5**, 5646-5660 [cit. 2018-03-14]. ISSN 2050-7488. Dostupné z: http://pubs.rsc.org/en/content/articlehtml/2017/ta/c7ta00282c.

TESLA'S TURBINE AS A SOURCE OF ENERGY

Martin Šedina
Bachelor bachelor degree studium (3), FEEC BUT
E-mail: xsedin00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomáš Kazda
E-mail: kazda@feec.vutbr.cz

Abstract: This thesis deals with the theory of bladeless Tesla turbine, explains its operation, describes its construction described in Tesla's patent and explains the physical principles that are underway. Furthermore, the description of the construction of a bladeless turbine, which is based on a combination of Tesla turbine and a pump, which should improve the practical properties.

Keywords: EEICT, Tesla turbine, renewable energy, air turbine, turbine model

1 ÚVOD

V dnešní době se lidstvo snaží najít další alternativní zdroje pro výrobu elektrické energie, protože její spotřeba nadále roste. Jak roste spotřeba elektrické energie, rostou i nároky na ekologii při její výrobě. Z tohoto důvodu se lidstvo snaží stále víc využívat obnovitelné zdroje energie, a proto se člověk snaží zdokonalovat využívané stroje tak, aby fungovaly ještě lépe a účinněji. Dále se snaží najít uplatnění a možnosti využití strojů, které se v minulosti neujaly. Cílem mojí práce je vytvořit model bezlopatkové turbíny, která bude konstrukčně vycházet z Teslovy turbíny. Na této turbíně budou provedeny modifikace tak, aby došlo ke zlepšení vlastností.

2 TESLOVA TURBÍNA

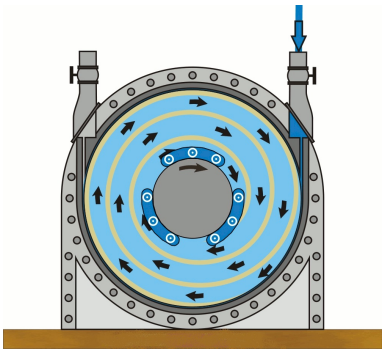
Jedná se o speciální typ turbíny, který byl vynalezen N. Teslou v roce 1909. Pozoruhodné na této turbíně je, že na svém oběžném kole nemá žádné lopatky. Díky této konstrukci je možné tuto turbínu poháněť všemi typy médií, poradí si s kapalinou i plynem. Když Tesla tuto turbínu vynalezl, považoval ji za převratnou, protože tato turbína teoreticky umožňovala dosahovat maximální účinnosti již při malých průtocích. Bohužel se ukázalo, že v praxi má tato turbína velice nízkou účinnost, a to někde okolo 30-40 %, proto se nikdy nezačala používat v širší praxi. V dnešní době se opět začínají dělat pokusy s touto turbínou, protože její teoretické vlastnosti a robustní konstrukce by byly vhodné pro domácí vodní elektrárny. Další výhodou této turbíny je, že umí pracovat i v obráceném režimu, kdy zvládá nasávat kapalinu, a tedy pracovat jako čerpadlo [1].

2.1 KONSTRUKCE

Podle Teslova patentu se tato turbína skládá ze dvou vstupů, v každém z nich se nachází jažýček a přes tyto jazýčeky se směřuje médium do těla turbíny na disky, jedná se tedy o náhradu dýzy. Dále obsahuje disky, které v této turbíně nahrazují oběžné kolo a starají se o přenos energie na hřídel a poloduté hřídele, která slouží jako odvod média vycházejícího z turbíny [2].

2.2 PRINCIP FUNKCE

Částice se pohybují po kružnici, jak můžete vidět na Obrázku 1, délka dráhy částic látky se mění se zatížením zařízení. Čím více je turbína zatížena, tím po kratší dráze se částice pohybují a tím rychleji látka předává svoji energii turbíně.



Obrázek 1: Pohyb částic v turbíně (převzato z [3])

V turbíně se dále využívá pro fungování několika fyzikálních jevů a to laminárního a turbulentního proudění, mezní vrstvy a třecích ztrát. Laminární proudění je proudění Newtonské kapaliny, při kterém jsou proudnice rovnoběžné a nemísí se. Částice kapaliny se pohybují vedle sebe ve vrstvách, které se vzájemně nepromíchávají. Na toto proudění nemá vliv drsnost povrchu, po kterém teče. Turbulentní proudění je proudění Newtonské kapaliny, při kterém se proudnice navzájem promíchávají. Částice tekutiny vykonávají při proudění kromě posouvání i vlastní pohyb, který vede ke vzniku vírů. Rychlosti jednotlivých částic tekutiny se nepravidelně mění, proudění tedy není stacionární. Drsnost povrchu ovlivňuje velikost turbulencí. Mezní vrstva vysvětluje chování částic látky při obtékání rovinného povrchu tělesa. Třecí ztráty jsou způsobeny vlastností média s názvem viskozita. Viskozita udává poměr mezi tečným napětím a změnou rychlosti v závislosti na vzdálenosti mezi sousedními vrstvami při proudění kapaliny. Viskozita je veličina charakterizující vnitřní tření a závisí především na přitažlivých silách mezi částicemi [4].

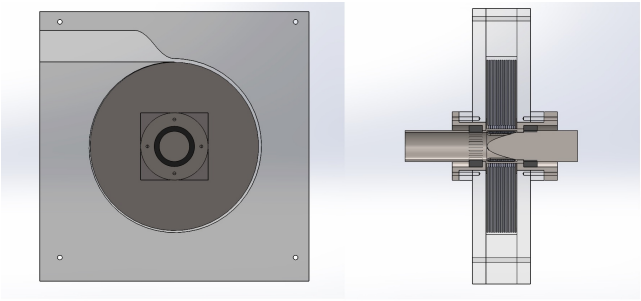
3 VLASTNÍ NÁVRH TURBÍNY

Rozhodl jsem se, že při návrhu turbíny budu kombinovat konstrukci Teslovy turbíny a čerpadla dohromady, což by mělo umožnit lepší reálné vlastnosti turbíny. Jak ukazují již vypracované práce, tak k největším ztrátám a tedy i vzniku vírů dochází u turbíny na vstupu a výstupu z turbíny, proto jsem se rozhodl zaměřit se především na tyto části zařízení a provést jejich optimalizaci.

V případě mého návrhu bude poháněna vzduchem, což bylo třeba zohlednit při navrhování tohoto systému, protože je třeba nastavit turbínu tak, aby v ní nedocházelo k překročení rychlosti zvuku a tím k vzniku rázu, který by snižoval účinnost. Pokud by byla turbína poháněna vodou, tak není třeba tento aspekt zohlednit, protože voda při průchodu turbínou nedosahuje takové rychlosti jako vzduch.

Turbína konstruovaná v rámci této práce obsahuje pouze jeden vstup, který musí být čtvercový, aby v něm vzduch proudil laminárním prouděním. Z této části přechází ve vstupní dýzu ve tvaru křivky lemniskáty. Dýza přechází do prostoru disků turbíny přes Archimédovu spirálu, která umožní ideální

stáčení proudění po spirále a měla by snížit množství vzniklých vírů. Turbína obsahuje šestnáct disků, které jsou nasunuty na hřídeli a jsou zde zafixovány pomocí pera a jejich rozestup je vymezen výstupky na discích. Disky jsou poté zafixovány pomocí stahovacího kroužku. Hřídel s disky je uložena v těle turbíny v guferech, které slouží jako těsnění hřídele, a kuličkových ložiscích, které umožní plynulý pohyb hřídele. Samotná hřídel je složena ze dvou dílů, protože obsahuje kužel, který slouží k lepšímu nasměrovaní vycházejících plynů ven z turbíny a zamezení víření na výstupu z turbíny. Výše popsané modifikace jsou znázorněny na Obrázku 2.



(A) (B)

Obrázek 2: A) pohled z boku turbíny B) průřez turbínou

4 ZÁVĚR

Pokud se zvolené modifikace ukáží jako správné, tak by se turbína mohla uplatnit v energetice jako parní nebo vodní turbína, či by mohla nalézt uplatnění v HEV vozidlech. Při návrhu se vycházelo z Teslových poznatků a také z dalších akademických prací. V práci jsou shrnuty teoretické poznatky o turbíně a také je zde vysvětlen a znázorněn modifikovaný model turbíny.
Ve své práci se chci dále zaměřit na provedení proudových simulací, které ukáží, jak moc v turbíně dochází k rázům a která místa je třeba ještě upravit. Následně vytvořím výrobní výkresy, podle kterých se nechají vytvořit díly na stavbu turbíny. Poté turbínu sestavím a provedu měření účinnosti zařízení.

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vzniknul za finanční podpory projektu specifického výzkumu na VUT (č. FEKT-S-17-4595, Materiály a technologie pro elektrotechniku III).

REFERENCE

[1] BLOUDÍČEK, Petr. *KONSTRUKCE TESLOVY TURBÍNY*. Brno, 2007. Diplomová práce. FAKULTA STROJNÍHO INŽENÝRSTVÍ, ÚSTAV KONSTRUOVÁNÍ. Vedoucí práce Ing. David Paloušek.

[2] LOKAJ, Jakub. *TESLOVA BEZLOPATKOVÁ TURBINA*. Brno, 2016. Diplomová práce. VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ, FAKULTA STROJNÍHO INŽENÝRSTVÍ.

[3] Nachbau einer Tesla-Turbine mit 3D-gedruckten Bauteilen – Teil 1. In: Mark3D [online]. Mark3D [cit. 2017-11-18]. Dostupné z: https://www.mark3d.com/wp-content/uploads/2017/04/tesla-animation.gif

[4] MAŠTOVSKÝ, Otakar. *Hydromechanika pro strojní inženýry*. SNTL, 1956.

INTEGRATED TEMPERATURE SENSOR BIPOLAR CORE

Jakub Fránek
Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT
E-mail: xfrane14@stud.fit.vutbr.cz

Supervised by: Vilém Kledrowetz
E-mail: kledrowetz@feec.vutbr.cz

Abstract: Analog front-end of a bipolar transistor based smart temperature sensor was designed in 110 nm CMOS processing technology TSMC 110 and verified using simulation taking PVT variation into account. The analog front-end of the sensor achieves 3σ inaccuracy of $\pm 3.5\,^{\circ}\mathrm{C}$ untrimmed or $\pm 0.7\,^{\circ}\mathrm{C}$ after single point trim over the military temperature range ($-55\,^{\circ}\mathrm{C}$ to $125\,^{\circ}\mathrm{C}$), requiring supply voltage of 2.7-3.63 V, consuming as little as 1 µW at 1 S/s and taking up less than $0.012\,\mathrm{mm}^2$.

Keywords: bipolar, smart temperature sensor, CMOS, analog, integrated circuit, IP core

1 INTRODUCTION

Smart temperature sensors are integrated circuits which consist of three main parts: the analog front-end (biasing and sensing circuits), the ADC (usually ΣΔ modulator) and digital signal processing (DSP). As small independent units which require no external references and which directly output temperature as a digital word, they are distributed as IP cores to be used in customer ASICs. As the precision of the analog front-end is severely affected by process spread and device mismatch and trimming is expensive, advanced circuit techniques such as Dynamic Element Matching (DEM) or chopping are employed to achieve precision competitive with discrete solutions with at most one trim.

2 BIPOLAR ANALOG FRONT-END THEORY OF OPERATION AND DESIGN

The CTAT dependence of V_{BE} and the PTAT dependence of ΔV_{BE} of substrate PNP bipolar junction transistors (BJT) is exploited to sense the die temperature. The β of these BJTs is ≈ 2.5 and their collector is irreversibly grounded, but they are less susceptible to process variation, their I-V characteristics are close to ideal and they do not require expensive process options to manufacture.

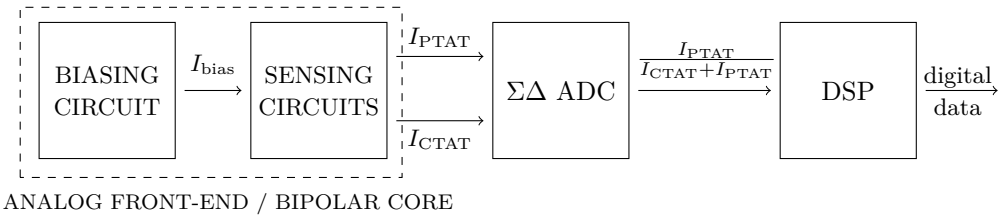


Figure 1: BJT-based smart integrated temperature sensor block diagram

An analog front-end of a BJT-based smart temperature sensor, also known as bipolar core, consists of a self-biasing circuit which generates a PTAT biasing current I_{bias} derived from ΔV_{BE}, and the sensing circuits which use I_{bias} to produce V_{BE} and ΔV_{BE}, which are converted into PTAT and CTAT currents and scaled appropriately. The ΣΔ modulator digitizes the linearly temperature dependent ratio of these currents $\mu(T) = \frac{I_{\mathrm{PTAT}}}{I_{\mathrm{CTAT}}+I_{\mathrm{PTAT}}}$ into a high speed 1-bit signal and the DSP then averages, decimates and scales the bitstream to output temperature reading in Celsius as a digital word.

2.1 BIASING CIRCUIT

The biasing circuit consists of the ΔV_{BE} generator loop, controlled by a 90 dB-gain folded cascode opamp chopped at 20 Hz (only 30 µV input voltage offset remains), and the starting circuit shown on far left of figure 2. A steeply PTAT I_{bias} (300 nA at 27 °C) is generated by applying a PTAT voltage ΔV_{BE} to a negative TCR polysilicon resistor R_{bias}, as such current helps to reduce the intrinsic curvature of V_{BE} [1, p.77]. The ΔV_{BE} is generated by the two BJTs biased at current ratio m=5, which is accurately set by six PMOS current sources, which are cyclically interchanged at f_{m-DEM}=6·2·f_{chop} so that their mismatch is averaged out to 0.01% precision. The smaller resistor makes I_{bias} dependent on β in such a way that the β dependence of the sensing circuit BJTs is canceled out. The main error in this circuit is the process spread of R_{bias}, which causes spread of I_{bias}.

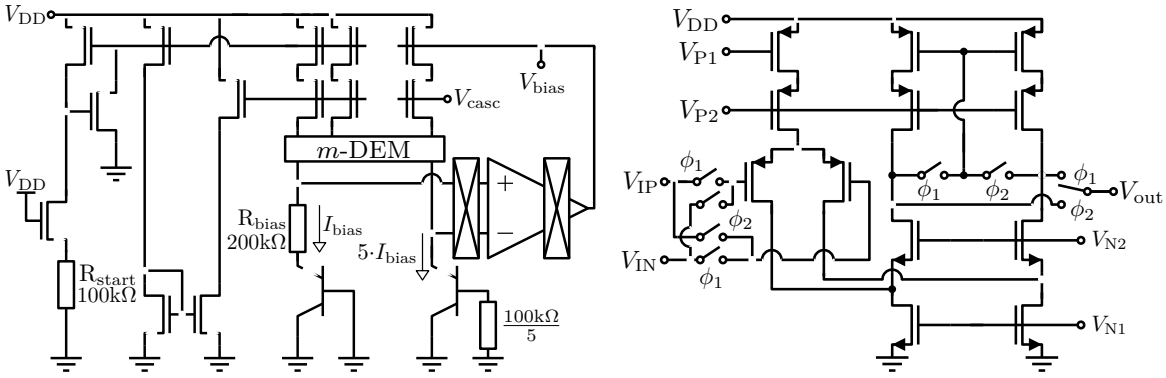


Figure 2: Simplified biasing circuit and chopped folded cascode opamp schematics

2.2 SENSING CIRCUITS

The sensing circuits utilize I_{bias} to generate the PTAT and CTAT currents used for measuring the temperature utilizing the same opamp as in the biasing circuit. The PTAT sensing circuit uses 10 DEM-ed current sources (f_{r-DEM}=10·f_{m-DEM}) and DEM-ed resistors (f_{R-DEM}=2·f_{r-DEM}) to produce ΔV_{BE} based on accurate current density ratio $r = 9$. The CTAT sensing circuit converts V_{BE} to a current and divides it by $\alpha = 10$, which is a ratio precisely set by DEM ($f_{\alpha-DEM}$=11·f_{R-DEM}). This scaling performs ratiometric curvature correction and helps to make $\mu(T)$ more linear [1, p.88]. Resistance

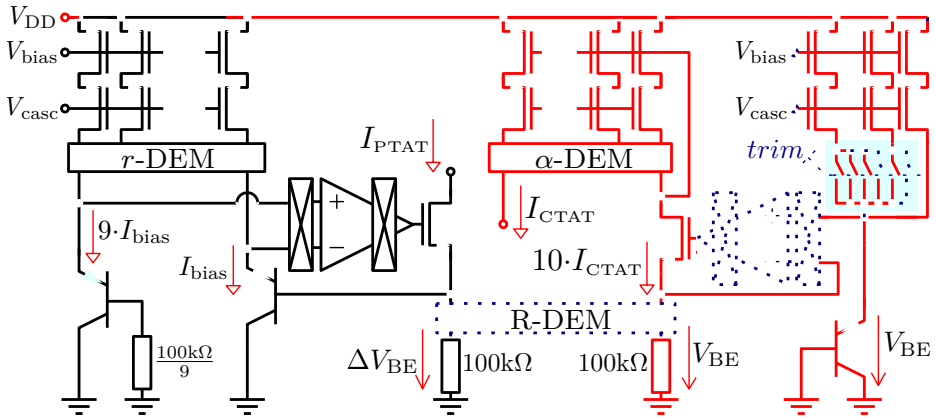


Figure 3: Sensing circuits simplified schematic

spread in the sensing circuits is not an issue as it is the ratio and not the absolute value of CTAT and PTAT currents which is digitized. As ΔV_{BE} is only dependent on the current ratio and therefore

precise, V_{BE} is the main source of error due to BJT process spread and I_{bias} spread. A 6-bit binary-weighted current divider network allows to set the correct V_{BE} in steps of $\approx 0.3\,\text{mV}$ by trimming the emitter current. The unused trimming currents are redirected to a dummy BJT which is not shown.

3 ACHIEVED PERFORMANCE

The simulated precision is depicted on figure 4. The error of untrimmed sensor is mainly PTAT, as it is dominated by the process spread of BJTs and the spread of I_{bias}, while the remaining error after trimming is dominated by the remanent curvature of V_{BE}, charge injection, bipolar transistor mismatch etc. For comparison, untrimmed 3σ error with chopping and DEM turned off is $\pm 12\,^{\circ}\text{C}$.

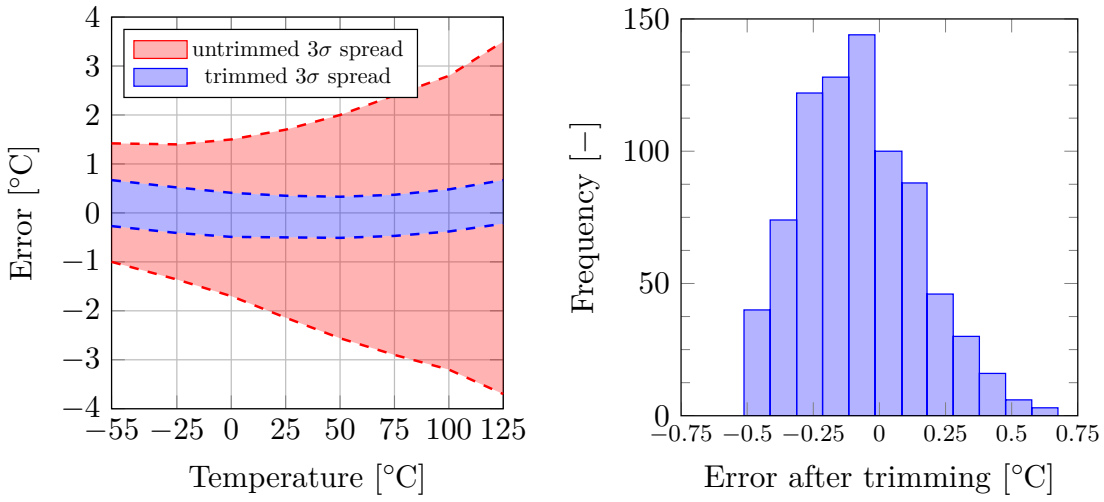


Figure 4: Temperature reading error across all PVT conditions

The bipolar core can work with supply voltage as low as 2.7 V, consumes at most 200 µW when on and takes up 0.012 mm^2, assuming 20% of the area is used for routing, dummy devices etc. In power-down mode, the circuit draws less than 8 nA, which is mostly given by leakage at high temperature.

4 SUMMARY

Analog front-end of a smart temperature sensor was designed in CMOS process technology TSMC 110 and verified by simulation. Precision of $\pm 3.5\,^{\circ}\text{C}$ untrimmed or $\pm 0.75\,^{\circ}\text{C}$ after trimming was achieved over the military temperature range on area smaller than 0.012 mm^2.

These results closely approach the theoretical limits of this particular architecture and as such, this design is competitive with the current state of the published art. As most errors were already eliminated by trimming, DEM, chopping and β compensation, any further improvements would require increasingly more complex circuits which might not justify their area and power consumption costs.

ACKNOWLEDGEMENT

I would like to thank Ing. Ivan Koudar, Ph.D., Ing. Jan Ledvina and all the other design engineers from Analog IP team at ON Design Czech s.r.o. for their willingness and guidance.

REFERENCES

[1] PERTIJS, M. and J. HUIJSING. *Precision Temperature Sensors in CMOS Technology*. Dordrecht: Springer, 2006. Analog Circuits and Signal Processing Ser. 297. ISBN-13 9789048173259.

USAGE OF SOLDERS WITH HIGHER MELTING POINT FOR HYBRID INTEGRATED CIRCUITS

Ondřej Janda

Bachelor (3), FEEC BUT

E-mail: xjanda25@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Alexandr Otáhal

E-mail: alexandr.otahal@vutbr.cz

Abstract: This article deals with the advantages of brazing that uses an experimental tool for heat conduction, which can be used in thick film technology. In present days brazing on thick film is used in a few applications in microelectronic industry. At higher soldering temperatures there is also an increase in demands leading to creation of high quality joints. The joints made by brazing are mainly used for special applications for power electronics, heating elements and temperature or other sensors.

Keywords: Brazing, thick film, leaching

1 ÚVOD

Tato práce se zabývá možností tvrdého pájení na tlustou vrstvu. Tvrdé pájení se vyznačuje lepšími vlastnostmi převážně tepelnými a mechanickými. Současně však při vyšších pájecích teplotách, potřebných pro tvrdé pájky, dochází ke zvýšení náročnosti podmínek vedoucích k vytvoření kvalitního spoje. V dnešní době se používá měkké pájení především pro všeobecné využití, jelikož je jednodušší pájet při teplotách pohybujících se nejčastěji do 260 ˚C, vzhledem k použitým materiálům (např. desky plošných spojů, materiály součástek ad.). Za tvrdé pájení jsou považovány pájecí materiály s teplotou tavení nad 450˚C. [1]

2 TVRDÉ PÁJENÍ

Vyšší teplota tavení pak přímo souvisí se schopností tvrdých pájek snášet mnohem větší výkonové zatížení než slitiny používané při měkkém pájení. Možnost větší zatížitelnosti obvodu tedy vede k jeho využití u aplikací náročných na vysoké výkonové, resp. teplotní, zatížení. Současně se také zlepšují mechanické vlastnosti pájeného spoje jako je pevnost v tahu. [2]

Tvrdé pájky nacházejí uplatnění u náročnějších aplikací, kde je kladen velký nárok na kvalitu jako ve vojenském, lékařském nebo leteckém průmyslu. Mezi specifické možnosti využití se pak tedy řadí aplikace jako výkonová elektronika, topné elementy nebo i teplotní senzory.

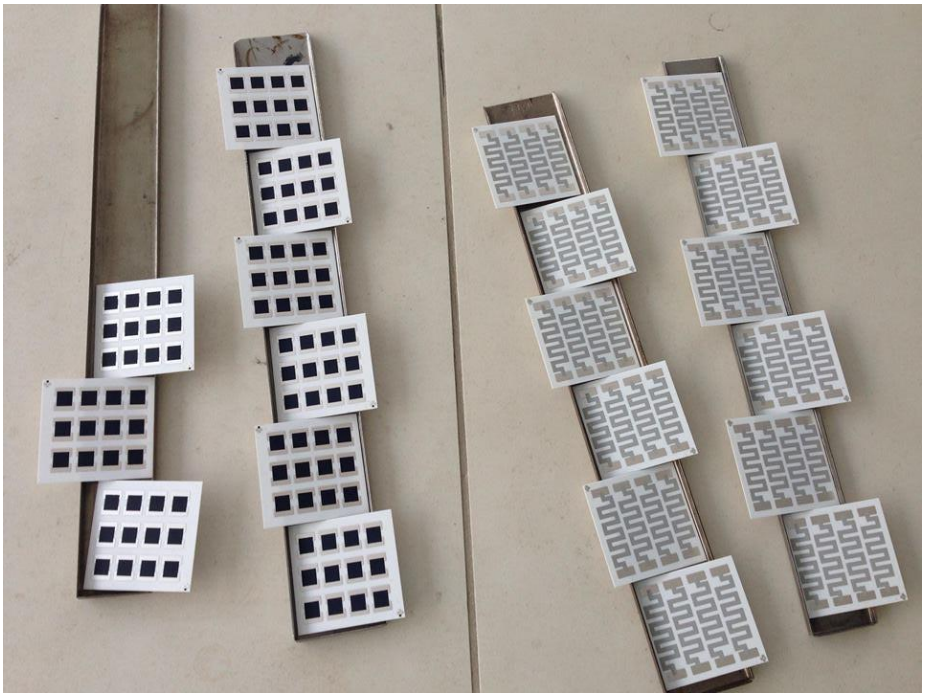
2.1 LEACHING

Při tvrdém pájení na tlustou vrstvu však dochází k jevu zvanému *leaching* neboli odsmáčení. Jedná se o rozpouštění pájeného podkladu (tlusté vrstvy) do tekuté pájky. Rychlost odsmáčení je z pohledu procesních parametrů závislá převážně na teplotě a délce pájení. Oba tyto parametry se však při pájecím procesu moc nemění. Proto se používají přídavné materiály, které zpomalují proces odsmáčení, jako je například indium (pájecí slitina) nebo paladium (tlustá vrstva). [3]

2.2 PÁJECÍ PROCES

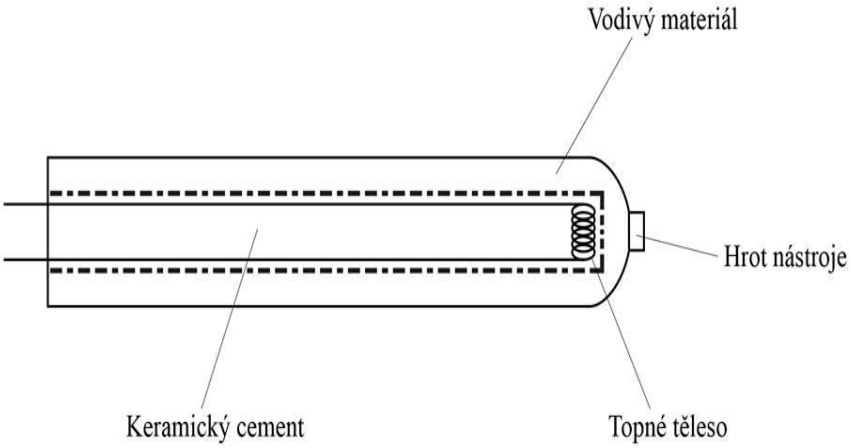
Pro optimalizaci pájecího procesu se navrhly 2 testovací motivy s rezistorovou strukturou, natištěné na keramický substrát Al_2O_3 (**Obrázek 1**). Jako vodivá pasta se zvolila směs stříbra a paladia od výrobce ESL typu 9695 – G. Příměs paladia a natištění dvojité vodivé vrstvy pak výrazně zpomalí

efekt odsmáčení. Samotná pasta s přídavkem paladia propůjčuje spojům lepší mechanickou pevnost než čistá stříbrná pasta [4]. Pro odporovou pastu se zvolila TT 5011 s rezistivitou 10 Ω/□. U jednoho motivu se natiskla odporová vrstva ve tvaru meandru, aby se mohl lépe sledovat rozvod tepla při zahřívání substrátu. Lepší rozvod tepla pak vede ke zmírnění praskání nosného substrátu, což zlepší schopnost tlusté vrstvy vydržet vyšší teplotu. Slitina pro pájení se vybrala Ag45CuZn, jejíž teplota tavení je 735 ˚C. Slitina Ag45CuZn se vybrala z důvodu vyšší teploty pájení a vytváří spoje s dobrou mechanickou pevností [4]. Vývody použité pro testování nastavení procesu pájení jsou vytvořené z materiálu alpaka neboli bílá mosaz.



Obrázek 1: Natištěné testovací motivy pro tvrdé pájení

Jednou z možných metod používaných k tvrdému pájení je plamen, avšak tento způsob přenosu tepla není dostatečně vhodný, jelikož není dostatečně opakovatelný [4]. Navíc u plamene lze regulovat teplotu jen s určitou přesností, proto je třeba přijít s náhradním způsobem pájení. Nejvhodnější by bylo použít mikropájkový nástroj, který přenáší teplo vedením, jako je tomu u měkkého pájení trubičkovou pájkou. Bohužel není k dispozici pájecí nástroj schopný dosáhnout teplot alespoň 800 ˚C. Klasické pájecí stanice dosahují teplot kolem 500 ˚C. Proto byl navrhnut nástroj nový. Ukázka prvotního návrhu nástroje viz Obr. 2.



Obrázek 2: Schématické uspořádání nástroje na tvrdé pájení

Jako nosný materiál se ze zvažovaných vybrala měď. Kvůli své dobré tepelné vodivosti a vysoké teplotě tavení. Důvodem je také možnost obrábění. Výsledný tvar pak bude připomínat nástroj pro ruční měkké pájení. Zdroj tepla bude představovat topné těleso v podobě odporového drátu z kanthalu, který snáší teploty až okolo 1500 ˚C. Kanthal se natvaruje do vhodného tvaru s důrazem na jeho elektrický odpor a délku. Následně se vloží do vyvrtaného otvoru v nosném materiálu. Aby došlo k lepšímu rozvodu tepla a zároveň měl odporový drát vyšší odpor, namotá se před vložením do mědi do tvaru spirály. Umístění spirály co nejblíže k hrotu povede k lepšímu rozvodu tepla přímo do hrotu. Pro odizolování drátu od mědi je nejvhodnější použít keramický cement OMEGABOND™ 400, také z důvodu jeho dobré tepelné vodivosti a teplotou použití až 1427 °C. Cement ve formě prášku se po smíchání s vodou nalije okolo kanthalového drátu a nechá vysušit. [5]

Při zahřátí na vyšší teplotu dojde ke zvýšení oxidace na povrchu mědi, proto se na ochranu před korozí vybral chrom-nikl a nikl. Obě látky zvládají vyšší teploty a v průmyslovém odvětví se často používají jako ochrana před oxidací a opotřebováním.

Výsledné spoje se pak otestují pomocí dvou zátěžových destruktivních testů. Při prvním dojde k připojení zdroje napětí na rezistorové struktury, čímž dojde k zahřívání substrátů vlivem průchodu elektrického proudu. Až dosáhne maximální únosné teploty, dojde ke zničení testovacího vzorku, kdy bude měřen elektrický odpor během celého testu. Druhý test bude měření síly v tahu, kdy bude testovací substrát nehybně upevněn na jedné straně a připájený vývod na druhé straně v kleštině zařízení pro měření síly v tahu. Postupným oddalováním vývodu od testovacího substrátu se zjistí maximální síla spoje.

3 ZÁVĚR

Při aplikaci tvrdých pájek na tlustovrstvou technologii se lze setkat s několika problémy. Kombinace tvrdého pájení bez přístupu ochranné inertního plynu a tlusté vrstvy vypalované kolem 850 °C je v dnešní době málo prozkoumaná, jednotlivé metody pájení nejsou lehce optimalizovatelné nebo jsou finančně náročnější (např. pájení v dusíkové atmosféře).

Největší komplikace nastává s odsmáčením vodivé vrstvy a s oxidací materiálů. Tyto potíže se řeší použitím vhodných materiálů, jako je paladium. V práci je nastínění optimalizace procesu pro tvrdé pájení. Vybrané materiály byly zvoleny s ohledem na co největší kvalitu a mechanickou pevnost výsledného spoje v návaznosti na předešlé práce [4] a současně jsou schopny zvládat minimální teploty pro tvrdé pájení.

REFERENCE

[1] SZENDIUCH, I. Základy technologie mikroelektronických obvodů a systémů, Brno: VUTIUM, 2006. ISBN 80-214-3292-6.

[2] G.S.A. Shawki, A.A.S. El-Sabbagh. Shear strength of brazed and solder joints, Weld. Res. Suppl. Aug. 1975. 276s–279s

[3] STRAUSS, R., & STRAUSS, R. SMT soldering handbook. Oxford, Newnes. 1998. Pages 371. ISBN: 0750635894

[4] NERADIL, P. Montáž vývodů pomocí tvrdých pájek na keramickém substrátu. Bakalářská práce. Brno: FEKT VUT v Brně, 2014

[5] Kanthal - Mechanické a fyzikální vlastnosti drátu [Online] KNTL a.s., 2014 – [cit. 13. prosinec 2017]. Dostupné na www.kntl.cz/getFile/case:show/id:17737.

DESIGN OF REFLOW SOLDERING STATION FOR RE-BALLING OF BGA PACKAGES

Adam Janiš

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xjanis02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Alexandr Otáhal

E-mail: alexandr.otahal@vutbr.cz

Abstract: This article deals with the design of a soldering oven for BGA reballing in a nitrogen atmosphere. The principles of reflow soldering, the advantages of a nitrogen atmosphere regarding the quality of solder joints and the types of soldering devices are described. The main aim of the experimental part is to design the soldering station and to simulate the heat flow during soldering using SolidWorks Flow Simulation. Final stage of this work is based on verification of designed soldering station and optimization of soldering process.

Keywords: reflow oven, BGA, reballing, nitrogen protective atmosphere

1 ÚVOD

Pájení je nezbytnou součástí elektrotechnické výroby, kde slouží k mechanickému a elektrickému propojení elektronických součástek a desek plošných spojů nebo jiných základních materiálů. Již od počátku výroby elektronických zařízení je přítomna stále trvající snaha o miniaturizaci, což v tomto oboru přináší mnohé výzvy. Díky tomuto trendu se vyvíjejí stále menší a prostorově úspornější pouzdra pro integrované obvody jako BGA, CSP a další. Nevýhodou pramenící z kuličkových vývodů umístěných na spodní straně těchto pouzder je hlavně potřeba tyto pájkové kuličky při procesu oprav vždy odstranit a nahradit novými. Vzhledem k možným vysokým cenám integrovaných obvodů je žádoucí zdokonalit proces znovuvytvoření kulových pájkových vývodů, tzv. *reballing*, tak, aby nebyla pouzdra zbytečně tepelně namáhána při použití bezolovnatých pájecích slitin. Často se z tohoto důvodu volí použití ochranné dusíkové atmosféry, která zlepšuje celkové vlastnosti pájeného spoje [1].

Na základě výše popsaných informací vznikla potřeba zkoumat vlastnosti bezolovnatých pájecích slitin z pohledu jejich jakosti a spolehlivosti. Pro tyto účely je nutné vytvořit experimentální zařízení s možností pájení v dusíkové ochranné atmosféře a za sníženého tlaku, čímž se zabývá tato práce.

2 PŘÍNOS PÁJECÍ STANICE

Navrhované zařízení bude sloužit zejména pro *reballing* BGA pouzder při použití ochranné dusíkové atmosféry. Přítomnost dusíku při pájení zvyšuje kvalitu pájeného spoje zejména v důsledku absence kyslíku, což potlačuje vznik oxidové vrstvy na ploškách a v pájecí slitině a zlepšuje jejich smáčení. Tím se zmenšuje množství defektů, což se významně uplatní při vytváření nových kulových vývodů na BGA pouzdrech, kde je potřeba vysoká kvalita a spolehlivost [2].

Pájecí stanice je navržena jako vsázková, tudíž v ní bude možné dosáhnout konstantních a reprodukovatelných podmínek, zejména koncentrace dusíku a kyslíku a nastavení teploty. To umožní dosažení přesných výsledků kvality pájených spojů při použití různých pájecích slitin, metod jejich

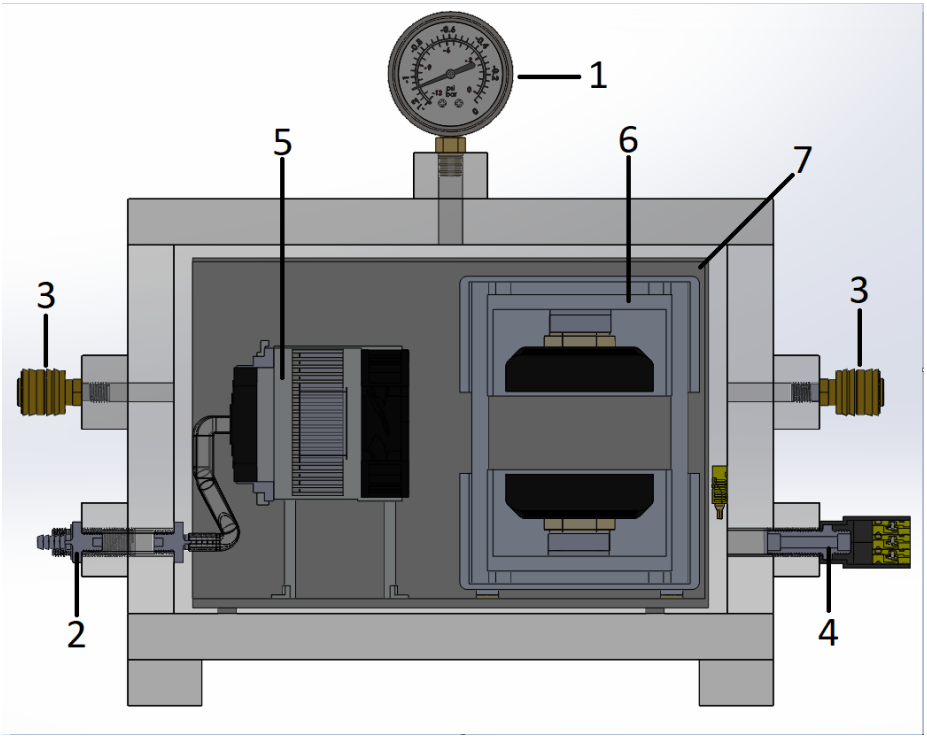
nanášení atd. Vzhledem k nutnosti čerpání atmosféry před každým pájecím procesem není stanice vhodná pro sériovou výrobu.

3 EXPERIMENTÁLNÍ ČÁST

Obsahem této části je samotný návrh pájecího zařízení pro *reballing* BGA pouzder kreslený v programu SolidWorks. Jsou zde řešeny otázky umístění jednotlivých prvků stanice, vhodných součástek, jejich výroby a další.

Návrh zařízení spočíval ve výběru, vytvoření 3D modelu a umístění jednotlivých komponent do již vyrobené bedny z materiálu PMMA (polymethylmetakrylát - plexisklo). Výběr součástek a jejich materiálu byl proveden s ohledem na dostupnost, proveditelnost a cenu. Výsledkem je předběžný model celého zařízení bez okolních periférií, jako je např. výkonová a externí chladící část.

Na obrázku 1 je vyobrazen průřez celou pájecí stanicí. V tomto pohledu je již možné pozorovat všechny části modelu. Na horní straně je umístěn manometr. Po stranách jsou do plexiskla zašroubovány průchodky, spojky a fitinky sloužící k propojení okolí s pracovním prostorem.



Obrázek 1: CAD model – Pohled zepředu na průřez pájecí pecí; 1. manometr, 2. fitinka, 3. přípojky na vakuum a dusík, 4. průchodka na termočlánkové dráty, 5. chladicí část, 6. ohřevná část, 7. stínění

3.1 PROPOJOVACÍ ČÁST

V levé straně zařízení je umístěno šest součástek. Na spodním zesílení se zvnějšku nachází dvě nerezové fitinky. Na vnitřní straně jim odpovídají další dvě tyto fitinky a dohromady tvoří dva průchody pro chladicí kapalinu. Vedle nich je umístěna průchodka z pozinkované oceli, kterou budou procházet vodiče k napájení ventilátoru. Nad nimi je naznačeno umístění mosazné přípojky. Ta slouží k připojení hadice k odčerpání vzduchu na úroveň nízkého vakua. Po odčerpání vzduchu se poté přes stejný typ spojky umístěné na druhé straně zařízení načerpá dusík až do hodnot atmosférického tlaku.

V pravé straně zařízení jsou umístěny čtyři průchozí součástky. První je již zmíněná mosazná přípojka na čerpání atmosféry. Zbývající tři se nachází na stejném zesílení vedle sebe. Jedna z nich slouží k vedení napájecích vodičů k infračerveným zářičům a každou ze zbývajících dvou průchodek budou procházet tři páry termočlánkových drátů. Tyto dráty se umístí do zásuvkových konektorů a na vnější straně všechny tři konektory dohromady do pouzdra. Zásuvkové konektory pro termočlánky byly zvoleny z důvodu vetší mechanické odolnosti, jelikož u nich není nebezpečí poškození vývodů při manipulaci se zařízením na vnější straně pájecího zařízení. Na vnitřní straně zařízení se konektory v rámci úspory místa přilepí přímo na plexisklovou stěnu.

3.2 VNITŘNÍ ČÁST

Uvnitř pájecí stanice se vlevo nachází chladicí část, vpravo ohřevná část a obě dvě společně jsou od plexisklových stěn kryty hliníkovým stíněním.

Chladicí část bude sestávat mimo jiné z vodního chlazení *Magicool*. Ochlazená kapalina bude přivedena do zařízení skrze hadičky a fitinky a poté do plastového chladiče, kde skrz měděnou kontaktní plochu dochází ke chlazení hliníkového bloku, tzv. *heat sink*. Na konci jeho žebrování je umístěn ventilátor, který při zapnutí fouká směrem od chladicí sestavy.

Ohřevná část je složena ze dvou infračervených zářičů umístěných v konstrukci proti sobě. Konstrukce kolem zářičů bude vyrobena z více vrstev hliníku tak, aby bezpečně odolala vyšším teplotám (přibližně 600 °C), v co největší míře bránila průniku tepla do okolí a aby poskytla kvalitní uchycení infračervených zářičů s minimálním přenosem tepla na konstrukci. Jelikož není možné navrhnout konstrukci tak, aby dokonale bránila průniku tepla ze zářičů a zároveň byla dobře přístupná pro manipulaci s pájeným vzorkem, je nutné odizolovat okolní plexisklové stěny pomocí několikavrstvého hliníkového stínění. Nezbytnost stínění byla ověřena pomocí simulací proudění tepla, které odhalily nebezpečí tavení plexiskla v případě jejího zanedbání.

3.3 VÝROBA VAKUOVÝCH PRŮCHODEK

Vzhledem k vysokým cenám průchodek do vakua budou průchodky pro toto zařízení vyrobeny. Základ bude tvořit průchodka z pozinkované oceli, která se vertikálně uchytí do fixační aparatury a skrz ni se protáhnou požadované vodiče tak, aby nedocházelo ke zkratům. Poté se celý vnitřek průchodky zalije epoxidovou pryskyřicí a nechá se vytvrdit.

4 ZÁVĚR

Vzhledem k vysokým požadavkům na kvalitu pájených spojů byla navržena pájecí stanice, které umožní podrobné zkoumání vlivů působících zejména při reballingu BGA pouzder. Hlavní předností zařízení bude možnost použití ochranné dusíkové atmosféry s přesně měřitelnou koncentrací kyslíku a snadnější reprodukovatelnost pracovních podmínek. V návaznosti na ověřování výsledků simulací a samotné konstrukce zařízení mohou nastat změny v konečném návrhu v důsledku objevení vhodnějšího řešení, nebo naopak nemožnosti implementovat již navržené prvky. I navzdory možným konečným úpravám by měl základní princip zařízení odpovídat prvotnímu návrhu.

REFERENCE (ANGLICKY = REFERENCES)

[1] I. POOLE. Ball Grid Array, BGA. Radio-Electronics [online]. [cit. 11. března 2018]. Dostupné z: http://www.radio-electronics.com/info/data/smt/smd-bga-ball-grid-array-package.php

[2] A. MACKIE. Dispelling 10 Myths about Nitrogen Reflow (part I) [online]. [cit. 11. března 2018]. Dostupné z: http://www.indium.com/blog/dispelling-10-myths-about-nitrogen-reflow-part-i.php

TOUCH SENSOR ON THE GLASS PLATE WITH A BACKLIT PICTOGRAM

Daniela Jánešová

Bachelor Degree Programme (3.), FEEC BUT

E-mail: xjanes00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Šťáva

E-mail: stavam1@feec.vutbr.cz

Abstract: In this work is described the solution of controlling device by capacitive touch sensor with a backlit pictogram. Sensor geometry is unusual thanks to this pictogram. Control the touch sensing is provided by integrated circuit CAP1203 from Microchip company.

Keywords: Capacitive sensor, touch control, sensor, touch

1 ÚVOD

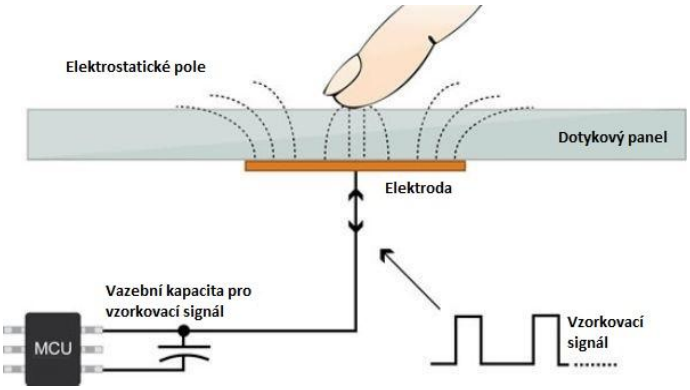
V dnešní době stále více zařízení vyžaduje ovládání pomocí dotyku, které je názornější, panel je omyvatelný, a navíc se tak dotykové systémy mechanicky neopotřebovávají. Existují různé technologie dotykových senzorů, nejpopulárnější je v této době kapacitní technologie, na které je založena i tato práce. Pro vyhodnocení dotyku na senzorech založených na kapacitním jevu slouží k tomu uzpůsobené integrované obvody, které v současnosti vyvíjí spoustu známých firem, nejvíce však firma Microchip. Tato práce řeší dotykový panel s IO CAP1203 pro určité zařízení, sodobar S200 (výrobník sodovky) od firmy BRITA GmbH. Práce byla zadána firmou ARRS Elektronik s. r. o.

2 DOTYKOVÝ PANEL SODOBARU S200

Dotykový panel tvoří sklo se speciálním potiskem, na kterém se nacházejí celkem tři tlačítka – pro vodu, sodu a jemně perlivou vodu.

2.1 GEOMETRIE SENZORŮ

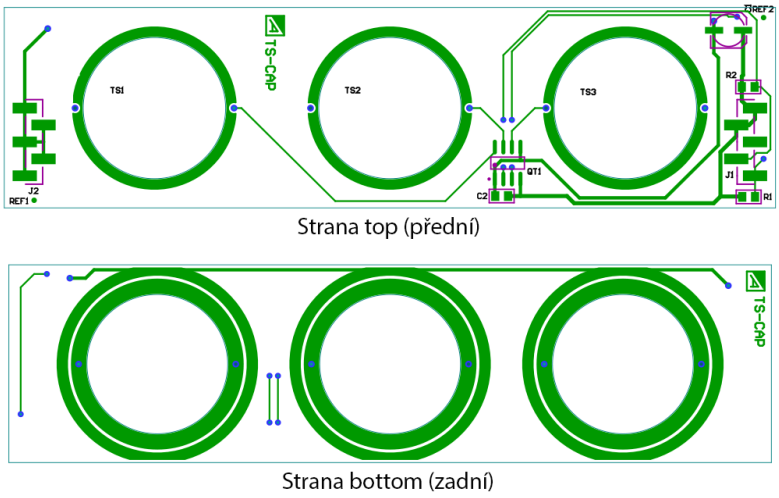
Aktivní elektroda (měděná plocha) senzoru, do které je injektován vzorkovací signál o určité amplitudě, vyzařuje elektrostatické pole. Pokud dojde ke změně prostředí (dotyk), elektrostatické pole se změní a také se změní amplituda signálu, což je integrovaným obvodem vyhodnoceno jako dotyk. Chování senzoru při dotyku je na obr. 2.1.



Obrázek 2.1: Chování senzoru při dotyku [1]

Geometrie senzoru se většinou volí tak, aby neměl ostré hrany a daný motiv byl plná měděná plocha jako například kruh. Elektrostatické pole je tak více homogenní po celé ploše senzoru. V této práci je geometrie navržena tak, aby mohl být motiv na skle prosvícen, aktivní elektroda je tedy kolem tohoto motivu a jedná se tak o kružnici o určité šířce.

Běžně bývají malé kruhové senzory umístěny uprostřed, což omezuje prosvěcovaný motiv piktogramu, tato geometrie však dovoluje mít na panelu jakýkoliv motiv, protože senzor je umístěn zcela mimo motiv. Při návrhu geometrie je také důležitá kapacita měděné plochy senzoru, která určuje počáteční citlivost tlačítka na dotyk. Citlivost tlačítka na dotyk znamená, jak lehce se člověk musí dotknout tlačítka, aby zareagovalo na dotyk. Návrh desky plošných spojů je vidět na obr. 2.2.

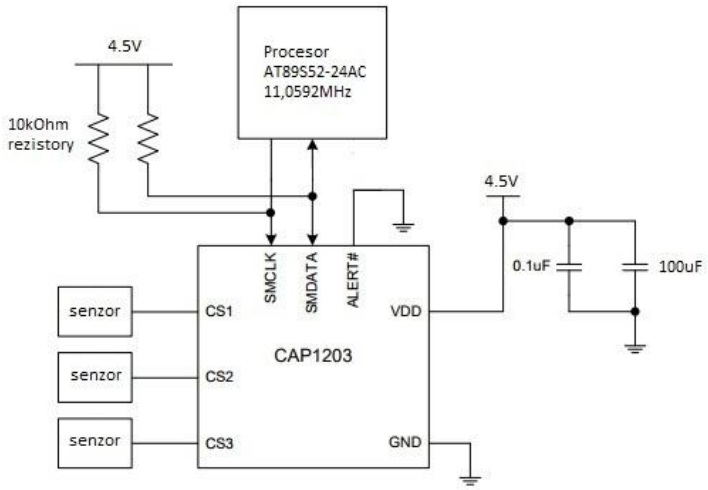


Obrázek 2.2: Návrh desky plošných spojů

Na zadní straně jsou vidět aktivní elektrody senzorů, kolem kterých je ještě umístěna zem ve tvaru kružnice, která potlačuje vliv elektrostatického pole na sousední senzor. Uprostřed piktogramu by elektrostatické pole mohlo být podle obecné teorie fyziky o elektrostatických polích [2] slabší, takže je možné, že v této části tlačítka by mohl být senzor méně citlivý na dotyk prstu.

2.2 PROGRAM A ZAPOJENÍ S INTEGROVANÝM OBVODEM CAP1203

Integrovaný obvod CAP1203 [3] je plně programovatelný, včetně citlivosti tlačítka na dotyk. K tomu slouží určité registry. Obvodové zapojení s tímto integrovaným obvodem je vidět na obr. 2.3.



Obrázek. 2.3: Blokové schéma zapojení s IO CAP1203

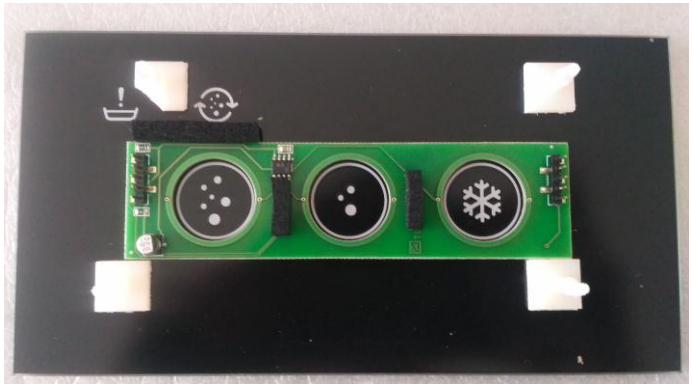
Na datových linkách jsou pull-up rezistory a pin Alert je připojen k zemi, což určuje, že komunikace bude probíhat za pomocí protokolu I2C. U napájecího vývodu jsou dva pomocné filtrační kondenzátory. Napájení je zvoleno 4,5 V, což je střední hodnota doporučeného napájení.

V hlavním programu nejdříve proběhne inicializace, kde se naplní registry požadovanými hodnotami, tato operace proběhne pouze jednou. Dále je monitorován stav tlačítek a v případě dotyku se sníží intenzita svícení příslušné LED diody na polovinu (pohasne) a otevře se požadovaný ventil pro vodu, sodu nebo jemně perlivou vodu. Tato operace probíhá v přerušení každých 10 ms.

Pomocí přepínače je možné dostat se to tzv. továrního nastavení, které obsahuje podprogram pro nastavení citlivosti tlačítka na dotyk. Prvním tlačítkem se číslo v registru pro nastavení citlivosti inkrementuje, druhým tlačítkem dekrementuje. Pokud by se stalo, že citlivost bude tak malá, že tlačítka nebudou reagovat, stiskne se tlačítko reset a přepínač necháme v poloze továrního nastavení. Pokud máme již citlivost nastavenou, přepneme pomocí přepínače do normálního provozu, a číslo, které určuje citlivost zůstane v registru uloženo.

2.3 TECHNOLOGIE VÝROBY

Senzorová deska plošných spojů je přilepena na skle vysokopevnostní lepicí páskou zadní stranou, kde jsou aktivní elektrody senzorů. Kolem jsou přilepeny sloupky pro upevnění procesorové desky. Viz obr. 2.4. Celá elektronická část bude poté vsazena do kovového rámu sodobaru.



Obrázek 2.4: Deska plošných spojů přilepená na skle

3 ZÁVĚR

Uspořádání senzorů u tohoto zařízení je velmi neobvyklé, přesto se předpokládá větší stabilita díky ochranným prvkům a pouze jednomu integrovanému obvodu, který vysílá vzorkovací signál synchronně do každého senzoru. Je zde tak mnohem menší hrozba samovolného spuštění senzoru v důsledku rušení asynchronních signálů. Tato geometrie senzorů také dovoluje mít na dotykovém panelu jakýkoliv motiv, který může být prosvícen.

REFERENCE

[1] Fritzing, *How to Make Capacitive Touchpads* [elektronický dokument]. 2016 [cit. 2018-03-11]. Dostupné z: http://forum.fritzing.org/t/how-to-make-capacitive-touchpads-in-fritzing/1322

[2] HALLIDAY, David, Robert RESNICK a Jearl WALKER, DUB, Petr, ed. *Fyzika*. 2., přeprac. vyd. Brno: VUTIUM, c2013. Překlady vysokoškolských učebnic. ISBN 978-80-214-4123-1.

[3] Microchip Technology Inc. *CAP1203 Datasheet* [online]. Ver. 2, rev. A, 2013-2015 [cit. 2018-03-21]. Dostupné z: http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/00001572B.pdf

XRD CHARACTERIZATION OF GRAPHITE FOR ELECTROCHEMICAL POWER SOURCES

Ondřej Klvač

Bachelor Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xklvac02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ondřej Čech

E-mail: cechondrej@feec.vutbr.cz

Abstract: The article describes possibilities for research method of graphene atomic structure as electrochemical power source electrode. At first there is a computation of difractogram maximums and intensities. Next part compares real measurements and conclusions of previous theoretical part. At this point comes determination of lattice parameters. As last part there is an interaction of graphite by lithium ions and discussion of important results.

Keywords: XRD, diffraction, X-ray, graphite, intercalation, Li-ion, primitive cell

1 ÚVOD

V dnešní době je snaha vytvářet elektronická zařízení s vysokým výpočetním výkonem na co nejmenší ploše. Tento trend klade vysoké nároky na schopnost akumulátorů zajistit napájení po dostatečně dlouhou dobu. Průměrný mobilní telefon tedy vydrží v aktivním režimu ani ne den bez nabíjení.

Ke zvýšení kapacity při stálých rozměrech je třeba detailně prostudovat procesy v atomové struktuře materiálu, jež zajišťuje ono „nabití“. Až poté lze diskutovat jejich efektivitu a zkoumat možnosti vhodnějších modifikací. Řadu let je využíván grafit, avšak atomární děje nejsou ve všech případech zcela popsány. Grafit svou strukturou odpovídá hexagonální Bravaisově mřížce, tu lze dle prvků symetrie popisujících tvar monokrystalu rozdělit do 27 prostorových grup. Elementární buňka se opakuje celým objemem. V širším měřítku pak atomy tvoří roviny, na nichž při určitých úhlech θ dochází k difrakci záření o vhodné vlnové délce λ dle Braggovy rovnice.

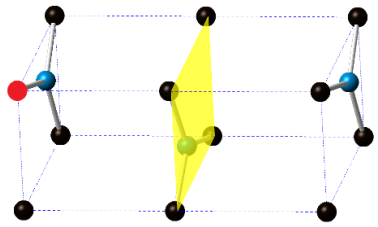
Měření probíhá postupnou změnou úhlu svazku záření vůči vzorku a sledování intenzity reflexí jakožto výsledek Thomsonova rozptylu = rentgenová difrakční spektroskopie. Řada vědeckých prací provede měření v různých fázích nabití a poté na základě porovnávání s výsledky v databázích diskutuje, co se s materiálem děje. V této práci je nejdříve s uvážením důležitých fyzikálních jevů vypočten ideální difraktogram, jež je porovnán s výsledky reálného měření a rozebrány odlišnosti. Tímto postupem lze odhalit mnoho vlivných faktorů a dosáhnout tak přesných výsledků.

2 VÝPOČTY

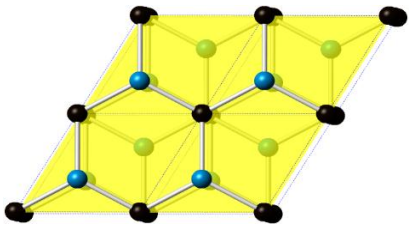
Pro výpočet difraktogramu je nutná kompletní znalost parametrů elementární buňky. Pozornost byla zaměřena na grafitovou fázi spadající do prostorové grupy č. 194 (či P63-mmc dle prvků symetrie), známou jako Bernallova struktura, jejíž elementární buňka se nachází na obr. 1a (COD ID 1200017). Červený atom značí počátek souřadné soustavy, délky stran a = b = 2,47 Å; c = 6,79 Å. Žlutá oblast značí atomovou rovinu, popsanou Millerovými indexy (002). Tyto, v objemu opakující se, roviny vytváří v difraktogramu maxima, jejichž polohu lze vypočíst dosazením vzájemné vzdálenosti, zjistitelné ze symetrie buňky, do Braggovy rovnice. Naše vlnová délka λ = Cu-Kα1 = 1,54056 Å. Intenzita reflexe roviny (hkl) je pak dána vztahem

$$I_{hkl} = c \cdot m \cdot P \cdot L \cdot \left[\sum_n f_n \cdot e^{2\pi i(hx+ky+lz)} \right]^2 \quad (1)$$

Náš vzorek je ve formě prášku náhodně orientovaných krystalů. Reflexe nastává, jelikož je jich vždy dostatečný počet orientovaných vhodným směrem a také nepatrně pootočených. Tyto příspěvky popisuje Lorentzův faktor *L*. Násobnost *m* pak značí příspěvek tzv. krystalograficky ekvivalentních rovin. *c* vyjadřuje počáteční intenzitu svazku, jež je v závislosti na úhlu polarizován dle *P* a reflektován dle atomového rozptylového faktoru *fn* (hodnoty z tabulek [1]). *x*, *y*, *z* jsou frakčními souřadnicemi atomů jedné elementární buňky [2].



Obrázek 1a: Elementární buňka P63-mmc



Obrázek 1b: P63-mmc z pohledu osy z

Barevné značení je voleno pro snadnější orientaci, všechny atomy náleží uhlíku C. Obr. 1b ukazuje skladbu buňky prostorem a vytvoření typických šestiúhelníků s kovalentní vazbou, jež jsou u této symetrie ob jednu posunuty. Vzájemně jsou vrstvy udržovány slabší Van der Waalsovou silou. Z makroskopického hlediska pak dochází ke tvorbě šupin dělených podél, v grafu žlutě vyznačené roviny (002), což ovlivní experiment.

3 EXPERIMENT

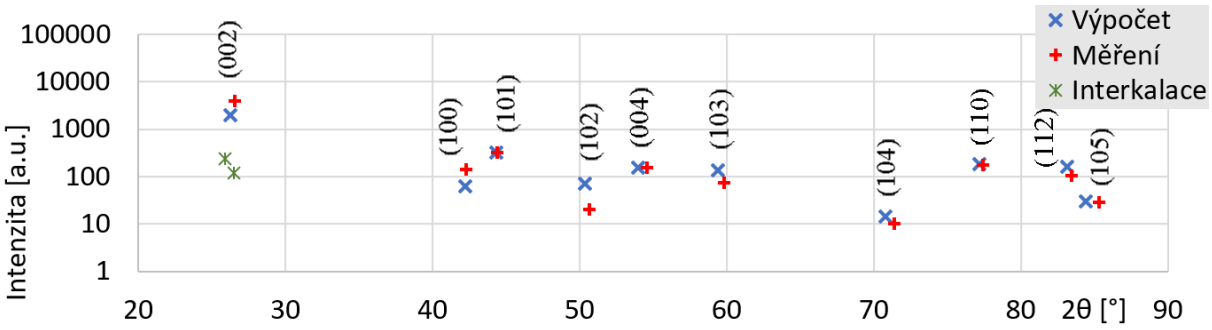
Pro měření byl užit přístroj Rigaku MiniFlex 600, při napětí 40 kV a proudu 15 mA. Z naměřených dat byla vybrána významná maxima. Z důvodu neznalosti konstanty *c* ze vzorce (1) se nepředpokládá shodnost s výpočty v absolutních hodnotách, ale v relativních. Proto byla z maxima roviny (101) určena konstanta úměry (0,0348), kterou byly ostatní hodnoty vynásobeny. Detailní výsledky určuje tab. 1 níže.

Rovina			Výpočet		Měření	
h	k	l	2θ [°]	I_{hkl} [-]	2θ [°]	I_{hkl} [-]
0	0	2	26,2	1964,6	26,5	49801,4
1	0	0	42,2	62,9	42,3	144,8
1	0	1	44,4	320,8	44,4	320,8
1	0	2	50,4	72,5	50,7	20,0
0	0	4	54,0	155,9	54,6	1970,5
1	0	3	59,4	134,1	59,8	75,3
1	0	4	70,8	14,6	71,4	10,4
1	1	0	77,2	187,6	77,4	174,5
1	1	2	83,2	164,4	83,5	105,6
1	0	5	84,4	30,2	85,3	28,7

Tabulka 1: Srovnání naměřených a vypočtených hodnot

Výše zmiňovaná tvorba šupin vede k tzv. preferované orientaci roviny (002). Proto se i druhý řád reflexe (004) v tabulce významně rozchází s výpočtem. Konstanta úměry byla z důvodu přehlednosti grafického znázornění na obr. 2 volena pro tuto rovinu zvlášť (0,00276, vypočtena dle (004)), včetně hodnot při interkalaci. Tento jev ovlivňuje i další roviny, více či méně, v závislosti na orientaci. Přesnost je však vzhledem k zanedbání dalších vlivů, přesahující rámec této práce, dostačující pro dané účely.

Při porovnání lze u měřených dat vypozorovat nepatrně větší úhel, při němž nastává maximum. Důvodem jsou menší reálné rozměry buňky, dle Braggovy rovnice vychází a = b = 2,46 Å; c = 6,71 Å. Plyne z toho fakt, že není třeba znalosti přesných rozměrů elementární buňky k určení popisovaných výsledků, důležitá je znalost prvků symetrie.



Obrázek 2: Srovnání vypočtených a měřených maxim difraktogramu

V rámci experimentů byl tento grafit nabíjen (interkalován) ionty lithia a následně měřen. Nejvýznamnějším pozorovaným efektem bylo snížení reflexe roviny (002) na hodnotu 1484,0 a.u. a současně vznik nového maxima při úhlu 2θ = 25,9°, s intenzitou 3080,6 a.u. Na základě zde uvedených poznatků lze obecně konstatovat, že dochází k oddálení rovin, tedy vzniku krystalů jiných rozměrů a symetrie. Postupně se během nabíjení očekává růst nově vznikajícího maxima a pokles současného. Předpokladem je, že růst bude oproti poklesu pomalejší. Ionty lithia totiž tvoří vlastní rovinu uprostřed rovin (002) a tím dochází k částečné destruktivní interferenci.

Ve vyšší fázi interkalace by však mělo začít klesat i nové maximum. Tento krok se již neděje ani v případě jiných provedených experimentů. Interkalaci takových rozměrů se totiž zatím nepodařilo uskutečnit a je předmětem mnoha výzkumů.

4 ZÁVĚR

S uvážením fyzikálních jevů ovlivňujících výsledky standartní rentgenové difrakční spektroskopie byla vypočítána poloha a intenzita difrakčních maxim pro elementární buňku grafitu P63-mmc. Poté byl změřen reálný práškový vzorek.

Při porovnání bylo dokázáno zkreslení výsledku měření preferovanou orientací krystalů. V případě relativního porovnání maxim a uvážení tohoto jevu můžeme konstatovat, že přesnost je plně dostačující pro zamýšlené účely. Poloha je v případě měření vždy posunuta směrem k vyšším úhlům, z čehož byly dopočítány reálné parametry elementární buňky a = b = 2,46 Å; c = 6,71 Å. Lze vyvodit, že popsaný postup lze aplikovat na jakoukoli krystalickou látku se znalostí prvků symetrie i přes neznalost přesných rozměrů.

V závěru byl interkalován grafit ionty lithia. Bylo zjištěno oddalování rovin (002) a tím vznik nových krystalografických fází a rozměrů. S užitím zde popsané teorie bylo odvozeno chování difraktogramu v průběhu dalšího nabíjení s uvážením jevu destruktivní interference vlivem nově vznikajících rovin lithných iontů.

Do budoucna bude uskutečněno měření dalších grafitových struktur. Výsledkem by mohla být detailnější specifikace strukturních změn a následný popis požadavků na posunutí dosavadních hranic interkalace.

REFERENCE

[1] KATHLEEN, Lonsdale, ed., et al. *International Tables for X-Ray Crystallography: Physical and chemical tables*. Volume III. Birmingham: Kynoch press, 1968.

[2] COCKCROFT, Jeremy Karl, Huub DRIESSEN, Martin ATTFIELD a Paul BARNES. Diffraction Theory II: From Structure Factors to Diffraction Intensities. Advanced Certificate in Powder Diffraction on the Web [online]. London: Birkbeck College, University of London, 1997, 1997 [cit. 2018-03-14]. Dostupné z: http://pd.chem.ucl.ac.uk/pdnn/diff2/dindex2.htm

USE OF REDUCED GRAPHENE OXIDE IN LITHIUM- AND SODIUM-ION ACCUMULATORS

Lucie Balcárková
Bachelor Degree Programme (2), FEEC BUT
E-mail: xbalca04@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Libich
E-mail: libich@feec.vutbr.cz

Abstract: Graphene oxide (GO) or reduced graphene oxide (rGO) belongs among artificially, man-made substances. The graphene oxide has got many possible uses and varienty of applications thanks to its specific properties. It is usable in the field of nano-aplications for its catalytic properties as well as in supercapacitors and electrochemical energy sources. This article expores and describes the use of graphene oxide as an active electode material in lithium and sodium-ion batteries.
Keywords: graphene oxide, reduced graphene oxide, negative electrode, half cell, lithium-ion battery, sodium-ion battery

1 ÚVOD

Pojmem grafen se označuje jednoatomární vrstva (rovina) tvořící strukturu grafitu. Skládá se z uhlíkových atomů uspořádaných do hexagonální struktury nazývané také jako včelí plástev. Grafen je tak tenký, že jej lze považovat za dvoudimenzionální a díky své struktuře má mnoho zajímavých vlastností, jako elektrickou vodivost, je průhledný a ekologicky velmi snadno odbouratelný, a tedy nachází uplatnění v mnoha odvětvích. Sám o sobě je grafen považován za nejpevnější a zároveň nejlehčí člověku dosud známý materiál. [2]
Grafen byl poprvé cíleně připraven v roce 2004 fyziky ruského původu A. Geimem a K. Novoselovem, kteří za jeho objev dostali Nobelovu cenu v roce 2010. Na rozdíl od grafenu jsou grafen oxid i oxid grafitu elektrické izolanty. Grafen oxid má díky své struktuře větší pružnost a jeho deformace je vratná na rozdíl od grafenu. Také je fluorescentní, což má za následek jeho využití v lékařství. [3] Díky jeho velké měrné ploše by mohl nalézt uplatnění i na poli baterií a superkapacitorů, to ale závisí na dalším výzkumu a zlepšení jeho dosavadních vlastností.
Z grafitu je možné grafen oxid vyrobit několika způsoby. Nejstarší metoda (poprvné popsaná již v roce 1859 a upravená Hummersem 1957) spočívá v přeměně grafitu na oxid grafitu silnými oxidačními činidly jako kyselina sírová, dusičnan sodný a manganistan draselný. Tím dojde mimo jiné ke zvětšení meziplanárních prostorů grafitu, resp. oxidu grafitu a je možné od sebe oddělit jednotlivé vrstvy, tedy vytvořit grafen oxid.
Redukovaný grafen oxid (rGO) lze z grafen oxidu připravit nesčetně mnoha způsoby jako chemickou redukcí, působením vysokých teplot (1000 °C i více) nebo elektrochemickou redukcí. Vlastnosti výsledného rGO jsou závislé na použité metodě. Redukovaný grafen oxid vytvořený chemickou redukcí většinou není příliš vodivý ani nemá velkou plochu, vysokými teplotami se sice dá dosáhnout velkých ploch rGO, ale je porušena vnitřní struktura a uvolňuje se oxid uhličitý. Elektrochemická redukce je velmi nadějný způsob, jak vytvořit strukturu s vysokým poměrem uhlíku a kyslíku a také vysokou vodivostí (větší než vodivost stříbra). Velkou nevýhodou elektrochemické redukce je způsob výroby a zabezpečení elektrického kontaktu grafen oxidu s vnějším vodičem. Výroba spočívá v nanesení vrstvy grafen oxidu na substrát, umístění elektrod na konce substrátu a připojení napětí. Výhodou naopak je, že při této metodě nejsou použity žádné nebezpečné látky [1].

2 EXPERIMENT

V našem případě byl k měření použit redukovaný grafen oxid ve formě černého prášku, ze kterého byl vytvořen elektrodový materiál.

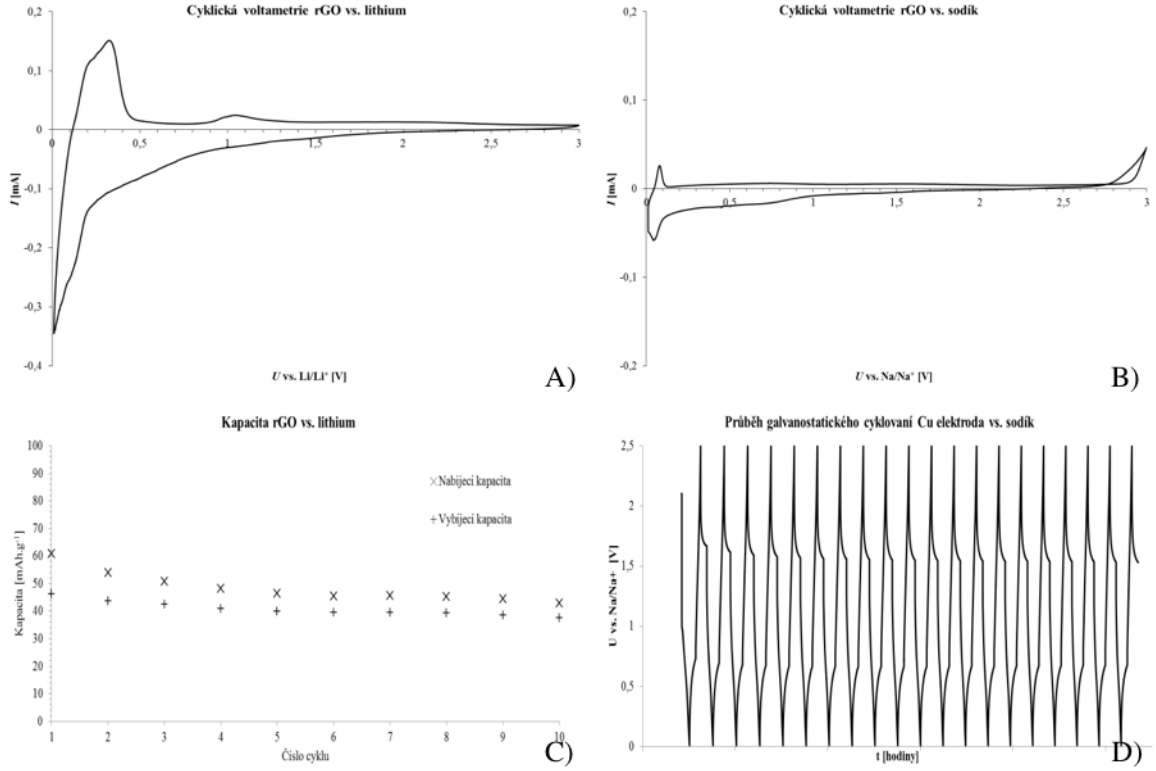
Vlastní elektrodový materiál (kompozit) se skládal z aktivního elektrodového materiálu, tedy našeho rGO, ze zvodivující složky – amorfního uhlíku (komerční označeni C65) a polymerního termoplastu, který plní úlohu pojiva, PVDF (Polyvinyliden fluorid). Připraveno bylo celkem 400 mg materiálu s hmotnostními poměry jednotlivých složek 10 % PVDF (40 mg), 10 % C65 (40 mg) a 80 % rGO (320 mg). Materiál byl rozpuštěn v 2,2 ml NMP (N-metyl-2-pyrrolidon). Jednotlivé složky byly přidávány postupně, za stálého míchání. Poté byl materiál nanesen na očištěnou měděnou fólii a po vysušení z něj byly vyseknuty elektrody o průměru 16 mm, které byly následně zalisovány definovaným tlakem.

Po dokončení přípravy elektrod se přešlo k sestavení měřicích cel (poločlánků) v inertní argonové atmosféře rukavicového boxu. Jako protielektroda byl použit kovový sodík nebo lithium. V obou případech (lithium i sodík) byla provedena dvě měření pro větší spolehlivost výsledků.

Jako elektrolyt byl použit v případě sodíku 1M roztok $NaClO_4$ s EC/DMC 50:50 hmotnostních procent a v případě lithia 1M roztok $LiPF_6$ s EC/DMC 50:50 hmotnostních procent. V obou případech byl použit separátor ze skelných vláken.

3 MĚŘENÍ A VÝSLEDKY

Měření byla provedena za pomoci galvano-potenciostatu Bio-Logic s využitím technik cyklické voltametrie (CV) a galvanostatického cyklování (GCPL). Výsledky měření jsou prezentovány níže.



Obrázek 1: Elektrochemická měření s rGO, A) CV charakteristika rGO s litihnými ionty, B) CV rGO se sodnými ionty, C) Kapacita rGO v lithium-iontovém poločlánku, D) Galvanostatické křivky čisté mědi se sodnou protielektrodou.

4 ZÁVĚR

Z průběhu na Obrázku 1 – A) je patrné že v případě lithia dochází k částečně vratné (reverzibilní) reakci s rGO. Kapacita rGO v jednotlivých cyklech je znázorněna na Obrázku 1 – C). Jak je patrné, materiál vykazuje vratnou kapacitu přibližně 35 mAh/g rGO materiálu. Bohužel materiál rovněž vykazuje nevratnou kapacitu, která činí přibližně 10 %.

V případě sodíku rGO materiál reaguje velmi slabě, jak je patrné z Obrázku 1 – B). Na Obrázku 1 – D) je zachycen průběh galvanostatického cyklování čisté mědi se sodíkovou protielektrodou. Toto měření slouží jako referenční měření k právě probíhajícím kapacitním testům rGO v sodíkovém poločlánku.

Získané výsledky vypovídají o schopnosti našeho vzorku rGO vázat a zpětně uvolňovat lithné ionty, tato reakce je doprovázena nevratnou kapacitou. Z průběhu cyklické voltametrie usuzujeme, že dochází k reakci radikálů a funkčních skupin vázaných ve struktuře grafen-oxidu s lithnými ionty. V případě sodíku tato reakce není výrazná, nebo k ní dochází v minimální míře. Lze usuzovat, že radikály a funkční skupiny nejsou schopny vázat sodíkové kationty tak, jak je tomu v případě lithia. V současnosti probíhají další kapacitní testy rGO v systému sodíkového poločlánku za účelem přesného stanovení vratné a nevratné kapacity, jak tomu bylo v případě lithia.

Vlastnosti rGO mohou souviset s jeho výrobou, která pravděpodobně probíhala chemickou redukcí grafen oxidu. Tato metoda, jak bylo zmíněno v úvodu, není vhodná pro získání rGO s dobrými elektrochemickými vlastnostmi. Ve struktuře materiálu totiž zůstávají navázané funkční skupiny, které mnohdy negativně ovlivňují jeho vlastnosti. Jako možné řešení se jeví dodatečná sintrace GO za vysokých teplot, která by odstranila nežádoucí rezidua ve struktuře. Úprava charakterizace rGO materiálu pomocí sintrace za vysokých teplot v atmosféře oxidu uhelnatého, kyslíku a dusíku a jeho následná elektrochemická charakterizace bude předmětem dalšího výzkumu.

PODĚKOVÁNÍ

Tato práce vznikla za podpory infrastruktury Centra výzkumu a využití obnovitelných zdrojů energie (CVVOZE) v rámci řešení projektu NPU: „Energie v podmínkách udržitelného rozvoje (ENPUR)“ č. LO1210, reg. číslo 0398 a podpory Ústavu elektrotechnologie. FEKT, VUT v Brně.

REFERENCE

[1] PEI, Songfeng, Hui-Ming CHENG, Han-xun QIU, Jing LI a Jun-he YANG. The reduction of graphene oxide. Carbon. 2012, 50(9), 3210-3228. DOI: 10.1016/j.carbon.2011.11.010. ISSN 00086223. Dostupné také z: http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0008622311008967

[2] Graphene Oxide: Introduction and Market News. Graphene-info [online]. Israel: Graphene-Info, Metalgrass software, 2018 [cit. 2018-03-27]. Dostupné z: https://www.graphene-info.com/graphene-oxide

[3] GRAFEN A JEHO ANALOGY PŘIPRAVENÉ INTENZIVNÍM KAVITAČNÍM POLEM. Iic.cas [online]. Česká republika: Ústav anorganické chemie AV ČR, 2012 [cit. 2018-03-27]. Dostupné z: https://www.iic.cas.cz/cz/grafen

[4] ERIS, Sinan, Zeynep DAŞDELEN, Yunus YILDIZ a Fatih SEN. Nanostructured Polyaniline-rGO decorated platinum catalyst with enhanced activity and durability for Methanol oxidation. *International Journal of Hydrogen Energy*. 2018, **43**(3), 1337-1343. DOI: 10.1016/j.ijhydene.2017.11.051. ISSN 03603199. Dostupné také z: http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0360319917343689

Bakalářské projekty

Biomedicínské inženýrství a bioinformatika

POSITION SENSOR FOR DYNAMIC VERTICALIZATION

Michaela Hláčiková

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xhlaci01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Oto Janoušek

E-mail: janousek@feec.vutbr.cz

Abstract: Dynamic verticalizer is a device designed for the rehabilitation of patients with lower limbs disabilities. The aim of this study is to construct a motion sensor prototype that controls computer games in the rehabilitation process by moving the patient body.

Keywords: Dynamic verticalizer, position sensor, Arduino Leonardo Pro Micro, MPU-6050, HC-05

1 ÚVOD

Pacienti so zdravotným postihnutím dolných končatín, či dlhodobo ležiaci trpia problémami spôsobenými ich dlhodobou nehybnosťou, pričom sa jedná napríklad o preležaniny alebo ochabnutie svalstva. Vo fyzioterapii sa u tejto skupiny pacientov najčastejšie využíva takzvaná vertikalizácia, čo je postavenie pacienta do polohy v stoji. Vertikalizáciu umožňuje dynamický vertikalizátor. Prístroj umožňuje pacientom náklon tela do všetkých smerov. Cieľom práce je zhotovenie prototypu snímača polohy, ktorý je schopný zaznamenávať polohu pacienta a následne ovládať šípky počítačovej klávesnice, čím umožňuje pacientom ovládanie počítačových terapeutických hier pohybom tela.

2 PROTOTYP SNÍMAČA POLOHY

Prototyp snímača polohy je skonštruovaný z vhodnej vývojovej dosky a komponentov slúžiacich na snímanie pohybu a prenos údajov do počítača. Ako vývojová doska bola použitá doska Arduino a komponenty modul akcelerometra s gyroskopom a Bluetooth modul. Prototyp snímača bol umiestnený na pravej nohe dynamického vertikalizátora.

2.1 KOMPONENTY

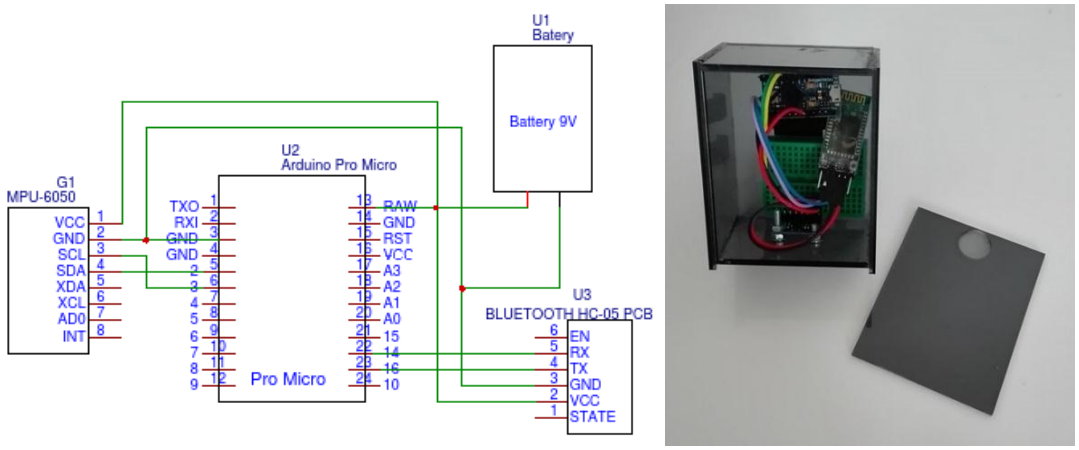
Dôležitým parametrom pri výbere vývojovej dosky bola možnosť ovládania klávesnice PC mikroprocesorom, vďaka čomu bolo následne možné ovládanie počítačovej hry. Z tohto dôvodu bola v práci zvolená doska **Arduino Leonardo Pro Micro**. Ďalším dôvodom jej použitia bola jej cenová dostupnosť a praktickosť. Arduino Leonardo Pro Micro je miniatúrna vývojová doska, na ktorej je umiestnený 8-bitový mikrokontrolér AVR ATmega32u4 taktovaný na kmitočte 16 MHz. Ďalej obsahuje 12 I/O pinov, z čoho 9 pinov je analógových, jedno sériové rozhranie, I2C zbernicu a SPI zbernicu.

Pri práci bol použitý **modul MPU-6050**, pričom sa jedná o trojosí akcelerometer a gyroskop. Tento modul umožňoval zaznamenávanie polohových dát. Rozsah digitalizovaného výstupu bol nastavený na +/- 2 g u akcelerometra, čo znamená, že maximálne zrýchlenie modulu bolo 2g. Rozsah gyroskopu bol nastavený na +/-250˚/s, čo odpovedá maximálnej uhlovej rýchlosti 250˚/s. Na nehybne stojaceho človeka pôsobí sila 1g. Pri pohyboch vykonávaných na dynamickom vertikalizátore sa táto sila mierne zvýši, ale neprekročí nastavený rozsah. Použitý rozsah bol z hľadiska použitia modulu na zaznamenanie polohy dostačujúci. Citlivosť modulu bola taktiež vyhovujúca. Vzorkovacia

frekvencia zaznamenávania dát bola nastavená na 10 Hz, teda dáta boli zaznamenávané každých 100 ms. [1]

Bluetooth modul HC-05 slúži na bezdrôtový prenos údajov medzi Arduinom a ďalším zariadením, ktoré podporuje Bluetooth. V práci bol použitý z dôvodu modernizácie dynamického vertikalizátora. Má dostatočný rozsah pokrytia a zabezpečuje rýchlu komunikáciu medzi zariadeniami s podporou Bluetooth. Modul obsahuje Bluetooth 2.0 a s Arduinom komunikuje prostredníctvom sériovej linky s počiatočnou rýchlosťou 9600 baudov. Dosah je obmedzený na 10 metrov vo voľnom priestranstve. [2]

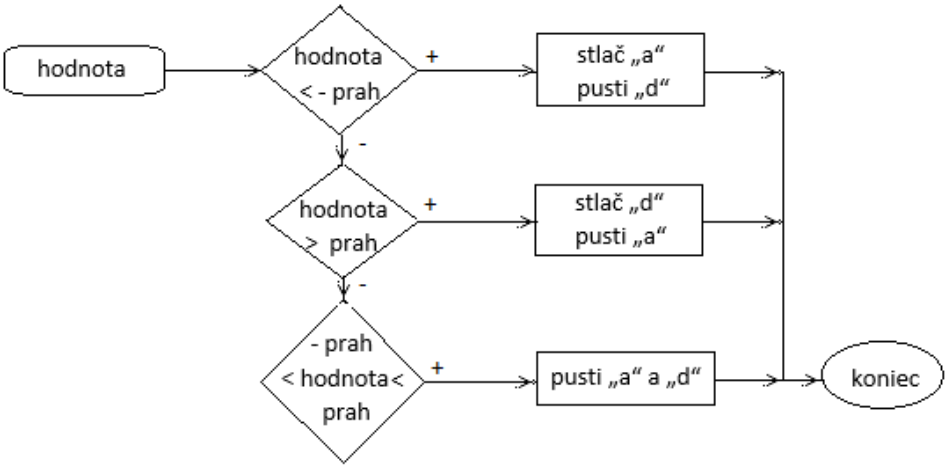
Obrázok 1 vyobrazuje schému zapojenia prototypu snímača polohy a realizáciu prototypu.



Obrázok 1: Vľavo: schéma zapojenia prototypu snímača polohy. Vpravo: realizácia prototypu.

2.2 OVLÁDANIE KLÁVESNICE

Ovládanie klávesových šípok bolo uskutočnené simuláciou v programe Matlab R2017a. Prijímanie, ukladanie a zobrazovanie dát prebieha vďaka doplnku **ArduinoHardware Support**, ktorý umožňuje komunikáciu medzi vývojovou doskou Arduino, jej komponentami a Matlabom. Do Matlabu boli prijímané dáta z akcelerometra a gyroskopu prostredníctvom funkcie Bluetooth, ktorá umožňuje príjem dát z Bluetooth modulu. Dáta boli následne prostredníctvom cyklu *while* vykresľované a ukladané v reálnom čase, pričom sa prepočítavali hodnoty *GyY*, teda hodnoty z Y-osy gyroskopu na upravené hodnoty *vy*, ktoré slúžili na simuláciu stlačenia kláves.



Obrázok 2: Vývojový diagram simulácie stláčania kláves

Simulácia stláčania kláves sa v Matlabe uskutočňuje pomocou **jawa.awt.Robot**, čo je emulátor ľudského stlačenia klávesnice virtuálnym robotom. Hra bola ovládaná pomocou klávesy „a“ pri

smere vľavo a pomocou klávesy „d“ pri smere vpravo. Na vyhodnotenie momentu, kedy mala byť stlačená klávesa „a“ a klávesa „d“ bol použitý cyklus podmienok vnorený do spomínaného *while* cyklu, ktorý reprezentuje diagram na obrázku 2. Premenná *hodnota* predstavovala poslednú hodnotu vektoru *vy*, ktorá nadobúdala s každým cyklom získavania dát nové hodnoty. Premenná *prah* bola nastavená na hodnotu 1000, vďaka čomu sa vytvorilo pásmo hodnôt, kedy neboli stláčané žiadne klávesy.

2.3 TERAPEUTICKÉ HRY

Účelom terapeutických hier je spríjemnenie procesu rehabilitácie. Okrem spríjemnenia rehabilitácie pacientov slúžia terapeutické hry aj na kontrolu stavu pacientov. Hra určená na ovládanie dynamickým vertikalizátorom by mala byť jednoduchá na ovládanie, ovládanie by malo byť len v smere vpravo, vľavo, vpred a vzad. Na hranie pomocou skonštruovaného prototypu snímača polohy sú teda vhodné hry, ktoré sa ovládajú stláčaním klávesových šípok, prípadne kláves A, S, D a W. Ovládanie pomocou kláves A, S, D a W využíva hra Cube Dodger, ktorá bola využitá pri práci. Cieľom hry je prejsť pomedzi kocky bez toho, aby sa hráč šípkou dotkol kociek (Obrázok 2). Nastavenia hry umožňujú zvoliť mieru obtiažnosti a rýchlosť pohybu.



Obrázok 3: Vľavo: hranie terapeutickej hry pomocou dynamického vertikalizátora. Vpravo hore: terapeutická hra. Vpravo dolu: Detail prototypu snímača polohy umiestneného na vertikalizátore

3 ZÁVER

Prototyp snímača polohy bol skonštruovaný s cieľom modernizácie dynamického vertikalizátora určeného na rehabilitáciu pacientov prostredníctvom hrania terapeutických hier. Po skonštruovaní a naprogramovaní prototypu sa uskutočnilo meranie na desiatich dobrovoľníkoch podľa protokolu merania. Dáta získané z merania budú ďalej spracované a vyhodnotené. Hodnotený bude rozsah, linearita a rýchlosť pohybu dobrovoľníkov, pričom vybrané parametre budú ďalej štatisticky spracované.

REFERENCIE

[1] InvenSens Inc. *MPU-6000 and MPU-6050 Product Specification Revision 3.4.*[online]. [cit. 2013-8-19]. Dostupné na URL: <https://www.invensense.com/wp-content/uploads/2015/02/MP>

[2] GME. *HC-05 Bluetooth Module.* [online]. [cit. 2017]. Dostupné na URL:<https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.772-148.1.pdf>

EFFECT OF INTENSIVE DANCE-EXERCISE INTERVENTION ON BRAIN PLASTICITY IN HEALTHY SENIORS AND PATIENTS WITH MILD COGNITIVE IMPAIRMENT

Patrícia Klobušiaková

Bachelor Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xklobu02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Irena Rektorová

E-mail: irena.rektorova@fnusa.cz

Abstract: Intensive dance-exercise intervention leads to cortical thickening in the inferior temporal and lateral occipital cortices of the right hemisphere that are engaged in the ventral visual pathway; and to the increase in resting-state functional connectivity within the frontoparietal control network, i.e. the cognitive brain network that controls visual attention tasks. Subjects undergoing an active intervention improved in the five-point task that evaluates particularly executive functions. These findings show that 6-month intensive non-pharmacological intervention may enhance distinct brain plasticity and executive functions in a mixed cohort of healthy seniors and patients with mild cognitive impairment. Further longitudinal studies should examine whether it may also prevent/postpone cognitive decline and dementia in this population.

Keywords: dance, aerobic exercise, healthy seniors, mild cognitive impairment, cortical thickness, resting state functional connectivity, fMRI, frontoparietal control network

1 INTRODUCTION

Dementia, most commonly caused by Alzheimer's disease, is one of the most alarming age-related diseases, leading to the loss of socioeconomic status and personal identity. Despite very intense pharmacological research, a new potent drug is not expected in the near future. Therefore, increasing attention is being given to preventative and affordable non-pharmacological approaches, such as physical activity. The human brain is capable of reorganizing and modifying its functions by learning new skills as well as repeating previously learned activities. Psychological studies have shown the positive impact of excercise on attention, memory and executive functions[1]. The aim of this study was to evaluate the impact of intensive dance-excercise intervention on cognition and brain plasticity in healthy seniors (HC) and patients with mild cognitive impairment (MCI).

2 METHODS

Our cohort consisted of 62 subjects: 42 HC and 20 MCI, that were divided into dance intervention group (DI; n=31) and control group (life as usual – LAU; n=31). The DI group underwent a six-month aerobic dance-excercise intervention composed of a total of 50 training units, each lasting for 60 minutes. All participants were evaluated twice – at the beginning of the study and again after 6 months – in terms of physical fitness, neuropsychology and MRI examination.

2.1 CORTICAL THICKNESS (CT)

CT is the distance between white and pial surfaces. It was assessed using Freesurfer 6.0 (http://surfer.nmr.mgh.harvard.edu). T1-weighted MRI data entered the longitudinal pipeline resulting into segmented images and cortical thickness maps on the common template for both

timepoints in each subject. Upon completion of each step, gray and white matter boundaries were visually inspected, eventually manually corrected, for each subject. Seven subjects (3 DI and 4 LAU) were excluded due to segmentation imprecisions. CT maps were then resampled onto fsaverage subject and smoothed with FWHM of 15 mm. CT maps that showed difference between timepoints (timepoint 1 – timepoint 2) were calculated for each subject. These maps were then entered into general linear model and assessed by one-sample t-test with removing the effects of age, gender, education and MR scanner as covariates of no interest.

2.2 FUNCTIONAL CONNECTIVITY

Functional connectivity mapping mostly uses the change of oxygenated and deoxygenated blood ratio in the site of neuronal acivity. Resting state BOLD MRI data (200 scans) were preprocessed using SPM 12 toolbox and Matlab 2014b. Preprocessing included realignment and unwarping, normalization into standard anatomical space (MNI) and spatial smoothing with 5 mm FWHM. The level of motion was thoroughly checked in terms of frame-wise displacement (FD)[2]. No FD was higher than 3 mm (voxel size). Scans that displayed FD>0.75 mm were scrubbed[2]. No more than 2.5% of subject scans were removed. In addition, the six movement regressors (obtained during realignment and unwarping), FD and extracted signals from white matter and cerebrospinal fluid were regressed out of the data in subsequent analysis.

Altogether 22 DI and 17 LAU entered the following analyses. Representative seeds (spheres with 6 mm radius) of 4 large-scale functional networks were chosen according to the publication Gao et Lin (2012)[3]. Mean seed signals were extracted and correlation matrix was calculated for each subject. Pearson's correlation coefficients were converted to z values using Fisher r-to-z transformation. The within-network connectivity of these networks was calculated as the average of z values within a network seed pairs. Wilcoxon signed-rank test was used to assess the change in the network connectivity in time.

3 RESULTS

3.1 CORTICAL THICKNESS

Whole-brain CT analysis showed significant cortical thickening in one cluster in DI group. The cluster included inferiortemporal/lateraloccipital/middleoccipital regions of right hemisphere, see Figure 1. This cluster with size of 1367 mm2 survived multiple comparisons correction using both precached clusterwise Monte Carlo simulation with 10,000 iterations with the absolute vertex-wise cluster-forming threshold of p=0.01 and cluster-wise threshold of p=0.05, and Bonferroni correction for two hemispheres. When comparing DI and LAU groups at the baseline, no significant difference was found. The change of average CT in the cluster assessed with Mann-Whitney test between DI and LAU groups proved the significant thickening in the DI group compared to LAU group (p=0.011).

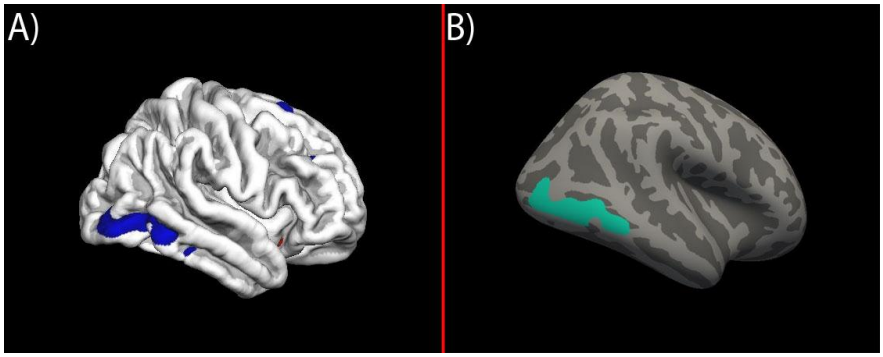


Figure 1: Cortical thickening in DI group. Displayed at: A) threshold p<0.01 uncorrected, B) after multiple comparisons correction on inflated surface.

3.2 FUNCTIONAL CONNECTIVITY

There has been significant increase in the within-network connectivity of frontoparietal control network (FPCN) in DI group (p=0.028). When comparing DI and LAU groups at the baseline, no significant difference was found. The change of FPCN connectivity assessed with Mann-Whitney test between DI and LAU groups proved almost significant increase in the DI group compared to the LAU group (p=0.055).

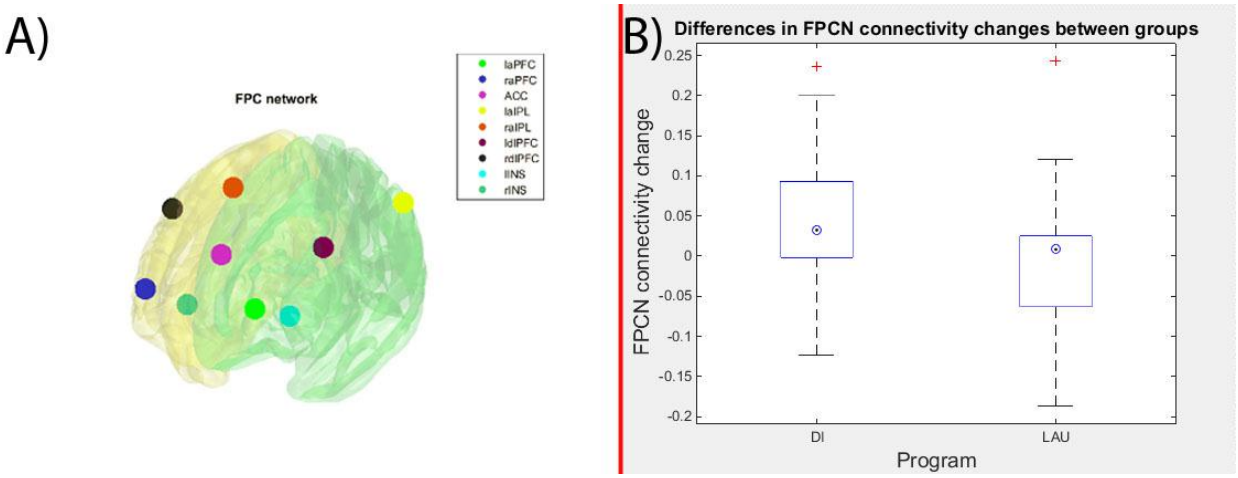


Figure 2: A) Visualization of FPCN network seeds (r/l – right/left, aPFC – anterior prefrontal cortex, ACC – anterior cingulate cortex, aIPL – anterior inferior parietal lobule, dlPFC – dorsal lateral prefrontal cortex, INS – insula), B) Boxplot showing significant increase in FPCN connectivity in DI group in comparison to LAU group.

4 CONCLUSION

Intensive dance-exercise intervention induced cortical thickening in the inferior temporal and lateral occipital cortices of right hemisphere, and the increase in FPCN connectivity. We plan to verify these results on larger healthy seniors and MCI separate cohorts and examine behavioural, physical and clinical correlates of the described changes.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the 15-33854A grant from the Czech Ministry of Health. We acknowledge the core facility MAFIL of CEITEC supported by the MEYS CR (LM2015062 CzechBioImaging).

REFERENCES

[1] C. Voelcker-Rehage, B. Godde, and U. M. Staudinger, "Cardiovascular and Coordination Training Differentially Improve Cognitive Performance and Neural Processing in Older Adults," *Front. Hum. Neurosci.*, 2011.

[2] J. D. Power, K. A. Barnes, A. Z. Snyder, B. L. Schlaggar, and S. E. Petersen, "Spurious but systematic correlations in functional connectivity MRI networks arise from subject motion," *Neuroimage*, 2012.

[3] W. Gao and W. Lin, "Frontal parietal control network regulates the anti-correlated default and dorsal attention networks," *Hum. Brain Mapp.*, 2012.

EYETRACKING FOR TRAFFIC ANALYSIS

Cindy Veselá

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xvesel75@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Oto Janoušek

E-mail: janousek@feec.vutbr.cz

Abstract: This study deals with the analysis of eye movement during solving traffic situations using eyetracker. The goal of this study is to create two programs and record eye movement of drivers. The first program records eye movement during traffic observation in videos. The second program visualizes eye movement in displayed videos.

Keywords: Eyetracking, eye, eye movement, video, Matlab, watcher, visualization

1 ÚVOD

Tato práce se zabývá sledováním pohybu očí a změnami průměrů pupil při řešení dopravních situací. Sledování pohybů očí se využívá v různých oborech, jako je například marketing, medicína (především oblast psychologie a chirurgie), výzkum či komerční aplikace. V neposlední řadě se využívá v dopravním inženýrství, při řešení dopravních nehod na silnicích.

Díky záznamu pohybu očí během nehody lze zjistit okolnosti, které můžou určit viníka dané nehody. Ze záznamu lze zjistit, kam se řidič v danou chvíli nehody – či bezprostředně před ní – díval, zda se plně věnoval řízení, apod.

Pro sledování pohybu očí se používají metody založené na analýze videozáznamu, hodnocení elektrické aktivity okohybných svalů a metody lokalizující specializovanou kontaktní čočku. V práci je pro snímání očí využita videookulografie. Princip videookulografie je popsán níže.

2 ZÁZNAM POHYBU OČÍ

Eyetracking je založen na záznamu pohybu očí kamerou – eyetrackerem. Zařízení využívá infračerveného světla dopadajícího na sítnici, od které se odráží zpět. Toto odražené záření je následně detekováno. Pomocí matematických a geometrických metod systém vypočte střed a velikost zornice. [1]

2.1 PŘÍPRAVA PRO MĚŘENÍ

Pro zkoumání reakcí řidiče byly vybrány dva videozáznamy natočené při řízení vozidla z pohledu řidiče. První videozáznam zachycuje průjezd městem, tudíž lze ze záznamu hodnotit sledování dopravního značení, rozhlížení řidiče v křižovatkách apod. Druhým videem je záznam jízdy po dálnici, při níž došlo k neočekávané srážce – toto video umožňuje hodnotit reakci na nehodu.

Před samotným nahráváním pohybu očí byly zajištěny správné podmínky – dodržení konstantního osvětlení, fixace hlavy pozorovatele ve vzdálenosti 50 cm od monitoru. Každý uživatel měl charakteristické vlastnosti a postavení očí, tudíž se u všech uživatelů nejprve provedla kalibrace zařízení. Kalibrace byla provedena pomocí pohybujícího se terčíku na obrazovce, který uživatel sledoval. Kalibrace trvala přibližně 20 s, přičemž každý terčík byl zobrazen asi na 2 sekundy.

2.2 MĚŘENÍ A ZPRACOVÁNÍ DAT

Pro měření byl použit přístroj od firmy TheEyeTribe, umožňující bezkontaktní eyetracking. Maximální počet snímků za sekundu je 30 a přesnost snímače je 1°. K počítači je připojen přes USB 3.0 umožňující rychlý přenos dat. [2]

Pro záznam pohybu očí během přehrávání videí byl vytvořen program v softwaru Matlab. Program umožňuje komunikaci mezi uživatelem a eyetrackerem. Spuštěním programu je zajištěno propojení Matlabu a eyetrackeru, začne nahrávání pohybu očí a velikostí zornic. Současně se snímáním se spustí přehrávač Windows Media Player, kde se pozorovateli přehrává vybrané video.

Výstupem programu je textový soubor obsahující souřadnice pohledu každého oka a velikosti obou zornic. Vzorkovací frekvence eyetrackeru je vyšší než počet snímků videa za sekundu, proto je potřeba data upravit tak, aby vždy jedna souřadnice odpovídala jednomu snímku videa. To je vyřešeno pomocí převzorkování dat. Následně jsou interpolovány hodnoty, ve kterých došlo ke krátkodobému výpadku systému.

3 VIZUALIZACE NAMĚŘENÝCH DAT

Hodnocení naměřených dat a různých parametrů je založeno na kvalitní vizualizaci. Pro tento účel byl vytvořen program opět v softwaru Matlab.

Pohyb očí je možné zobrazit dvěma způsoby – například červenou tečkou a šedotónovým překryvem. Červenou tečkou je znázorněn aktuálně nazíraný bod, křivka za tečkou pak vyobrazuje trajektorii, odkud pohyb přichází. Druhý způsob zobrazení využívá obrazový překryv videozáznamu. Pohled probanda v aktuálním okamžiku a těsně před i za ním vytváří oblast, která zůstává barevná. Okolí této oblasti je překryto obrazem transformovaným do šedotónových barev. Příklad vizualizace červenou tečkou a parametru průměru pupily je na obrázku 1.



Obrázek 1: Vizualizace dat

4 INTERPRETACE DAT

V rámci práce byl zaznamenán pohyb očí 12 dobrovolníkům. Dobrovolníci byli rozděleni na dvě skupiny – subjektivně zkušení a nezkušení řidiči.

Navrženým programem lze hodnotit nejen samotný pohyb očí, ale i parametry, jakými jsou rychlost pohybu očí či doba pohledu na určitý objekt. Rychlost pohybu dává informaci o aktivitě probanda během měření, která může být ovlivněna pozorností, zkušenostmi či únavou řidiče.

Doba pohledu je důležitá při zjišťování bodů zájmu, jako jsou dopravní značky, billboardy, protijedoucí vozidla či jiné objekty. Parametr je využitelný při určování zkušenosti řidiče. Zkušenější řidiči setrvávají pohledem na objektech kratší dobu než řidiči nezkušení. [3] Důvodem je, že nezkušený řidič často není schopen rozeznat nebezpečnou situaci. Oba zmíněné parametry jsou v programu vizualizovány grafy. Z naměřených dat je zřetelné, že zkušenější řidiči zaznamenali během pozorování videa odehrávajícího se ve městě více dopravních značek než řidiči nezkušení, což je důležité pro bezpečnost provozu. Billboardy s reklamami a pohyblivé objekty (např. protijedoucí auta) sledovali obě skupiny dobrovolníků bez větších rozdílů.

Posledním hodnoceným parametrem je velikost zornice. Změna průměru pupily je znázorněna v programu barevnou škálou, absolutní hodnoty průměrů jsou vyobrazeny kružnicemi.

Průměr zornice se mění v závislosti na osvětlení a je výsledkem působení parasympatiku a sympatiku. V době klidu převládá působení parasympatické části nervové soustavy, čímž dochází k zúžení zornice. Naopak při úleku, stresu či jiné námaze převládá sympatikus a dochází tak k dilataci zornice. Vliv osvětlení je eliminován díky správné přípravě na měření. Z naměřených dat bylo zjištěno, kdy proband zareagoval na nebezpečnou situaci – zvětšením zornice, dále celkové zvětšení pupily zapříčiněné touto situací a v poslední řadě doba nutná k uklidnění probanda. Na nebezpečnou situaci včas zareagovali všichni zkušení a menší část nezkušených řidičů. Dvě třetiny nezkušených řidičů si nebezpečné situace všimla až těsně před srážkou vozidel. Celkové zvětšení zornice bylo u většiny zkušených řidičů menší než u nezkušených, což značí lepší předvídavost zkušených řidičů. Doba potřebná k navrácení k původní velikosti zornice byla delší u řidičů nezkušených.

5 ZÁVĚR

V softwaru Matlab R2015a byl vytvořen program pro snímání pohybu očí eyetrackerem se současným přehráváním videosekvence. V rámci práce byl zaznamenán pohyb očí 12 dobrovolníkům. Pro vizualizaci naměřených dat byl navrhnut program, jenž současně vyhodnocuje parametry související s pohybem očí či velikostí zornic. Systémem je možno hodnotit rychlost pohybu očí, dobu pohledu či změnu velikosti zornic. Pohyb očí je výrazně ovlivněn aktivitou řidiče, především pak jeho pozorností, únavou či zkušenostmi s řízením vozidel. Z naměřených dat vyplývá, že zkušenější řidiči dříve rozeznali nebezpečnou situaci, celkové zvětšení pupil v důsledku nehody je u těchto řidičů menší, což je dáno lepší předvídavostí situace. Zkušenější řidiči sledují dopravní značení více, což vede k větší bezpečnosti na silnicích.

REFERENCE

[1] HOLMQVIST, Kenneth. Eye tracking: a comprehensive guide to methods and measures. New York: Oxford University Press, 2011. ISBN 978–0–19969708–3.

[2] EyeComTec [online]. [cit. 2018–03–10]. Dostupné z: https://www.eyecomtec.com/3119–Eye–Tribe–Tracker

[3] GILLAND, Jess. *Driving, Eye-tracking and Visual Entropy: exploration of the age and the task effects* [online]. South Dakota, 2008 [cit. 2018-03-29]. Dostupné z: http://apps.usd.edu/coglab/schieber/materials/Gilland_FINALDissertationREV1.pdf. Dissertation thesis. The University of South Dakota.

DETECTION OF VENTRICULAR EXTRASYSTOLES USING HIGH-FREQUENCY COMPONENTS OF ECG

Barbora Budíková

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xbudik05@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radovan Smíšek

E-mail: xsmise00@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: Pathology of the ventricular extrasystole is commonly detected by comparing the width and other parameters of the QRS complex. This article represents recognition of extrasystoles using high-frequency ECG components, captured under special conditions. The detection is performed by algorithm in the Matlab programming environment and its output is a map showing the passage of extrasystole through heart and decision whether complex is extrasystolic or physiologic.

Keywords: ECG, ventricular extrasystoles, high-frequency components, detection

1 ÚVOD

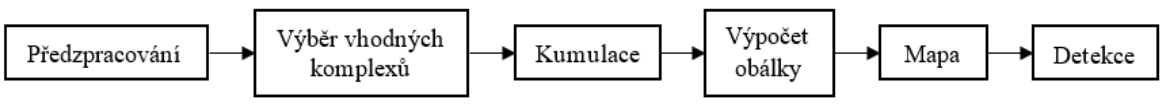
Komorové extrasystoly (KES) jsou předčasné stahy srdeční svaloviny, jejichž původ je v různých částech komor. Jedná se o chybu v srdečním rytmu. Ve standardním signálu EKG je lze rozpoznat pro jejich charakteristickou šíři a vertikální rozsah. Příčin jejich vzniku je několik (např. ischémie, hypoxie myokardu či acidóza) a není vždy jasné, o kterou se jedná. Ne všechny extrasystoly jsou nebezpečné, je však třeba věnovat jim pozornost, protože mohou předcházet závažnějším stavům. [1],[2],[3]

Vedle toho analýza vysokofrekvenčních složek (tj. složek nad 150 Hz) EKG je skupina relativně nových metod zkoumání EKG snímaného s vysokou vzorkovací frekvencí. Doposud jsou ve fázi výzkumů.

Článek pojednává o možnostech detekce komorových extrasystol ve vysokofrekvenčním záznamu EKG právě pomocí jeho vysokofrekvenčních složek. Dle dostupné literatury jde o doposud neprozkoumanou oblast, která však může přinést zajímavé výsledky. Práce se zaměřuje na signály z šesti hrudních svodů, protože právě tyto svody vypovídají o elektrické aktivitě v různých částech srdce nejlépe.

2 METODY

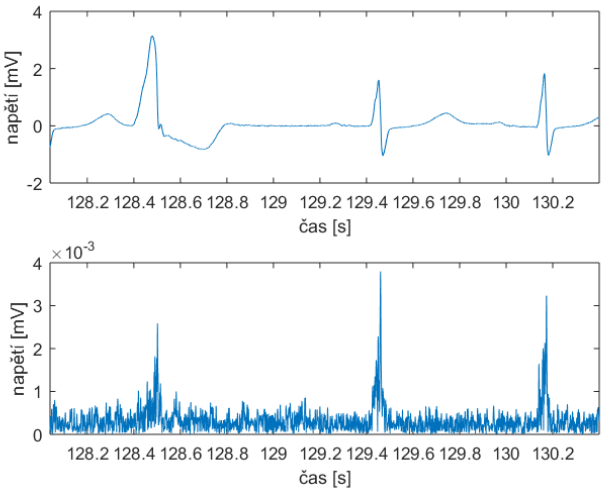
K práci byla využita data naměřená v Mezinárodním centru klinického výzkumu ve Fakultní nemocnici u sv. Anny v Brně. Jde o záznamy vysokofrekvenčního EKG, jejichž vzorkovací frekvence je 5000 Hz. Součástí dat je také rozdělení komplexů QRS do skupin dle jejich morfologie. Detekce proběhla v několika krocích, které jsou zobrazeny v blokovém schématu na obrázku 1. První čtyři kroky se cyklicky šestkrát opakují pro každý hrudní svod.



Obrázek 1: Blokové schéma algoritmu.

2.1 PŘEDZPRACOVÁNÍ

Prvním krokem algoritmu je předzpracování signálů, které zahrnuje načtení využívaných dat. Dalším důležitým krokem předzpracování je filtrace pásmovou propustí s mezními frekvencemi 500 a 1000 Hz. Algoritmus využívá filtraci nulováním spektrálních čar. Obrázek 2 zobrazuje několik srdečních cyklů originálního signálu a vysokofrekvenční složky téhož úseku. Na tomto obrázku je rovněž vidět rozdíl mezi fyziologickými komplexy (2. a 3. komplex) a extrasystolou (1. komplex).



Obrázek 2: Signál před (nahoře) a po (dole) filtraci

2.2 VÝBĚR VHODNÝCH KOMPLEXŮ A KUMULACE

Pomocí souboru, který obsahuje detekované polohy komplexů QRS a jejich rozdělení na fyziologické, extrasystolické a komplexy zatížené dalšími patologiemi, lze vybrat komplexy signálů o jediném typu morfologie. Tyto vybrané komplexy jsou následně zkumulovány. Výsledkem kumulace je jeden signál o délce 1501 vzorků, což odpovídá 150 ms před a 150 ms po detekovaném středu komplexu QRS. Signál byl dále upraven průměrovacím filtrem o šířce okna 31 vzorků.

2.3 VÝPOČET OBÁLKY

K výpočtu obálky je využita Hilbertova transformace. Po výpočtu obálky je signál zkrácen na začátku i konci o několik vzorků, které byly zkresleny při transformaci. Průběžným výsledkem je tedy signál o délce 1422 vzorků. Taková obálka je vypočítaná pro každý z hrudních svodů zvlášť.

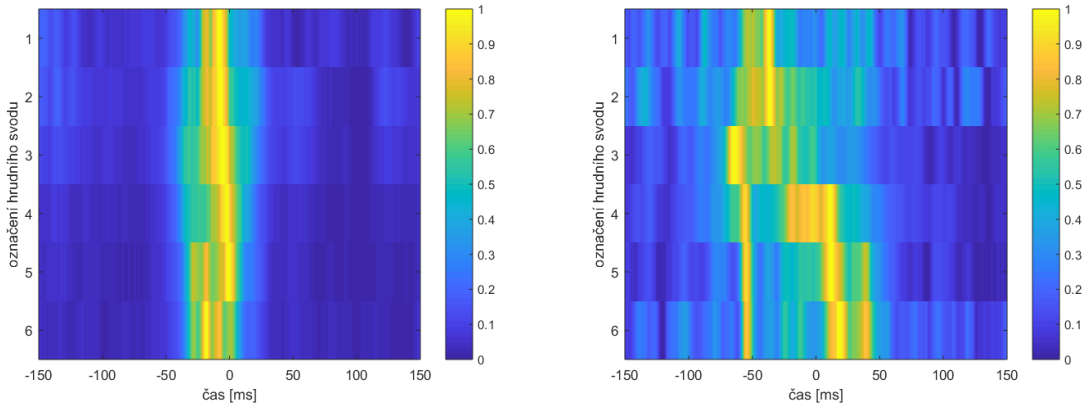
2.4 ANALÝZA ŠÍŘENÍ VZRUCHU

Šíření vzruchu analyzujeme pomocí mapy, která zobrazuje prostup impulsu srdcem. Mapu tvoří matice o šesti řádcích a 1422 sloupcích (počet odpovídá délce obálky). Řádky matice tak odpovídají jednotlivým hrudním svodům a sloupce časové ose. Samotné hodnoty vypovídají o velikosti napětí v dané chvíli v dané části srdce a jejich rozsah je reprezentován barevnou škálou. Pro potřeby zobrazení jsou hodnoty normalizovány na interval od 0 do 1. Již pouhým okem tak lze rozlišit fyziologický a extrasystolický komplex. Mapy s oběma typy komplexů jsou zobrazeny na obrázku 3.

2.5 VÝPOČET PARAMETRŮ A DETEKCE

Kromě optického rozdílu zjevného z analyzovaných map algoritmus provádí i kvantitativní hodnocení pomocí několika parametrů. Program vypočítá celkem osm parametrů, přičemž u každého je experimentálně stanoven práh, který rozhoduje, zda parametr odpovídá extrasystolickému či fyziologickému komplexu. Váhováním vzniká výsledné skóre, na základě kterého algoritmus určí, zda

se jedná o extrasystolu nebo fyziologický komplex. Parametry hodnotí například maximální napětí, směrodatnou odchylku začátků a konců nadprahové aktivity v jednotlivých svodech a průměrnou dobu nadprahové aktivity v jednotlivých svodech. Parametry byly definovány na základě rozdílností mezi mapami fyziologických a extrasystolických komplexů.



Obrázek 3: Mapy fyziologického (vlevo) a extrasystolického (vpravo) komplexu.

3 VÝSLEDKY

Výsledky detekce jsou zobrazeny v tabulce 1. Algoritmus byl testován na celkem 43 záznamech, přičemž 19 záznamů obsahuje pouze fyziologické komplexy, 4 záznamy obsahují fyziologické i extrasystolické komplexy a 20 záznamů obsahuje extrasystolické komplexy s komplexy zatíženými jinou patologií.

		Správný typ QRS	
		KES	Normální QRS
Vytvořený algoritmus	KES	20	3
	Normální QRS	4	20

Tabulka 1: Výsledky detekce. KES reprezentuje komorové extrasystoly.

4 ZHODNOCENÍ A ZÁVĚR

Cílem práce byla detekce komorových extrasystol pomocí vysokofrekvenčních složek EKG. Výsledná úspěšnost detekce je 83,3 % pro extrasystolické komplexy a 87,0 % pro fyziologické komplexy. Senzitivita je 83,3 % a specificita 87,0 %.

Omezením této práce je fakt, že bylo použito pouze omezené množství záznamů. Dalším faktorem, který není brán v potaz, ale může mít vliv, jsou jiné patologie, které komorové extrasystoly někdy doprovází.

REFERENCE

[1] HAMPTON, John R. *EKG stručně, jasně, přehledně*. Vyd. 2. rozšířené. Praha: Grada Publishing, 2005, 152 s. ISBN 80-247-0960_0.

[2] NEČAS, Emanuel, Karel ŠULC a Martin VOKURKA. *Patologická fyziologie orgánových systémů*. 2. vyd. Praha: Karolinum, 2009, 379 s. ISBN 978-80-246-1711-4.

[3] DUBIN, Dale. *Rapid interpretation of EKG's*. 6. vyd. Fort Myers: COVER Publishing Company, 2000, 368 s. ISBN 0-912912-06-5.

REFERENCE SIGNALS IN INTRACRANIAL EEG: IMPLEMENTATION AND ANALYSIS

Daniel Uher
Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT
E-mail: xpuherd02@vutbr.cz

Supervised by: Marina Ronzhina
E-mail: ronzhina@feec.vutbr.cz

Abstract: The idea of an artifact-free brain activity recording has been circling around the scientific world for a few decades. Noise present in brain activity recordings may complicate the process of evaluation and interpretation. For the elimination of such unwanted components, the concept of virtual reference signals is usually used. In this work, the algorithms for reference signal estimation using common average-based method as well as more recent methods based on independent component analysis (ICA) were realized and evaluated on a new set of real clinical data. It was found that the ICA-based algorithms allow obtaining more accurate estimation of the reference signal as compared to the average-based one. Finally, all the methods were implemented into a free installable Python toolbox, which will be publicly available after additional testing on real data.

Keywords: Reference signals, reference, intracranial EEG, ICA, average, correlation

1 ÚVOD

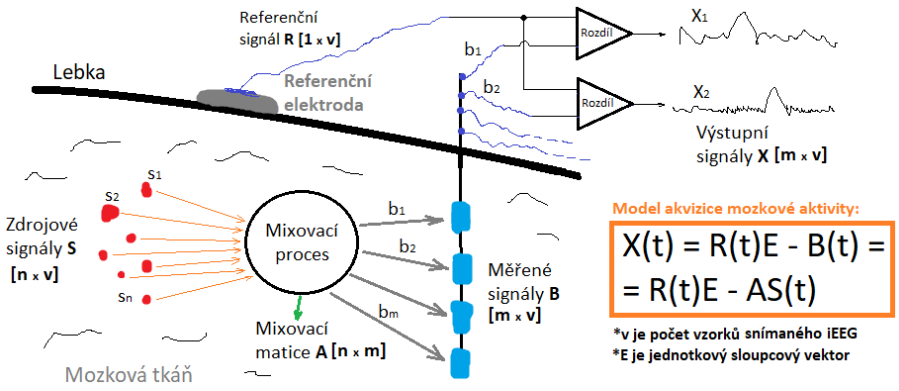
Intrakraniální elektroencefalogram (iEEG) je invazivní obdoba skalpového EEG, při které se měří elektrické potenciály v mozku při přímém kontaktu mezi elektrodou a mozkovou tkání. Parazitní jevy a nežádoucí složky jsou neodmyslitelnou součástí záznamu iEEG a s tím také přicházejí na scénu metody pro jejich co nejúčinnější potlačení a naopak zvýraznění užitečné informace signálu. Jedním z populárních způsobů je identifikace tzv. referenčního signálu. Referenční signál (zkr. reference) je vektor hodnot elektrického potenciálu vyskytujícího se na referenční elektrodě. Tento potenciál není možné měřit přímo, musí být tedy posléze dopočítán (tzv. virtuální referenční signál). V oblasti iEEG se pro tento účel ověřilo použití metod založených na analýze nezávislých komponent (ICA), které sice vykazují nejlepší výsledky, ale jsou výpočetně náročnější a často jsou nahrazeny pouhou "průměrnou referencí". Je třeba také zdůraznit, že matematickými výpočty získáme pouze odhady reálných hodnot a jako takové budou vždy obsahovat určitou odchylku od skutečnosti.[1]

2 METODY ODHADU VIRTUÁLNÍHO REFERENČNÍHO SIGNÁLU

Model vzniku potenciálů snímaných intrakraniální metodou je zobrazen na obrázku č. 1. Každý z měřených potenciálů b je tvořen lineární kombinací zdrojových mozkových signálů s. Tato kombinace je matematicky vyjádřena tzv. mixovací maticí A. Na základě úvahy, že každému aktivnímu kontaktu na elektrodě bude přiřazen jeden jediný dominantní zdroj a tím pádem bude platit $B = S$, můžeme přepsat modelovou rovnici z obrázku č. 1 následujícím způsobem [1]:

$$X = \begin{bmatrix} 1 & \\ : & -A \\ 1 & \end{bmatrix} Z = QZ \quad \text{kde} \quad Z = \begin{bmatrix} R \\ S \end{bmatrix} \tag{1}$$

kde Q je mixovací matice a Z je matice skládající se ze submatice zdrojových signálů S a referenčního vektoru R.



Obrázek 1: Model vzniku a akvizice elektrických potenciálů mozku

Analýza nezávislých komponent je vícerozměrná statistická metoda, která dokáže identifikovat zdrojové signály z měřeného setu výstupních signálů X. Metoda podrobně popsána v [1]. Spočívá v nalezení tzv. demixovací matice W a aplikována na matici X jako $\bar{Z} = WX$, kde $\bar{Z}$ je výsledná matice nezávislých komponent (zkr. ICs), která obsahuje hledaný odhad referenčního signálu R. Pro účely této práce je důležité poznamenat, že ICA má zpravidla jedno jediné řešení, pouze pokud je počet detektorů (v tomto případě aktivních kontaktů elektrody) větší nebo stejný jako počet zdrojů (zdrojových signálů). V opačném případě bude existovat více možných řešení.[1][2] Pro účely této práce byla použita metoda FastICA z balíčku *Scikit-learn* [2] s parametry ponechanými na defaultních hodnotách (maximální počet iterací 1000 a použití paralelních výpočtů), což se ukázalo jako nejefektivnější. Součástí je také předzpracování v podobě bělení (dekorelace) vstupních dat X. Spolehlivost odhadu nezávislých komponent zde testována nebyla.

2.1 Metoda průměrování

Nejběžněji používanou metodou pro zisk referenčního signálu je tzv. společný průměr (angl. common average reference). Princip spočívá ve vytvoření průměrného signálu ze setu měřených signálů iEEG. Tím se zvýrazní společné složky, zatímco ty jedinečné budou potlačeny. V této práci je průměrná reference R_{avg} použita pro posouzení kvality dopočítaných referencí z ostatních metod.

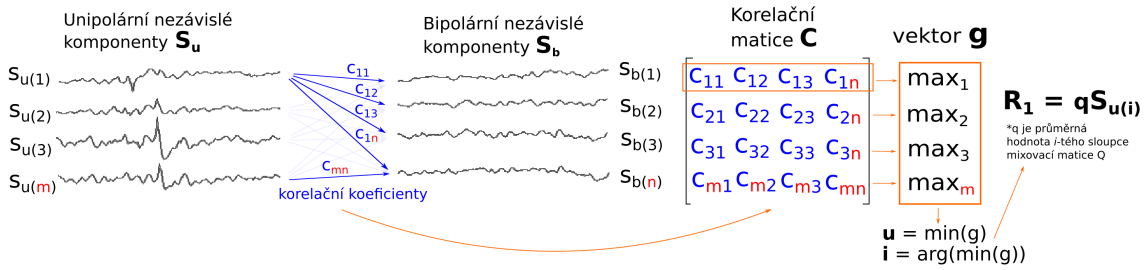
2.2 Metoda založená na ICA a korelační analýze

Na obr. č. 2 je znázorněn princip odhadu reference za použití ICs spočtených pro unipolární a bipolární data. Vychází se z předpokladu, že referenční signál se bude vyskytovat pouze v setu ICs z unipolární montáže, zatímco v ICs z montáže bipolární se vyskytovat nebude. Tudíž referenční signál je odvozený z komponenty z S_u, která je nejméně korelována s komponentami z S_b. Jelikož metoda má více možných řešení (viz poznámka nahoře), proces hledání R_1 se iteračně opakuje, dokud nalezené minimum u nenabude hodnoty menší než uživatelsky nastavené kritérium p (podle [1] pro kvalitní odhad R_1 platí $u < p$, kde $p = 0.25$).[1]

2.3 Metoda založená na ICA a vlastnostech bipolárních dat

Oproti předchozí metodě se v této aplikuje ICA pouze na bipolární data, u nichž je splněna podmínka, že počet detektorů se rovná počtu zdrojů (viz poznámka nahoře). Akvizice referenčního signálu zde spočívá pouze v aplikaci následující rovnice na výstupní signály X [1]:

$$R_2 = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} R_i = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\left[x_i - \sum_{l=1}^{k}\frac{E[x_i s_{b(l)}]}{E[s_{b(l)}^2]} s_{b(l)}\right] \tag{2}$$



Obrázek 2: Princip metody založené na ICA a korelační analýze

kde k je počet bipolárních komponent a E značí průměrnou hodnotu. Odvození vzorce vychází z podmínky, že průměr ze všech korelačních koeficientů mezi referenčním signálem a každou s_b je roven nule. [1]

3 VÝSLEDKY TESTOVÁNÍ METOD

Metody byly testovány na RAW[1] sEEG 16-kanálových datech o velikosti 500 000 vzorků se vzorkovací frekvencí $f_s = 5000$ Hz (100 s záznamu).

Pro referenční signál R_1 byl získán $u = 0.1682$, což ukazuje na dobrý odhad reference. Na druhou stranu korelační koeficient mezi R_1 a R_{avg} udává relativně nízkou hodnotu 0.2549. Korelační koeficient mezi R_2 a R_{avg} je vyšší a ukazuje 0.4510. Důležitým kritériem pro hodnocení kvality referenčního signálu jsou korelační koeficienty s jednotlivými bipolárními komponentami, které by měly být co nejmenší. Pro R_1 byl maximální korelační koeficient s S_b roven 0.3612, pro R_{avg} dokonce až 0.4286. U R_2 však byla nejvyšší hodnota 4.6336×10^{-9}, což je jednoznačně nejlepší výsledek. Korelační koeficient mezi R_1 a R_2 konverguje k 0.9426, což ukazuje na vysokou podobnost mezi zjištěnými referencemi. Rozdíly v korelačních koeficientech mohou být způsobeny přítomností výrazného trendu v R_1 a R_2, kdežto u R_{avg} se tento trend mohl vyskytovat pouze částečně.

4 ZÁVĚR

V této práci byly testovány tři metody pro kalkulaci referenčního signálu z měřeného setu iEEG dat. Díky testovacím výsledkům se podařilo prokázat výsledky skupiny Worrell a spol.[1], tedy to, že jako nejspolehlivější odhad skutečného referenčního signálu se jeví R_2. Toto tvrzení se prokázalo nejenom vyšší korelací s R_{avg}, ale hlavně téměř nulovými korelacemi mezi R_2 a všemi bipolárními ICs. Všechny použité algoritmy byly implementovány do knihovny funkcí s názvem *Refsig*, vytvořené v jazyku Python. Po ověření správné funkčnosti na více testovacích datech bude tato knihovna volně stažitelná a instalovatelná na jakýkoliv počítač s nainstalovaným Pythonem verze vyšší než 2 a přístupem na internet.

REFERENCE

[1] HU,S., STEAD,M., WORRELL,G.A. *Automatic identification and removal of scalp reference signal for intracranial eegs based on independent component analysis.* IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2007: č. 54, s. 1560–1572.

[2] PEDREGOSA, F., VAROQUAUX, G., GRAMFORT, A., MICHEL, V. 2011. *Scikit-learn: Machine Learning in Python*. Journal of Machine Learning Research, 12, 2825-2830.

[1] Unipolární data, která nebyla nijak dále zpracována

MOBILE APPLICATIONS FOR HUMAN HEARING SENSITIVITY AASSESMENT

Dominik Tinka

Bachelor Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xtinka06@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Helena Škutková

E-mail: skutkova@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this work is to investigate the human hearing and related audiometric examination methods. Based on the literature research I program mobile Android application for audiometric measurement. To ensure precise measurement of the sound output, I also implemented calibration unit in the application.

Keywords: hearing, sound, mobile application, calibration unit

1 ÚVOD

Sluch je jedním z nejvýznamnějších lidských smyslů sloužící k vyhodnocení různých situací umožňující vnímat okolí. Hraje důležitou roli v lidské společnosti a je nezbytný pro rozvoj řeči. Nejvýznamnějšími metodami vyšetření jsou audiometrické metody. Jedním ze základních vyšetření je tónová audiometrie, jejímž cílem je nalezení nejmenší hodnoty intenzity, kterou je vyšetřovaná osoby schopná slyšet. [1] Technická část práce se zabývá vývojem mobilní aplikace schopné provádět měření za pomoci metody tónové audiometrie. Mobilní aplikace je realizována v podobnosti s profesionálními měřícími programy tak, aby poskytovala co nejlepší výsledky. V rámci výroby mobilních telefonů jsou však používány různé komponenty a systémová nastavení, proto není možné přesně určit, jak je nastaven zvukový výstup jednotlivých telefonů. Z toho důvodu byla konstruována kalibrační jednotka pro ověření a nastavení zvukového výstupu. Díky tomu je možné přesně nastavit výstup jakéhokoli telefonu pro poskytnutí kvalitních výsledků.

2 VYŠETŘENÍ SLUCHU

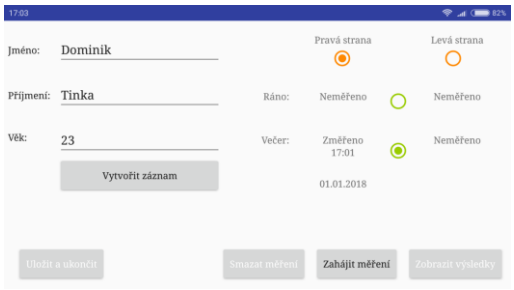
Nejdůležitější a nejpoužívanější metodou je tónová audiometrie, na jejímž principu je založena i mobilní aplikace. Ta generuje zvuk o nastavených frekvencích a intenzitách. Výsledky jsou zaznamenány do audiogramu, kde na ose *x* je frekvence a na ose *y* intenzita tónu. Výsledná křivka udává sluchový práh. [2] Při měření mobilní aplikací, by měly být dodrženy stejné postupy jako u klasického vyšetření. Měření se nicméně bude lišit samotným nastavením intenzit, neboť při klasickém audiometrickém vyšetření postačuje měření v krocích po 5 dB, nic méně tomto případě bude vyhodnocována změna citlivosti během dne, a proto je nutné měřit s co možná největším rozlišením a tedy krokem 1 dB.

3 MOBILNÍ APLIKACE

Program pro mobilní telefony se systémem android je naprogramován v jazyce Java a tvoří jej dvě aktivity. První aktivita zobrazená na obrázku 1, slouží k zadávání údajů a přechodu do dalších aktivit. Druhá aktivita zobrazená na obrázku 2 slouží k audiometrickému vyšetření.

V hlavní aktivitě na obrázku 1 jsou inicializovány všechny proměnné, se kterými se bude pracovat. Levá část obrazovky obsahuje editovatelná textová pole pro zadání informací o uživateli, která musí být pro spuštění měření vyplněna. V pravé části jsou informace o zaznamenaném měření a přepí-

nače pro výběr strany a doby měření. Spodní část tvoří tlačítka umožňující ukládání, editaci naměřených záznamů a přesun mezi aktivitami.



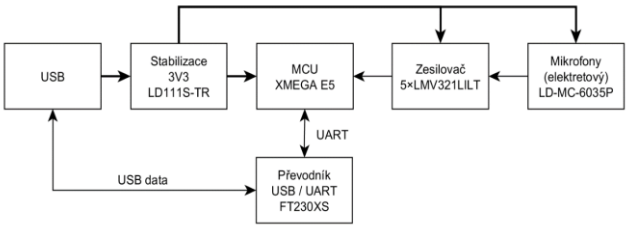
Obrázek 1: Obrazovka hlavní aktivity



Obrázek 2: Obrazovka aktivity měření

Po stisku tlačítka „Zahájit měření“ je spuštěna aktivita pro samotné audiometrické vyšetření obrázek 2. Tato aktivita je navržena v podobnosti s profesionálními měřícími programy tak, aby obsahovala veškeré prvky a informace pro zajištění kvalitního a jednoduchého měření. V horní části se nachází základní informace o měření a tabulka naměřených hodnot intenzit pro jednotlivé frekvence. Pod tabulkou se nachází graf, který je vykreslován postupně v průběhu měření a tlačítka pro volbu měřené frekvence. Poslední část tvoří spodní řada tlačítek pro nastavení intenzity zvuku a pro přehrání tónu. Měření probíhá stejně jako u klasického audiometrického vyšetření, tedy tak že je postupně hledána nejnižší slyšitelná hladina intenzity pro každou frekvenci.

4 KALIBRAČNÍ JEDNOTKA



Obrázek 3: Blokové schéma kalibrační jednotky

Kvůli použitým součástkám a nastavení mobilních telefonů při vývoji a výrobě je nutné ověřit nastavení zvukového výstupu, neboť již malá odchylka při 50 dB způsobí chybu, která stejně jako změna intenzity roste exponenciálně. Z toho důvodu byla v rámci práce realizována kalibrační jednotka, která zajistí správné nastavení výstupu.

Napájení celého zařízení je zajištěno 5 V z USB, které je pomocí pevného stabilizátoru LD111S-TR stabilizováno na 3,3 V. Pomocí USB sběrnice je také zprostředkován datový vstup/výstup. Datové piny z USB však nemůžou být přivedeny přímo k MCU kvůli rozdílném napětí a absenci USB datové sběrnice, kterou MCU nedisponuje, proto je komunikace zprostředkována převodníkem USB/UART.

Celá deska kalibrační jednotky je řízena pomocí MCU. Jedná se o MCU XMEGA řady E5. Taktovací frekvence je dána interním rezonátorem na 32 MHz. Jako referenční napětí pro A/D převodníky je využito napájecí napětí 3,3V. Na jednotlivé piny převodníku jsou pak přiváděny signály z jednotlivých stupňů zesilovače.

Každý vstup zesilovačů, které jsou v invertujícím zapojení, je opatřen kondenzátorem, který propouští pouze střídavou složku. Zesílení každého zesilovače je dáno poměrem jejich dvou odporů. Velikost zesílení jednotlivých stupňů v pořadí od výstupu mikrofonu je 1×, 10×, 10×, 10×, 10× přičemž celý signál je posunut na polovinu napájecího napětí přes referenci zaváděnou na neinvertující vstup. Výstup každého zesilovače je pak přiváděn na vstup A/D převodníku MCU pro převod do digitální formy a následné zpracování.

5 NASTAVENÍ ZVUKOVÉHO VÝSTUPU

Pro správné nastavení zvukového výstupu je nutné provést nastavení systémové hlasitosti, hlasitosti aplikace a velikosti generované amplitudy. Jelikož je změna akustického tlaku y na intenzitě zvuku x je závislá exponenciálně $y=(2\cdot10^{-5})\cdot e^{0,11513\cdot x}$, je nutné dosáhnout požadovaného zvukového výstupu regulací hlasitosti a velikostí amplitudy generovaného signálu. Úpravou výše uvedené rovnice dostáváme rovnici (1) pro výpočet velikosti generované amplitudy U v závislosti na intenzitě I. Hodnota koeficientu z odpovídá hodnotě $(2\cdot10^{-5})$. Velikost amplitudy U, U_a a U_s je bezrozměrné číslo dané jednotlivými kvantovacími hladinami 16-Bit převodníku.

$$U = z \cdot e^{0,11513 \cdot I} \tag{1}$$

Při hodnotách kolem hranice 0 dB je však velikost amplitudy U rovna přibližně velikosti jedné hladiny a proto je nutné snížení hlasitosti aplikace p_a. Snížením hlasitosti aplikace $p_a \in \langle 0,1 \rangle$ se tedy zvýší amplituda U_a se zachováním stejné intenzity. Závislost nastavení hlasitosti byla změřena experimentálně, a je popsána rovnicí (2). Hodnota koeficientu z_1 je stanovena na hodnotu 2414.

$$U_a = z_1 \cdot {p_a}^{-1} \tag{2}$$

Kromě výše uvedeného postupu je zapotřebí pro dosažení co nejnižších hodnot intenzit a požadavku na minimální amplitudu signálu doladit i hlasitost celého mobilního zařízení, experimentálně byla opět měřena velikost signálu v závislosti na nastavené hlasitosti. Výsledkem je rovnice (3), která popisuje vztah mezi velikostí amplitudy U_s a nastavením systémové hlasitosti zařízení $p_s \in \langle 0,1 \rangle$. Hodnota koeficientu z_2 je stanovena na hodnotu 326592.

$$U_s = z_2 \cdot e^{-5 \cdot p_s} \tag{3}$$

Všechna nastavení jsou počítána k referenčním hodnotám velikosti signálu, neboť hodnoty se pro každou frekvenci liší. Výsledné nastavení výstupu je dáno tak, že je v závislosti na nastavené intenzitě vypočítána velikost amplitudy podle rovnice (1). V případě, že je velikost amplitudy U menší, jak 1000 je podle rovnice (2) snižována hlasitost p_a a počítána velikost amplitudy U_a po změně hlasitosti aplikace. Pokud je amplituda U_a stále menší jak 1000, je dále snižována podle rovnice (3) i systémová hlasitost p_s a počítána velikost amplitudy U_s po změně systémové hlasitosti. V rámci testování byly definovány hodnoty přibližně 10% hlasitosti a 850 hladin, jako nejmenší hodnoty, kdy při jejich překročení dochází k vypnutí zvukového výstupu.

Jeden z dalších bodů, které bylo nutné vyřešit, byl výběr správných sluchátek. Při použití sluchátek se ukázalo, že u sluchátek s impedancí 32 ohmů, není možné dosáhnout kvůli nízké citlivosti hodnot pod hranicí 10 dB. Jedním z řešení je zvýšení impedance zařazením odporu do série s reproduktory. Pro tyto účely tedy byla vyrobena jednoduchá přechodka, do které byly zařazeny odpory o velikosti 220 ohmů, čímž velikost impedance vzrostla na přibližně 250 ohmů. Výsledkem navýšení impedance je zvýšení citlivosti, která posune práh generovaných intenzit pod hranici 0 dB.

6 ZÁVĚR

V rámci zadání byla realizována mobilní aplikace schopná provádět audiometrické vyšetření. Výsledná aplikace byla testována oproti přesnému lékařskému audiometru při standartním testu s krokem 5 dB. Při které se v rámci aplikace liší výsledky o maximálně 2 kroky (10 dB) při měření v oblasti kolem hranice 0 dB, což je chyba způsobená lidským faktorem, manuálním způsobem kalibrace, hlukem okolí a měřením v domácích podmínkách. Dalším postupem bude zlepšení kalibrace pro dosažení přesnějších výsledků, doplnění o ukládání, export dat a jednoduché vyhodnocení. Po doladění bude následovat měření na kontrolní skupině.

REFERENCE

[1] NOVÁK, Alexej. Audiologie: vyšetřovací technika, diagnostika, léčba a rehabilitace. Praha: Alexej Novák, 2003. ISBN 80-239-1986-5.

[2] DRŠATA, Jakub a Radan HAVLÍK, CHROBOK, Viktor, ed. Foniatrie - sluch. Havlíčkův Brod: Tobiáš, 2015. Medicína hlavy a krku. ISBN 978-80-7311-159-5.

MULTICHANNEL EMG SIGNAL PROCESSING FOR GESTURE RECOGNITION

Štěpán Brázdil

Bachelor Degree Programme (3.), FEEC BUT

E-mail: **xbrazd18@stud.feec.vutbr.cz**

Supervised by: Vratislav Harabiš

E-mail: harabis@feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with the complex solution of the problem concerning the design and implementation of the system for the collection, classification and visualization of EMG signal. Project is designed with respect to possible future applications like implementation of a real limb model controlled by the proposed system. The main goal of this work is developing of functional program code in Matlab that allows visualization basic upper limb gestures (e. g. grip, finger extension) in the graphical user interface.

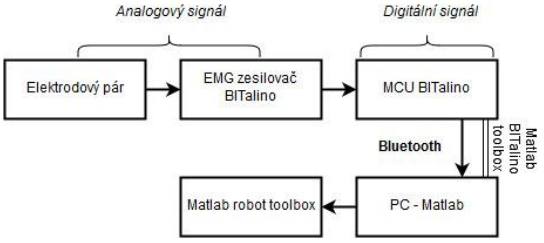
Keywords: EMG, classification, BITalino, Matlab, gestures of upper limb

1 ÚVOD

Vývoj v oboru protetiky je jednou z klíčových oblastí, která může pomoci reálně přispět ke zlepšení životního komfortu pacientů s amputovanou končetinou, či usnadnit každodenní život interaktivním ovládáním elektronických prvků (např. použití gest pro ovládání robotických zařízení). V současné době lze evidovat celou řadu nízkonákladových systémů, které mohou pomoci k masovému rozšíření elektronicky ovládaných protéz. Pouze malá část z nich zahrnuje prostředky pro testování a snímání EMG signálu. Tato práce si klade za hlavní cíl navrhnout a vytvořit potřebný systém, kterým by bylo možné snímat a zároveň graficky zobrazovat signál EMG (včetně modelu končetiny), a tím přispět ke snazší budoucí implementaci robotického systému ovládaného právě elektromyografickým signálem. To vše zahrnuje výběr vhodných akvizičních prostředků (mikrokontrolér a zesilovač) a softwarového vybavení pro klasifikaci.

2 HARDWAROVÉ ŘEŠENÍ

V této pasáži budou probrány jednotlivé komponenty, ze kterých je navržený akviziční systém sestaven. Vzájemné propojení komponent ilustruje schéma níže.

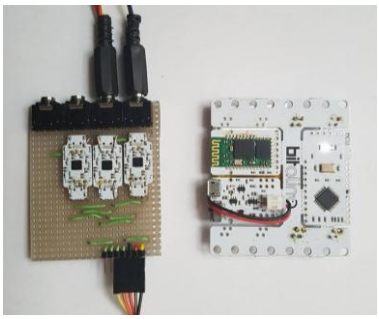


Obrázek 1: schéma propojení

2.1 ZESILOVAČ A MIKROKONTROLÉR BITALINO

Byl zvolen zesilovač a AVR vydaný pod značkou BITalino. Jsou navrženy přímo pro aplikace snímání elektromyografických signálů. Zařízení komunikuje s počítačem pomocí připojení Bluetooth 2.0 [3]. Pro snadnou manipulaci a jednoduché připojení nalepovacích elektrod byla navržena a

vytvořena základní deska plošného spoje (univerzální plošný spoj), která umožňuje připojení elektrod pomocí konektoru jack 3.5 mm. Počet elektrod akvizičního systému je ovlivněn počtem využívaných kanálů mikrokontroléru. Použité AVR umožnuje využít maximálně 4 kanály (pro 10 bitové rozlišení). Využívá se bipolárního zapojení, kdy pro všechny požadované kanály je zapojena pouze jedna referenční elektroda.



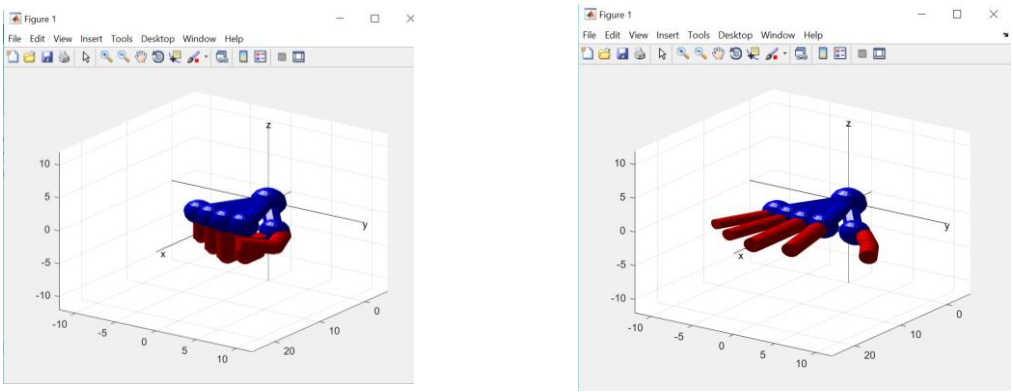
Obrázek 2: hardwarové vybavení

3 SOFTWAROVÉ ŘEŠENÍ

Celý programový kód je napsaný v jazyce Matlab. Pro rozšíření základních možností programu jsou využívány dodatečné toolboxy.

3.1 MODEL KONČETINY

Pro vizualizaci a namodelování virtuální končetiny je použit Matlab robot toolbox [1]. Tento balíček umožňuje pomocí Denavit-Hartenbergovy reprezentace soustav vyjádřit libovolný pohyb vymodelované robotické soustavy. Na základě empirických znalostí byla vytvořena trajektorie základních gest končetiny. Celý systém má podobu znázorněnou na obr. **Obrázek 3.**



Obrázek 3: grafické znázornění horní končetiny

3.2 KLASIFIKAČNÍ ALGORITMUS

Celý program je rozdělený na učící a vybavovací část. V učící části je nejdříve nutné signál z jednotlivých kanálů zpracovat a rozdělit na aktivní a pasivní část. Toho je docíleno pomocí nastavení prahu v okně, dle vypočítaného parametru RMS, který udává míru výkonu signálu v časové oblasti.

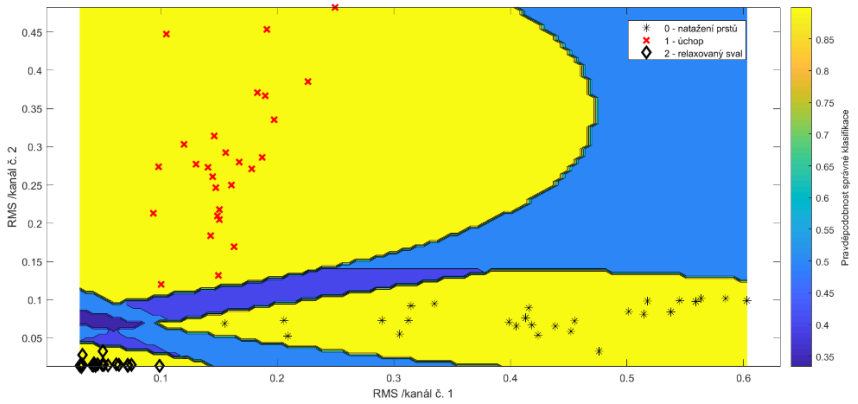
$$\boldsymbol{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} x_n^2} \qquad (1)$$

Z takto rozčleněných signálů, které byly nasnímány při vykonávání jednotlivých svalových pohybů (gest), jsou přímo parametry RMS zpracovány v klasifikační metodě SVM (support vector machines). Tento klasifikátor se vyznačuje rychlou výpočetní schopností a nastavením pouze několika

parametrů. Bylo využito Gaussovy transformační funkce pro možnosti řešení nelineárně separabilního problému. Zbylé dva parametry nutné k vytvoření klasifikátoru jsou nalezeny automaticky, na základě Bayesova optimalizačního algoritmu. Toto řešení umožní rychlou adaptaci na aktuální sestavení elektrod, a tedy hodnot napětí signálu. K jednotlivým nacvičeným gestům byly přiřazeny indexy a systém SVM je tímto připraven pro klasifikaci. Druhá vybavovací část se již skládá ze snímání EMG signálu v reálném čase, zpracování v okně 256 ms, výpočet parametru RMS a vstup vektoru příznaků do natrénovaného systému SVM. Výstupem je číselný index, který odpovídá provedenému gestu. Tato informace je následně zobrazena ve formě provedeného gesta na vytvořeném modelu. [2]

4 DOSAVADNÍ VÝSLEDKY

V této fázi vývoje lze konstatovat, že propojení celého systému je zcela funkční. Lze zpracovávat informace v reálném čase, s přijatelným zpožděním s ohledem na zpětnou vazbu vůči uživateli. Pro základní gesta sevření, rozevření dlaně včetně stavu nečinnosti je systém téměř bezchybný a dokáže rozpoznat a ovládat model končetiny s 95% úspěšností. Testování proběhlo na jedné osobě po dobu 10 minut, přičemž počet provedených klasifikací byl přibližně 2300 (vzhledem k použitému oknu 256ms). Pro klasifikaci bylo využito signálů ze 2 kanálů, snímaných ze svalové skupiny flexor a extensor digitorum. Trénování probíhalo v 20 sekundovém cyklu pro každé gesto zvlášť.



Obrázek 4: grafické znázornění natrénovaného SVM z hlediska vymezení oblastí klasifikace

5 ZÁVĚR

Z dosavadních výsledků je patrno, že systém je vhodný pro zobrazení základních pohybům, tj. binární klasifikaci. Pro zjišťování složitějších gest je systém stále vylepšován a v tomto směru bude probíhat další vývoj. Celkové požadavky systému vyžadují jednak programové prostředí Matlab a díky grafickému prostředí alespoň základní grafický akcelerátor. Pro nasazení jakožto nositelnou elektroniku systém momentálně není uzpůsoben.

REFERENCE

[1] PAJĄK, I. The Matlab Toolbox for Modeling Complex Mechanisms. *International Journal of Applied Mechanics and Engineering* [online]. 2014, 19(2), 285-301 [cit. 2017-10-14]. DOI: https://doi.org/10.2478/ijame-2014-0019. ISSN 1734-4492.

[2] R. NAIK, Ganesh, ed. Computational Intelligence in Electromyography ANALYSIS – A Perspective on Current Application and Future Challenges. Rijeka (Chorvatsko): InTech, 2012. ISBN 978-953-51-0805-4.

[3] *Electromyography (EMG) Sensor Data Sheet*. Lisabon, 2016. Dostupné také z: http://bitalino.com/datasheets/EMG_Sensor_Datasheet.pdf

METHODS OF PROCESSING OXFORD NANOPORE SEQUENCING DATA FOR METAGENOMICS

Lujza Barilíková

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xbaril02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Kristýna Kupková

E-mail: kupkova@feec.vutbr.cz

Abstract: The presented paper describes a new method of processing data produced by revolutionary sequencing technology introduced by Oxford Nanopore Technologies – MinION, which holds a great promise in the field of metagenomics. Low cost, produced long reads and portability, due to its small dimensions, represents only one of the many advantages of this technology. Despite of the benefits, there is a lack of available computational tools for handling the produced data and that is the reason, why a new method of processing such data should be created. In this study such method is created based on dimensionality reduction for data visualization.

Keywords: metagenomics, Oxford Nanopore, nanopore sequencing, dimensionality reduction

1 ÚVOD

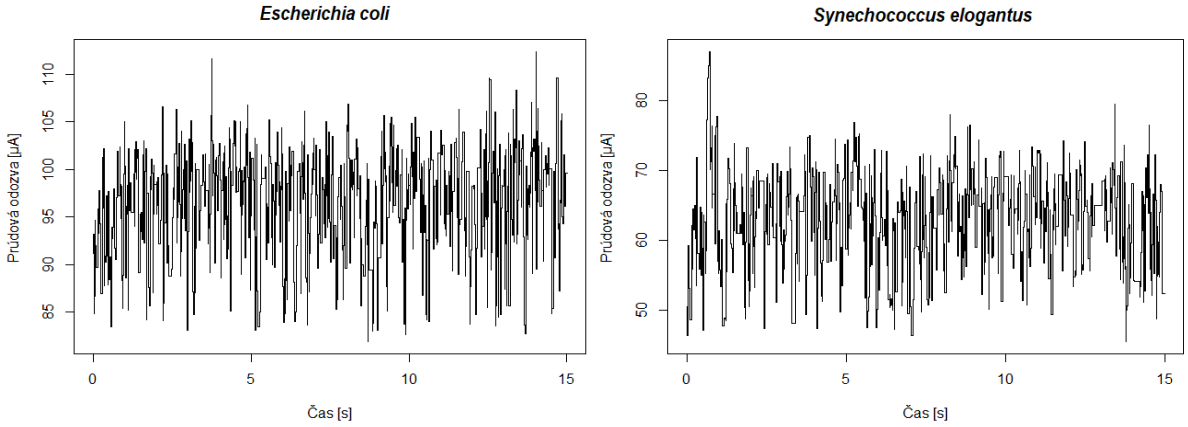
Mikroorganizmy sú neoddeliteľnou súčasťou nášho života, preto sa v snahe preskúmať komunity mikroorganizmov postupom času začali vyvíjať sekvenačné metódy a technológie študujúce ich genetickú informáciu. Vďaka obrovskému rozvoju dostupných metód sekvenovania sa problém množstva produkovaných dát stal minulosťou. V súčasnosti sa preto rozvinulo úsilie tieto dáta spracovať, čo predstavuje vývoj nových algoritmov slúžiacich k ich spoľahlivej analýze a klasifikácii, čomu sa venuje aj tento príspevok.

2 SEKVENAČNÉ DÁTA ZÍSKANÉ NANOPÓROVÝM SEKVENOVANÍM

Snahou spoločnosti Oxford Nanopore Technologies je proces sekvenovania zjednodušiť na úroveň, kedy využitím ich technológií bude možné kýmkoľvek analyzovať akékoľvek zvolené vzorky v príslušnom prostredí, či už v laboratóriu alebo aj v teréne. Sekvenované môžu byť extrémne dlhé fragmenty vo veľmi vysokej kvalite, pretože v procese dochádza k detekcii jednotlivých molekúl a vynechaný je krok predchádzajúcej amplifikácie, ktorá býva častým zdrojom skreslenia signálu. Základom nanopórového sekvenovania, ktoré je poskytované zariadením MinION, je priama elektrická detekcia jednovláknovej DNA, ktorá prichádza do kontaktu s nanopórom začleneným do nevodivej membrány, ku ktorej je priložené napätie indukujúce v nanopóre prúd. Pri prechode molekuly prostredníctvom póru dochádza k zmenám tohto prúdu, ktoré sú charakteristické pre jednotlivé bázy [1]. Prúd v nanopóre je meraný pomocou senzora niekoľko tisíc krát za sekundu a následné produkované dáta sa líšia predovšetkým v závislosti od použitej chémie. V súčasnosti sú vyvinuté dve významné chémie používané v prietokových komôrkach (tzv. flowcell) zariadenia. Jedná sa o chémiu R7 a R9, ktoré sa odlišujú v použití konkrétneho póru a od toho sa odvíjajúcich parametrov. V tomto článku sú zahrnuté dáta produkované predovšetkým chémiou R7, keďže sú aktuálne najviac dostupné. Konečným výstupom zariadenia MinION je súbor FAST5 z každého čítania. Podobne ako štandardný dátový formát HDF5, aj FAST5 súborový formát je založený na hierarchickom usporiadaní, v ktorom sú v prípade R7 chémie skladované metadáta odpovedajúce čítaniu produkovanému jedným z 512-tich kanálov prietokovej komôrky zariadenia a taktiež udalosti (tzv. events), obsahujúce sekvenátorom predspracované dáta o meranom prúde [2].

2.1 SPRACOVANIE DÁT POMOCOU VIZUALIZAČNÝCH METÓD

Cieľom príspevku je vytvorenie vhodného algoritmu pre tzv. binning (roztriedenie) metagenomických dát, získaných spomínanou sekvenačnou technológiou. Výstupom sekvenácie sú však krátke úseky DNA, u ktorých nie je známe z akého organizmu pochádzajú. Z toho dôvodu je tu snaha vytvoriť algoritmus, ktorý bude schopný uskutočniť binning dát na základe vektoru príznakov, odvodených z každej sekvencie, za použitia vhodného zhlukovacieho algoritmu. Prvým krokom je načítanie dát s dopracovaním sa k surovým dátam meraného prúdu, ktoré sú spracované a konvertované do sekvencie jednotlivých udalostí (tzv. events). Tie obsahujú informácie o priemernej hodnote prúdu, príslušnej odchýlke a dĺžke trvania, čo predstavuje určitú nevýhodu tohto formátu, pretože dochádza k strate signálu nášho záujmu, ktorý je potrebné následne rekonštruovať. Rekonštrukcia signálu vychádza z dopočítania počtu vzoriek pripadajúcich na každú priemernú hodnotu vyskytujúcu sa v zložke udalostí. Ukážku takto zrekonštruovaných signálov je možné vidieť na Obrázok 1:.



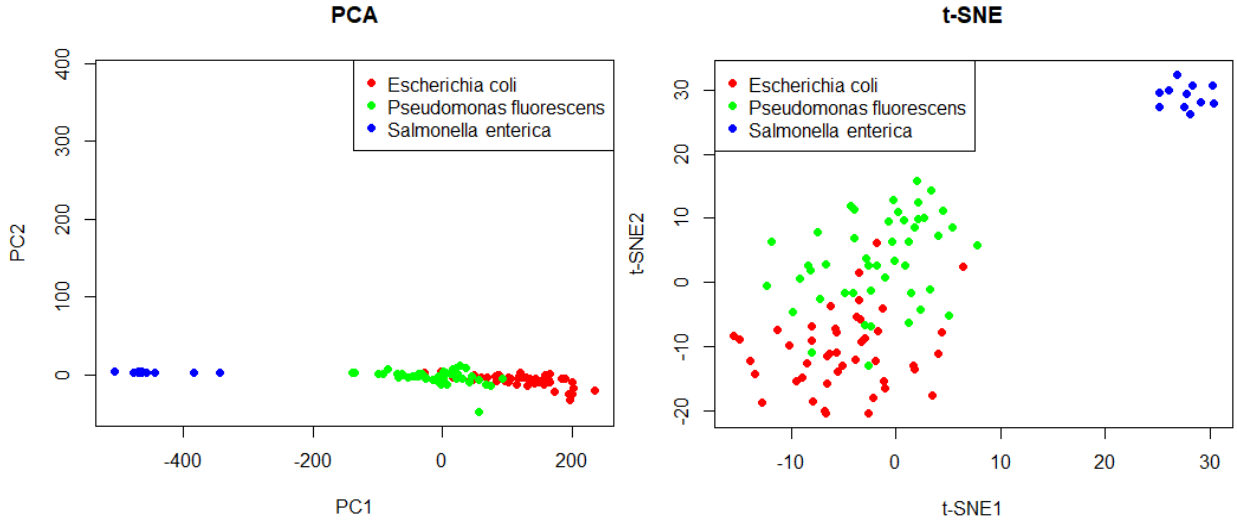
Obrázok 1: Ukážka zrekonštruovaných signálov pochádzajúcich zo sekvencií *Escherichia coli* a *Synechococcus elogantus* získaných nanopórovou technológiou

Je známe, že sekvencie pozostávajúce z postupnosti jednotlivých nukleotidov sú charakterizované viac ako troma parametrami, to znamená, že nie je vždy jednoduché ich spracovávať a následne zrozumiteľne a ľudsky prezentovať. Obrovskou výhodou takto vzniknutej signálovej reprezentácie sekvencií, oproti znakovej podobe, je možnosť použiť na tieto dáta už existujúce metódy slúžiace k spracovávaniu signálov. Z toho dôvodu je v tomto príspevku predstavený nový prístup spracovania sekvenačných dát využívajúci aplikáciu metód redukcie dimenzií priamo na signálovú reprezentáciu. Vo všeobecnosti ide o získanie vektorov signálových sekvencií, ktoré sú následne zobrazené v nízko-dimenzionálnom priestore. Využitím metód redukcie dimenzií získavame prístup vizualizovať obrovské súbory dát v snahe zachovať ich pôvodnú informáciu.

3 HODNOTENIE VÝSLEDKOV

Po získaní matice dát boli v súčasnej dobe k vizualizácii použité metódy PCA a t-SNE, obe vychádzajúce z princípu redukcie dimenzií. K spracovaniu bol použitý simulovaný metagenomický dataset, pozostávajúci z dát získaných z archívu ENA (European Nucleotide Archive), v ktorom sú zastúpené tri odlišné organizmy, konkrétne *Escherichia coli, Pseudomonas fluorescens* v archíve pod prístupovým číslom PRJEB8716, a taktiež *Salmonella enterica* s prístupovým číslom PRJEB7205. Dáta sa podarilo vizualizovať, kde každý bod v grafe reprezentuje jednu konkrétnu sekvenciu, na základe čoho je možné pozorovať skryté vzťahy medzi analyzovanými objektami.

Z grafu na Obrázok 2: môžeme vidieť, že zhluk predstavujúci *Salmonella enterica* sa v oboch prípadoch separuje od zvyšných, vďaka čomu by bolo teoreticky možné ju detegovať v prípade jej prítomnosti v reálnom metagenomickom datasete.



Obrázok 2: Ukážka vizualizácií PCA a t-SNE simulovaného metagenomického datasetu

Po jej odfiltrovaní by sme sa ďalej mohli zaoberať zvyšnými zhlukmi, ktoré už nie sú natoľko vzájomne separované, no napriek tomu, sme schopní ich určitým spôsobom rozlíšiť. V ďalšom prípade by bolo možné použiť iné algoritmy k rozdeleniu týchto organizmov do kategórií na základe ich príslušnosti k taxónu. Takýmto prístupom by sme sa mohli dopracovať k identifikácii všetkých prítomných taxonomických jednotiek. Rovnako by bolo vhodné preskúmať efektívnosť týchto metód na dáta poskytované novšou chémiou R9.

4 ZÁVER

V danom príspevku je predstavená metóda spracovania surových dát poskytnutých nanopórovým sekvenovaním, ktorá by mala umožniť efektívnu klasifikáciu, vrátane vizualizácie metagenomických datasetov. Na základe doposiaľ získaných výsledkov je možné vyvodiť záver, že použité algoritmy a predspracovanie dát poskytujú dostatočne jasné rozlíšenie sekvencií, pochádzajúcich z troch rôznych organizmov. Na základe tohto prístupu by jasným diferencovaním zhodných sekvencií blízko príbuzných taxónov mohlo byť poskytnuté lepšie pochopenie komunít a taktiež súborov komunít, ktoré vytvárajú biosféru ako nejaký vnorený systém v systéme, ktorého človek je súčasťou a od ktorého prežitie ľudí závisí. Na poli metagenomiky by takýto algoritmus mohol predstavovať významný prelom v oblasti klasifikácie sekvencií získaných predovšetkým technológiou nanopórového sekvenovania

REFERENCIE

[1] IP, Camilla L.C., Matthew LOOSE, John R. TYSON, et al. MinION Analysis and Reference Consortium: Phase 1 data release and analysis. F1000Research [online]. , - [cit. 2017-11-10]. DOI: 10.12688/f1000research.7201.1. ISSN 2046-1402.

[2] LU, Hengyun, Francesca GIORDANO a Zemin NING. Oxford Nanopore MinION Sequencing and Genome Assembly. Genomics, Proteomics & Bioinformatics [online]. 2016, 14(5), 265-279 [cit. 2017-11-10]. DOI: 10.1016/j.gpb.2016.05.004. ISSN 16720229.

Bakalářské projekty

Komunikační technologie a informační bezpečnost

QUANTUM-RESISTANT CRYPTOGRAPHIC APPLICATION FOR SECURE DATA STORAGE ON OS ANDROID

Pavol Michalec
Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT
E-mail: xmicha62@vutbr.cz

Supervised by: Lukáš Malina
E-mail: malina@feec.vutbr.cz

Abstract: Data security is an essential part of many Android OS applications. This paper presents a secure implementations including Post-Quantum Cryptographic (PQC) protocols that are going to be very important in the near future with the development of quantum computers.

Keywords: Android, Authentication, Cryptography, Post-Quantum Cryptography, Security

1 ÚVOD

V dnešnej dobe je platforma Android základným OS u väčšiny smartfónov, preto je nevyhnutné dbať na bezpečnosť dát uložených na týchto zariadeniach. Široká dostupnosť kryptografických knižníc nám umožňuje dáta zabezpečiť avšak je nutné vhodne zvoliť kryptografické schémy a správne ich implementovať s čo najmenším zaťažením koncového užívateľa. Náš projekt sa zameriava na implementáciu bezpečného uloženia dát na platforme Android. Cieľom projektu je aj zabezpečenie dát do budúcnosti formou post-kvantovej kryptografie ktorá je odolná aj voči kvantovým počítačom.

2 APLIKOVANÁ KRYPTOGRAFIA NA OS ANDROID

V praxi sa najčastejšie využívajú dve techniky pre ukladanie šifrovacích kľúčov. Bezpečný hardware (Keystore) alebo vo forme súboru na disku (najčastejšie formou SharedPreferences), prípadne v RAM zariadenia. Možné je aj využiť Secure Element na externej microSD karte, avšak tieto karty nie sú bežne dostupné, preto nie sú v tejto práci zahrnuté.

2.1 ANDROID KEYSTORE

Keystore funguje ako bezpečný kontajner pre kryptografické operácie [1]. Tieto operácie sa nevykonávajú priamo v aplikácií ale v bezpečne oddelenej časti systému. Citlivé údaje, napríklad šifrovací kľúč, sa teda nikde v aplikácií nevyskytuje a nie je možná jeho extrakcia zo zariadenia. Jednotlivé kľúče uložené v Keystore sú viazané na aplikácie, ktoré ich vytvorili. Aplikácia A teda nemôže pristúpiť ku kľúču aplikácie B a naopak. Taktiež je možné jednotlivým kľúčom priradiť ich funkciu. Napríklad môžeme kľúč označiť ako šifrovací a jediná operácia, ktorú nám Keystore s daným kľúčom povolí je šifrovanie.

2.2 ULOŽENIE ŠIFROVACIEHO KĽÚČA NA DISK ZARIADENIA

Šifrovacie kľúče môžeme na disk uložiť v otvorenej (plaintext) forme alebo v zašifrovanej. Nakoľko otvorená podoba nepredstavuje žiadne zabezpečenie, nie je vhodná. Lepšou alternatívou je daný kľúč zašifrovať a uložiť do súkromných súborov aplikácie alebo do shared preferences. Prvá línia obrany pred zneužitím týchto kľúčov je samotný Android a hlavne SELinux [2]. Práve vďaka nemu iné aplikácie nemajú prístup k súkromným súborom inej aplikácie. Samo o sebe to však nie je dostačujúce a

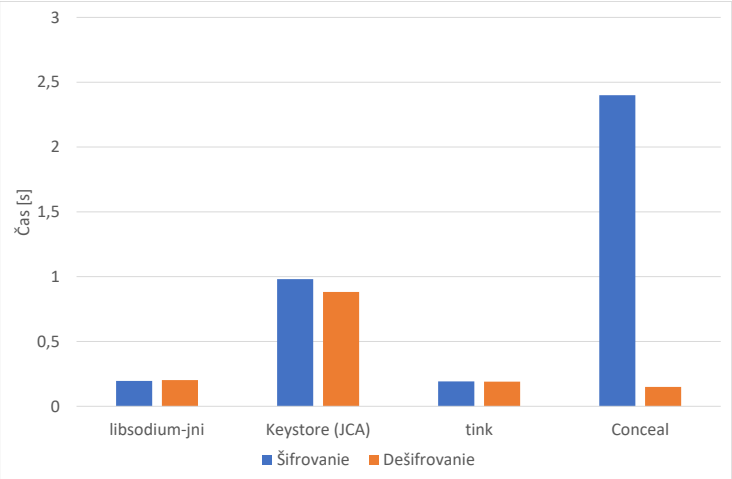
tieto súbory zároveň šifrujeme kľúčom derivovaným od hesla zadaného užívateľom. Výhodou tohoto prístupu je kompatibilita s inými zariadeniami. Šifrovací kľúč nemusí byť derivovaný od hesla užívateľa, môže byť umiestnený v kóde aplikácie a skrytý (obfuscation). Avšak taktiež nejde o bezpečnú metódu. Podobne je možné využiť na uloženie šifrovacieho kľúča Keystore. V tomto prípade by sa ale kľúč krátkodobo nachádzal v pamäti zariadenia odkiaľ by ho mohol útočník získať.

2.3 Experimentálne porovnanie kryptografických knižníc

Pre výkonové porovnanie najpopulárnejších knižníc sme vytvorili testovaciu aplikáciu. Pomocou jednotlivých knižníc sa načíta súbor o veľkosti 6 MB, zašifruje sa pomocou autentizovanej šifry (AES-GCM alebo ChaCha20poly1305) a uloží sa na disk. Následne sa zašifrovaný súbor načíta, dešifruje a znova uloží. Integrita výsledného súboru s pôvodným bola manuálne overená pomocou SHA-256. Do porovnania bola zahrnutá východzia implementácia JCA (Java Cryptography Architecture) s využitím Android Keystore. Jednotlivé knižnice mali nasledovnú konfiguráciu (nebolo možné nájsť zhodnú konfiguráciu vo všetkých knižniciach):

- **libsodium-jni** – Algoritmus: *ChaCha20poly1305*, Dĺžka kľúča: *256 b*
- **Keystore (JCA)** – Algoritmus: *AES-GCM*, Dĺžka kľúča: *128 b* (na testovacom zariadení nebola podpora pre 256 bitovú dĺžku)
- **tink** – Algoritmus: *AES-GCM*, Dĺžka kľúča: *256 b*
- **Conceal** – Algoritmus: *AES-GCM*, Dĺžka kľúča: *256 b*

Každá knižnica pracovala s rovnakým vstupným súborom a šifrovanie aj dešifrovanie celkovo bežalo 10× za sebou. Výsledný čas bol spriemerovaný. Ako testovacie zariadenie bol použitý Samsung Galaxy S5 (Qualcomm Snapdragon 801 MSM8974-AC, 4 jadrá @ 2,5 GHz, 2 GB RAM) s Android 6. Výsledné časy je možné vidieť na obrázku 1.



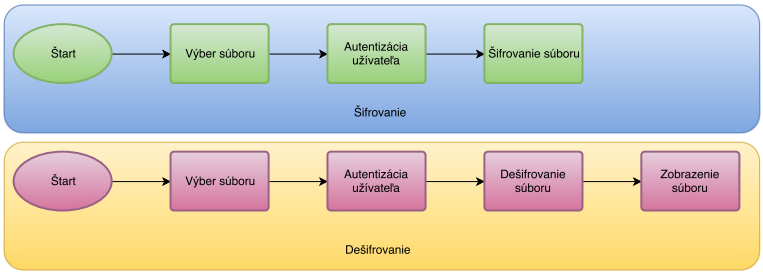
Obr. 1: Porovnanie výkonu kryptografických knižníc.

3 NÁVRH A IMPLEMENTÁCIA APLIKÁCIE POSKYTUJÚCEJ OCHRANU DÁT NA OS ANDROID

Ako kryptografickú knižnicu sme zvolili východiskovú implementáciu JCA s využitím Keystore. Vďaka tomu sa budú všetky kľúče uchovávať v bezpečnom hardware, kde sa zároveň budú vykonávať kryptografické operácie. Aplikácia vyžaduje nastavené bezpečné uzamykanie obrazovky. Užívateľ sa musí do zariadenia autentizovať pri využití šifrovania/dešifrovania, avšak je implementovaná

doba platnosti autentizácie, po ktorú nie je nutné znova autentizovať užívateľa. Použitý algoritmus je AES-GCM s dĺžkou kľúča 256 bitov (Android aktuálne nepodporuje žiadny algoritmus s väčšou dĺžkou kľúča). Výhodou tohoto riešenia je, že užívateľ si nemusí pamätať dodatočné heslá a je to preňho jednoduchšie. Zjednodušenú schému je možné vidieť na obrázku 2.

Súbory je možné zálohovať na server. Prenos súborov je zabezpečený symetrickou šifrou a pre ustanovenie kľúča bola využitá asymetrická kryptografia vrátane post-kvantovej. Využité sú schémy *NewHope* a *MSR LN16* založené na probléme RLWE (ring learning with errors). Aj keby útočník odchytil šifrovanú komunikáciu medzi zariadením a serverom, nebude ani v budúcnosti schopný prelomiť post-kvantovú kryptografiu využitím kvantových počítačov a Shorovho algoritmu.



Obr. 2: Bloková schéma aplikácie.

4 INTEGRÁCIA POST-KVANTOVEJ KRYPTOGRAFIE NA OS ANDROID

Väčšina post-kvantových algoritmov je zatiaľ implementovaná najmä pre jazyk C/C++. Naše riešenie využíva knižnicu *liboqs* (projekt Open Quantum Safe [3]). Ide o zoskupenie viacerých algoritmov do jednej multiplatformovej knižnice (v jazyku C). Pre využitie na platforme Android je nutné použiť Java Native Interface (JNI) vďaka ktorému je možné z jazyka Java volať natívne funkcie knižnice v jazyku C. Pre použitie JNI je nutné čiastočne modifikovať pôvodný kód aby ho bolo možné využívať pomocou Javy. Obe schémy boli testované z hľadiska času, potrebného na ustanovanie kľúča. Testovanie prebehlo na rovnakom zariadení ako v kapitole 2.3. Výsledky: *MSR LN16* (JNI) – 1,73 ms, *NewHope* (Java) – 123,46 ms.

5 ZÁVER

Android ponúka širokú škálu dostupných kryptografických knižníc, je však na vývojárovi aby ich implementoval bezpečne a efektívne. Predložená aplikácia využíva perspektívne kryptografické schémy pre bezpečné a efektívne ukladanie dát na OS Androide. Hlavnou výhodou aplikácie bude aj odolnosť voči útokom využívajúce kvantové počítače. Šifrované dáta a kľúče budú pomocou postkvantovej kryptografie dlhodobo zabezpečené.

LITERATÚRA

[1] *Android Keystore System* [online]. [cit. 2017-10-30]. Dostupné z: https://developer.android.com/training/articles/keystore.html

[2] COOIJMANS, Tim, Joeri DE RUITER a Erik POLL. Analysis of Secure Key Storage Solutions on Android. In: *Proceedings of the 4th ACM Workshop on Security and Privacy in Smartphones*. New York, New York, USA: ACM Press, 2014, s. 11-20. DOI: 10.1145/2666620.2666627. ISBN 9781450331555. Dostupné také z: http://dl.acm.org/citation.cfm?doid=2666620.2666627

[3] MOSCA, Michele a Douglas STEBILA. *Open Quantum Safe* [online]. [cit. 2018-03-06]. Dostupné z: https://openquantumsafe.org/

APPLIED POSTQUANTUM CRYPTOGRAPHY FOR IOT

Lucie Popelová
Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT
E-mail: xppopel04@vutbr.cz

Supervised by: Lukáš Malina
E-mail: malina@feec.vutbr.cz

Abstract: In the last decades there has been such a fundamental development in the technologies including postquantum technologies. It is necessary to focus on postquantum cryptography which is able to resist quantum attacks and secure our systems. This work deals with postquantum protocols that are analysed and measured on the IoT device. Our experimental results are used to find the most effective postquantum protocol for key exchange suitable for IoT.

Keywords: IoT, postquantum cryptography, information security, postquantum protocols

1 ÚVOD

V posledních desítkách let dochází k radikálnímu technologickému vývoji, který se mimo jiné orientuje i na kvantové počítače. V případě budoucího využití Shorova algoritmu na kvantových počítačích je pravděpodobné, že některé matematické problémy, na které spoléháme, budou vypočitatelné v reálném čase. Kryptografické algoritmy jako například RSA, ECDSA, DSA, které využívají pro svou bezpečnost prvočíselného rozkladu a diskrétního logaritmu, nebudou vůči kvantovým počítačům bezpečné. Z tohoto důvodu se začíná klást důraz na takzvanou postkvantovou kryptografii, která je schopna odolat útokům kvantových počítačů. Kromě běžných stolních počítačů je třeba klást důraz na bezpečnost i v oblasti omezených zařízení. Zařízení SCADA, IoT anebo Průmysl 4.0 jsou projekty, které jsou plánovány výhledově v dlouhodobějším časovém měřítku. Z tohoto důvodu je třeba zahrnout i možnost hrozby ze strany kvantových počítačů. Tato práce se věnuje možnostem omezeného zařízení v postkvantové kryptografii a doporučení vhodného protokolu pro ustanovení klíče z pohledu úrovně bezpečnosti a paměťové a výpočetní náročnosti.

2 POSTKVANTOVÁ KRYPTOGRAFIE PRO OMEZENÁ ZAŘÍZENÍ

National Institue of Standards and Technology (NIST) se rozhodl standardizovat jeden nebo více postkvantových kryptografických algoritmů a vyhlásit tak možnost předkládání návrhů, které se uzavřelo 30. listopadu 2017 [7]. V současnosti se v prvním kole hodnotí přes 50 možných algoritmů. Jen málo z nich se mimo jiné orientuje i na jednodušší zařízení, jako jsou například výpočetně a pamětově omezená zařízení. V této práci testujeme 6 protokolů určených k ustanovení klíče na omezeném zařízení a zjišťujeme, jaká je jejich úroveň bezpečnosti a výpočetní a paměťová náročnost. V práci jsou implementovány a testovány následující protokoly.

- Protokol New Hope je založen na kryptografii mřížek, která využívá matematického problému Ring-LWE, který oproti LWE problému využívá problematiky polynomiálních okruhů nad konečným polem. Jeho úroveň bezpečnosti pro postkvantovou kryptografii je 206 bitů. Bližší informace lze nalézt na [1].
- Protokol BCNS předcházel protokolu New Hope. BCNS je založen na kryptografii mřížek a

Ring-LWE problému. Jeho úroveň bezpečnosti je 76 bitů. Podle požadavků NIST je nedostatečná pro standardizaci. Bližší informace lze nalézt [3] .

- Protokol SIDH vychází z Diffie-Hellmanova návrhu výměny klíčů a vylepšuje ji pro postkvantovou kryptografii. Je založen na supersingulárních eliptických křivkách a jeho úroveň bezpečnosti pro postkvantovou kryptografii 128 bitů. Pro bližší informace se lze podívat zde [5].
- Protokol Frodo je protokol založen na kryptografii mřížek. Oproti ostatním protokolům založených na mřížkách Frodo využívá matematického problému LWE. Jeho úroveň bezpečnosti je 130 bitů. Bližší informace lze nalézt na [4].
- Protokol NTRU je založen na kryptografii mřížek a je založen na matematickém problému Ring-LWE. Jeho úroveň bezpečnosti je 128 bitů. Bližší informace lze nalézt na [6].
- Protokol McBits je založen na teorii kódování a využívá tzv. Goppa kódů. Vychází z protokolu Niederreiter. Jeho úroveň bezpečnosti je 120 bitů. Bližší informace na [2].

3 IMPLEMENTACE NA RASPBERRY PI 3

V rámci této kapitoly jsou otestovány jednotlivé protokoly z hlediska výpočetní a paměťové náročnosti při ustanovení společného klíče. K testování postkvantových kryptografických algoritmů bylo zvoleno výpočetně omezené zařízení Raspberry Pi 3 Model B. Jedná se o jednodeskový mikropočítač s procesorem Broadcom verze armv7l s taktem 1,2 GHz, velikostí operační paměti 1 GB. Uvedený procesor je pouze 32 bitový. Zařízení podporuje řadu operačních systémů, obsahuje bezdrátové rozhraní WiFi 802.11 b/g/n a Bluetooth 4.1. Jako operační systém byl zvolen Raspbian Stretch Lite verze z 29. listopadu 2017, s verzí jádra 4.9. K měření výpočetní a paměťové náročnosti se využily knihovny liboqs verze ze dne 13. ledna 2018 a knihovny OpenSSL 1.0.2n.

Jako první se testovala výpočetní náročnost. Tabulka 1 znázorňuje časovou náročnost jednotlivých kroků při ustanovení klíče mezi stranou Alice a stranou Bob. Jednotlivé sloupce zobrazují časové úseky, které jsou vymezeny buď pro Alici nebo Boba a poslední sloupec znázorňuje celkovou časovou náročnost ustanovení klíče pro daný protokol. Uvedené hodnoty jsou průměrné doby jedné operace z 10-ti měřeních. Z tabulky je zřejmé, že New Hope je nejrychlejší na platformě Raspberry Pi 3. Naopak protokol SIDH vyžaduje jednotky sekund a celková doba je tisícinásobně delší než u protokolu New Hope. Důležité je zmínit, že právě protokol New Hope zajišťuje nejvyšší úroveň bezpečnosti ze všech testovaných protokolů.

Tabulka 1: Časová náročnost postkvantových kryptografických protokolů během výměny klíčů mezi Alicí a Bobem na Raspberry Pi 3.

Protokol	**Alice0** (ms)	**Bob** (ms)	**Alice1** (ms)	**Celkový čas** (ms)
New Hope	0,873 ± 0,002	1,259 ± 0,006	0,226 ± 0,001	2,359 ± 0,007
NTRU	11,215 ± 0,156	0,996 ± 0,015	0,673 ± 0,042	12,884 ± 0,213
BCNS	13,114 ± 0,022	20,222 ± 0,032	1,005 ± 0,002	34,341 ± 0,056
Frodo	350,362 ± 0,031	351,128 ± 0,037	0,631 ± 0,004	702,121 ± 0,072
McBits	1958,941 ± 0,451	0,585 ± 0,003	2,178 ± 0,124	1961,704± 0,578
SIDH	1053,898 ± 1,695	2366,231 ± 3,386	993,874 ±1,411	4414,011 ± 6,484

Dále se testovala paměťová náročnost, která znázorňuje velikost přenesených zpráv mezi Alicí a Bobem před ustanovením společného klíče. Výsledky testování jsou znázorněny v rámci tabulky 2. Z tohoto hlediska byl přenosově nejméně náročný protokol SIDH, který byl naopak časově nejnáročnější. Protokol SIDH byl následován protokolem NTRU a New Hope. Pamětově nejnáročnější je protokol McBits, který k ustanovení klíče využije přes 300 MB.

Tabulka 2: Paměťová náročnost postkvantových protokolů - počet přenesených bajtů při generování klíčů.

Protokoly	**Alice→Bob** (bajt)	**Bob→Alice** (bajt)	**Celkově** (bajt)
SIDH	576	576	1152
NTRU	11027	1022	2049
New Hope	1824	2048	3872
BCNS	4096	4224	8320
Frodo	11280	11288	22568
McBits	311736	141	311877

4 DOPORUČENÍ PRO OMEZENÁ ZAŘÍZENÍ

Obecně lze usoudit, že protokoly založené na mřížkách, které využívají matematického problému Ring-LWE jsou výpočetně méně náročnější než protokoly založené na jiných matematických problémech postkvantové kryptografie. Z hlediska paměťové náročnosti je nejvhodnější protokol SIDH, který je optimalizován tak, aby byl paměťově nejméně náročný. Protokol SIDH je následován protokoly založenými opět na mřížkách a na problému Ring-LWE. Lze tedy obecně říct, že při výběru schématu pro prostředí IoT je vhodné se orientovat na protokoly založené na mřížkách a problému Ring-LWE. Konkrétně práce doporučuje protokol New Hope, který v experimentálním měřením prokázal nejlepší poměr paměťové a výpočetní náročnosti a zaručuje úroveň bezpečnosti 206 bitů.

5 ZÁVĚR

V článku jsou shrnuty výsledky testování postkvantových protokolů pro ustanovení klíče mezi dvěma stranami na omezeném zařízení Raspbery Pi 3 Model B. Důraz je kladen na jejich úroveň bezpečnosti, výpočetní a paměťovou náročnost. Po vyhodnocení výsledků se pro prostředí s omezenými zařízeními jako je IoT jeví jako nejvhodnější kandidát protokol New Hope.

REFERENCE

[1] ALKIM, E. et al. *Post-quantum key exchange – a new hope*. Department of Mathemathics, Ege University, Turkey. [cit. 2017-10-01]. Dostupné z: https://eprint.iacr.org/2015/1092.pdf

[2] BERNSTEIN, J. D et al. *McBits: fast constant-time code-based cryptography*. University of Illinois at Chicago: Department of Computer Science. [cit. 2017-01-20]. Dostupné z: https://www.win.tue.nl/ tchou/papers/mcbits.pdf

[3] BOS, W. J., et al.. *Post-quantum key exchange for the TLS protocol from the ring learning with errors problem*. Microsoft Research, Redmond, Washington, USA. [cit. 2017-12-01]. Dostupné z: https://eprint.iacr.org/2014/599.pdf

[4] BOS, J., et al. *Frodo: Take off the ring! Practical, Quantum-Secure Key Exchange from LWE*. ACM CCS. [cit. 2017-11-02]. Dostupné z: https://eprint.iacr.org/2016/659

[5] COSTELLO, C., et al. *Efficient algorithms for supersingular isogeny Diffie-Hellman*. Microsoft Research, USA. [cit. 2017-12-10]. Dostupné z: https://eprint.iacr.org/2016/413.pdf

[6] HOFFSTEIN, J. *NTRU: A Ring-Based Public Key Cryptosystem*. Springer Publishing Company, Incorporated, 2006. ISBN 978-3-540-64657-0.

[7] NIST. *Post-Quantum Cryptography*. National Institute of Standards and Technology. [cit. 2018-02-10]. Dostupné z: https://csrc.nist.gov/Projects/Post-Quantum-Cryptography/Post-Quantum-Cryptography-Standardization/Call-for-Proposals

CIPHER TWOFISH IMPLEMENTATION ON FPGA BOARD

Peter Cíbik
Bachelor Degree Programme (3.), FEEC BUT
E-mail: xcibik00@vutbr.cz

Supervised by: David Smékal
E-mail: smekal@phd.feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with nowadays hot topic, which is data security and secure communication. It describes solution which uses Twofish cipher to ensure confidentiality of data. The cipher Is implemented in VHDL language and used on FPGA chip because of execution speed. The teoretical introduction explains need for secure the communication and data. In the next parts Twofish cipher and implementation are being discussed.

Keywords: Encryption, block cipher, Twofish, FPGA, VHDL, Netcope

1 INTRODUCTION

We are living in a period, where technology is used on daily basis. The amount of digital data and communication rise every day. The problem is, attackers have accordingly moved to cyberspace. Because of amount of data, transfer speed and threat of data leakage, we need fast and secure solution. This paper describes solution which merges these problems and solve it. The main goal is to implement Twofish cipher in VHDL language and use it on FPGA board to encrypt / decrypt data. Field Programable Gate Array (FPGA) ensures the speed and Twofish cipher confidentiality of data.
Because of implementation on Network Interface Card (NIC) with FPGA, this solution can be used to secure point-to-point communication through the internet, or to secure huge amount of data moving through network interface to data storage.

2 TWOFISH

Cipher well known as a one of the candidates to Advanced Encryption Standard program of NIST institute. It is a symetric blok cipher and uses 128 bits block size, which means it uses the same key to encryption and decryption while it encrypts / decrypts whole blocks of data. We can see the scheme of this process on Figure 1. Key size can be up to 256 bits.
The main structure is based on pseudo-Feistel network with main one-way function F, which uses keys derived from main key in each round and in whitening part. It is still consider as a secure cipher with good parameters and it is good choice for our solution [1].

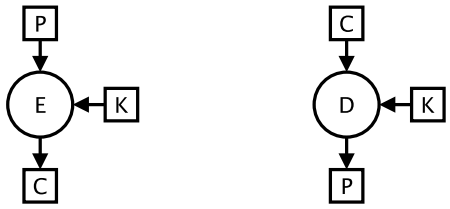
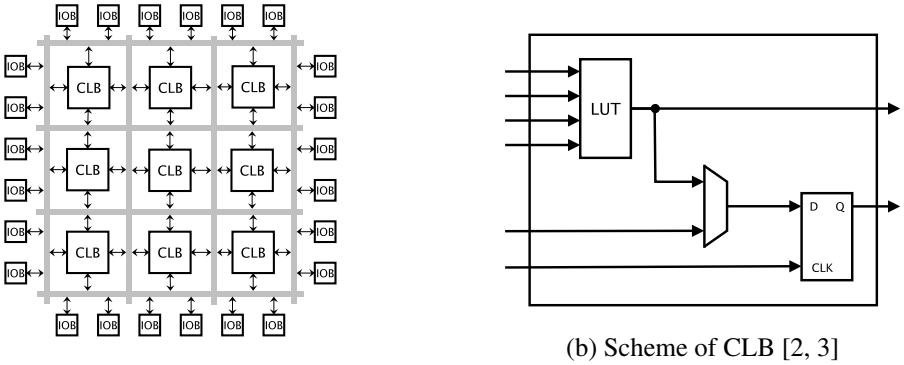


Figure 1: Scheme of symetric encryption (E) and decription (D), K– key, P– block of plaintext, C– blok of ciphertext

3 TECHNOLOGIES

- **VHDL** – One of the most popular Hardware Description Languages, which describes logic circuits. It can be used for programming of FPGAs [2].
- **FPGA** – Field Programable Gate Array is programable logical circuit consisting of three basic elements shown on the Figure 2a. Input and Output Block, Configurable Logic Block, shown on the Figure 2b, and programable horizontal and vertical interconection. All elements respectively interconection and inputs / outputs are programable. It uses Look-Up Tables (LUT) to compute, so it is really fast.



(a) Basic elements [3]

(b) Scheme of CLB [2, 3]

Figure 2: FPGA scheme

4 IMPLEMENTATION AND RESULTS

In implementation, the cipher with key size of 128 bits is used and also the block size is 128 bits. For 128 bits key length the 16 round pseudo-Feistel network structure is used. Cipher is based on its documentation Twofish: A 128-Bit Block Cipher [1]. Xilinx Vivado Design suite (XVDs) was used as a development environment for VHDL language.

Firstly after the documentation studying, cipher was divided to logically separated parts based on their functionality. Each part was implemented as a separate component like bit adder, matrix multiplication atc. Hierarchically higher based components include base ones. Gradually we have two main components. One for encryption and one for decryption data. On Figure 3 we can see main component of this structure, component F, which is the main function of pseudo-Feistel network.

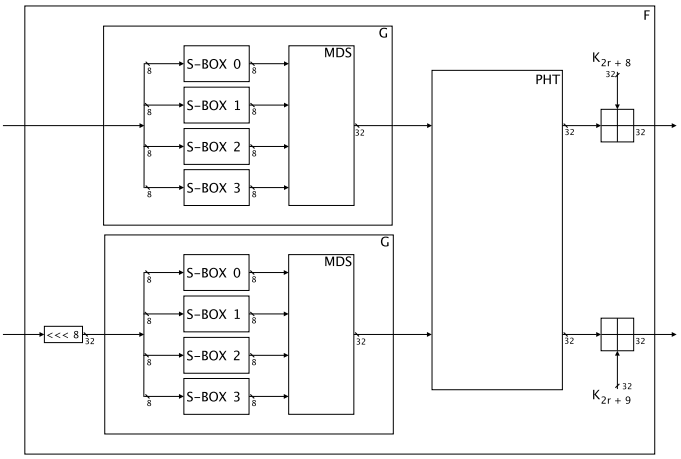
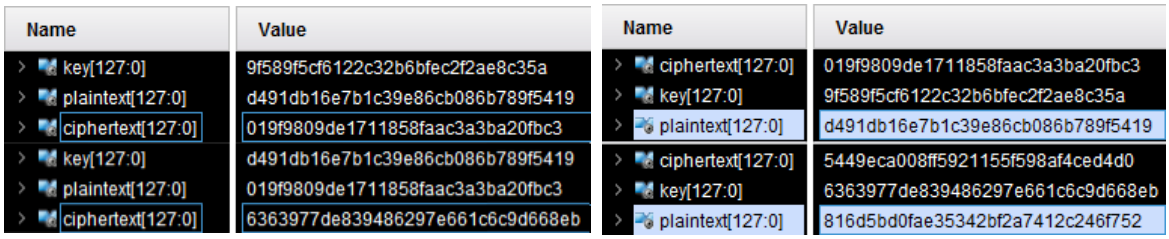


Figure 3: Scheme of component F [1]

4.1 SIMULATION

To verify the results and correct behaviour of components, simulation was executed on Artix-7 AC701 FPGA chip via XVDs. The behaviour and data-flow correspond with design and Twofish documentation [1]. The verification of results, which we can see on Figure 4a and 4b, of encryption and decryption with test vectors also from Twofish documentation [1] was correct. Now we have correctly working components design ready for the implementation.



(a) Results of encryption

(b) Results of decryption

Figure 4: Simulation example results

4.2 SYNTHESIS

The next step of implementation on hardware is synthesis, which is process of translating VHDL design description, maping into targeted technology and constructing a gate level netlist. Synthesis was performed on Xilinx Virtex-7 HT FPGA chip using XVDs. Synthesis was successful, without any complication. In Table 1 we can see used resources on FPGA chip with encryption design.

Table 1: Used resources on Xilinx Virtex-7 HT FPGA

Site type	Used	Available	Util %
LUTs	28229	433200	6.52
Bonded IOB	384	850	45.18

5 CONCLUSION

The purpouse of this paper was implemented Twofish cipher on FPGA platform by VHDL language. Simulation step, which used test vectors, verify functionality and results of components and whole design. Synthesis step performed functionality verification on specific FPGA chip. The next step will be optimization of used resources and optimization to the card interface and Netcope Development Kit. Final step will be implementation on the real hardware NIC card NFB-100G2Q with FPGA chip Xilinx Virtex-7 HT. Expected operating frequency is 60 MHz (speed approximately 7.5 Gbps).

REFERENCES

[1] SCHNEIER, Bruce, John KELSEY, Doug WHITING, David WAGNER, Chris HALL a Niels FERGUSON. *Twofish: A 128-Bit Block Cipher* [online]. 1998 [cit. 2017-10-14]. Available: https://www.schneier.com/academic/paperfiles/paper-twofish-paper.pdf

[2] PINKER, Jiří a Martin POUPA. *Číslicové systémy a jazyk VHDL*. Praha: BEN - technická literatura, 2006. ISBN 80-7300-198-5.

[3] Programovatelná logika II: FPGA. *Abclinuxu* [online]. [cit. 2017-11-02]. Available: http://www.abclinuxu.cz/blog/digital_design/2013/1/programovatelna-logika-ii-fpga

EFFICIENT SECURITY OF MODERN LOW-POWER WIRELESS COMMUNICATION TECHNOLOGIES

Vojtěch Blažek
Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT
E-mail: xblaze32@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radek Fujdiak
E-mail: fujdiak@feec.vutbr.cz

Abstract: This thesis deals with communication security in Sigfox networks. That includes studying the network's parameters and capabilities and then analysing the appropriate cryptosystems. The thesis contains a description of cryptography as such and a description of cryptosystems that could be implemented in end devices. From the selected cryptosystems, three of the most appropriate are selected based on the required properties, which are put into practice on the Arduino-based development kit and then experimental measurements are made to determine the basic features of the device.

Keywords: Internet of Things, Sigfox, Security Proposal, Encryption, One-Time Pad

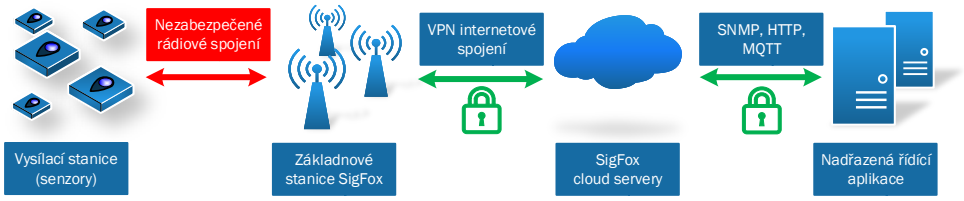
1 ÚVOD

Zabezpečování dat a chránění jejich obsahu před zneužitím je v dnešní době potřeba ve všech typech komunikací. Všechna data by měla být do jisté míry chráněna a šifrována, protože nikdy nevíte kdo a jak je chce zneužít. Tato práce je věnována návrhu zabezpečení komunikace bezdrátových nízkoenergetických moderních technologií. Především se tedy zabývá výběrem vhodných kryptografických algoritmů, implementací nejvhodnějších šifer do koncového zařízení a následným upravováním programového řešení a vývojového kitu za účelem zabezpečení zařízení proti prolomení a snížení odběru zařízení. Výsledné implementace podstoupí základní měření.

2 POPIS TECHNOLOGIE SIGFOX

Pro naše použití jsme si z možných LPWAN technologií vybrali technologii Sigfox. Sigfox je komunikační bezdrátový systém pro energeticky nenáročný přenos malého množství dat na vzdálenosti až několika kilometrů. Typickými oblastmi použití jsou odečty vody, elektřiny, plynu dále parkovací senzory, Industry 4.0, zabezpečovací zařízení atd. Sigfox je založen na topologii hvězda a pro komunikaci se používají rámce o celkové velikosti 26 bajtů, ze kterých je 0 až 12 bajtů určeno pro uživatelská data (Payload). Posílání zpráv je omezeno denně na 140 vysílacích zpráv a 4 zpětné zprávy. To vytváří omezení u použití, kde je zapotřebí odesílat data častěji [1].

SigFox používá některé mechanismy a nástroje k zabezpečení posílaných dat, ale neposkytuje bezpečnou komunikaci mezi koncovým zařízením a základnovými stanicemi (znázorněno na Obrázku 1). Data jsou dále zranitelná na Sigfox serverech, kde k nim do jisté míry mají přístup zaměstnanci Sigfox poskytovatele. Uživatelé by tedy měli vždy provádět dodatečné šifrování v rámci payloadu 12 bajtů. Teprve s využitím vlastního šifrování dat dostáváme opravdu bezpečnou end-to-end komunikaci [2].



Obrázek 1: Znázornění zabezpečení Sigfox komunikace (převzato z [2]).

3 NÁVRH ZABEZPEČENÍ

Výběr správné šifry je klíčový pro správné fungování zabezpečení na daném zařízení. Jelikož koncová zařízení Sigfox sítě by měla být co nejvíce energeticky úsporná, tak hlavním parametrem při výběru šifry je rychlost výpočtu. Při výběru vhodných šifer jsme uvažovali šifry zmíněné v Tabulce 1 a One-time pad šifru (zkráceně OTP). Tato šifra se od ostatních zmíněných šifer odlišuje tím, že používá jen operaci exkluzivního součtu XOR a díky tomu je také rychlejší než ostatní [3]. V této tabulce také naleznete hodnoty kolika hodinových cyklů procesoru je potřeba k zašifrování jednoho bajtu a k přípravě klíče společně s inicializačním vektorem (zkráceně IV).

Tabulka 1: Shrnutí výběru uvažovaných šifer (převzato z [4])

Název šifry	Počet bitů klíče	Cyklů na bajt	Cyklů na 12 bajtů	Cyklů k přípravě klíče a IV	Cyklů k přípravě a zašifrování 12 bajtů
ChaCha20	256	5,16	61,92	252	313,92
Salsa20	256	2,48	29,76	372	401,76
AES CTR	128	0,57	6,84	598	604,84
Sosemanuk	128	1,48	17,76	1049	1066,76
Panama	256	1,36	16,32	1803	1819,32
Poznámka: Vychází z Crypto++ Benchmark. Měřeno na procesoru Intel Core-i5 Skylake 2,7 GHz.					

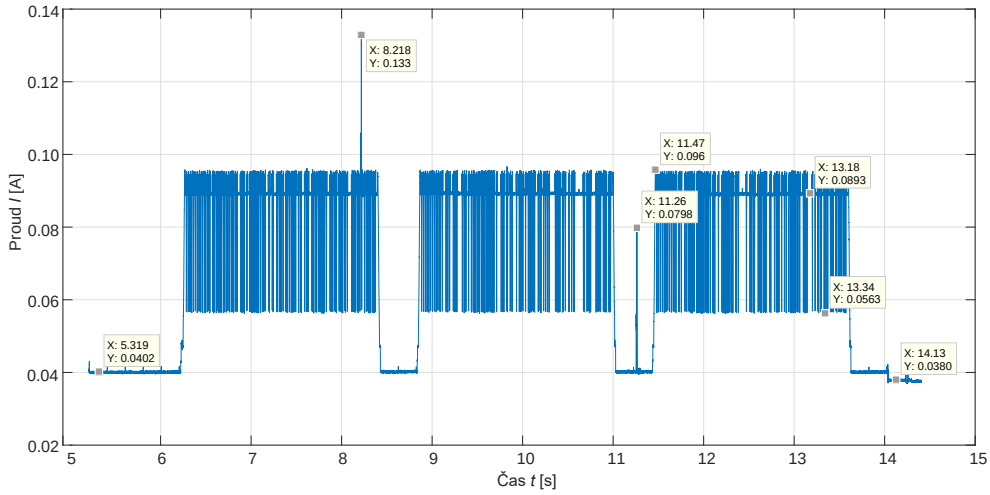
Pro další použití a implementaci jsme se rozhodli použít šifry ChaCha20, AES CTR a OTP. Jak z posledního sloupce tabulky vyplývá, tak šifra ChaCha20 je velice rychlá pro šifrování dvanácti bajtových zpráv, a proto ji budeme implementovat. Šifru AES jsme vybrali, protože má také dobrou rychlost šifrování a je obecně známá a široce nasazovaná. Proto bude sloužit jako dobrý příklad při srovnání s ostatními vybranými šiframi. Primárně se budeme zaměřovat na implementaci šifry OTP, protože je rychlejší a jednodušší než všechny ostatní uvažované šifry.

ONE-TIME PAD

Vernamova šifra, také známa jako One-Time Pad, je jednoduchý avšak účinný šifrovací algoritmus. Její princip spočívá v posunu každého znaku zprávy o určitý počet míst v abecedě. Každý znak se posouvá o náhodný počet míst, což určuje zcela náhodný klíč, který by měl znát jen odesílatel a příjemce. Prakticky dojde k náhradě náhodnými znaky a na tomto faktu je založen důkaz o nerozluštitelnosti této šifry. Jelikož šifra používá unikátní klíč pro každou zprávu, je velice důležité zajistit bezpečný přenos tajného klíče k příjemci. To se však nemusí dělat v případě použití synchronizovaných generátorů klíčů nebo předem vygenerované databáze klíčů [5]. Aby šifra fungovala musí splňovat určité podmínky. Jednou z podmínek je, že se klíč smí použít pouze jednou. Toto pravidlo je v binární variantě šifry velice důležité, protože pro operaci exkluzivní disjunkce (XOR, z anglického exclusive disjunction, značíme $\otimes$) platí: $(A \otimes X) \otimes (B \otimes X) = A \otimes B$ [5].

4 MĚŘENÍ ENERGETICKÉ NÁROČNOSTI

Cílem tohoto měření bylo zjistit jak hodně je provedené hardwarové řešení energeticky náročné a případně zjistit, která část algoritmu je nejvíce energeticky náročná. To by nám mělo pomoci při pozdější optimalizaci kódu. Měření bylo provedeno za pomoci přístroje N6705B Power Analyzer. Výsledkem měření je graf odebíraného proudu v závislosti na čase, který můžete vidět na Obrázku 2. Dalším výsledkem je hodnota celkového odběru na jednu zprávu. Tato hodnota se rovná výsledku integrálu $\int_{5,2}^{14,4} Idt = 0,6619$ A. Výsledek je vyšší, než jaký jsme očekávali. Tomu tak je z důvodu neoptimalizování programu, odesílání zprávy třikrát po sobě (bezpečnostní opatření technologie Sigfox) a také faktu, že Arduino UNO obsahuje mnoho aktivních vedlejších částí.



Obrázek 2: Graf změřeného odběru v závislosti na čase.

5 ZÁVĚR

Cílem této práce bylo navrhnout zabezpečení komunikace bezdrátové nízko-energetické komunikační sítě Sigfox. To bylo dosaženo postupným získáváním znalostí o komunikační síti a o vhodných šifrách. Další důležitou částí bylo vybrat tři nejvhodnější šifry a vhodně je implementovat. Vybrali jsme šifry OTP, ChaCha20 a AES CTR. Vše bylo zrealizováno na vývojové desce Arduino UNO, ke které byl připojen Sigfox modul s anténou a SD modul s paměťovou kartou, na které byli uloženy klíče potřebné pro šifrování. Práce bude dále pokračovat se zaměřením na snížení energetické náročnosti a zabezpečení zařízení proti prolomení.

REFERENCE

[1] VOJÁČEK, A. *SIGFOX - princip, struktura, protokol, použití* [online]

[2] KRPÁLEK, J. *Inteligentní řízení veřejného osvětlení v koncepci IoT* [online]. ČVUT v Praze. 2017

[3] TORNEA, O.; BORDA, M. E.; PILECZKI, V.; MALUTAN, R. *DNA Vernam cipher*[online], E-Health and Bioengineering Conference. 2011

[4] DAI, W. *Crypto++ 6.0.0 Benchmarks* [online]. Dostupné z: https://www.cryptopp.com/benchmarks.html

[5] ŠILHAVÝ, P. *Datová komunikace*, VUT v Brně, první vydání. 2012. ISBN: 978-80-214-4455-3

TOPOLOGY FOR NEXT GENERATION ACCESS NETWORK

Adam Kovář

Bachelor Degree Program (3.), FEEC BUT

E-mail: xkovar75@vutbr.cz

Supervised by: David Grenar

E-mail: xgren04@vutbr.cz

Abstract: This article consists of basic requirements, application of optical fibers and final simulation of this network in specific location. This template shows ideal construction of optical fiber network for this chosen location and also displays expected price of building this design of network. During making this work we have discussed all technologies which are possible to implement. We chose optical fiber with the right protection to be able to actually perform in the given location. As a final part of this work is also said which technology and where is it going to connect the people households in the village and as well as it is dealing with the industrial part of the village on the opposite side. For better understanding I attached a map showing the best path for the network best possible location. There is simulation which uses applications such as FTP, web browsing, multimedia content, VoIP and etc. that covers basic traffic on network and helped us to choose the topology compromising price and delay.

Keywords: Optical fiber. Single mode. Multimode. Protection. Optical fiber welding. Connecting of optical fibers. Attenuation. Optical fiber track. Excavation work. Setting up optical fiber. Blowing the optical cable. Connection of customers.

1 INTRODUCTION

This article aims to problematics connected to planning and network development of new generation access networks in terms of optical fiber medium. Network development of high speed access networks is really discussed topic in terms of needs to deliver high speed internet connection in order to cover all the needs of to get multimedia content and also to work with desired date from IoT which can flood network and result in collapse. This location is in interesting location and it is relatively close to back bone optical fiber network.

Content of this work consist of planning how to connect to backbone network and extend its network in the village Svitávka. Also, in next part is proof that built network can operate so I made a simple simulation of actual network topology to get information about functionality of the network with moderate application profiles which offers to run basic application on server and PCs to prove the usability and stability while it is in operation. There is idea of implementing some of the wireless access point to the most frequented places in village such as park and main square. This is nowadays trend which to enable people to make internet connect via Wi-Fi in such as places overseas, so it is time to count within our planning.

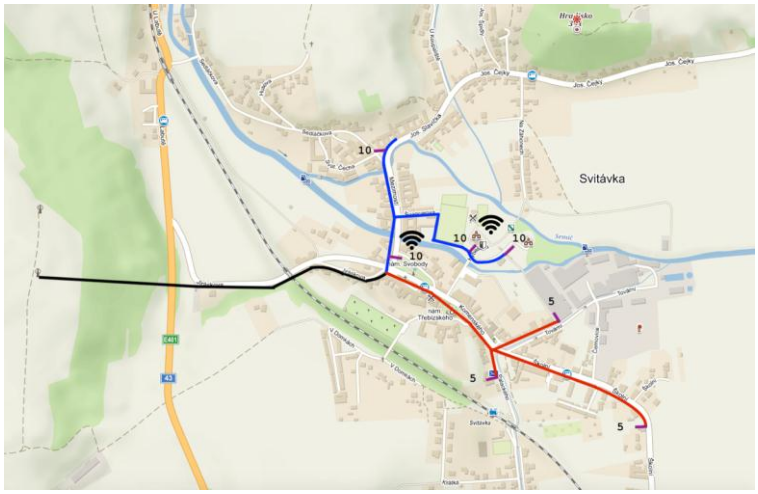
2 DESIGN OF ACCESS NETWORK

Main goal is to build as well as simulate network model which will be transparent enough to show how extending of this kind of optical fiber networks in villages can be build. This article deals with basic coverage in the location in order to deliver it as easy as possible in order to expand this network in future. That means we were placing the route of the optical fiber in more frequented places to offer possibility to add more branches in access network. Right now, it is planned to connect most frequented areas and most dense places in the village. Ability to be expandable later is really

important factor which needs to be considered while planning this kind of backbone network for chosen location. [1] [2]

2.1 LOCATION

Chosen destination Svitávka is located 40 km north from Brno. Even though, it is pretty small village various investors build industrial building and the growth of the village in last few years is really makeable. The plan is to connect the industrial part and also the residential part of the village to backbone optical fiber network nearby. The actual backbone network is owned by internet service providers which are offering great stability and high-speed connection. Due to their radio transmitter from different sites which are delivering data in case of some kind of error occurs during usage it is really reliable. The sites are covered by batteries backup which are granting its functionally up to 12 hours while an actual black out can happen.



Obrázek 1: Map of the optic fiber network

2.2 TECHNOLOGY

Route of optical fiber will be placed using excavation work only outside the village. In the location will be used technology called MCS-Road which is actually process when you make small channel into road or sidewalk where will be afterwards places the optical fiber. This technology is more expansive, but it will offer us ability to limit disrupt traffic in village to minimum what is really important due to existence of industrial buildings in the village. Own cable will be placed into HDPE tube with diameter of 40 mm where can be placed up to 19 micro fiber cables. We will squeeze into HDPE tube for example this micro fiber cable SXKO-MICRO-24-OS-HDPE. At the end of each branch will be placed switchboard which will deliver internet to desired place. [1] [2]

In industrial area will be build optical fiber network using technology FTTB (Fibre to the buiding) which deliver active element (switch) right on the inside wall of the desired building. Also, in addition there will be possible to connect to network through wireless access points or using ethernet cable. For residential are we will find must convenient place to connect as many customers as possible in closest distance to lower prices of additional expenses for customers. On public places we will place wireless access point which will offer 2.4 GHz and 5 GHz frequency which will offer to deliver reliable connection to stream multimedia content. [1]

2.3 MAP BACKGROUNDS

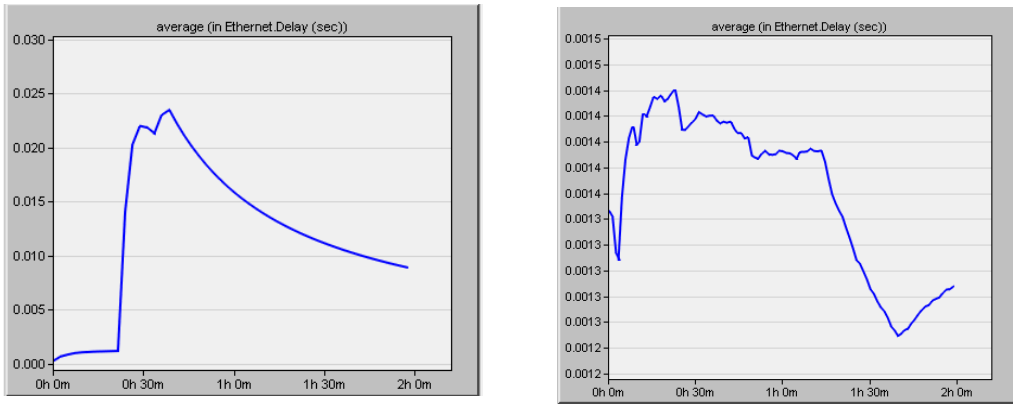
On this attached map we can see highlighted route from access point to backbone networks of its length 1.3 km. This route is heading towards 43/E461 going under through tunnel which will have to be dug under to limit traffic as less as possible also. The route will continue along the 37420 and

optical cable will be still placed just by simple excavation work after it enters the village it will change. The route is heading to main square and from there it is splitting into two. One is heading to residential part of the village (blue color) and the other to industrial (red color). Next but not last, information from this map is the purple colored marks which represent switchboards where is going to be possible to connect via cable to the high-speed internet connection. Number next to it is number of devices representing actual PC users placed for simulation in order to simulate the network in real time.

2.4 SIMULATION

Actual simulation was built in RiverBed application with offers various application and profile configuration to run on the server and start on single PC. Each application profile is configured in specific order that means we can set up how big usage of network will it use and also when they should turn on and how long should they work. All the applications are set to maximum level that means that actual delay times will be much smaller in real network.

The key of this simulation is to show the network delay while the network will be in use. First 15 minutes represent usage in residential area and using basic network applications, next 30 minutes is displaying industrial part which consist of more demanding applications and the rest of this are wireless access points. Comparison between these two pictures is delay depending on the chosen topology. Left one picture is tree and the other one is story topology. Delay on story topology is smaller but compared to the tree topology is not that striking so we can choose tree topology. Also, in addition we can see that even maximum usage if applications in residential area has small impact on the delay in network. On the other hand, the middle the industrial has the most traffic and that's the reason why we chose the FTTB technology to limit this delay to minimum. Both topologies run the same application profile at the same time.



Obrázek 2: Comparison between delay on different topologies.

3 CONCLUSION

This article aims on implementing optical fiber networks in rural areas and analyzing possibilities. Also, one of the corner stones of this paper is actual proposal of network in chosen location with simulation which is proving its stability and also show us the actual usage of network and resulting in which technology should be implemented to make it the most reliable.

REFERENCES

[1] FILKA, Miloslav. *Optoelektronika pro telekomunikace a informatiku*. Brno: M. Filka, 2009. ISBN 978-80-86785-14-1.

[2] LAFATA, Pavel a Jiří VODRÁŽKA. *Optické přístupové sítě a přípojky FTTx*. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2014. ISBN 978-80-01-05463-5.

ADVANCED FTP SERVER

Jan Matoušek
Bachelor (3), FEEC BUT
E-mail: xmatou27@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomáš Horváth
E-mail: horvath@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with the installation of an advanced FTP server called GlFTPd, which runs as a daemon on Linux operating system and connects it with the PZS-NG plugin, which allows you to validate the CRC of the files on the server. There are some properties listed in this text as well as possibility to sort music by the author, the genre, etc.

Keywords: GlFTPd, Linux, PZS-NG

1 ÚVOD

Pro přenos souborů přes síť Internet může být použito mnoho protokolů. Jedním z nich je i protokol FTP (File Transfer Protocol), který pracuje na aplikační vrstvě. Pracuje na principu klient-server a používá ke komunikaci dvě transportní spojení TCP (Transmission Control Protocol), avšak tato spojení nejsou nijak zabezpečena proti odposlechu. Některé FTP servery mohou umět i více, než jen ukládat data. Umožňují například ověřovat kontrolní součty souborů. Pro ukázku byl vybrán démon GlFTPd (GreyLine File Transfer Protocol Demon).

2 GLFTPD

Lze jej nainstalovat na různé operační systémy, například FreeBSD nebo Linux. V těchto systémech vystupují jednotlivé služby jako tzv. démoni. Instalace a konfigurace probíhala na systému Linux Debian ve virtuálním stroji. Je použita vlastní databáze uživatelů (neovlivňuje tedy systémové uživatele) a obsahuje některé další zajímavé vlastnosti: [1]

- Omezení šířky přenosového kanálu a možnost nastavení Upload/Download poměru pro uživatele nebo skupiny.
- Výpočet CRC pro nahrávané soubory.
- Možnost spravovat uživatele a skupiny online (přes SITE příkazy).
- Integrace SSL/TLS.
- Vysoká konfigurovatelnost aj.

Zajímavá je také kombinace s pluginem s názvem PZS-NG (Project ZS – Next Generation) viz dále.

2.1 PZS-NG

Tento plugin je napsán v jazyce C a je možné jej použít s FTP démony GlFTPd verze 1.x a 2.x a cuftpd verze 1.x. Lze jej nainstalovat na operační systémy Linux, FreeBSD, OpenBSD a další.[2] Některé vlastnosti pluginu:

- Záznamy informací o souborech sfv, mp3, informací o prvním nahraném souboru a informací o kompletnosti dat.
- Vytváření souborů -missing pro jednodušší určení, které soubory chybí například dle informací v sfv souboru aj.

Je umožněno ověřování CRC součtů, třídění hudby podle žánrů, autora atd. Dále jsou vedeny detailní statistiky o nahrávaných souborech.[2] Některé volby je třeba povolit v nastavení.

2.2 INSTALACE A KONFIGURACE

Instalace GlFTPd by vyžadovala práva administrátora (root), stažení instalačních souborů a spuštění instalačního skriptu `./installgl.sh`. Konfigurační soubor by se měl ve výchozí konfiguraci nacházet v `/etc/`, případně v adresáři s instalací GlFTPd. Vybrané konfigurační volby jsou uvedeny níže.

Volby `pre_check` respektive `post_check` umožňují spustit externí příkazy (např. dupecheck, zipscript) reprezentující první parametr. Pokud by měl být spuštěn nějaký příkaz před (pre) nebo po (post) nahrání souboru na server, bylo by rozhodnutí provedeno použitou volbou. Volba `calc_crc` slouží k počítání kontrolních součtů nahrávaných souborů.[1]

Pokud by měl být vytvořen FTP uživatel na serveru, provedlo by se to přes tzv. SITE příkazy. Jeden uživatel se jménem glftpd a heslem glftpd je již vytvořen a je přístupný jen přes lokální smyčku.

```
site adduser username password
```

Pokud by měl být uživatel smazán, stačilo by použít `site deluser username`. Změnu nastavení účtů by bylo možné provést příkazem `site change`. Tento příkaz má spoustu možností, umožní například změnu poměru upload/download, nebo zvýšení práv na administrátora atd. Pokud bude potřeba nápověda, příkaz `site help` by vypsal všechny SITE příkazy, které je možno zadat.[1]

Pokud by se instaloval Zipscript plugin PZS-NG, bylo by opět nutné stažení souborů programu a rozbalení na disk. Dále by bylo potřeba provést konfiguraci příkazem `./configure`. Poté by došlo k vytvoření konfiguračního souboru `zsconfig.h`. Jedná se o hlavičkový soubor obsahující tzv. deklarace. Některé volby jsou opět uvedeny.[2] Výchozí volba je vzhledem k adresáři s instalací GlFTPd.

sitepath_dir označuje umístění dat nahraných na server. Standardně je nastaveno /site/.

sfv_dirs tato volba označuje složky, kde se mají kontrolovat CRC součty s údaji v sfv souboru. Cesty k adresářům jsou oddělené mezerou.

create_missing_files hodnota TRUE vytvoří na serveru chybějící soubory ve tvaru název_souboru-missing s velikostí 0 B. Tyto soubory budou odstraněny po nahrání patřičných dat do adresáře.

storage určuje adresář, kde si může PZS-NG ukládat údaje jako jsou statistická data o tom, ze kterého účtu bylo nahráno kolik souborů atd. Výchozí hodnota: `/ftp-data/pzs-ng/`.

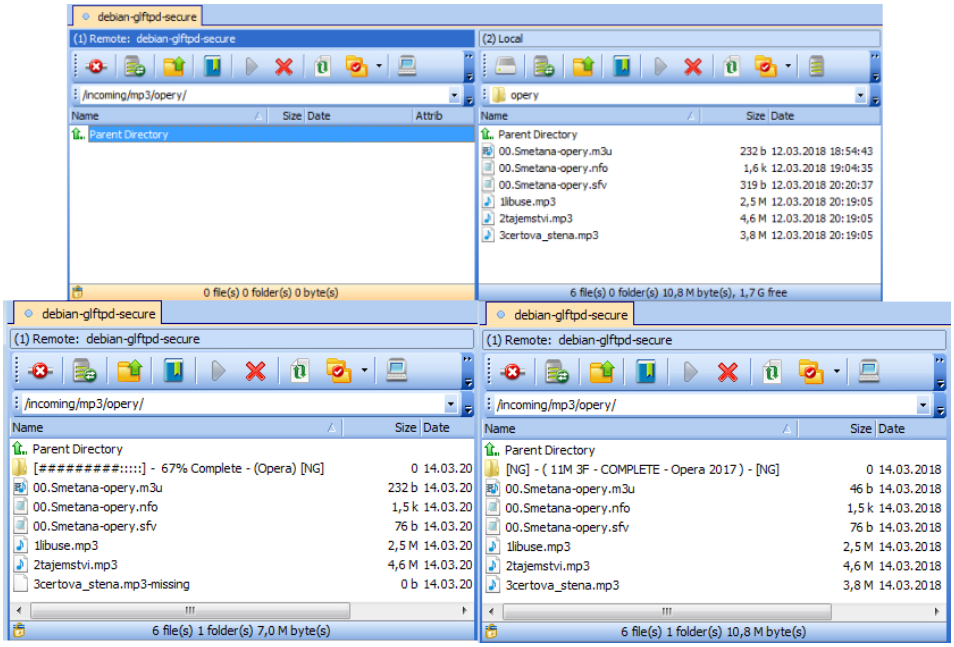
Po změně konfigurace, by se provedl překlad a následně instalace příkazem.

```
make && make install
```

Poté by bylo třeba provést překopírování knihoven pomocí skriptu `libcopy.sh` umístěném v adresáři se zdrojovými kódy v `pzs-ng/scripts/libcopy/`

Pro propojení s GlFTPd by se do konfiguračního souboru GlFTPd uvedla informace, že má být používán zipscript a počítány CRC součty viz níže.[2, 3]

```
calc_crc *
post_check /bin/zipscript-c *
```



Obrázek 1: Ověřování CRC

3 ZÁVĚR

Byla prezentována instalace GlFTPd a pluginu PZS-NG. Bylo poukázáno na některé pokročilejší možnosti FTP za použití GlFTPd instalovaném na operačním systému Linux. Na obrázku 1 je ukázána funkčnost ověřování CRC a třídění podle žánru. GlFTPd server umožňuje používat šifrování TLS a s pluginem PZS-NG zvládá ověřovat CRC součty souborů, vést o nich statistiky nebo zabraňovat nahrávání určitých dat.

REFERENCE

[1] *GlFTPd :: We make files transfer!* [online]. ©1997-2012 [cit. 21. 11. 2017]. Dostupné z: https://glftpd.eu/

[2] GitHub - pzs-ng/pzs-ng: A realtime CRC addon made specifically for glftpd. *The world's leading software development platform · GitHub* [online]. 2017, Dec 26, 2017 [cit. 12. 2. 2018]. Dostupné z: https://github.com/pzs-ng/pzs-ng

[3] *Mewbies.com Tutorials for the Installation and Usage of Softwares for Linux, Mac, Windows and iOS* [online]. 2014 [cit. 3. 12. 2017]. Dostupné z: http://mewbies.com/

DETECTION OF DEFERRED LUGGAGE IN PUBLIC AREAS

Roman Ligocki
Bachelor, VUT FEEC
E-mail: xligoc02@vutbr.cz

Supervised by: Václav Uher
E-mail: vaclav.uher@vutbr.cz

Abstract: Goal of this paper is to describe created program for detection of deferred luggage in public areas, that could be possibly dangerous for their surrounding. Text describes usage of neural network YOLO for object detection from digital image. Paper also contains description of used object tracking algorithm and formula for image comparison. Algorithm for object tracking, has been implemented based on image comparison and distance between objects. Result of this project is application, that is able to detect deferred luggage.

Keywords: Deferred luggage, Object detection, Neural network, Security

1 TEORETICKÝ ÚVOD

V dnešních časech se velmi často mluví o teroristických útocích, které jsou páchany na veřejných prostorech. Oběti v tomto případě jsou civilní osoby. Problémem je, že kromě detekce a následné neutralizace teroristické složky pomocí tajných služeb, je jedinou možností zachytit pachatele před spáchaním teroristického útoku. Z důvodu, že pachatel většinou chce spáchaný zločin přežít, je nutné aby útok byl proveden nepřímo. Příkladem může být atentát pomocí výbušné bomby ukryté v cestovním kufru. Tato práce se věnuje návrhu programu, který bude schopen na základě snímku z bezpečnostní kamery detekovat opuštěná zavazadla, která mohou být nebezpečná svému okolí. Program byl implementován v programovacím jazyce Python

2 POPIS VSTUPNÍCH DAT

Pro návrh programu bylo použité video z soutěže, kde účastníci měli za úkol navrhnout program schopný detekovat odložená zavazadla. Pro účely soutěže vznikla sada videií, kde jsou nasimulovány různé případy manipulace se zavazadlem. Různorodnost videií umožnuje testovat robustnost algoritmu. Může se jednat o velký dav, který s velkou frekvencí prochází před zavazadlem. Algoritmus v takovém případě musí být dostatečně robustní a podezřelé zavazadla i při nepříznivích podmínkách detekovat.

3 POPIS VLASTNÍHO ŘEŠENÍ

Pro zachycení obrazu z veřejného prostoru je nutné použít kameru. Výstupem z této kamery je nejčastěji video sekvence poskládaná z třiceti nebo šedesáti snímku za sekundu. Každý snímek po nahrání do paměti pomocí knihovný je reprezentován tensorem, tedy polem se třemi rozměry. Dva rozměry jsou v tomto případě výška a šířka obrazu v pixelech. Třetí rozměr jsou tři barevné vrstvy. Na těchto snímcích se pohybují osoby a zavazadla, které program následně má za cíl detekovat a vyhledat mezi nimi podezřelá zavazadla

Pro řešení tohoto problému došlo k návrhu a implementaci programu. Program se skládá ze tří části:

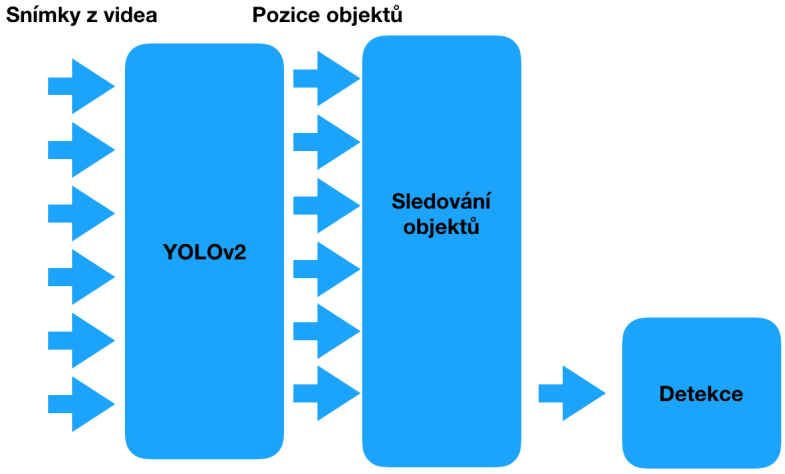
zachycení snímku z video sekvence, detekce osob a zavazadel v obrazu a detekce odloženého zavazadla

V první části programu se používá framework OpenCV, který slouží pro práci s obrazem. Z videa se sekvenčně vytahují snímky, které se ukládají do paměti v podobě tenzoru. V této části programu rovněž dochází ke změně rozlišení obrazu dle vstupu neuronové síťě.

Druhá část programu je složená z neuronové sítě YOLO, která detekuje objeky na snímcích a python wrapperu pro ovládání této neuronové sítě. Z důvodu, že neuronové sítě jsou výpočetně náročné, bylo nutné pro jejich akceleraci použít grafické jednotky s integrovanými CUDA procesory. Vstupem do wrapperu ovladajícího YOLO síť je snímek s rozlišením 488x488 pixelů. Výstupem jsou pozice objektu a jejich klasifikace, zda se jedná o člověka nebo zavazadlo. Pozice jsou dále použitá pro vytvoření snímku, kde se zobrazují detekované objekty a jejich klasifikace, nebo pro algoritmus sledující objekty v čase.

Pro sledování objektů mezi snímky byl navržen vlastní algoritmus na základě porovnávání výstřižků objektů z aktualního snímku s vystřižky objektů z předchozího snímku. Rozdíl je vypočten pomocí střední kvadratické odchylky (MSE), která se počítá pro každou barevnou vrstvu z každého pixelu snímku. Pro výpočet střední kvadratické odchylky se používá vzorec 1. Vzniklá chyba se násobí vzdáleností objektů mezi sebou. Objekty, mezi kterými vznikla nejmenší chyba a zároveň nepřásáhla pevně stanovenou hodnotu, jsou považovany za stejný objekt.

$$MSE = \frac{1}{MN} \sum_{m-1}^{i=0} \sum_{n-1}^{j=0} [I(i,j) - K(i,j)]^2 \tag{1}$$



Obrázek 1: Grafické znázornění struktury programu

Program rovněž ukládá informace o pohybu objektů, což umožnuje zjistit podobnost křivek pohybů objektů. Na základě podobnosti pohybu se pak vyhodnocuje, zda zavazadla mají vlastníka mezi osobami na snímku. Pokud zavazadlo nemá svého majitele a nepohybuje se, zařadí se zavazadlo mezi podezřelá a dojde k jeho upozornění na výstupním videu pomocí červeného čtverce. Vzorec 2 slouží k výpočtu podobnosti křivek a jejich vzdáleností. V nejnovější verzi programu je již navržená pamět, která uchovává informace o objektu pevně nastavený čas. To zamezuje ztrátě informací o pohybu objektu, který vstoupil za překážku. Když objekt opětovně vstoupi do viditelné oblasti, porovná se jeho výstřižek se všemi objekty v paměti. Pokud je nalezen podobný objekty, tedy poslední výstřižek před vstupem za překážku, přenesou se všechny informace z času před vstupem za překážku.

$$d = \sum_{i}^{n} \sqrt{(x_{1i} - x_{2i})^2 + (y_{1i} - y_{2i})^2} \tag{2}$$

4 VÝSLEDKY

Výsledkem práce je program, který detekuje potenciálně nebezpečné zavazadla na veřejných prostorech, kde tyto zavazadla mohou být nebezpečná svému okolí. Detekce je prováděna pomocí neuronové sítě pro detekci osob a zavazadel a implementovaného algoritmu pro sledování pohybu objektů a následné detekce vlastnictví zavazadla. Pokud je zjištěno, že zavazadlo nemá vlastníka a zároveň se nepohybuje, zavazadlo je na výstupním videu označeno červeným čtvercem. Tímto označením zavazadla dochází k upozornění obsluhy programu.



Obrázek 2: Výsledná detekce programu

5 ZÁVĚR

V této práci došlo k úspěšné implementaci programu, který je schopen detekovat potenciálně nebezpečná zavazadla. Program ještě stále není připraven na realné použití. Důvodem je chybějící implementace grafického uživatelského rozhraní a možnost přípojit IP kameru. Tedy v den odevzdání práce do souťěže EEICT je velký prostor pro vylepšování programu.

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu semestrální práce panu Ing. Václavu Uhrovi, za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

REFERENCE

[1] REDMON, Joseph, Santosh DIVVALA, Ross GIRSHICK a Ali FARHADI. You Only Look Once: Unified, Real-Time Object Detection. In: 2016 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR) [online]. IEEE, 2016, s. 779-788 [cit. 2017-11-25]. DOI: 10.1109/CVPR.2016.91. ISBN 978-1-4673-8851-1. Dostupné z: http://ieeexplore.ieee.org/document/7780460/

[2] How-To: Python Compare Two Images - PyImageSearch. PyImageSearch - Be awesome at OpenCV, Python, deep learning, and computer vision [online]. Copyright © 2017 PyImageSearch. All Rights Reserved. [cit. 29.11.2017]. Dostupné z: https://www.pyimagesearch.com/2014/09/15/python-compare-two-images/

EXPERIMENTAL NETWORK COVERAGE MEASUREMENT

Martin Štrajt
Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT
E-mail: xstraj02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radek Fujdiak
E-mail: fujdiak@feec.vutbr.cz

Abstract: The primary focus of my project is a long-range low-power communication technology called LoRaWAN. It contains the definition and integration of Low Power WAN Networks and also lists of some uses and some examples of representative. The theoretical part explains in detail the used modulation, frequency and associated limitations. The practical part includes simulation of coverage with a description of the simulation method and the last chapter of the measurement, which describes the description of the measuring device, the measurement methodology and a brief outline of the connection the device to the network.

Keywords: LoRaWAN, LPWAN, IoT, Simulation, Coverage, Longley-Rice, ITU-R P.526-11

1 ÚVOD

LoraWAN je nová komunikační technologie navržena pro potřeby IoT (Interenet of Things) potřeby. Kombinuje výhody velmi nízké energetické náročnosti a přitom velkého dosahu díky svým technikám rozprostřeného spektra dovede dekódovat přijatý signál i hluboko pod hladinou šumu. K získání co nejlepších výsledků při prováděném měření a simulací, je nutné porozumět principu modulace a všem okolnostem které mají konečný vliv na provedené simulace a měření. První část práce se tak zabývá unikátním popisem chirp modulace, rozborem využívaného frekvenčního pásma a omezení při jeho užívání a všemi parametry ovlivňující výsledný signál, jako například šířka pásma, střída, kódový poměr a činitel rozprostření. LoRaWAN využívá kódový multiplex [1] a je tak nutné, aby byl příjemce schopen detekovat signál pod hladinou šumu. To napomáhá dosažení velkých vzdáleností přenosu a tak nejsou potřebné velké výkony vysílačů a zařízení ve výsledku splňují přísné požadavky na energetickou náročnost. Dále byla rozebrána situace ve frekvenčním spektru, konkrétně frekvenční rozsah využívaný probíranou technologií a různá omezení plynoucí z nařízení a doporučení českého telekomunikačního úřadu a evropské rady jako je střída a maximální vyzářený výkon jednoho zařízení. Tyto podmínky provozování sítě, jsou uvedeny i ve specifikaci vydané lora aliancí, které jsou v práci také shrnuty spolu s popisem tříd a nastavitelných parametrů modulace. Krátký úsek je také věnován lokalizační službě, kterou LoRaWAN nabízí. Dosud však není stanoveno konkrétní provedení samotné lokalizace, a tak zde byla popsána trilaterace, tedy výpočet vzdálenosti na základě času přijaté zprávy 3 mi a více branami [2].

2 SIMULACE

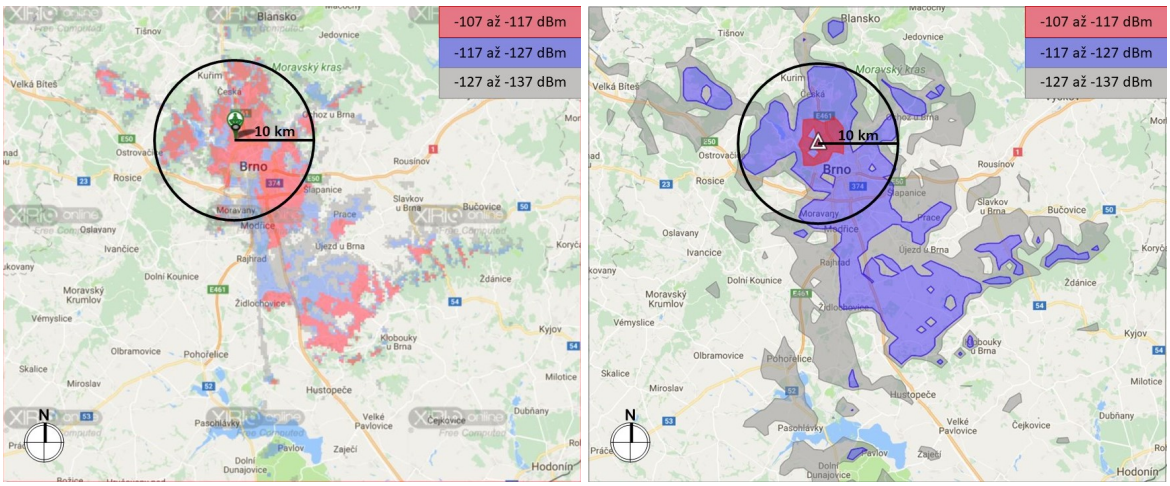
Pro reálnou představu možností technologie LoRaWAN bylo potřeba vytvořit simulace pokrytí. Následující částí je tak kapitola simulací, ve které jsou popsány techniky simulace a samotné výsledky simulování pokrytí města Brna a jeho okolí. Parametry simulací byly zvoleny s ohledem na co možná největší podobu s budoucím měřením. Tyto výsledky budou ověřeny v následné bakalářské práci. Pro tyto měření byl zakoupen testovací modul. Dále byla navržena sada měřicích technik, které budou v budoucí bakalářské práci prakticky provedeny a výsledky těchto testu budou zpracovány do podoby

map pokrytí. Tyto mapy budou nakonec porovnány se simulacemi a výsledky budou vyhodnoceny. V Tabulce 1 jsou uvedeny nejdůležitější parametry, které byly vloženy do nastavení simulačních nástrojů. Řádek výkon obsahuje výkon do antény a je uveden ve dvou odlišných jednotkách a to z toho důvodu, že dva ze simulačních nástrojů vyžadují tento parametr ve watech a zbylé dva v decibelech nad miliwatem. Oboje hodnoty jsou však ve výsledku téměř shodné, neboť 8 dBm se přibližně rovná 6,25 mW.

Tabulka 1: Tabulka základních parametrů jednotlivých simulací

	CRC	Xirio	RadioMobile	TowerCoverage
Výška antény	28 m	28 m	28 m	28 m
Frekvence	868 MHz	868 MHz	902 MHz	868 MHz
Výkon	6,25 mW	8 dBm	6,25 mW	8 dBm
Zisk antény	8 dBi	8 dBi	8 dBi	8 dBi
Ztráty na vedení	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB
Poarizace	Horizontální	Horizontální	Horizontální	Horizontální
Typ antény	Omni	Omni	Omni	Omni
Azimuth	0°	0°	0°	0°
Výška mob. antény	2 m	2 m	2 m	2 m
Zisk mob. antény	2 dBi	2 dBi	2 dBi	2 dBi

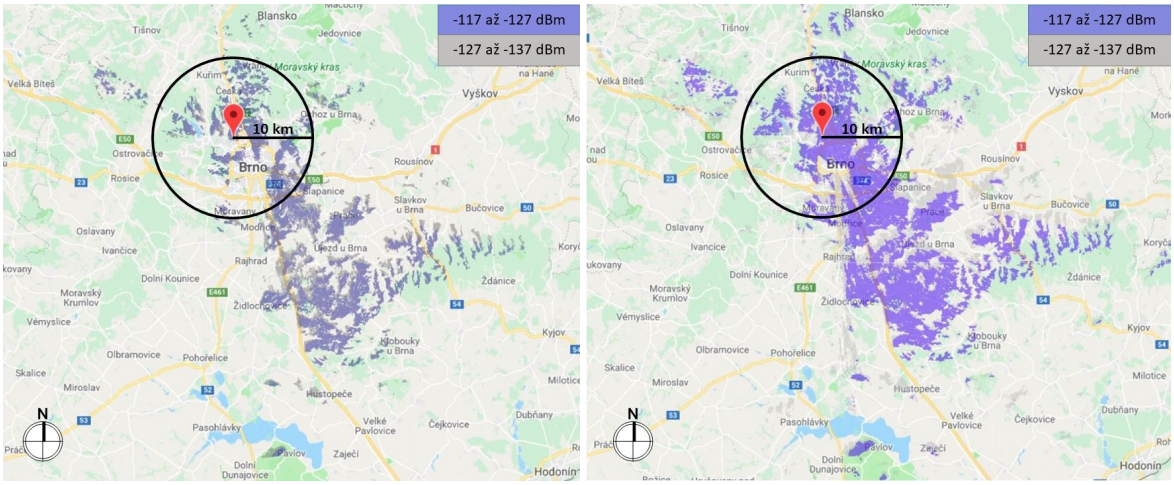
První ze simulací byla provedena tzv. Longley–Rice metodou predikování útlumu rádiových signálů. Parametry byly nastaveny tak, aby se co nejvíce podobaly reálným podmínkám. Vysílací stanice (tzv. Gateway) byla na mapě umístěna do areálu budovy T12 na ulici Technická v Brně do výšky 28 metrů ve vertikální poloze. Mezi definované parametry antény patří zisk a vyzařovací diagram. Výška přijímače byla stanovena na 1,5 metru nad zemí, vzhledem k budoucímu měření pokrytí. Dále byli nastaveny parametry jako povrchová refraktivita, dielektrická konstanta země, vodivost zeminy a klimatická oblast měřené oblasti. Použitá anténa má zisk 8,15 dBi, neboli 6 dBd. Tento zisk byl zahrnout do výpočtu výkonu vysílače, neboť maximální vyzářený výkon je součtem výkonu vysílače a zisku antény a nesmí překročit stanovenou hodnotu 14 dBm, jak to ukládá národní kmitočtová tabulka a samotná specifikace protokolu LoRaWAN.



Obrázek 1: Vlevo simulace programem Xirio a v pravo simulace Longley-Rice

Simulace na Obr. 1 byla provedena profesionálním programem pro simulace radioelektrického pokrytí Xirio. Parametry byly stejně jako u předchozí simulace nastaveny tak, aby se co nejvíce podobaly reálným podmínkám. Oproti ostatním simulacím tento program využívá odlišnou metodu

predikce útlumu a jako jediný dovoluje výběr konkrétní modulace. Počítá tedy s parametry jako je kódový poměr, které ovlivňují výsledné pokrytí. Tato metoda nese označení ITU-R Rec. P.526-11. Je to doporučení vydané Radiokomunikačním sektorem mezinárodní telekomunikační unie ITU. Simulační nástroj TowerCoverage poskytuje pouze dvě rozmezí vykreslení síly signálu a je odvozen od nástroje RadioMobile. Výsledek predikce pokrytí poskytnutá nástrojem TowerCoverage můžeme vidět na Obr. 2 vlevo. Simulace RadioMobile podobně jako u TowerCoverage vykresluje jen dvě rozhodovací úrovně přijímaného signálu. RadioMobile nepodporuje frekvenční rozmezí od 460 MHz do 902 MHz, a tak byla tato simulace zhotovena pro frekvenci 902 MHz, což má pouze nepatrný dopad na výsledné pokrytí.



Obrázek 2: Vlevo simulace TowerCoverage a v pravo simulace RadioMobile

3 ZÁVĚR

Klíčovým rozdílem predikčních programů je standard podle kterého se počítá útlum mezi dvěma body na mapě. Zatímco TowerCoverage a RadioMobile využívají ITM, program Xirio využívá ITU-R a CRC využívá Longley-Rice, která vychází také z ITM. Z mapových výsledků lze pozorovat, že nejlepší pokrytí vykreslil program Xirio a to zejména díky tomu, že jako jediný nástroj uvažuje výhody systému LoRa. Simulace Longley-Rice znázorňuje obsahově největší pokrytí, avšak oproti Xiriu s nižší úrovní signálu. Nejmenší pokrytí avizuje simulátor TowerCoverage. Tvarem je podobný příbuznému RadioMobile, jehož objem je větší a to i přes skutečnost, že u něj byla nastavena kratší vlnová délka. Příčinou tohoto rozdílu je nastavení "hustoty"jednotlivých prostředí, kterými signál prochází. Dalším parametrem který ovlivnil výsledek je povrchová refraktivita a konduktivita země, tyto parametry čerpá každý simulátor z map jednotlivých lokací, například TowerCoverage využívá povrchové podklady vydané Evropskou agenturou pro životní prostředí. V následujících měsících budou simulace ověřeny praktickým měřením pomocí již zhotovené vývojové sady a s porovnáním výsledku pak bude možno vyhodnotit nejvěrohodnější simulátor, pro danou technologii.

REFERENCE

[1] KLAUDER, J. R., A. C. PRICE, S. DARLINGTON a W. J. ALBERSHEIM. The Theory and Design of Chirp Radars. *Bell System Technical Journal* [online]. 1960, 39 (4), 745-808 [cit. 2017-12-03]. DOI: 10.1002/j.1538-7305.1960.tb03942.x. ISSN 00058580.

[2] FARGAS, Bernat Carbones a Martin Nordal PETERSEN. GPS-free geolocation using LoRa in low-power WANs. In: *2017 Global Internet of Things Summit (GIoTS)* [online]. IEEE, 2017, 2017, s. 1-6 [cit. 2018-03-04]. DOI: 10.1109/GIOTS.2017.8016251. ISBN 978-1-5090-5873-0.

INTERNET PROTOCOL TELEVISION AT THE ACCESS NETWORKS OF THE NEW GENERATION

Andrzej Szymeczek
Bachelor FEEC BUT
E-mail: xszyme01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: David Grenar
E-mail: xgrena04@vutbr.cz

Abstract: The aim of the project is to make the network where IPTV service is functional and after then to test the facilities and specifications of this network. The resoults were gain by the simulator program GNS3 by using real devices.

Keywords: IPTV, Bandwidth, RTP, Multicast, IGMP, GNS3.

1 ÚVOD

Internet se stává stále více oblíbený a používaný. S tím souvisí i množství nově vznikajících možností a forem využití připojení k internetu. Jedna z nově vzniklých služeb je služba IPTV. Tato služba poskytuje televizní přenos přes internet. Má se jednat o určitého nástupce klasické televize, která je běžně zprostředkována pomocí satelitu, nebo kabelového připojení. V současné době se IPTV stává více známější službou, která láká mnoho potencionálních uživatelů. IPTV s sebou nese spoustu výhod, ale také výzev, které pokud se je podaří úspěšně vyřešit, pak tato služba bude využívána a oblíbená.

2 TELEVIZE PŘES INTERNETOVÝ PROTOKOL

Zjednodušeně by šlo tuto službu nazvat - televize přes internet. Služba IPTV zahrnuje multicastové vysílání televize, službu VoD (Video on Demand), VoIP (Voice over Internet Protocol), webový přístup. IPTV představuje jinou infrastrukturu než běžné televizní služby. Pozemní digitální vysílání (DVB-T/T2) využívá vysílání souvislého toku pořadů, seriálů a filmů. Uživateli se nabízí pouze možnost zapnout daný kanál a sledovat to, co právě ve vysílání běží. IPTV obsahuje dvoucestnou, interaktivní komunikaci mezi operátory a uživateli. Tato komunikace rozšiřuje možnosti pro uživatele, který může sám volit a kombinovat dle vlastní potřeby a zájmu, co bude sledovat. Uživateli přibyly nové funkce jako jsou pauza, přetočení dopředu, přetočení dozadu atd. VoIP, VoD spolu s dalšími službami, které jsou zahrnuty do služby IPTV, se musí doručovat klientům prostřednictvím širokopásmového připojení se zárukou QoS (Quality of Service) [**?**].

Ke správnému a efektivnímu využití potenciálu služby IPTV je zapotřebí, aby služba disponovala těmito komponenty:

- Zdroje IPTV s databázemi a obslužnými programy.
- Vysokorychlostní internet, který je tvořen optickou páteřní sítí, s funkcemi multicastingu a zárukou QoS.
- Vysokorychlostní přístupové sítě jako ADSL, ADSL2 +, VDSL, FTTC, FTTH.
- Uživatelské zařízení pro IPTV, jako jsou digitální televizory.

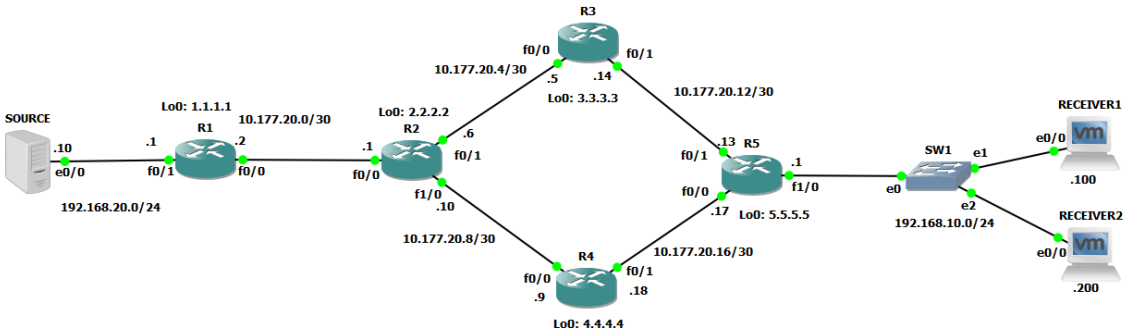
Uživatelské funkce IPTV:

- Vlastní výběr TV programu, kanálu s krátkou dobou změny.
- Uložení obsahu na lokálním uložišti s nepřetržitou možností sledování uloženého obsahu.
- Zaručení standardní televizní kvality.
- Nízké náklady pro uživatele.

3 SLUŽBA IPTV V SIMULAČNÍM PROSTŘEDÍ GNS3

Počítačové sítě se v dnešní době prakticky nedají pouze navrhnout a hned realizovat, protože by rychle vyvstaly problémy, které by mohly mít za důsledek neočekávané chování sítě, nefunkčnost sítě, či peněžní škody. Simulátory, ve kterých lze otestovat funkci sítě, umožňují předejít těmto problémům. Volně dostupný simulátor GNS3 umožnuje ve virtuálním prostředí efektivně navrhnout požadovanou topologii s nasazením síťových prvků odpovídajícím reálným zařízením [2]. Program umožňuje analyzovat, měřit parametry sítě. Tento program využívá uživatelského grafického rozhraní, ve kterém lze lehce vytvářet vlastní topologie s konkrétní funkčnosti.

Tato topologie je znázorněná na obrázku 1. Na obrázku se nacházejí IP adresy jednotlivých sítí a názvy rozhraní. Komunikace v síti mezi jednotlivými zařízeními je zajištěna pomocí dynamického směrovacího protokolu OSPF z důvodu využití algoritmu SPF (Shortest Path First), který vypočítává nejvýhodnější trasy do jednotlivých sítí.



Obrázek 1: Topologie simulované sítě

Topologie obsahuje 5 routerů s operačním systémem Cisco IOS. Jedná se o routery Cisco 3725, které disponují dvěma rozhraními FastEthernet přímo na základní desce. Dále pak třemi sloty pro připojení WIC rozhraní (tzn. maximálně 6 sériových portů) a dva přídavné síťové moduly (32 portů typu FastEthernet, nebo 8 sériových portů). Tato topologie obsahuje také jeden EthernetSwitch, který je zakomponován v simulátoru GNS3 a obsahuje nejzákladnější funkce přepínačů, které pro svůj účel v této topologii postačí. Součástí této topologie jsou i dvě koncová zařízení a vysílací server. Koncová zařízení představují dva virtuální počítače (RECEIVER1 a RECEIVER2) a také vysílací server představuje virtuální počítač. Operační systém virtuálních počítačů je Windows XP.

Po zprovoznění sítě a ověření funkčnosti všech rozhraní a schopnosti komunikace začala práce na virtuálních počítačích. Nejdříve proběhla konfigurace síťových karet všech tří virtuálních zařízení na požadované IP adresy. Následně proběhla instalace programu pro vysílání v případě virtuální stanice serveru (Source), či přijímacího softwaru v případě přijímacích stanic (RECEIVER1, RECEIVER2). V síti je nastavena podpora vícesměrového vysílání, kterou zaručuje protokol IGMPv2 a protokol PIM Sparse Mode.

Na koncových zařízeních se v programu VLC media player spustilo vysílání na jedné straně a na druhe straně přijímání síťového proudu na zadaném portu a adrese. Analýzu provozu byla provedena programem Wireshark, vždy na výstupu routeru R5.

3.1 DOSAŽENÉ VÝSLEDKY:

- RTP stream - 360p
  - Ztrátovost 5%
  - Jitter až 5 ms
- RTP stream - 720p
  - Ztrátovost 53%
  - Jitter až 10,5 ms

  V síti docházelo k přehlcení, a proto byla zaznamenána tak vysoká ztrátovost. Přenos dat při streamu videa kvality 720p je mnohem vyšší než u videa kvality 360p.
- UDP stream - 360p
  - Ztrátovost 4%
  - Jitter až 7,5 ms

  Ve srovnání s RTP vysíláním stejné kvality je ztrátovost srovnatelná. Jitter je však u UDP vyšší. Protokol RTP totiž obsahuje pomocné mechanizmy pro lepší doručování přenášeného obsahu k přijímači.

4 ZÁVĚR

Proběhly testy různých druhů vysílání. Provoz byl zachytáván pro následnou analýzu. Při přenosu vedením FastEthernet, což je asi nejběžnější přenosové médium uživatelů, a při použití standartního nastavení směrovačů pro stream, dochází ke značným ztrátám, a to při přenosu videa s vyšší kvalitou, jako je HD, či Full HD. Fast Ethernet nedisponuje dostatečnou šířku pásma. Pro přenos takové kvality by nejspíše bylo třeba otestovat přenos za použití Gigabit Ethernetu, či optického přenosového média. Při nižší kvalitě videa byly tyto nežádoucí jevy sítě mírné až nepatrné.

REFERENCE

[1] YANG XIAO, S., S. XIAOJIANG DU, S. JINGYUAN ZHANG, S. FEI HU a S. GUIZANI. Internet Protocol Television (IPTV): The Killer Application for the Next-Generation Internet. *Communications Magazine* [online]. USA: IEEE, 2007, **45**(11), 126 - 134 [cit. 2017-11-29]. DOI: 10.1109/MCOM.2007.4378332. ISSN 0163-6804. Dostupné z: http://ieeexplore.ieee.org/document/4378332/

[2] GNS3 | The software that empowers network professionals. *GNS3 | The software that empowers network professionals.* [online]. [cit. 2017-12-01]. Dostupné z: https://gns3.com/

AMAZON ALEXA WEATHER SKILL IMPLEMENTATION

Andrej Dobrik
Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT
E-mail: xdobri01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiri Pokorny
E-mail: jiri.pokorny@vutbr.cz

Abstract: In the past few years there has been a quite significant shift in how customers interact with their smart devices. Strong emphasis is laid on the usage convenience of the device. For people, the most convenient way to communicate is through voice interaction. Many companies have realized this change and started to develop software and hardware to support it. The main focus of this work is the development of a new unique Amazon Alexa skill that recommends appropriate windsurfing equipment based on weather conditions.

Keywords: AWS, Amazon Echo, custom skill, resource linking, Lambda function, smart home

1 INTRODUCTION

The interaction shift challenged the idea of simplified household interaction with news, media or smart home appliances. To accompany this interaction there are several voice assistants on the market. Most popular among the users are considered Amazon Alexa, Google Home and Apple Siri.

This work is devoted to the development of a new Amazon Alexa skill for the Amazon Voice Service (AVS). The AVS technology was first introduced alongside the Amazon Echo in the November of 2014 [1]. It introduced new voice–forward experience and enabled developers to build countless new skills that were able to connect to other services and products. Through the AVS, Amazon has simplified the creation of conversational interfaces for device makers [2]. This allows developers to add Alexa and intelligent voice control to new products, bringing convenient voice experience to customers [3].

2 DEVELOPMENT OF THE SKILL

This skill is aimed at windsurfers, in particular windsurfers that are in the initial process of learning the sport and could potentially have trouble with determining the right equipment for the wind conditions. This skill will require a multilayer interaction model, because the interaction will consist of multiple communication sequences. For instance, the invocation phrase will include the respective location followed by the response of the weather forecast details with an option whether the user wishes to receive the suggestions for the suitable equipment.

The weather forecast data requires extraction from a weather forecast source. The decision was to opt for an API source website OpenWeatherMap.org. This API service offers 5 subscription plans: free, startup, developer, professional and enterprise. The distinguishing element between these subscription plans is the API requests per minute, ranging from 60 calls per minute to 200k calls per minute. For the purpose of this Alexa skill, 60 calls per minute will suffice. A call can be specified as an API request issued to the provider.

Furthermore, this API provides an access to current weather forecast for any location, including over 200k cities, with frequent updates based on global models and the data from more than 40k weather

stations. The API data is available in JSON, XML or HTML format. For the API to be accessible however, an account needs to be registered to acquire the API key. The http request includes the city ID element and the API key element [1].

The API responds with JSON data structure that includes all necessary weather forecast data. This chunk of JSON data was rather illegible, because the API response had no proper text formatting to clearly read out the data. An extension for the Chrome browser was downloaded for the purpose of easier navigation through the data. This extension formatted the chunk of data into the root elements of the API response that include the individual data provided by the API. After reviewing the documentation and the API request output, an additional adjustment needed to be done to the URL. By adding `&units=metric` to the URL the unit system that the data is represented in was changed to metric system.

2.1 Interaction Model of the Skill

The user invokes the skill with a predefined invocation phrase and Alexa triggers the Launch Request with the Lambda response to the user, asking the user to specify the particular place for which the weather forecast should be looked up. User then responds with an utterance specifying the windsurfing spot location.

Based on the utterance, an Intent Request is triggered and an API request is issued, this process is illustrated in Figure 2. After parsing the data pulled from the API request a response is structured, including the forecast data, followed by a question whether the user wishes to receive a recommendation for an appropriate windsurfing equipment. Based on the response, the session either ends or the skill continues with the session. This process is illustrated in Figure 1.

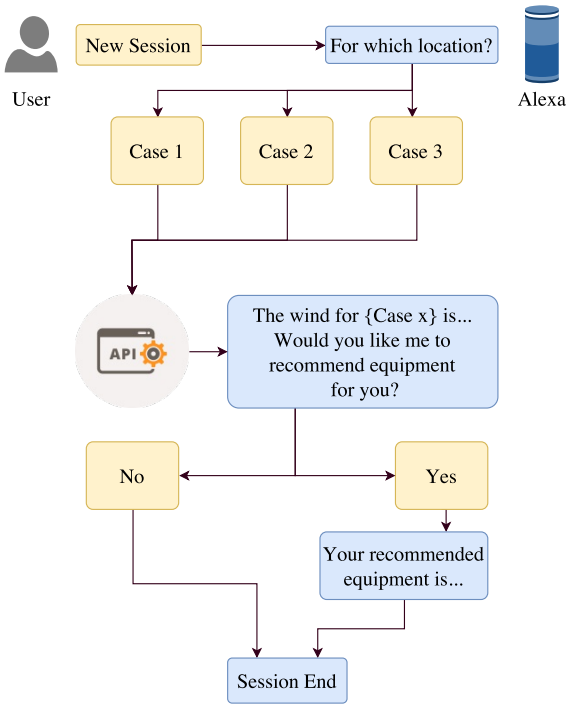


Figure 1: Control Flow Diagram

```
case "IntentRequest":
    console.log(`INTENT REQUEST`)

    switch(event.request.intent.name) {
     case "GetCaseOneData":
       var endpoint = "http://api.openweathermap.org/data/2.5/
           weather?id=3061186&APPID=21ae391f98005fcae6
           5c368747276905&units=metric"

       var body = ""
       https.get(endpoint, (response) => {
        response.on('data', (chunk) => { body += chunk })
        response.on('end', () => {
          var data = JSON.parse(body)
          var windSpeed = data.wind.speed
          var windDeg = data.wind.deg
          context.succeed(
            generateResponse(
              buildSpeechletResponse(`The weather forecast for
              {city} is ${windSpeed} meters per second with
              ${windDeg}  degrees  direction.`, true),
              {}
            )
          )
        })
       })
       break;
```

Figure 2: Data pull code logic

[1] `http://api.openweathermap.org/data/2.5/weather?id=CITYID&APPID=APIKEY&units=metric`

2.2 SKILL EXECUTION

The logic behind the skill itself is executed from a linked Lambda function. This source linking allows for a real time testing of the skill, with the help of the Amazon Resource Number that is generated with the function. The function requires a trigger for it to be executed, therefore an Alexa Skills Kit trigger was selected. The Amazon CloudWatch log and the inline text editor where a Node.js 6.10 runtime was selected, reside within the Lambda console. With this configuration, the JavaScript code was written and executed. Whenever any function is written on Lambda, it needs to be wrapped inside a function handler with a signature `exports.handler = (event, context) {}`, which is a default signature for the Lambda function. The custom skill itself, or rather any skill in particular, consists of four separate events in the whole life cycle of the skil, which are: New Session, Launch Request, Intent Request, Session End Request. To handle the functionalities of these requests, helpers are used to generate the actual data structure returned from the Lambda function onto the Amazon Alexa Service to be then passed to the Echo device. The `generateResponse` helper will serve this purpose.

The `speechletResponse` is a data structure that specifies the output text for the device to present to the user, as well as whether it should end the session or leave the session open for more requests. Additional functionalities can be implemented, such as the reprompt text which is what the Amazon Echo says when it does not receive an input for a period of time. For a value to be returned from each request, a call out to `context.succeed` and `generateResponse` passed to it from the helper is used. A simple way to demonstrate this is in the launch Request, where after receiving the `context.succeed` a response is generated and the session is consequently eneded. This code can be tested directly in the Lambda console or through the ARN in the Amazon Developer portal. For the intent request, a `switch` statement with `(event.request.intent.name)` parameters is used to execute the domain logic for each intent within. The endpoint to which the function will call out is in a URL form of Openweathermap data API. After the initial HTTP request, a response is generated. The response obtains the data from the weather API. The resulting data are parsed from the response followed by the `content.succeed` call out.

3 CONCLUSION

This work described the development and functionality of a custom Alexa skill. APIs of the weather skill were successfully requested and their data parsed. Based on their values a response was structured. This skill was subjected to different testing scenarios to verify its functionality and possible errors, enclosing the development process in Amazon developer portal and source linking of the Lambda function. These tests were conducted with the help of the Amazon developer console, Lambda test events and the Echosim.io Alexa emulator. The Alexa emulator replaced the need of physical Echo device to be present. The skill behaved according to the programming with a few speech recognition failures.

REFERENCES

[1] L. Nicholls, Y. Strengers, and S. Tirado, "Smart home control: Exploring the potential for off-the-shelf enabling technologies in energy vulnerable and other households," 2017.

[2] N. Chandak and A. Joshi, "An intelligent remote controlled system for smart home automation," *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, 2018.

[3] B. L. R. Stojkoska and K. V. Trivodaliev, "A review of internet of things for smart home: Challenges and solutions," *Journal of Cleaner Production*, vol. 140, pp. 1454–1464, 2017.

Magisterské projekty

Elektronika a komunikace

TIMER FOR RC MODELS

Ondřej Fišer

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: fiseon@gmail.com

Supervised by: Kamil Pítra

E-mail: kamil.pitra@seznam.cz

Abstract: This paper describes complete design of timer for RC models. Described timer has three PWM outputs. With these outputs it is possible to connect two independent servo-motors and engine controller. The whole is controlled by 8-bit microprocessor. The time records are stored in external EEPROM, that can be programmed by using I2C bus. Paper further discus design of programming, which can be easily programmed the memory of EEPROM by the PC or smartphone. The goal of this paper is to design and build high quality RC timer with accessories.

Keywords: RC model, timer, MCU, servo-motor, ATmega, PWM modulation

1 ÚVOD

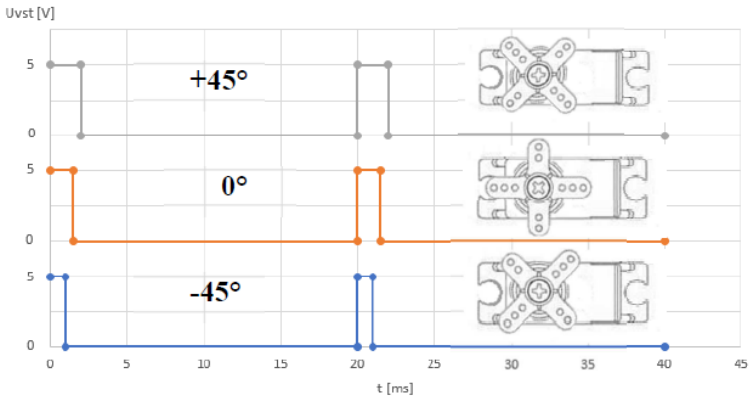
Časovače pro RC modely jsou elektronická zařízení sloužící k řízení rádiem neřízených modelů. Dráhu letu mají uloženou ve své vnitřní paměti jako sekvenci časových úseků, podle kterých elektronika časovače natáčí hřídele serv a nastavuje regulátor otáček. Tato zařízení byla především využívaná v minulosti v mechanické podobě pro řízení letadel díky finanční nedostupnosti radiových komponentů do modelů. V současné době se RC časovače využívají spíše pro speciální aplikace nebo pro závody neřízených větroňů.

Cílem práce je navrhnout a realizovat tříkanálový modul RC časovače určeného pro neřízené akrobatické RC modely, včetně bateriově napájené jednotky pro snadné programování modulu pomocí mobilního telefonu nebo počítače. Návrh je koncipován tak, aby výsledný časovač byl kompatibilní se všemi analogovými komerčně dostupnými servomotory a přijímači.

2 ROZBOR A REALIZACE

2.1 ČASOVAČ PRO RC MODELY

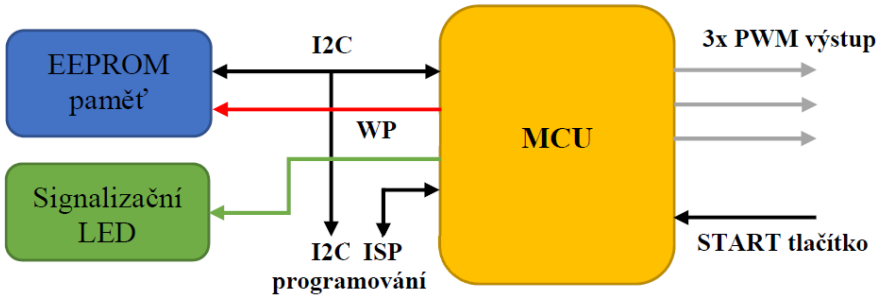
Řízení jednotlivých serv a přijímače je zajištěno pomocí pulzně šířkové modulace s amplitudou 5 V, nosným kmitočtem 50 Hz a šířkou impulzů 1 až 2 ms (viz. obrázek 1).



Obrázek 1: Řídící impulzy analogového serva

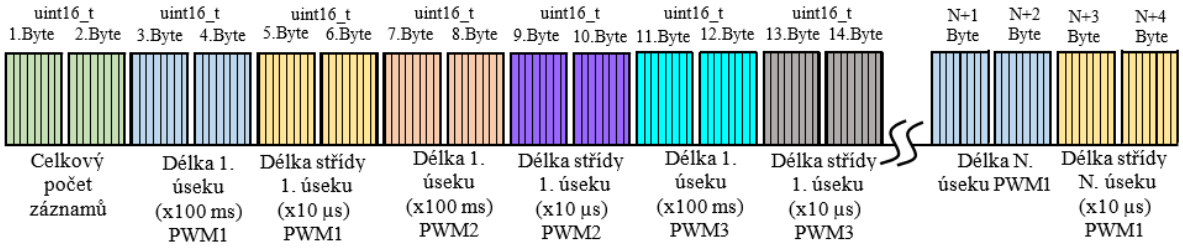
Čas 1 ms odpovídá u serv úhlu otočení výstupní hřídele na - 45 °, středová poloha odpovídá šířce pulzu 1,5 ms a 2 ms odpovídají úhlu otočení na + 45 °. Serva různých značek mají i nepatrně rozdílné časování, stejně tak i serva různých cenových kategorií mají různě dlouhý tzv. práh necitlivosti (nejmenší možný úhel natočení).

Díky tomu, že podobná zařízení se na trhu téměř nevyskytují, byly při návrhu na základě odborných konzultací specifikovány přesné požadavky na výsledný prototyp, jako např. napájecí napětí 3,2 – 5,5 V, velikost paměť pro 50 časových úseků, 3 PWM výstupy, malé rozměry, malá váha atd. Po důkladné analýze problematiky [1] a [2] bylo vytvořeno blokové schéma (viz. obrázek 2).



Obrázek 2: Blokové schéma RC časovače

Časovač se skládá ze dvou hlavních částí, mikroprocesoru a paměti EEPROM. S ohledem na specifikované požadavky byl vybrán mikroprocesor ATmega8A [3], který splňuje nejen požadavky HW a spotřebu, ale navíc jeho velkou výhodou je dostupnost v miniaturním pouzdru VQFN32 s rozměry 5 x 5 mm. S ohledem na univerzálnost časovače byla zvolena externí sériová paměť 24LC64. Tato paměť má velikost 64 kB a je možné uložit dohromady 15999 časových záznamů (viz. obrázek 3). Programování stejně jako komunikace s procesorem je zajištěná pomocí sběrnice I2C.

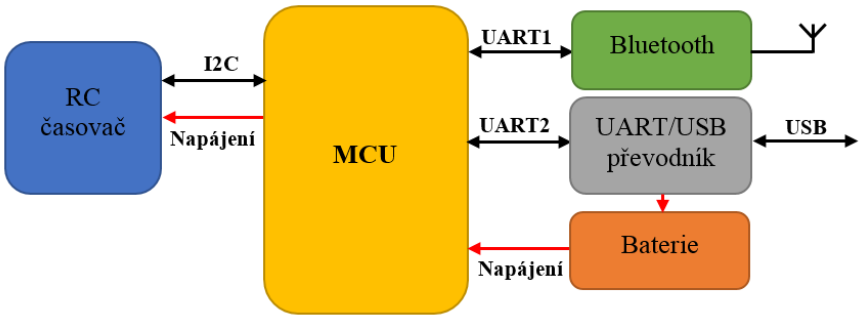


Obrázek 3: Struktura dat v paměti EEPROM

Řídící program v mikroprocesoru je naprogramován s ohledem na aplikaci v leteckém modelářství, proto je po zapnutí provedena kontrola integrity dat v paměti EEPROM a následně je prvních deset časových záznamů pro každý výstup nakopírováno do paměti RAM. Vlastní generování PWM signálů je řešeno softwarově pomocí neblokujícího zpoždění. V případě, že během letu dojdou uživatelsky naprogramované časové úseky dojde k nastavení záchranné pozice serv a výkonu motoru, díky které letadlo bezpečně doplachtí na zem.

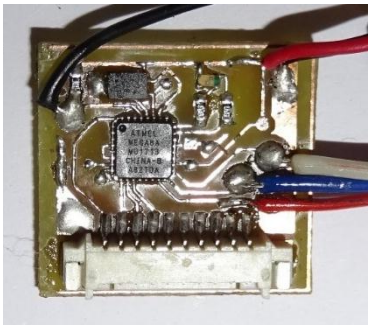
2.2 PROGRAMOVACÍ MODUL

Pro zajištění pohodlného a rychlého programování časovače s ohledem možnost použití v terénu byl navržen modul, do kterého je možné desku časovače zasunout a pohodlně naprogramovat. Na obrázku 4 je blokové schéma programovacího modulu. Vlastní programování časovače je realizováno pomocí sběrnice I2C, přes kterou je nejdříve dotázán mikrokontroler časovače a pokud je programování povoleno, tak je navázána komunikace přímo s pamětí EEPROM a ta je následně naprogramována. K programovacímu modulu je možné přistupovat bezdrátově přes Bluetooth (např. pomocí smartphonu) nebo pomocí osobního počítače přes rozhraní USB (přes které je realizováno i nabíjení baterie).



Obrázek 4: Blokové schéma programovacího modulu

O řízení komunikace se stará ATmega644P vybavená dvěma UART rozhraními. Programovací modul obsahuje vlastní 512 kB EEPROM paměť, která slouží pro uchování předchozích naprogramovaných časových sekvencí. Díky takovému řešení je možné do RC časovače naprogramovat předchozí časové sekvence bez použití telefonu nebo počítače. Ovládání je zajištěno pomocí čtyř kapacitních tlačítek a grafického OLED displeje. Modul je napájen 5 V pomocí měniče napájeného jedním Li-on článkem 18650. Spotřeba zařízení je 60 mA a na jedno nabití schopno fungovat více než 20 hodin.



a)



b)

Obrázek 5:

Deska časovače pro RC modely a);
Deska programovacího modulu b).

3 ZÁVĚR

Cílem práce bylo vytvořit funkční prototyp časovače pro RC modely a modul pro jeho programování. Obě prototypové desky jsou plně funkční (viz. obrázek 5). RC časovač dosahuje v mnoha ohledech lepších vlastností, než bylo požadováno. V současné době probíhá vývoj aplikace pro platformu Android.

REFERENCE

[1] RC přijímač Hitec Minima 6T – bez telemetrie. [online]. 2018 [cit. 2018-03-14]. Dostupné z: http://www.modelarina.cz/rc-prijimac-hitec-minima-6t-bez-telemetrie-p-2255.html.

[2] Jak to dát celé dohromady – podruhé. [online]. 2004 [cit. 2018-03-14]. Dostupné z: http://www.mo-na-ko.net/lode-sestava2.htm.

[3] ATmega8A-MU [online]. Microchip 2015: 8 - bit AVR Microcontroller [cit. 2017-12-05]. Dostupné z: http://www.atmel.com/images/atmel-8159-8-bit-avr-microcontroller-atmega8a_datasheet.pdf.

HIGH-GAIN MILLIMETER-WAVE LENS HORN ANTENNAS WITH SUPPRESSED SIDE-LOBE RADIATION

Petr Kaděra

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xkader05@vutbr.cz

Supervised by: Tomáš Mikulášek

E-mail: mikulasekt@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper introduces high-gain conical lens horn antennas with suppressed side lobes for the frequency band 71-76/81-86 GHz (E-band) which is dedicated for point-to-point communication. Two concepts of dielectric lenses are proposed. The first lens is of hyperbolical shape and the other one is flat with perforation based on a transmitarray. Both of the proposed antennas were simulated in CST MWS. The gain is above 38 dBi and the side-lobes exceed -15 dB level.

Keywords: Horn antenna, E-band, mmWave, side-lobe suppression, dielectric lens, transmitarray

1 INTRODUCTION

At the present time, backhaul systems of modern internet providers and mobile operators must provide very high data throughput of 1-10 Gbps. One of the possible solutions is to use point-to-point links in the 71-76/81-76 GHz frequency band known as E-band. The European regulation prescribes that antennas for that frequency band have to comply the gain higher than 38 dBi (half-power beam width below 2°) which means that those links can provide large distance, up to several kilometers [1]. The requirement of sufficient side-lobe suppression is for the antenna interference minimization and meeting the ETSI radiation pattern masks. Low level of the first side-lobe has also practical utilization in facilitation of radio link pointing during mounting radios on the masts and roofs. These requirements can be satisfied using lens-based antennas which are presented below.

2 DESIGN OF ANTENNA LOADED WITH HYPERBOLIC DIELECTRIC LENS

The hyperbolic shape conical lens antenna was designed according to [2] utilizing dielectric material Teflon with relative permittivity ε_r of 2.1 and tangent loss of 0.0002. The hyperbolic shape is given by equations (1)-(3) where R and F are the radius and the focus distance of the lens, respectively. The XY-coordinate system of the lens and the antenna structure are shown in Fig. 1. The simulated realized gain (Gr), side-lobe suppression (SLS(E), SLS(H)) and radiation pattern with ETSI mask restriction, are shown in Fig. 2. Lens has diameter D of 180 mm and length of the antenna horn L is 234 mm. The maximum thickness of 40 mm of the lens corresponds to the designed length to diameter ratio L/D of 1.3.

$$A = \varepsilon_r - 1 \tag{1}$$

$$B = \sqrt{\varepsilon_r \cdot \left(R^2 + F^2\right)} - F \tag{2}$$

$$y = \frac{-B + \sqrt{B^2 - A \cdot \left(R^2 - x^2\right)}}{A} \tag{3}$$

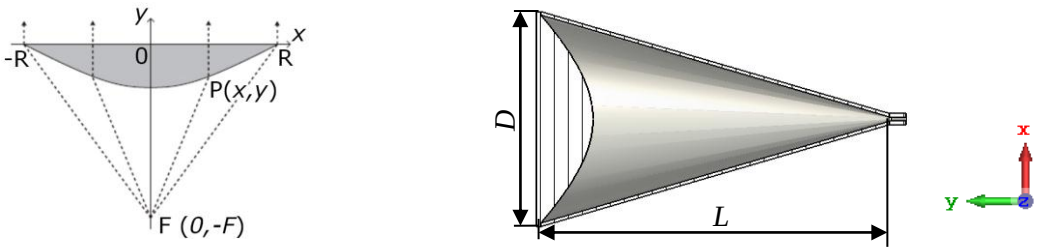


Fig. 1. XY coordinate system of the lens (left) and the cross-section of the antenna structure (right).

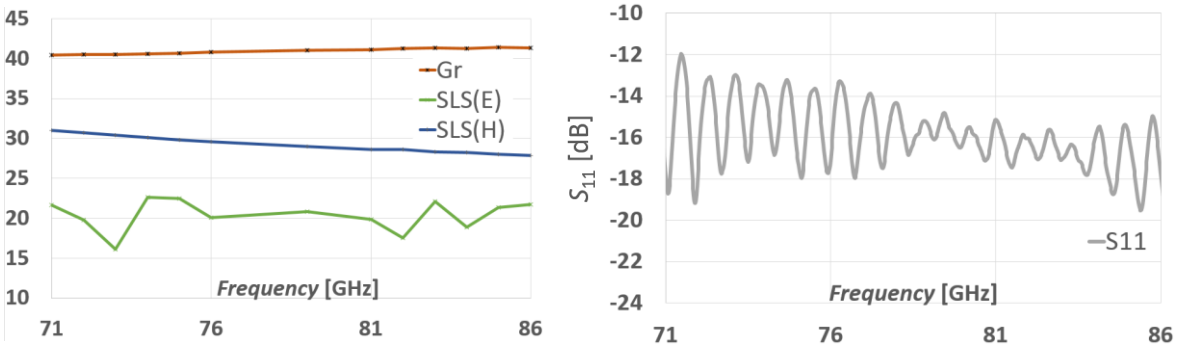


Fig. 2. Simulated parameters of antenna with hyperbolic shape conical lens.

3 DESIGN OF ANTENNA LOADED WITH PERFORATED LENS (TRANSMITARRAY)

The design of flat perforated lens was based on the smaller version of trasmitarray presented in [3]. The same dielectric material for the lens has been chosen as in the previous case.

In the first design step, the required phase correction of each unit cell within the lens was performed using MATLAB code based on Fermat's principle as shown in Fig. 3 where λ_0 is the free space wavelength at the designed frequency, F is the focus distance from the phase center point of the feed source to the center point of the lens, r is the distance between the central elements and any other element on the lens. The term $\pm 2\pi N$ is added to the calculated required phase in order to keep the required phase value within the range of 0-360°.

In the second design step, the phase response of the unit cell for various hole diameters was determined using TEM-waveguide numerical model with PEC and PMC boundary conditions for the unit size of about 0.6 λ_0. The lens is composed of approximately 4600 waterproof unit cell elements which are composed of phase change segments terminated by filled layer of dielectric material which is suitable for operation in the outdoor. The phase responses and the fraction of the whole structure are shown in Fig. 4. The simulated antenna parameters are shown in Fig. 5. The maximum thickness of 22 mm of the lens corresponds to the designed length to diameter ratio *L/D* of 1.3.

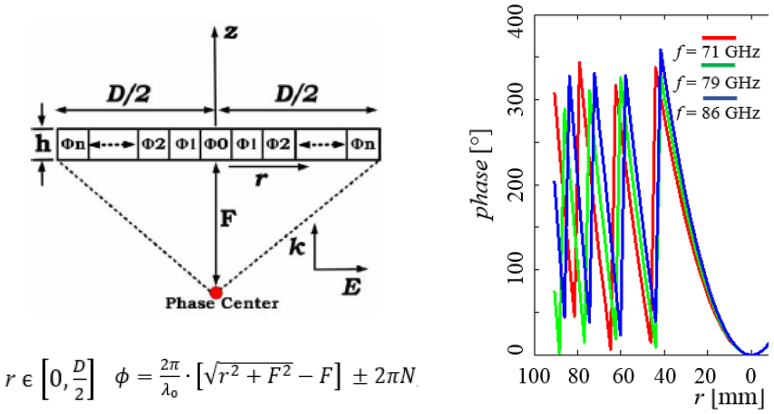


Fig. 3. Calculated required phase correction of each unit cell within the lens.

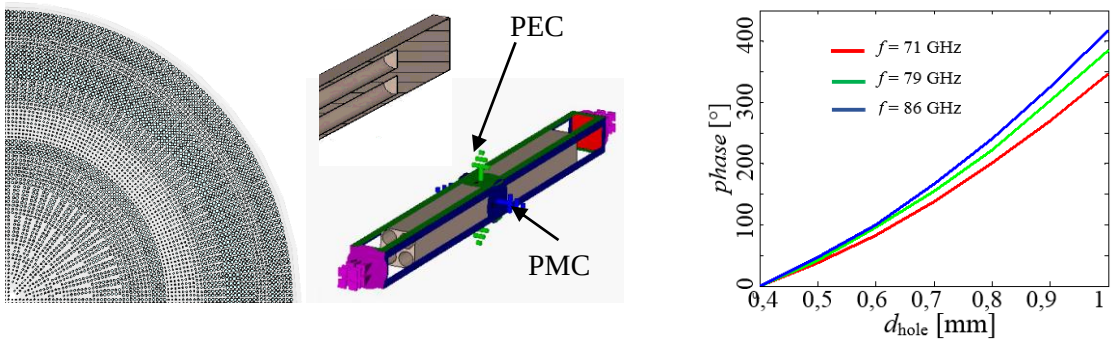


Fig. 4. Fraction of the lens**,** numerical model of unit cell and unit cell phase response.

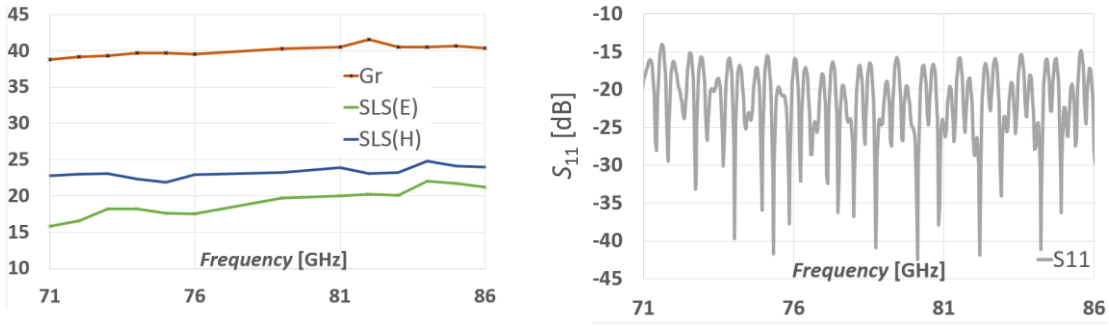


Fig. 5. Simulated parameters of antenna with perforated flat lens.

4 CONCLUSION

In this paper, the design of hyperbolic shaped lens and perforated flat lens antennas have been presented. The antenna with hyperbolic lens features higher realized gain (40.4 dBi at 71 GHz and 41.4 dBi at 86 GHz) and higher side-lobe suppression (ETSI class 3 compliance). In addition, it is more suitable for faster fabrication process. The antenna with flat transmit-array perforated lens is cheaper thanks to a half dielectric material consumption; however, it has worse performance of all parameters (lower gain, no ETSI class compliance). The impedance matching of both designed antennas is under the condition S_{11} < -10 dB over the desired band.

ACKNOWLEDGEMENT

The presented research was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology project no. FEKT-S-17-4713.

REFERENCES

[1] Standard ETSI EN 302 217-4. Fixed Radio Systems; Characteristics and requirements for point-to-point equipment and antennas; Part 4: Antennas. France. 2016.

[2] KURIYAMA, A., NAGAISHI, H., et. al. A high efficiency antenna with horn and lens for 77 GHz automotive long range radar. In: *2016 European Radar Conference (EuRAD)*, London, 2016, pp. 378-381.

[3] AL-NUAIMI, M. K. T, HONG, W. Design of high-directivity compact-size conical horn lens antenna. In: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2014, vol. 13, s. 467-470. DOI: 10.1109/LAWP.2013.2297519.

PHY SIMULATION MODEL OF THE IEEE 802.11AH

Petr Jurák

Master's Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xjurak03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ladislav Polák

E-mail: polakl@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper presents a MATLAB-based IEEE 802.11ah simulation model. This short article starts with a brief introduction to the IEEE 802.11ah standard. After that, the complete Tx block (on physical layer level) of the IEEE 802.11ah system is described. It is completely realized in the MATLAB program environment. Finally, its correctness is verified by several simulations.

Keywords: Wi-Fi, IEEE 802.11ah, IoT, PHY, simulation model, RF spectrum, BER, SNR

1 ÚVOD

V dnešní době se začíná rozšiřovat komunikační platforma „Internet věcí", tzv. Internet-of-Things (IoT), kterou budou plně poskytovat budoucí bezdrátové systémy páté generace (5G) [1]. IoT reprezentuje připojení a propojení různých uživatelských zařízení prostřednictvím bezdrátových sítí. Příkladem může být sběr dat z různých senzorů a čidel a jejich přenos a sdílení za účelem dalšího zpracování a vyhodnocení, čímž dochází ke snižování provozních nákladů a ke zvýšení efektivity. Výhodou bezdrátového řešení je snadnější instalace zařízení bez nutnosti drátového vedení.

Jednou z možných bezdrátových technologií pro tyto účely je komunikační systém WLAN (Wireless Local Area Networks), mezi uživateli známý jako Wi-Fi (Wireless Fidelity), který využívá technologií IEEE 802.11ah. Tento příspěvek se zaměřuje na popis a implementaci systému IEEE 802.11ah do programu MATLAB. Pro prozkoumání vlastností systému byl vytvořen jeho model na fyzické vrstvě, který se skládá z vysílací a z přijímací části a z emulátoru přenosového kanálu.

2 STANDARD IEEE 802.11AH

Standard IEEE 802.11ah vychází ze starších standardů IEEE 802.11. Na rozdíl od předcházejících IEEE 802.11 technologií, je navržený pro pásmo pod 1 GHz, označované zkratkou S1G (Sub One Gigahertz). Tím umožní zařízením komunikujícím prostřednictvím Wi-Fi provádět přenosy dat v radiofrekvenčním RF (Radio Frequency) pásmu, které je v současné době méně přetížené [2]. V případě IEEE 802.11ah je možné pokrýt mnohem větší oblast (dosah zhruba 1 km).

Existuje několik ISM (Industrial, Scientific and Medical) pásem S1G, které jsou dostupné pro IEEE 802.11ah. Jednotlivá RF pásma nejsou dostupná globálně, ale pro každou zemi je vyčleněno určité pásmo [2], jak je ukázáno v Tabulce 2.1. IEEE 802.11ah může mít šířky kanálů 1, 2, 4, 8 a 16 MHz. Šířka kanálu 16 MHz je dostupná pouze v USA pro pásmo 902 – 928 MHz. V Evropě jsou dostupné pouze šířky kanálů 1 a 2 MHz pro pásmo 863 ÷ 868 MHz.

Země	Frekvenční pásmo [MHz]	Dostupné šířky pásem [MHz]
Evropa	863 - 868	1, 2
Čína	755 - 787	1, 2, 4, 8
Japonsko	916,5 – 927,5	1
Korea	917,5 – 923,5	1, 2, 4
Singapur	866 – 869 a 920 - 925	1, 2, 4
USA	902 - 928	1, 2, 4, 8, 16

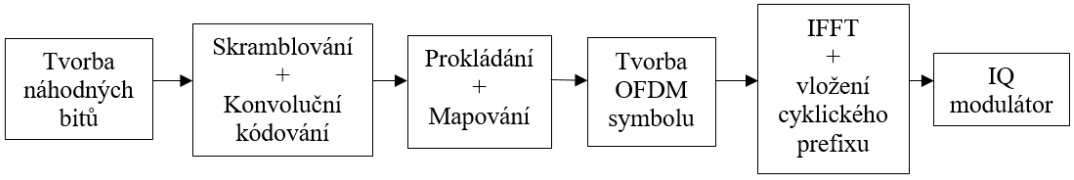
Tabulka 2.1: Přehled přidělených ISM pásem pro IEEE 802.11ah.

3 MODEL FYZICKÉ VRSTVY STANDARDU IEEE 802.11AH

Podle obecného blokového schématu vysílače IEEE 802.11 [1] byl v MATALBu vytvořen tzv. PHY (fyzická vrstva) model systému IEEE 802.11ah (viz. Obrázek 3.1). Na začátku se vygenerují náhodná data (bity), která jsou následně skramblována. Skramblovaná data jsou zakódovaná v konvolučním kodéru (kanálové kódování). Po kanálovém kódování mohou být data dále rozdělena do více datových proudů. V případě SISO (Single-Input Single-Output) vysílacího módu je použit pouze jeden proud. Každý proud je dále zvlášť prokládán a mapován. Podle tzv. indexu MCS (Modulation Coding Scheme) je pak možné vybírat různé typy modulací s různými kódovými poměry. V systému IEEE 802.11ah je možné použít modulaci BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM a 256QAM. Poté se vytvoří OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) symbol z namapovaných dat a pilotů podle použité šířky kanálu. Následně je aplikovaná inverzní rychlá Fourierova transformace IFFT (Inverse Fast Fourier Transform), která zajistí převod z kmitočtové do časové oblasti. V dalších krocích je vložen cyklický prefix CP (Cyclic Prefix) a poté je provedena modulace na nosnou. Vytvořený simulační model umožňuje vybrat různé šířky kanálu (1, 2, 4, 8 a 16 MHz).

Přenos IEEE 802.11 signálu v základním pásmu je simulován v Gaussovském kanále (AWGN-Additive White Gaussian Noise). Mezi vysílačem a přijímačem nedochází k žádným odrazům z vícecestního šíření a tak na přijímač dorazí signál pouze z přímé cesty. V tomto kanále má šum konstantní výkonovou spektrální hustotu v celém spektru a jedná se tedy o Gaussovské rozložení.

Přijímací část IEEE 802.11ah obsahuje bloky inverzní k vysílací části, tedy demodulaci nosné vlny, odstranění cyklického prefixu, rychlou Fourierovu transformaci (FFT), demapování a inverzní prokladač. Pro kanálové dekódování slouží Viterbiho dekodér, následně je aplikováno deskramblování. Pro určení robustnosti systému je použita metrika BER (Bit Error Ratio) před a po Viterbiho dekódování v závislosti na SNR (Signal-to-Noise Ratio).



Obrázek 3.1: Blokové schéma vysílače IEEE 802.11ah.

4 VÝSLEDKY SIMULACÍ

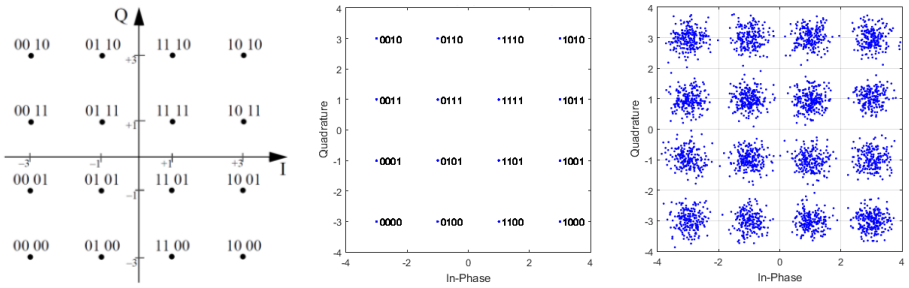
Souhrn všech systémových parametrů IEEE 802.11ah, použitých v simulaci, lze vidět v Tab. 4.1.

Ukázka mapování konstelačních bodů pro 16QAM je na Obr. 4.1. Zde je ukázáno, že mapování konstelačních bodů dle Grayova kódu [2] se ve vytvořeném modelu shoduje s teorií [3]. Je také možné porovnat vliv AWGN kanálu při SNR = 20dB (viz. Obrázek 4.1 [vlevo]).

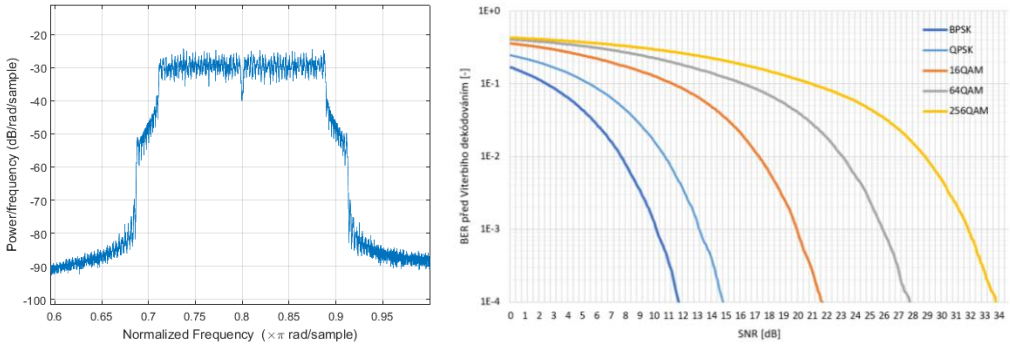
Na Obr. 4.2 je normované RF spektrum OFDM rámce namodulovaného na nosnou vlnu 865 MHz pro šířku kanálu 2 MHz. Pro její vykreslení byla využita funkce *pwelch* (MATLABovská funkce), jejímž výstupem je normovaný výkon v dB a normovaná frekvence. V dalším obrázku jsou pak obdržené závislosti BER před Viterbiho dekódováním na poměru SNR pro různé typy modulací. Zde je vidět, že s rostoucí počtem stavu modualce (tzv. M-QAM) rostou také nároky na SNR.

Kódový poměr	MCS index	Modulace	Cyklický prefix	Šířka pásma	Kanálový model
1/2 (BPSK), 3/4 (ostatní)	0 (BPSK), 2, 4, 6, 8 (ostatní)	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM	8 μs	2 MHz	AWGN

Tabulka 4.1: Systémové parametry IEEE 802.11ah pro simulaci.



Obrázek 4.1: Konstelační diagram pro modulaci 16QAM na základě IEEE 802.11ah: [vlevo] podle [2]; [střed] výstup na vysílací části vytvořeného modelu; [vpravo] na vstupu přiímací části (AWGN kanál, SNR=20 dB).



Obrázek 4.2: [vlevo] RF spektrum OFDM signálu; [vpravo] BER před Viterbiho dekódováním vůči SNR.

5 ZÁVĚR

V tomto článku byl stručně popsán standard IEEE 802.11ah a jeho PHY model, který byl vytvořen v programu MATLAB pro prozkoumání vlastností tohoto standardu. Jeho funkčnost byla ověřena vykreslením konstelačního diagramu pro modulaci 16QAM a vykreslením normovaného RF spektra OFDM signálu. Dále byly získaný křivky BER pro modulace používané v IEEE 802.11ah v závislosti na SNR.

V další části práce bude model doplněn o další modely přenosových kanálů (např. Rice a Rayleigh). Dále pak bude doplněná ekvalizace (zero-forcing) signálu a přenosová technika MIMO.

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl za podpory grantu FEKT-S-17-4426. Výzkum popsaný v této práci byl realizovaný v laboratořích podpořených projektem Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX); registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

REFERENCE

[1] Milos, J. et al. Link-Level Simulator for WLAN Networks. In: IWSLS² - International Workshop on Link- and System Level Simulations, Vienna, Austria, 2016, p. 1-4.

[2] IEEE Standard for Information technology: Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Amendment 2: Sub 1 GHz License Exempt Operation. New York: IEEE Computer Society, 2016.

[3] IEEE Standard for Information technology: Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Revision of IEEE Std 802.11-2012. New York: IEEE Computer Society, 2016.

DSP MODULE FOR AUDIO APPLICATIONS

Dan Raszka

Master Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xraszk04@stud.fekt.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Petržela

E-mail: petrzelj@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes the design of DSP module for audio applications. Main motivation was to design compact module for fast prototyping and measuring of speakers and for precision configuring of audio signal chain. Another requirement for module was possibility to be placed directly into current signal chain or were built into power amplifier for Bi-Amp systems. Couple of prototypes were build and tested. Some of them are currently in use.

Keywords: DPS, audio, module

1 ÚVOD

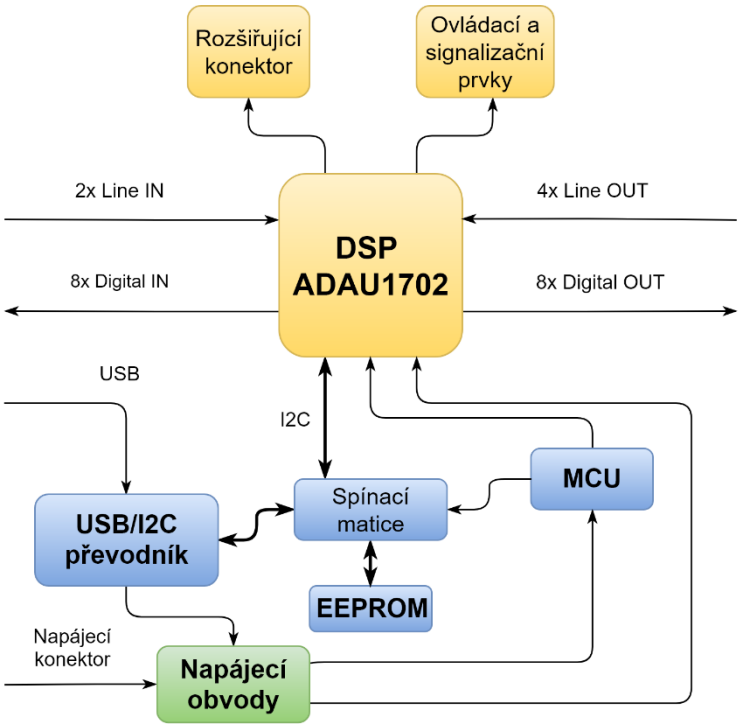
Cílem této práce bylo vytvořit univerzální konfigurovatelný audio modul s digitálním signálním procesorem (dále DSP) s možností využití pro korekci přednesu stávajícího řetězce nebo také pro zástavbu do zesilovače. Využití najde především u vícepásmových aktivních systémů díky možnosti precizního nastavení výhybky mezi jednotlivými měniči na základě reálného měření s možností úprav přednesu podle poslechové místnosti.

2 NÁVRH MODULU

Základními požadavky kladenými na výsledný modul byl především větší počet analogových výstupů, možnost ovládání různých parametrů pomocí tlačítek, potenciometrů nebo rotačních enkodérů a také možnost upravovat vnitřní konfiguraci pomocí připojeného PC. Zároveň měla být zachována možnost rozšíření o digitální vstupy nebo výstupy. Předpokládá se montáž na panel, nebo do zařízení na distanční sloupky.

Jak lze vidět na obrázku 1, srdcem celého modulu je DSP procesor firmy Analog Devices ADAU1702. Jedná se o signálový audio procesor s až 56 bitovým vnitřním zpracováním, vzorkovací frekvencí až 192 kHz, množstvím analogových i digitálních vstupů a výstupů, navíc s možností přímého připojení ovládacích a signalizačních prvků a s programováním pomocí dodávaného vizuálního vývojového prostředí. Konfigurační data jsou uložena ve vnější EEPROM paměti, která je navíc propojena přes spínací matici k USB/I2C převodníku CY7C68013A firmy Cypress. Ten umožnuje nahrání programu DSP, změnu parametrů za běhu a v neposlední řadě také napájení skrze USB sběrnici.

Protože je zařízení určeno pro trvalý provoz bez připojení přes USB k počítači, je převodník na I2C sběrnici připojován pomocí spínacích tranzistorů podle vyhodnocení mikroprocesoru, který tímto zajišťuje bezkolizní běh DSP i při náhodném odpojení USB konektoru. Využit je procesor STM32F030, který obsahuje potřebné periferie pro vyhodnocení stavu modulu, komunikaci s DSP nebo pro signalizaci. O napájení se stará lineární stabilizátor a je možné využít jak napájení z USB sběrnice, tak i externího napájení v rozsahu 4–12 V pomocí adaptéru.

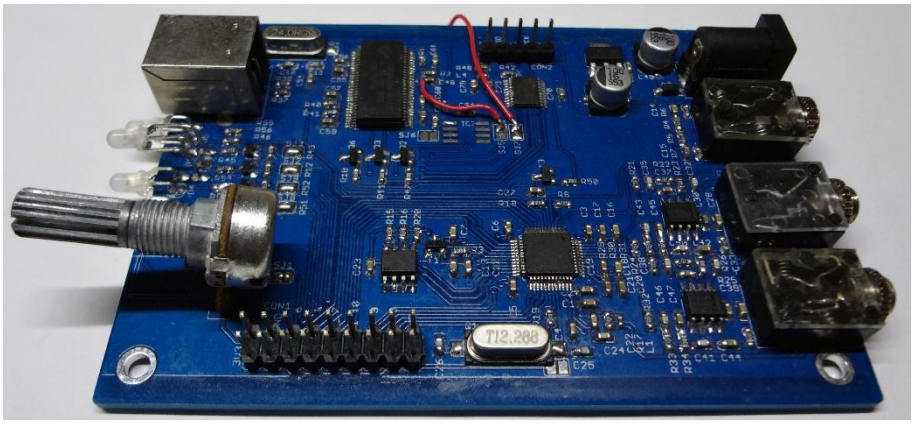


Obrázek 1: Blokové schéma modulu DSP procesoru.

3 KONSTRUKCE ZAŘÍZENÍ

Vzhledem k širokému uvažovanému spektru použití byla navržena deska plošného spoje umožňující osazení do hliníkové krabičky firmy Hammond. Pro vestavnou montáž do větších krabiček byly přidány montážní otvory pro distanční sloupky s průměrem 3,2 mm.

Kromě vstupních a výstupních audio konektorů typu stereo jack průměru 3,5 mm, napájecího souosého a programovacího USB konektoru byly přidány LED diody a potenciometr, jejich význam může být nastaven v programu DSP. Funkční modul lze vidět na obrázku 2 níže.



Obrázek 2: Fotografie modulu po oživení a otestování.

4 PŘÍKLADY VYUŽITÍ

Doposud jsou v různých variacích používány 3 varianty tohoto modulu. Modul na obrázku výše slouží jako testovací pro implementaci nových funkcí a pro krátkodobé aplikace nebo měření. Jako velice zdatný pomocník se ukázal především v kombinaci s miniaturními moduly výkonových zesilovačů ve třídě D s obvody TPA3122, zejména pro měření chování reproduktorů v prototypové ozvučnici.
Další dva moduly jsou použity v Bi-Amp systému v kombinaci s čtyř-kanálovými výkonovými zesilovači ve třídě D (první 4x 25 W a druhý 4x50 W). U slabší verze byl navíc přidán výkonnější řídící procesor s TFT LCD displejem pro dodatečné úpravy dle preference posluchače (viz. Obrázek 3).



Obrázek 3: Fotografie zesilovače s DSP modulem.

5 ZÁVĚR

Úkolem této práce bylo navrhnout a sestavit univerzální audio modul s DSP pro široké spektrum aplikací. Bylo navrhnuto elektrické zapojení, které bylo realizováno formou několika prototypů. Ty jsou nyní využívány v trvalém provozu, který odhalí případné chyby v návrhu nebo realizaci.

Práce umožňuje další postup a vývoj jak v oblasti zapojení (využití novějších a silnějších DSP, lepších AD a DA převodníků nebo ovládání pomocí chytrých zařízení apod.) tak i odladění pro konkrétní aplikaci (změna programu, úprava algoritmů zpracování atd.).

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl za podpory projektu specifického výzkumu FEKT-S-17-4707.

REFERENCE

[1] Sýkora, B.: Stavíme reproduktorové soustavy, Amatérské Rádio – Praktická elektronika,1997

[2] ADAU1702, Data Sheet [online]. Copyright © [cit. 12.03.2018]. Dostupné z: http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADAU1702.pdf

[3] freeDSP | An Open-Source Low-Budget Audio DSP. freeDSP | An Open-Source Low-Budget Audio DSP [online]. Copyright © 2016 freeDSP. Contents of the website and freeDSP source files are licensed under a [cit. 12.03.2018]. Dostupné z: http://www.freedsp.cc/

ANTENNA PREAMPLIFIER FOR EMI MEASUREMENTS

Milan Sedlák

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xsedla0g@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Dřínovský

E-mail: drino@feec.vutbr.cz

Abstract: The contribution deals with the design of a low-noise amplifier with frequency band from 30 MHz to 1 GHz, usable for measuring and testing electromagnetic interferences in EMC test room. The main task of the low-noise amplifier is to improve sensitivity of the measurement chain which allows measurement of the undesired emission of high frequency signals at a very low power level.

Keywords: Low-noise amplifier, EMI, EMC

1 ÚVOD

S nástupem technologií bezdrátových komunikací (např. internet věcí) umožňující pracovat se signály o velmi nízké výkonové úrovni je kladen stále větší důraz na elektromagnetickou kompatibilitu (EMC) jednotlivých zařízení. Hlavní úkol nízkošumového předzesilovače (LNA) je zesilovat přijímané signály, zpravidla o velmi malé výkonové úrovni, s cílem zlepšit poměr signál/šum (S/N). Samotným zařazením a následně vhodným umístěním LNA do měřicího řetězce ve zkušebnách EMC tak lze dosáhnout zvýšení citlivosti měřicí soustavy.

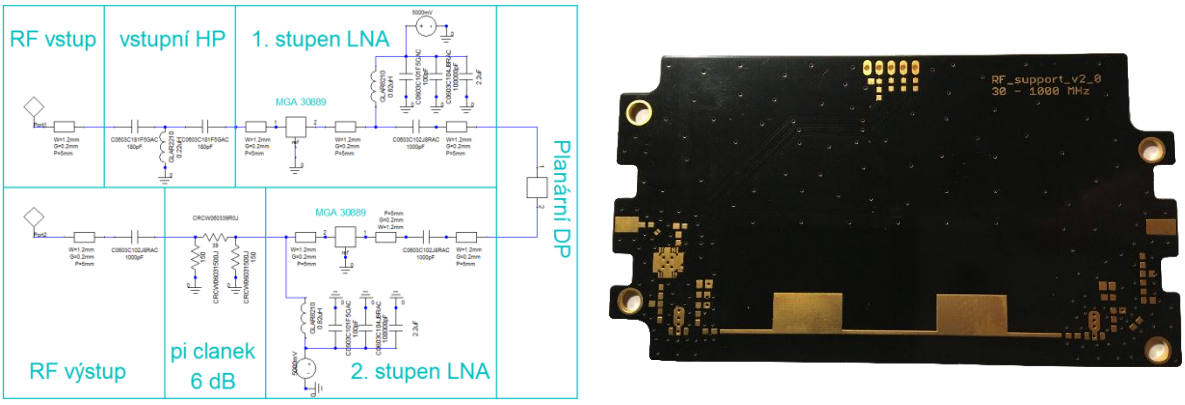
2 ANTÉNNÍ PŘEDZESILOVAČ

Při návrhu LNA je nutné brát v potaz několik základních, nicméně důležitých parametrů. Patří mezi ně především šumové číslo (*NF*), zisk (*G*), pracovní pásmo, linearita a stabilita. Při konkrétním návrhu je pak možné počítat i s dalšími parametry, kterými jsou například spotřeba celého zapojení, odolnost proti elektrostatickým výbojům (ESD), variabilita zisku atd.

Anténní předzesilovač je navržen pro frekvenční pásmo 30 MHz – 1 GHz, při zesílení $G \geq 20$ dB. Právě široké frekvenční pásmo je hlavní rozdíl, kterým se liší návrh běžné LNA od LNA pro měření elektromagnetických interferencí (EMI), protože je nutné v celém pracovním pásmu zajistit především minimální zvlnění zisku (tzv. gain flatness), minimální NF a impedanční přizpůsobení.

Navržený koncept anténního předzesilovače je zobrazený na obrázku 2.1 (vlevo). Je vidět, že anténní předzesilovač se skládá ze vstupní horní propusti (HP), prvního zesilovacího stupně, planární dolní propusti (DP), druhého zesilovacího stupně, který je zakončen útlumovým π článkem. Vstupní HP 3. řádu (butterworthova aproximace) s mezním kmitočtem f_m = 17 MHz slouží pro odfiltrování frekvenčních složek, které se nachází mimo zájmové frekvenční pásmo. Dále slouží pro snížení zisku anténního předzesilovače na nižších kmitočtech, díky čemuž je dosaženo menšího zvlnění zisku. První stupeň LNA je navržen s cílem dosažení co nejnižší hodnoty NF při co největším možném zisku. Fakt, že první stupeň nemá potřebné zesílení nutí zařadit do návrhu i druhý stupeň, jehož zisk se bude se ziskem prvního stupně sčítat (v logaritmické míře).

Mezi těmito stupni je zařazena planární DP 5. řádu (čebyševova aproximace) s mezním kmitočtem f_m = 1,20 GHz, sloužící k odfiltrování vyšších intermodulačních složek. Na výstup druhého stupně je zařazen pasivní π článek s útlumem 6 dB, zajišťující lepší přizpůsobení výstupního portu a potlačení odražené vlny. Vzhledem k faktu, že LNA má lineární zesílení jen do určité hodnoty výkonu vstupního signálu, je na vstup celého konceptu zařazen digitálně ovladatelný útlumový článek s útlumem 0 – 30 dB s krokem 0,25 dB. Tomuto článku předchází také ESD ochrana.



Obrázek 2.1: Koncept anténního předzesilovače (vlevo), DPS realizovaného prototypu (vpravo)

Celá struktura anténního předzesilovače je napájena za pomoci akumulátoru s dostatečnou kapacitou na to, aby zařízení bylo schopno pracovat alespoň 16 h (dva pracovní dny) bez nutnosti nabíjení, díky čemuž tak odpadá potřeba ve zkušební EMC komoře zajistit rozvod napájecích kabelů. Měření napětí akumulátoru, ovládání útlumového článku a ovládání dalších funkcí, pak zajišťuje pomocná deska plošných spojů (DPS).

3 REALIZACE PROTOTYPU

Cílem výroby prototypu bylo ověření požadované funkčnosti samotného návrhu. Pro vedení vysokofrekvenčnícho (VF) signálu byl použit koplanární vlnovod s pokoveným substrátem (CB-CPW) s využitím běžně dostupného substrátu FR4 o výšce 1,5 mm. Pro ESD ochranu je použito součástky ESD103-B1-02. Jako digitálně řiditelný útlumový článek byl zvolen integrovaný obvod (IO) SKY12343-364LF. Vstupní horní propust (f_m = 17 MHz, Butterworthova aproximace 3. řádu) je realizována pomocí diskrétních součástek a pro zesilovací stupně byl po porovnání s dalšími alternativami zvolen zesilovač MGA-30889. Rozměry prototypu jsou 65 x 115 mm. Vyhotovená DPS prototypu anténního předzesilovače je zobrazena na obrázku 2.1 (vpravo).

Řídící DPS bude za pomoci distančních sloupků umístěna nad DPS anténního předzesilovače a celý komplet bude umístěn do hliníkové krabičky, zajišťující odstínění od nežádoucích signálů.

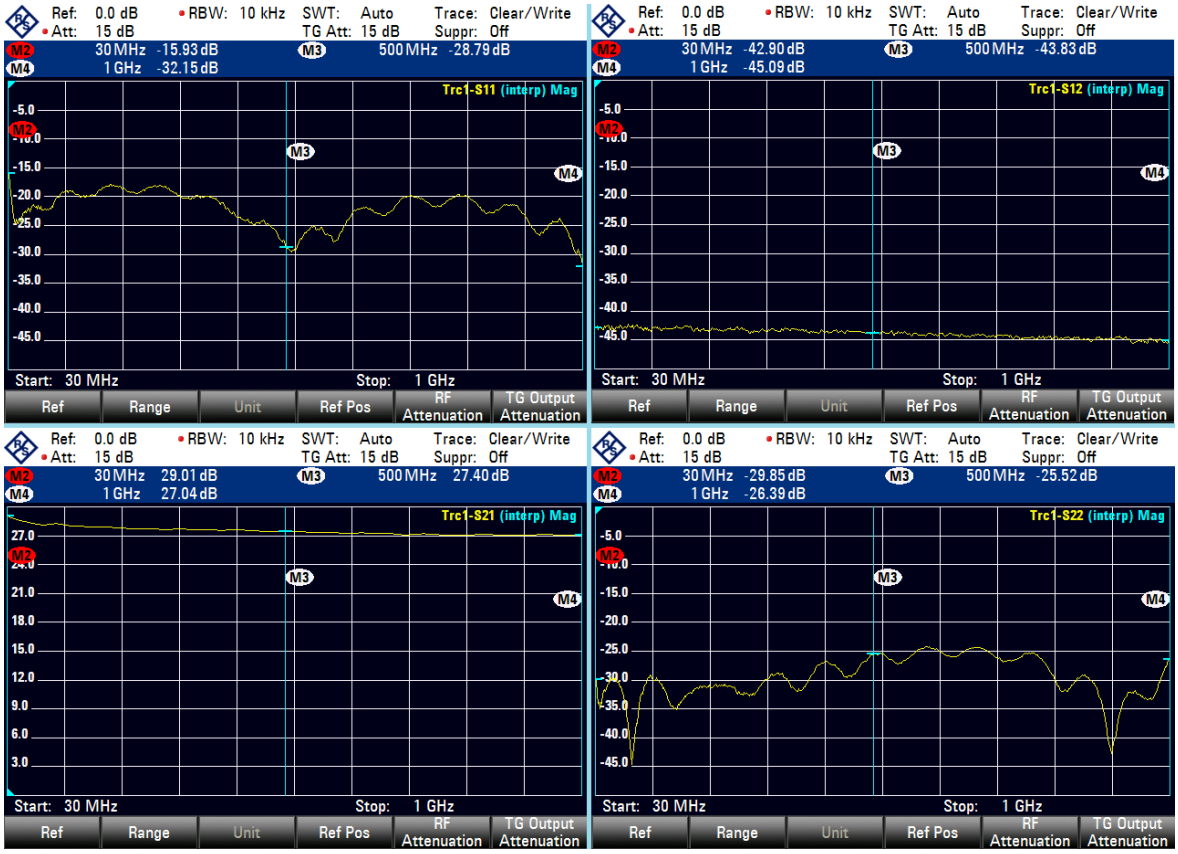
4 VÝSLEDKY MĚŘENÍ

Pro samotný návrh a optimalizaci zapojení bylo využito studentské verze softwaru Ansoft Designer 2.0, ve kterém byl celý koncept simulován a zároveň s tím bylo pro návrh planárního filtru využito softwaru Matlab, ve kterém byl proveden jeho návrh. Tyto simulace tak zajišťují zpětnou vazbu mezi návrhem a naměřenými daty.

Naměřené S parametry kompletního prototypu (vstupní útlum nastaven na 0 dB, přičemž maximální hodnota vložného útlumu IO je 2 dB) jsou zobrazeny na obrázku 4.1. Tabulka 4.1 uvádí srovnání těchto naměřených výsledků s výsledky simulací.

Tabulka 4.1: Srovnání výsledků simulací a měření pro dílčí části návrhu

		0,03 – 1,00 GHz					
		1. zesilovací stupeň		planární filtr		celé zapojení	
		model	prototyp	model	prototyp	model	prototyp
S11	[dB]	< -11,00	< -10,00	< -20,00	< -15,00	< -16,00	< -16,00
S12		< -22,00	< -20,00	-0,50 @ 1GHz	-1,31 @ 1 GHz	< -42,00	< -42,00
S21		14,66±0,28	14,60±0,64			28,21±0,65	**28,03±0,99**
S22		< -25,00	< -20,00	< -20,00	< -15,00	< -19,00	< -24,00



Obrázek 4.1: Naměřené S parametry realizovaného prototypu anténního předzesilovače

Z výsledků měření je patrná shodnost naměřených dat se simulacemi. Bylo dosaženo kvalitního přizpůsobení vstupu a výstupu při NF < 4,5 dB (hodnota získána na základě simulací) v celém pracovním pásmu, a současně je zajištěna stabilita pro všechny vstupní a výstupní impedance (absolutně stabilní). Maximální vstupní výkon, při kterém není překročen bod jedno decibelové komprese (zesilovač není v saturaci a jeho zesílení je lineární), je -12 dBm.

Jednoduchým ověřením citlivosti bylo měření, při kterém na vstup anténního předzesilovače byl přiveden sinusový signál (CW) s kmitočtem 868 MHz a výkonovou úrovní -127 dBm. Na výstupu pak byl naměřena výkonová úroveň -99 dBm.

5 ZÁVĚR

Nutnost zpracovávat signály o velmi nízkých výkonových úrovní přináší do moderních návrhů a měřicích systému nutnost zařadit blok LNA, zlepšující poměr S/N. Se zaměřením na práci ve zkušebních EMC komorách, byl navržen prototyp širokopásmového LNA (který je ovšem využitelný i v jiné aplikaci), jehož zařazení na výstup antény umožňuje díky svému zesílení 28,03±0,99 dB zlepšení citlivosti měřicího řetězce ve frekvenčním rozsahu od 30 MHz do 1 GHz. Z důvodů nepraktičnosti rozvádění napájecích kabelů po zkušební komoře je zařízení koncipováno jako přenosné, napájené vestavěným akumulátorem, přičemž o chod nabíjení, signalizaci vybití baterie, možnost ovládání vstupního atenuátoru a jiné se stará pomocná DPS. Celé zařízení je pak umístěno ve stínící krabičce.

Dalším krokem vývoje bude nasazení prototypu při experimentálním ověřování jeho účinku při měření EMI.

REFERENCE

[1] CARR, Joseph J. *Secrets of RF circuit design. 3rd ed.* New York: McGraw-Hill, 2001, xii, 534 p. ISBN 0071370676.

COMMUNICATIONS TECHNOLOGY INTERNET OF THINGS IN CISCO PACKET TRACER

Pavel Beneš
Master Degree Programme (2), FEEC BUT
E-mail: xbenes48@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radek Fujdiak
E-mail: fujdiak@feec.vutbr.cz

Abstract: This work is aimed at simulating the Internet of Things in Packet Tracer. In this work, a network containing IoT devices is created in the Packet Tracer simulation program. In the network, the parameters affecting the quality of the network are subsequently monitored, depending on the number of connected devices, and these measured values are subsequently evaluated.

Keywords: Delay, Internet of Things, Packet Loss, Packet Tracer

1 ÚVOD

Internet věcí je v dnešní době velice diskutovanou technologií a v budoucnosti bude ještě více kvůli širokým možnostem nasazení. Využití má především ve zdravotnictví, průmyslu, v dopravě a ve městech. S tím souvisí převážně komunikace stroj - stroj, kdy probíhá komunikace převážně mezi zařízeními bez nutnosti zásahu člověka. Slouží k řízení pracovních procesů, sběru, analýze a vyhodnocování dat. Nesmí být ani opomenuta komunikace typu člověk - stroj, stroj - člověk a člověk - člověk. Komunikace v poslední době probíhá hlavně pomocí nízkovýkonových zařízení, a tím roste nutnost nasazování nových komunikačních protokolů a technologií.

Packet Tracer je simulační prostředí pro výukové účely Cisco Networking Acadamy. Packet Tracer je pro studenty volně ke stažení. Je to multiplatformní aplikace, která pracuje jak pod OS Windows, tak pod OS Linux. Aktuálně vydaná verze je 7.1. Tato simulace má za úkol zjistit, jak se bude chovat navrhované prostředí v reálném nasazení. Je tedy nutné vytvořit síť s prvky Internetu věcí a především analyzovat všechny části a prvky sítě a použít nejvhodnějších z nich. Následně provést měření doby odezvy a ztrátovosti paketů.

IoT (Internet věcí - Internet of Things) je rychle se rozvíjející oblastí informačních technologií, která slouží ke komunikaci a kontrole předmětů, které jsou využívány v běžném životě. Zařízení mezi sebou mohou být propojeny pomocí internetu, ale nemusí tomu být jenom tak, stačí když zařízení budou propojeny do jakékoliv lokální sítě, ve které spolu budou moci komunikovat. Jako věc je v tomto případě brán jakýkoliv neživý objekt, jak fyzický, tak virtuální, který obsahuje elektroniku, software a senzory, pomocích kterých sbírá potřebné informace, které následně vyhodnocuje a sdílí s ostatními věcmi v síti. Ty poté podle potřebných dat mohou vykonávat určitou aktivitu. To pro nás znamená, že čím více bude zařízení, tím více bude poskytnutých dat o reálném světě, tím budeme mít více dat k vyhodnocení a tím více znalostí bude možné aplikovat. Hlavními požadavky na IoT jsou: sběr dat/informací/znalostí, uložení dat/informací/znalostí, analýza dat/informací/znalostí, sdílení výsledků, bezpečnost [1, 2].

2 TESTOVACÍ PROSTŘEDÍ

Testování probíhalo ve virtuálním prostředí programu Packet Tracer 7.1.0.0222, do kterého bylo vložena dvě zařízení DLC 100, které nám sloužily pro projení IoT zařízení a jejich možné komunikaci.

DLC 100 byly přiděleny IP adresy 192.168.25.1 a 192.168.26.1 s maskou 24 bitů pro lokální sítě a IP adresy 185.21.220.1 a 185.21.220.2 s maskou 24 bitů pro síť slouží k propojení.

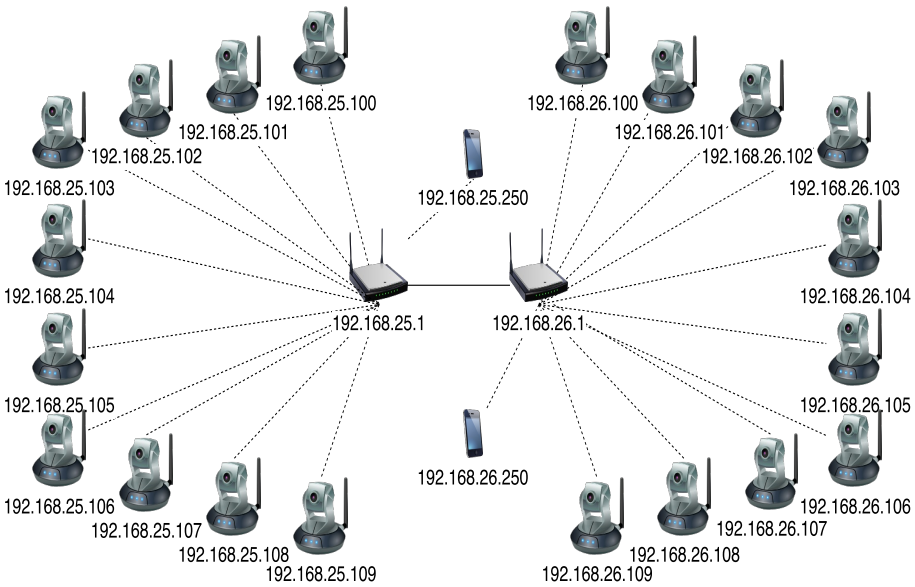
Dále byly do prostředí vkládány prvku IoT které byly připojeny do Wi-Fi sítě s názvem HomeGateway1 a HomeGateway2 vytvořené na zařízeních DLC 100. Zařízení měly IP adresy z rozsahu 192.168.25.2 - 192.168.25.241 s maskou 24 bitů pro HomeGateway1 a IP adresy z rozsahu 192.168.26.2 - 192.168.26.241 s maskou 24 bitů pro HomeGateway2.

Měření probíhalo pomocí příkazu ping, který měl tvar:

```
ping -n 20000 192.168.25.x
```

kde x byla adresa IoT zařízení. Parametr -n nám zaručuje odeslání 20000 ICMP zpráv, který nám zaručoval dostatečný počet zpráv k vyhodnocení výsledků.

Testovaní probíhalo nejdříve dotazováním na 2 IoT zařízení a konec měření byl na 24 IoT zařízení, proběhlo 12 měření. Současně navíc každé zařízení v intervalu 0.3 sekundy posílalo zprávu o velikosti 2048 kB, tato velikost odpovídá zhruba jednomu snímku v rozlišení 3840 x 2160 pixelů a tento čas nám dává přehledové denní o monitorovaném prostoru. Pro první měření v každé síti bylo připojeno 10 IoT zařízení a jeden mobilní telefon, na každé další měření byl nárůst o 10 zařízení a jeden mobilní telefon. Schéma zapojení pro první měření je na Obr. 1.



Obrázek 1: Schéma úvodního testovacího prostředí v programu Packet Tracer.

3 EXPERIMENTÁLNÍ MĚŘENÍ DOBY ODEZVY A ZTRÁTOVOSTI

Doba odezvy je časový úsek, který udává, za jak dlouho dorazí odpověď na dotaz jiného zařízení. Z naměřených hodnot, kdy při pravidelném dotazování příkazem ping a narůstajícím zatížením sítě byly vypočítány průměrné hodnoty na každé měření. Na Obr. 2 je vidět, jak s větším počtem připojených zařízení a tedy i se zvyšujícím se zatížení sítě, roste doba odezvy. Měření nám nesaturovalo z důvodu, že síť na které probíhalo měření nebyla plně vytížena. Pokud bychom pokračovali v měření dál, vzrostla by odezva tak, že by zařízení DLC 100, začalo pakety zahazovat a tím by nám nám přestala růst doba odezvy a pro další měření by nám zůstala konstantní.

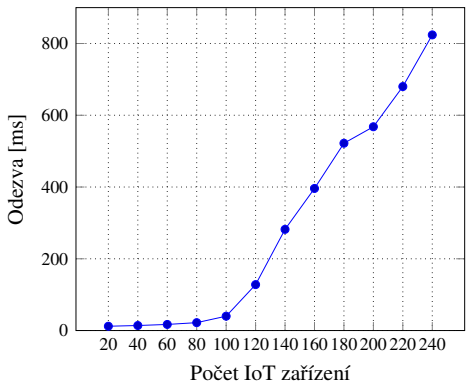
Ztrátovost chyba při které se ztratí jeden nebo více paketů v počítačové síti. Ztrátu paketů může způsobit více okolností. Největší vliv mají ty vlastnosti: zhoršená kvalita signálu, zahození paketu z dů-

vodu zahlcení sítě, poškozené pakety zamítnuté během přenosu, selhání síťového hardwaru, selhání síťových ovladačů, nebo běžného směrování. Procentuální rovnice ztrátovosti je:

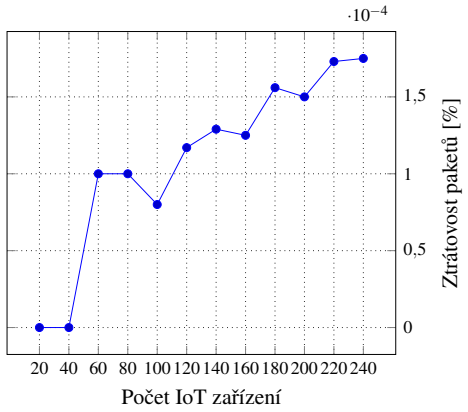
$$LR = \frac{P_a}{P_s} \cdot 100\ [\%], \tag{1}$$

P_a = udává počet přijatých paketů a P_s = udává počet odeslaných paketů.

Z naměřených hodnot, kdy při pravidelném dotazování příkazem ping a narůstajícím zatížení sítě byly vypočítány průměrné hodnoty na každé měření. Na Obr. 3 je vidět, jak při nižším počtu připojených zařízení je ztrátovost nulová, s rostoucím počtem zařízení následně roste i počet ztracených paketů v síti. Ztrátovost je velmi nízká, při testování nebylo ztraceno víc jak 0.002% paketů na měření. Ztrátovost byla nízká z důvodu, že síť na které probíhalo měření nebyla plně vytížena. Pokud bychom pokračovali v měření dál, vzrostla by odezva tak, že by zařízení DLC 100, začalo pakety zahazovat a tím by nám začala růst ztrátovost paketů.



Obrázek 2: Doba odezvy v závislosti na počtu IoT zařízení.



Obrázek 3: Ztrátovost paketů v procentech na počtu IoT zařízení.

4 ZÁVĚR

Z naměřených hodnot, kdy při pravidelném dotazování příkazem ping a narůstajícím zatížení sítě byly vypočítány průměrné hodnoty ztrátovosti paketů a doby odezvy. Z naměřených hodnot jde usoudit, že zvolený provoz síť zatížil pouze z hlediska doby odezvy. Ztrátovost paketů byla minimální a nepřesáhla 0,002% paketů na měření. Tyto nízké hodnoty se dají přisoudit tomu, že síť nesaturovala při měření doby odezvy a tedy nebyla plně zatížena.

REFERENCE

[1] AL-FUQAHA, Ala, Mohsen GUIZANI, Mehdi MOHAMMADI, Mohammed ALEDHARI a Moussa AYYASH. *Internet of Things: A Survey on Enabling Technologies, Protocols, and Applications* [online]. 2015, 2347-2376 [cit. 2018-03-10]. DOI: 10.1109/COMST.2015.2444095. ISSN 1553-877X.

[2] Security Requirements Analysis for the IoT. *2017 International Conference on Platform Technology and Service (PlatCon)* [online]. IEEE, 2017, 1-6 [cit. 2018-03-08]. DOI: 10.1109/PlatCon.2017.7883727. ISBN 978-1-5090-5140-3.

PERFORMANCE ENHANCEMENT OF DIELECTRIC RESONATOR ANTENNA BY EBG STRUCTURE

Radek Slavíček

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xslavi21@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaroslav Láčík

E-mail: lacik@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper deals with a linearly polarized dielectric resonator antenna (DRA) operating in the basic mode $TE^{y}_{\delta 11}$ at f_0 = 10 GHz surrounded by an electromagnetic band gap structure (EBG). A dielectric resonator antenna, an EBG structure were designed and method of integration of both components was developed. The simulated results show a significant improvement of the radiation pattern in the E-plane (narrower main beam, lower level of side lobes, higher directivity) in comparison to a conventional DRA.

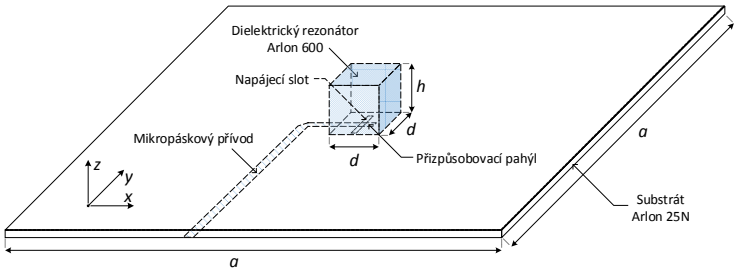
Keywords: Dielectric resonator antennas (DRA), electromagnetic band gap (EBG), directive antennas

1 ÚVOD

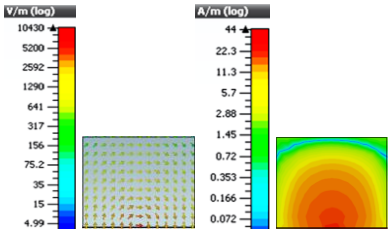
V poslední době jsou na vzestupu komunikační systémy a bezdrátové aplikace využívající pásma milimetrových vln - M*illimeter-Wave Band* (MMW). Vznikají tak požadavky na komerčně dostupné kompaktní antény pro vysokofrekvenční systémy. Právě na vysokých frekvencích konvenčních (kovových) antén ovšem vzrůstají ztráty vlivem konečné vodivosti kovů, a jejich účinnost tak s rostoucím kmitočtem klesá. Proto se v posledních letech zvýšila pozornost o dielektrické rezonátorové antény – *Dielectric Resonator Antennas* (DRA) a to díky velmi malé ztrátě vlivem konečné vodivosti, různým metodám buzení, vysoké účinnosti záření, možnosti dosáhnout velké impedanční šířky pásma a v neposlední řadě jejich ceny. Bohužel vlivem povrchových vln dochází na hranách substrátu k difrakci a následné interferenci s přímou vlnou dielektrického rezonátoru (DR) a to především v E-rovině. Snižuje se tak energie vyzařovaná v kolmém směru k zemní desce a vzniku nežádoucích postranních laloků. Možnou metodou, jak zabránit postupování povrchových vln, je využití periodicky se opakující elektromagnetické zádržné struktury – *Electromagnetic Band Gap* (EBG). Tento přístup je popsán v [1].

2 NÁVRH DIELETRKICKÉ REZONÁTOROVÉ ANTÉNY

Pro anténu byl navržen rezonátor pracující v základním módu $TE^{y}_{\delta 11}$. Pro koncept antény byl použit DR kvádrového tvaru z materiálu Arlon 600 (ε_r = 6,15; tan δ = 0,003) umístěný na pokoveném substrátu Arlon 25N (ε_r = 3,38; tan δ = 0,0025; t_s = 0,762 mm). Rezonanční frekvence f_0 DR závisí jak na jeho tvaru, tak na relativní permitivitě materiálu. Počáteční návrh rozměrů DR lze získat analytickými vztahy [1]. Napájení je řešeno štěrbinou s mikropáskovým přívodem a přizpůsobovacím pahýlem. Vyladění antény na stanovenou f_0 = 10 GHz docílíme rozměry napájecí štěrbiny l_s = 7 mm, w_s = 1 mm a pahýlu s = 5,2 mm. Geometrie DR byla vyladěna na h = 6,1 mm, d = 7,6 mm. Velikost zemnící plochy a = 147 mm, odpovídá konstruktivní interferenci přímé a difrakční povrchové vlně, díky čemuž získáme maximální zisk v kolmém směru k zemnící rovině. Návrh antény je na obr.1 Rozložení pole v řezu z*x* DR zobrazuje obr. 2.



Obrázek 1: Konfigurace DRA na zemní rovině

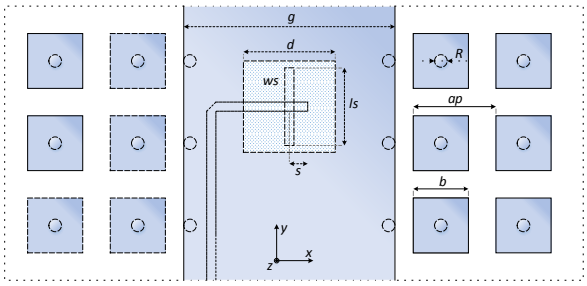


Obrázek 2: Rozložení elektrického pole **E** a magnetického pole H_y v řezu E-roviny (*zx*)

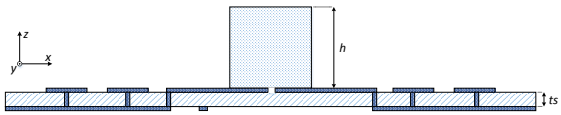
3 NÁVRH DIELETRKICKÉ REZONÁTOROVÉ ANTÉNY S EBG

Struktura EBG se skládá z dielektrického substrátu a pravidelně se opakujících vodivých vzorů. Její vlastností je frekvenční selektivita zádržného pásma, kterou popisuje dispersní diagram. Rozměry struktury byly vyladěny na a_p = 5.73 mm, b = 4,75 mm a R = 1 mm. K návrhu lze vycházet z [2].

Vliv povrchových vln je daleko významnější v E-rovině (rovina *zx*), proto byla struktura maticově rozmístěna v této rovině v počtu 7 x 13 buněk (*x* x *y*) v každé polorovině. Aby bylo možné integrovat EBG strukturu a DRA napájenou štěrbinou s mikropáskovým přívodem, bylo potřeba vyřešit propojení zemnící plochy EBG a DR, a to tak, aby nebyl ovlivněn přívodní mikropásek. Byl tedy navržen pás zemnící plochy z vrchní strany desky o šířce g =*40* mm, a ten vodivě spojen s dvěma zeměmi na spodní straně desky. Přívodní pásek musel být ohnut a skosen kvůli eliminaci odrazů. Parametr g byl zvolen jako kompromis mezi úrovněmi hlavního vyzařovacího svazku a postranních laloků. Maximální zisk antény a úroveň postranních laloků se zvyšují s rostoucím g od 30 do 45 mm. Téměř úplné potlačení postranních laloků docílíme šířkou vodivého pásu $g = \lambda_0$. Pro maximální zisk volíme g = 1,5λ_0. Ostatní rozměry byly ponechány tak, jak jsou uvedeny v předchozí kapitole. Způsob, jakým byly obě komponenty integrovány na jednu zemnící plochu, je zřejmý z obr. 3 a 4.



Obrázek 3: Nákres detailu napájení DRA

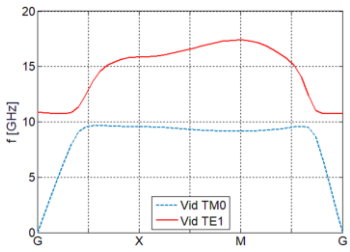


Obrázek 4: Detail integrace DRA s EBG v řezu *zx*

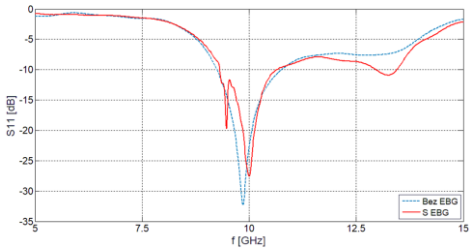
4 VÝSLEDKY

Modelováním jedné buňky EBG struktury s periodickými okrajovými podmínkami byl získán disperzní diagram zobrazený na obr. 5. Zjištěné zádržné pásmo hřibkové struktury je 9,7─10,8 GHz. Velký vliv na šířku pásma má rozměr flíčku b a průměr prokovu R.

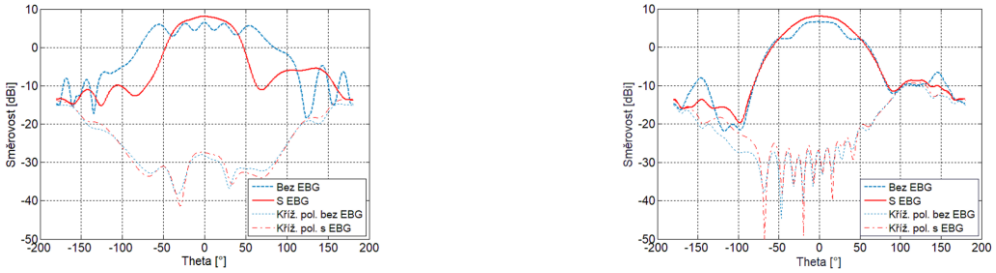
Výsledky modelování obou antén jsou uvedeny na obr. 6 a 7. Z obrázků je patrné, že anténa s EBG strukturou má podstatně užší hlavní lalok v rovině E, nižší úroveň postranních laloků a větší směrovost ve srovnání s konvenční DRA. Vliv EBG struktury na vyzařování antény v rovině H a na činitele odrazu na vstupu antény je zanedbatelný.



Obrázek 5: Disperzní diagram buňky EBG



Obrázek 6: Porovnání modul činitele odrazu S_{11} konvenční DRA bez a s EBG



Obrázek 7: Porovnání dosažených výsledků vyzařovací charakteristiky pro f_0 = 10 GHz v rovině E - *zx* (vlevo) a rovině H - *zy* (vpravo) konvenční DRA bez EBG a navržené DRA s integrovanou EBG strukturou

5 ZÁVĚR

Práce popisuje metodu zvyšující směrovost a zisk DRA. Byl navržen způsob integrace DRA a EGB struktury. Z dosažených výsledků je zřejmé, že využití EBG struktury v oblasti lineárně polarizovaných dielektrických rezonátorových antén je velmi perspektivní, protože dochází k dramatickému zlepšení vyzařovací charakteristiky v rovině E antény (zúžení svazku Θ_{3E} = +/- 36°, potlačení postranních laloků antény a zvětšení směrovosti D = 8,1 dBi oproti směrovosti konvenční DRA D = 6,5 dBi). Navržené antény budou vyrobeny a experimentálně ověřeny. Výsledky měření budou prezentovány na studentské konferenci. V další práci bude zkoumán vliv EBG struktury na DRA pracující s vyššími módy, kde se opět očekává omezení postranních laloků a navýšení zisku v hlavním vyzařovacím svazku.

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl díky podpoře projektu LO1401 (INWITE) Ministerstva školství a projektu č. FEKT-S-17-4713 Interní grantové agentury Vysokého učení technického v Brně.

REFERENCE

[1] AL-HASAN, Mu'ath J., Tayeb A. DENIDNI a Abdel Razik SEBAK. Millimeter-Wave EBG-Based Aperture-Coupled Dielectric Resonator Antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* [online]. 2013, 61(8), 4354-4357 [cit. 2018-03-29]. Dostupné z: http://ieeexplore.ieee.org/document/6515326/

[2] LEUNG, K.W., LONG, S.A., Overview of the Dielectric Resonator Antenna, Dielectric Resonator Antennas, edited by Kwai-Man, L. and Kwok-Wa, L., Chapter 1, Library on Congress Cataloguing-in-Publication, 2003.

[3] SIEVENPIPER, D., LIJUN ZHANG, R.F.J. BROAS, N.G. ALEXOPOLOUS, YABLONOVITCH, E. *High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band*, in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, no. 11, pp. 2059-2074, Nov 1999.

MULTILAYER TEXTILE ANTENNA ARRAY

Roman Hermány, Tomáš Pařízek

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xherma27@stud.feec.vutbr.cz

xpariz07@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zbyněk Raida

E-mail: raida@feec.vutbr.cz

Abstract: Two possible ways to power the serial patch array will be presented. The antenna array is conceived as a multi-layered structure formed on a 3D textile substrate. The first concept – aperture coupled array – is unsuitable for use in close proximity to the electrically conductive shell of the aircraft. The second concept – array coupled with textile integrated waveguide – seems like the best possible solution. The impedanc bandwidth of this proposed three elements antenna is 310 MHz, the gain in the main lobe direction is 13.6 dBi.

Keywords: Microstrip line, textile integrated weveguide, patch antenna, slot

1 ÚVOD

Cílem této práce je navrhnout anténní řadu použitelnou v leteckém nebo automobilovém průmyslu s využitím textilních materiálů. Celý koncept je realizován na 3D textilní pletenině od firmy SINTEX. Tím se výrazně ušetří hmotnost a zároveň i provozní náklady, protože letadla již tuto pleteninu obsahují k tlumení mechanických vibrací a k teplotní izolaci.

Danou 3D pleteninu tvoří dva pevné pletené povrchy spojené polyesterovými vlákny. V závislosti na hustotě polyesterových vláken se mění i permitivita a ztráty (pro naše účely byla použita pletenina s permitivitou 1,2). Jednotlivé vrstvy 3D pleteniny se pak mohou vzájemně spojovat laminací a tím propojit napájecí síť (mikropáskové vedení nebo TIW vlnovod) s vyzařujícími elementy.

Kovové povrchy jsou realizovány měděnou samolepící fólií nebo stříbrnou polymerovou pastou nanášenou sítotiskem (vodivost se pohybuje kolem 20 mΩ/□, v závislosti na použité fólii nebo počtu vrstev stříbrné pasty). Stěny TIW vlnovodu jsou vyšity vodivými nitěmi jejichž vodivost se pohybuje pod 50 Ω/m.

2 NÁVRH

Bezdrátová komunikace mezi sedadly a systémy uvnitř letadla by měla pracovat v ISM pásmu 5,8 GHz. Motivace pro vytvoření anténní řady je co nejlepší pokrytí prostoru uvnitř letadla.

Práce se zaměřuje na dva koncepty buzení takovéto řady.

2.1 ŘADA BUZENÁ APERTURAMI V ZEMNÍ DESCE MEZI FLÍČKY

Struktura se skládá ze dvou vrstev 3D textilu, kde na spodní vrstvě je mikropáskové vedení zakončené naprázdno. Mezi textily pak jeho zemní deska s příčnými štěrbinami, kde první leží čtvrtinu vlnové délky v textilu od otevřeného konce a další pak v jejím celistvém násobku. Na vrchní straně struktury jsou pak flíčky nad středy těchto štěrbin.

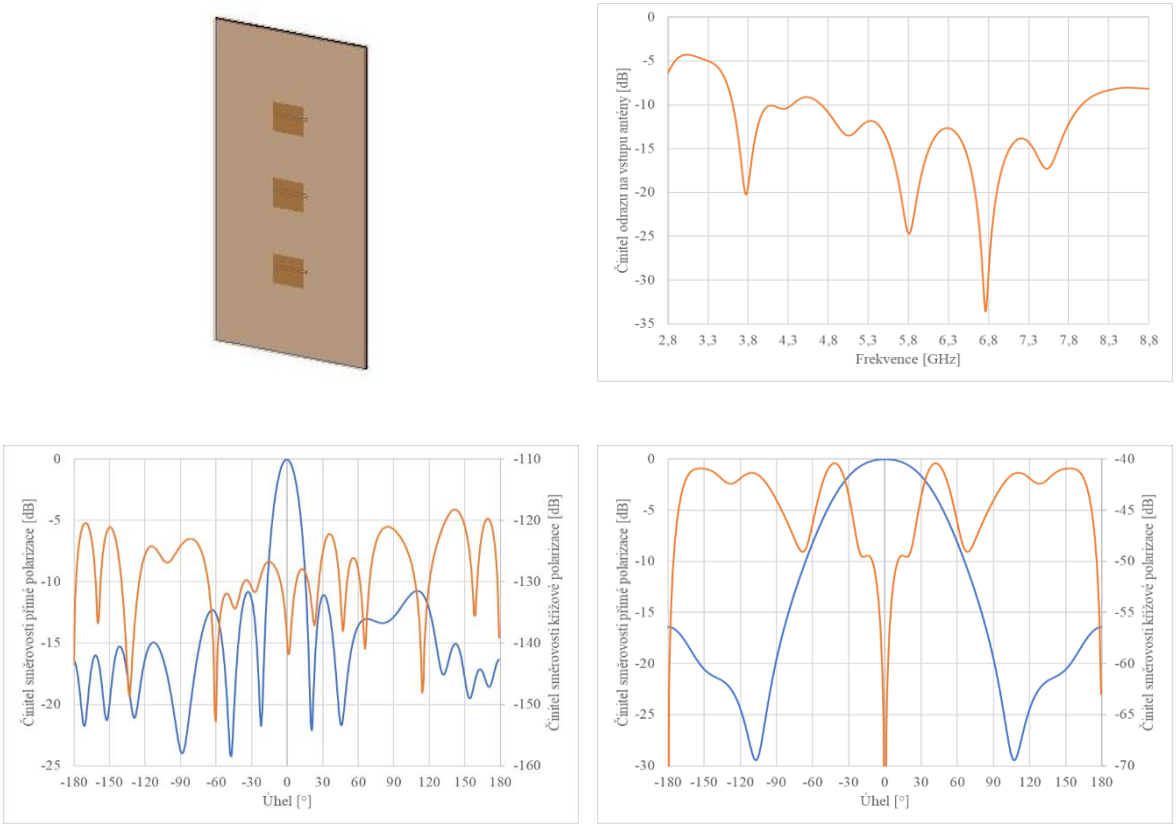
V prvním kroku je navrženo mikropáskové vedení o charakteristické impedanci 50 Ω pomocí kalkulátoru který je obsažen v CST MWS, který je pro návrh této práce použit. V dalším kroku se použije Elliotova návrhová procedura podle [2].

Kde se nejprve vytvoří celá struktura, ale pouze s jedním elementem uprostřed a průchozím mikropáskovým vedením s porty na obou koncích. Poté je rovina jednoho portu je posunuta do středu štěrbiny. V tomto bodě jsou pak počítány koeficienty vlastní rezistence R a vlastní reaktance X normované k charakteristické impedanci R_0 podle vzorce [2]:

$$\frac{Z}{R_0} = \frac{R}{R_0} + j\frac{X}{R_0} = \frac{2S_{11}}{1-S_{11}} \tag{1}$$

kde Z je vlastní impedance izolovaného elementu a S_{11} činitel odrazu ve středu elementu.

Pomocí optimalizačních metod v CST a nastavením správných cílů optimalizace, tj. v našem případě třetina R/R_0 a nulová složka X/R_0 na mezní frekvenci, lze jednoduše naladit danou řadu na požadovaný kmitočet.



Obrázek 1: Model navržené struktury (vlevo nahoře), činitel odrazu na vstupu (vpravo nahoře), směrový vyzařovací diagram v rovině E (vlevo dole) a rovině H (vpravo dole) [1].

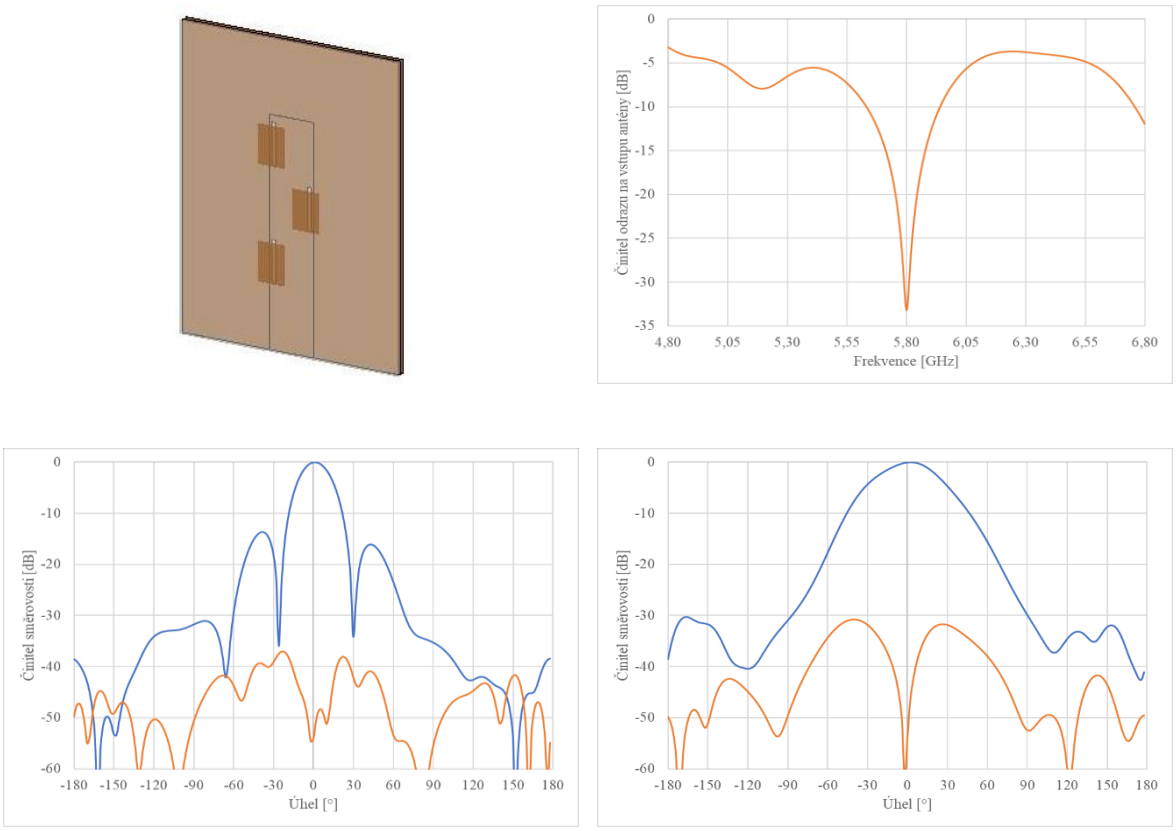
Výsledná struktura vykazuje vysokou šířku pásma a polarizační čistotu.

2.2 Řada buzená aperturami ve vlnovodu integrovaným do textilu

Základem jsou opět dvě vrstvy pleteniny spojené laminací. Kde spodní pletenina pokovena z obou stran a prošitá vodivými nitěmi tvoří vlnovod integrovaný do textilu TIW. Ve vrchní pokovené vrstvě jsou podélné štěrbiny, což je rozdíl oproti předchozímu návrhu. Výhodou této konfigurace je menší délka vlnovodu při stejném počtu zářících elementů. První štěrbina leží čtvrtinu vlnové délky ve vlnovodu od konce vlnovodu a další pak v násobcích poloviny této vlnové délky viz obrázek 2.

Postup návrhu je obdobný jako pro předchozí strukturu s tím rozdílem, že se nezjišťuje vlastní impedance izolovaného elementu, ale jeho vlastní admitance podle vzorce [2]:

$$\frac{Y}{G_0} = \frac{G}{G_0} + j\frac{B}{G_0} = \frac{-2S_{11}}{1+S_{11}} \tag{2}$$



Obrázek 2: Model navržené struktury (vlevo nahoře), činitel odrazu na vstupu (vpravo nahoře), směrový vyzařovací diagram v rovině E (vlevo dole) a rovině H (vpravo dole) [1].

3 ZÁVĚR

Simulovaná impedanční šířka pásma prvního konceptu je 3,25 GHz při 2,5 milionech diskretizačních buněk. Maximální zisk v rovině E 12,87 dBi, šířka hlavního laloku 19,3° a potlačení postranních laloků 10,7 dB. Maximální zisk v rovině H 13,00 dBi. Ovšem tento koncept není vhodný pro použití v těsné blízkosti elektrického pláště letadla.

Simulovaná impedanční šířka pásma druhého konceptu je 310 MHz při 2 milionech diskretizačních buněk. Maximální zisk v rovině E 13,5 dBi, šířka hlavního laloku 23,7° a potlačení postranních laloků 13,6 dB. Maximální zisk v rovině H 13,6 dBi. Nejvýhodnější řešení pro naše použití.

PODĚKOVÁNÍ

Tato publikace vznikla za podpory grantu FV10087 Ministerstva průmyslu a obchodu a za podpory Interní grantové agentury Vysokého učení technického v Brně projekt č. FEKT-S-17-4713.

REFERENCE

[1] HERMÁNY, R. *Vícevrstvá textilní anténní řada*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2017. 27 s. Semestrální práce. Vedoucí práce: prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida.

[2] MIKULÁŠEK, T., LÁČÍK, J., PUSKELY, J., RAIDA, Z. Design of aperture-coupled microstrip patch antenna array fed by SIW for 60 GHz band. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2016, Vol. 10, Iss. 3, pp. 288–292.

Magisterské projekty

Kybernetika a automatizace,
Teoretická elektrotechnika,
Fyzika a Matematika,
Zpracování signálů, obrazu a dat

SYSTEMS RELIABILITY ANALYSIS USING MONTE CARLO APPROACH

Vojtěch Kučírek

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xkucir02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Miroslav Jirgl

E-mail: jirgl@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper is focused on the systems reliability analysis. In the first part of the paper, the reliability block diagrams and the most commonly used reliability parameters are described. Next part of the paper is focused on the Monte Carlo approach used in systems reliability analysis. In the last part of the paper, digital multimeter reliability analysis using Monte Carlo approach is made.

Keywords: Reliability, reliability parameters, reliability analysis, Monte Carlo approach

1 ÚVOD

Spolehlivost je velmi důležitá vlastnost technických systémů. Pojem spolehlivost lze chápat jako schopnost systému plnit požadovanou funkci. K vyjádření spolehlivosti systémů se používají tzv. spolehlivostní ukazatele. Aby se již ve fázi návrhu předešlo poruchám, čili nespolehlivosti systému, je prováděna analýza (predikce) spolehlivosti navrhovaného systému. První fází analýzy spolehlivosti bývá obvykle vytvoření blokového spolehlivostního modelu systému, se kterým pak pracuje samotná spolehlivostní analýza.

V současné době existuje množství metod používaných při analýze spolehlivosti systémů. Tento článek se zabývá statistickou analýzou spolehlivosti pomocí metody Monte Carlo, která je ve srovnání s analytickými přístupy poměrně jednoduchá a dnes stále častěji používaná.

2 MODELOVÁNÍ SPOLEHLIVOSTI

Při modelování spolehlivosti technických systémů jsou nejčastěji používány blokové spolehlivostní modely RBD (Reliability Block Diagrams), které jsou tvořeny jednotlivými bloky reprezentujícími zkoumaný systém. Bloky systému jsou popsány pomocí tzv. spolehlivostních ukazatelů.

2.1 BLOKOVÉ MODELY

Blokové spolehlivostní modely dělíme podle řazení prvků na modely sériové, paralelní a kombinované (sérioparalelní a paralelně-sériové). Sériový model představuje nezálohovaný systém, tzn. porucha kteréhokoli prvku u něj způsobí poruchu celého systému. Paralelní model je model systému se zálohou. K poruše systému jako celku u něj dochází pouze v případě poruchy všech prvků.

2.2 SPOLEHLIVOSTNÍ UKAZATELE

Mezi nejčastěji používané spolehlivostní ukazatele patří pravděpodobnost poruchy *Q(t)*, pravděpodobnost bezporuchového provozu *R(t)*, intenzita poruch *λ(t)* a střední doba bezporuchového provozu *MTBF* (Mean Time Between Failures), čili střední doba mezi poruchami.

Pravděpodobnost poruchy Q(t) je distribuční funkcí doby do poruchy. Matematicky je dána vztahem (1), ve kterém *f(t)* je hustota pravděpodobnosti poruchy. [1]

$$Q(t) = \int_0^t f(t)\,dt \quad [-] \tag{1}$$

Pravděpodobnost bezporuchového provozu R(t) je doplňkovou funkcí k pravděpodobnosti poruchy *Q(t)*. Součet pravděpodobnosti bezporuchového provozu *R(t)* a pravděpodobnosti poruchy *Q(t)* je tzv. úplná pravděpodobnost, která je rovna jedné. Pro výpočet pravděpodobnosti bezporuchového provozu *R(t)* z hustoty pravděpodobnosti poruchy *f(t)* platí vztah (2). [1]

$$R(t) = \int_t^{\infty} f(t)\, dt = 1 - Q(t) \ [-] \tag{2}$$

Intenzita poruch λ(t) je nejčastěji používaný ukazatel spolehlivosti, resp. bezporuchovosti systémů. Pro intenzitu poruch *λ(t)* platí při předpokladu, že funkce *f(t)*, *Q(t)*, *R(t)* jsou spojité, vztah (3). [1]

$$\lambda(t) = \frac{f(t)}{R(t)} = \frac{f(t)}{1-Q(t)} \ [h^{-1}] \tag{3}$$

Střední doba bezporuchového provozu MTBF je z matematického hlediska střední hodnota pravděpodobnosti bezporuchového provozu *R(t)*. Výpočet střední doby bezporuchového provozu *MTBF* je dán vztahem (4). [1]

$$MTBF = \int_0^{\infty} R(t)dt \ \ [h] \tag{4}$$

3 METODA MONTE CARLO

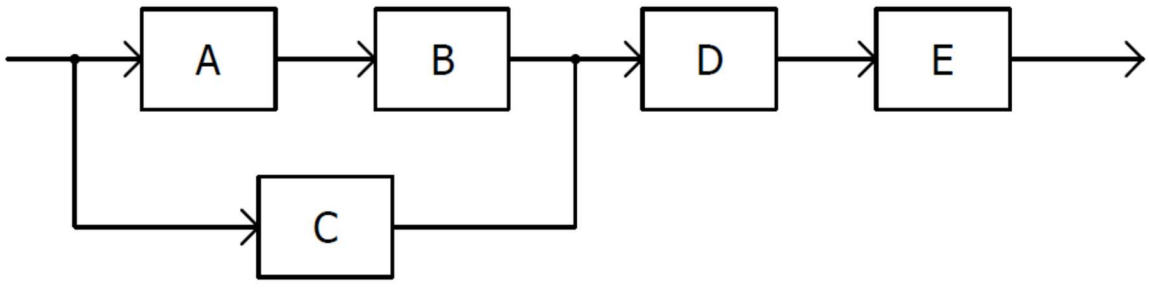
Analýza spolehlivosti systémů metodou Monte Carlo je založena na statistickém výpočtu spolehlivostních ukazatelů systému, výpočet samotný je většinou proveden pomocí počítače. Při analýze metodou Monte Carlo se vychází ze znalosti blokového spolehlivostního modelu systému a hodnot některého spolehlivostního ukazatele – nejlépe intenzity poruch *λ* (viz. vztah 3) jednotlivých částí systému. Rovněž je potřeba znát rozdělení pravděpodobnosti poruch příslušných částí systému. [1]

Pro analýzu metodou Monte Carlo je potřeba dostatečně velký soubor náhodných čísel. Distribuční funkce *F(x)* a hustota pravděpodobnosti *f(x)* tohoto souboru náhodných čísel musí odpovídat rozdělení a hustotě poruch modelované části systému.

Při vytváření požadovaného souboru náhodných čísel se nejčastěji vychází ze souboru čísel s rovnoměrným rozdělením v intervalu (0,1), který je získán z generátoru náhodných čísel. Tento soubor čísel je pak pomocí vhodné transformace převeden na soubor čísel s požadovaným rozdělením pravděpodobnosti s distribuční funkcí *F(x)*. Celý postup analýzy bude demonstrován na reálném příkladu.

4 PŘÍKLAD POUŽITÍ METODY MONTE CARLO

Použití statistické metody Monte Carlo bude názorně ukázáno na modelu digitálního multimetru. Spolehlivostní blokové schéma tohoto systému je na Obrázku 1. Digitální multimetr sestává celkem z pěti prvků, jimiž jsou: síťový transformátor (ve schématu označen A) a usměrňovač B, které dohromady tvoří napájecí zdroj; dále akumulátor C (slouží k záloze pro případ výpadku elektrické sítě), měřicí modul D a zobrazovací displej E.



Obrázek 1: Spolehlivostní blokové schéma modelu digitálního multimetru

Všechny prvky systému mají exponenciální rozdělení pravděpodobnosti poruch, jehož hustota pravděpodobnosti *f(t)* je dána vztahem (5). Hodnoty intenzity poruch λ jednotlivých prvků (určené z tabulek) jsou následující: $\lambda_A = 6.10^{-4}\ h^{-1}$, $\lambda_B = 4.10^{-5}\ h^{-1}$, $\lambda_C = 2.10^{-5}\ h^{-1}$, $\lambda_D = 5.10^{-6}\ h^{-1}$, $\lambda_E = 7.10^{-5}\ h^{-1}$. Analýza spolehlivosti bude provedena pro čas $t = 5000\ h$.

Samotná analýza (výpočet) je rozdělena do pěti kroků [2], jimiž jsou:

1. Inicializace - nastavení intenzit poruch λ_A až λ_E a času t na příslušné hodnoty ze zadání, vynulování registrů S a K a nastavení počtu iterací N.
2. Vygenerování náhodných čísel x_A až x_E a přiřazení náhodných čísel y_A až y_E podle vztahu (6).
3. Určení náhodného čísla z_i podle vztahu (7). Číslo z_i představuje dobu do poruchy pro danou iteraci výpočtu. Vztah (7) vychází ze spolehlivostního blokového schématu modelu.
4. Porovnání čísla z_i s dobou t. Jestliže platí $z_i > t$, inkrementuje se registr K. K hodnotě v registru S se přičte hodnota z_i. Tyto kroky se opakují až do doby, než je splněn požadovaný počet iterací N (N je obvykle velké číslo, řádově 10^5 až 10^6).
5. Výpočet pravděpodobnosti bezporuchového provozu *R(t),* pravděpodobnosti poruchy *Q(t)* a střední doby bezporuchového provozu *MTBF* podle vztahů (8), (9) a (10). [2]

$$f(t) = \lambda e^{-\lambda t}\ [h^{-1}] \tag{5}$$

$$y_i = -\frac{1}{\lambda}\ln(1 - x_i) \tag{6}$$

$$z_i = min[max\{\min(y_A, y_B), y_C\}, y_D, y_E] \tag{7}$$

$$R(\mathrm{t}) = \frac{K}{N} \quad [-] \tag{8}$$

$$Q(t) = 1 - R(t) \quad [-] \tag{9}$$

$$MTBF = \frac{S}{N} \quad [h] \tag{10}$$

Algoritmus analýzy metodou Monte Carlo jsem implementoval v programovém prostředí Matlab R2013b a pomocí něj jsem po provedení $N = 10^6$ iterací určil hodnoty spolehlivostních ukazatelů modelu digitálního multimetru: *R(t) = 0,6247, Q(t) = 0,3753, MTBF = 10 569 h*

Analyticky vypočtené hodnoty jsou: *R(t) = 0,6245, Q(t) = 0,3755, MTBF = 10 620 h*

5 ZÁVĚR

Pomocí analýzy metodou Monte Carlo jsem stanovil spolehlivostní ukazatele modelu digitálního multimetru. Hodnoty určené metodou Monte Carlo, kterou jsem implementoval v prostředí Matlab, se pouze nepatrně liší od analyticky vypočítaných hodnot. Metoda Monte Carlo je tudíž efektivní a z hlediska časové náročnosti mnohonásobně rychlejší než pracný analytický výpočet.

REFERENCE

[1] BEDNAŘÍK, J. Technika spolehlivosti v elektronické praxi. Praha: SNTL, 1990. 336 s. ISBN 80-03-00422-5

[2] JIRGL, M., BRADÁČ, Z., HAVLÍKOVÁ, M., ŠŤASTNÝ, L. Monte Carlo Reliability Analysis of Systems with a Human Operator. IFAC-PapersOnLine (ELSEVIER), 2016, roč. 49, č. 25, s. 310-315, ISSN: 2405-8963

[3] BÁBEK, T. Diagnostika spolehlivosti technických zařízení. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 48 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Marie Havlíková, Ph.D.

PRODUCTION SCHEDULING SUBSYSTEM FOR MES

Ladislav Tylich

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xtylic02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Václav Kaczmarczyk

E-mail: kaczmarczyk@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper focuses on production scheduling for concrete application of automatic bartender controlled by robotic arm. It creates order of tasks for robot to satisfy all drink orders. It also aims to bring new ideas to speed up the whole process.

Keywords: JobShop, Scheduling, Manufacturing Execution Systems, MES

1 ÚVOD

V dnešní době je stále více činností nahrazovaných robotem, ať už se jedná o prostředí průmyslových hal nebo běžných domácností. Přestože má robot robustní řízení, není to dostačující, pokud mu nadřazená aplikace nepodává instrukce ve správném pořadí. Proto se na úrovni výrobního systému pro řízení MES (*Manufacturing Execution System*) používají plánovací moduly, které zajišťují optimální posloupnost příkazů pro maximální účinnost robota a minimalizaci časových prostředků.

Předmětem optimalizační úlohy je testbed vznikající na Ústavu automatizace a měřicí techniky, který slouží pro návrh a ověřování metod řízení výrobních procesů. Dále je na něm možné demonstrovat možnosti, které do výrobních podniků přináší Průmysl 4.0. Prakticky se jedná o stůl na přípravu míchaných nápojů. Mechanické provedení je znázorněno na Obrázku 1 – testbed se skládá z pěti autonomních buněk: zásobníku alkoholických, zásobníku nealkoholických nápojů, drtiče ledu, míchače nápojů (shaker) a buňky zásobníku sklenic. Dále nelze opomenout dopravníkový pás pro hotové výrobky a robotický manipulátor SCARA. Plocha pod stolem je určena pro podpůrná řídicí zařízení a IT technologie [2]. Podobný projekt byl na podzim loňského roku úspěšně realizován v prostorách CIIRC ČVUT v Praze [5].

Součástí projektu by také měla být možnost navrhovat a provozovat systém pro řízení výroby (MES). Úkolem MESu je kromě zisku a vyhodnocení relevantních dat ([2]) také mimo jiné přidělování zdrojů a modul pro operativní plánování výroby [4], který je předmětem této práce.

Řešení spočívá v aplikaci lineárního programování. Na tuto úlohu lze přímo aplikovat ukázkový příklad *Rozvrh práce* (anglicky *Job shop scheduling*). Tato aplikace lineárního programování je zaměřena na vykonávání mnoha úloh na více zařízeních. Každá úloha má několik úkolů (operací), přičemž každý je potřeba provést na určitém stanovišti (resp. zařízení) a je nutné dodržet jejich sekvenci [1].

2 ŘEŠENÍ PROBLÉMU

Úlohu demonstruje objednávka a úkoly reprezentují operace na jednotlivých stanovištích přípravy nápoje. Známé parametry pro řešení rozvrhu jsou minimální časy strávené na jednotlivých stanovištích. Kritickým prvkem je samotný robotický manipulátor, jelikož zajišťuje přemisťování mezi stanovišti a tvoří tedy každý lichý úkol při přípravě nápoje (Obrázek 2).



Obrázek 1: Současný návrh mechanické části testbedu [2].

Délka trvání každé operace při přípravě drinku symbolizuje časový slot, tedy čas, který je potřeba k dokončení úkolu. Cílem plánování bude optimální nalezení příslušného slotu na každém stanovišti pro pevný počet objednávek nápojů.

Pro nalezení optimálního řešení je využit solver CPLEX v rámci IBM ILOG CPLEX Optimization Studia 12.8, kde se pro definici problému používá jazyk OPL (*Optimization Programming Language*) [3]. Tento nástroj umožňuje definovat zvlášť model a data. V principu se definice úlohy skládá z objektivní funkce, rozhodovacích proměnných, známých parametrů (časy na stanovištích) a omezení. Rozhodovacími proměnnými (neznámé problému) jsou konkrétní intervaly jednotlivých úkolů (tedy startovní čas a konečný čas). Objektivní funkcí (1), která definuje optimalizační úlohu je minimalizace času ukončení posledního časového slotu v rámci jednotlivých úloh (čas přesunu posledního drinku na výdejní pás) vynásobený prioritou (čím vyšší priorita, tím je drink dříve připraven). Hlavními úkoly omezení jsou: zamezení překrývání jednotlivých časových slotů v rámci jednotlivých stanovišť (shaker může míchat jen jeden nápoj) (2), zajištění vzájemné návaznosti jednotlivých operací v rámci každého úkolu (nejdřív musí skončit míchání, pak se může přidat led) (3), a určení řešitelnosti problému (4), (5).

Matematický rozbor úlohy poskytuje následující vztahy:

Objektivní funkce: $minimize \max_{j \in J} p_j \cdot c_{jl}$ (1)

Omezení: $s_{i'j'm} - c_{ijm} \geq 0 \cup s_{ijm} - c_{i'j'm} \geq 0 \; \forall i \in J - \{i'\}, \forall j \in O_i - \{i'\}, m \in M$ (2)

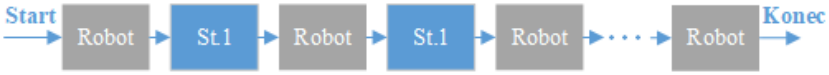
$s_{ij} \geq c_{i-1j} \; \forall i \in J, \forall j \in O_i$ (3)

$c_{ij} \geq s_{ij} + t_{ij} \; \forall i \in J, \forall j \in O_i$ (4)

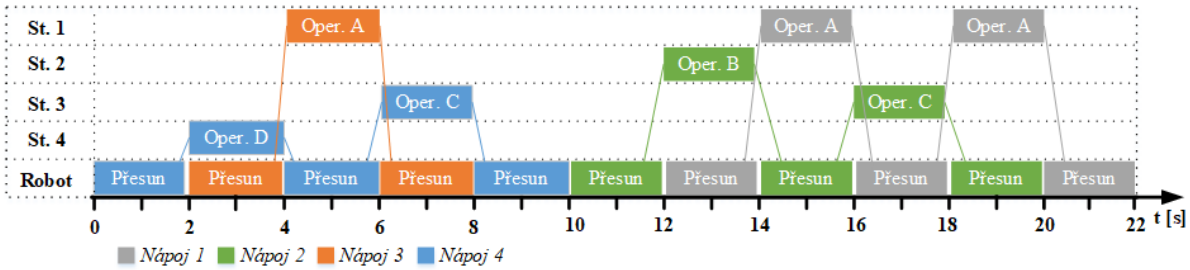
$c_{ij}, s_{ij}, t_{ij} \geq 0 \; \forall i \in J, \forall j \in O_i$ (5)

kde p_j je priorita úkolu, J je množina úloh, M je množina stanovišť a O_i je množina operací odpovídající úloze i, s_{ij} a c_{ij} jsou začátek a konec časového slotu $<i,j>$ *a* c_{jl} je konec posledního časového slotu v rámci úlohy j, t_{ij} je délka slotu (známý parametr).

Při demonstračním spuštění byly pro přehlednost zadány čtyři nápoje, přičemž jejich priorita byla nastavena od posledního k prvnímu (nejnižší). Výsledný graf (tzv. Ganttův diagram) pro přípravu čtyř drinků je na Obrázku 3.



Obrázek 2: Diagram přípravy drinku.



Obrázek 3: Ganttův diagram pro ukázkový příklad.

Sloupec na levé straně diagramu označuje stanoviště a buňky jsou časové sloty. Výsledkem optimalizační funkce jsou intervaly jednotlivých úkolů v rámci úlohy. Čas dokončení poslední operace je 22 s od začátku vykonávání prvního úkolu. Z Obrázku 3 je zřejmé dodržení priorit, jelikož první objednávka byla dokončena poslední, což svědčí o správný postup při definici problému. Další výsledné vlastnosti z příkladu jsou v prvním sloupci Tabulka 1.

Tabulka 1: Zhodnocení optimalizace demonstračního systému pro výrobu nápojů.

Počet objednaných nápojů	4		10		100	
Množství operací na nápoj	5	9	5	9	5	9
Časová úspora [%]	54	47	40	40	40	44
Využití robota [%]	100	100	97	94	99	>99
Doba výpočtu [s]	<1	<1	<1	<1	6	8

3 ZÁVĚR

Řešení problému ukazuje optimální rozvrh pracovních úkolů při výrobě drinků v rámci samočinného projektu Barman a nesporné výhody optimalizace jako takové. Například pokud by úkoly byly zpracovávány postupně bez optimalizace (výroba jednoho drinku po druhém), poslední úkol by se dokončil po 50 s, což ve výsledku znamená přes 50 % více času pouze na čtyřech objednávkách. Pro jiné konfigurace zadání zobrazuje výsledky Tabulka 1. Stejný plánovací postup, jako byl použit při řešení problému projektu Barman lze aplikovat na libovolné jiné úlohy podobného charakteru, případně v průmyslu u duplicitních linek, kde má robot obsluhovat jedno stanoviště v rámci více linek. Tato úloha demonstruje využití dat jak ze systémů řízení (doba trvání operací), tak z nadřazených systémů (počet objednávek a jejich detailní informace). To dokazuje integraci tohoto plánovacího modulu v průmyslové hierarchii do systému pro řízení výroby MES.

REFERENCE

[1] The Job Shop Problem [online]. Google Optimization Tools, 2017 [cit. 2018-02-11]. Dostupné z: https://developers.google.com/optimization/scheduling/job_shop

[2] KACZMARCZYK, Václav, Ondřej BAŠTÁN, Zdeněk BRADÁČ a Jakub ARM. *Industry 4.0 Testbed (Self-acting barman): principles and design* (doposud nevydaný).

[3] *ILOG CPLEX Optimization Studio: IBM* [online]. [cit. 2018-03-02]. Dostupné z: https://www.ibm.com/products/ilog-cplex-optimization-studio

[4] Štrublíková, I. MES systémy ve strojírenství. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2008. 91 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Simeon Simeonov, CSc

[5] HLOSKA, Jiří. Národní centrum Průmyslu 4.0: éra průmyslu 4.0 v ČR byla oficiálně zahájena. *Automa*. 2017, 2017(8-9), 2.

WIRELESS CHARCHING STATION

Josef Pokorný

Master Degree Programme (5), FEEC BUT

E-mail: xpokor61@vutbr.cz

Supervised by: Petr Marcoň

E-mail: marcon@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper deals with possibilities of wireless induction charging and electric energy transfer using inductive spiral coils. Described are basic functions, individual parts, and air coil models using CST simulation software. The paper is focused on the practical design of the coils, the synchronous rectifier with the H-bridge and the battery charging circuit. The Wi-Fi Module NRF24L01 with the Atmega 644, microcontroller takes care of the state of charge and performance monitoring. The aim of the work is to design a wireless charging station with a power transfer capacity of about 50 watts.

Keywords: Wireless charging, inductive spiral coils, transformer

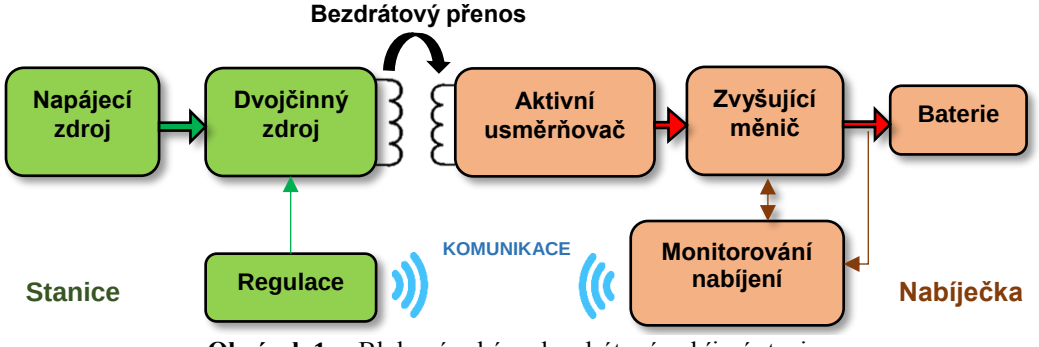
1. ÚVOD

Bezdrátové nabíjení ožívá po více jak sto letech, počátkem Teslova transformátoru a dnes je reálně využívané od drobné elektroniky po nabíjení elektromobilů a stává se tak silně rozvíjejícím se odvětvím elektrotechniky. Současným trendem je rezonanční nebo indukční nabíjení. Rezonanční metoda nese možnost nabíjení až na několik desítek centimetrů, zatímco pomocí indukce přiložením cívek na sebe je docíleno vyšší účinnosti. Komerčně prodávané nabíječky pracují s výkonem pár wattů a tomu odpovídá i účinnost celého zařízení.

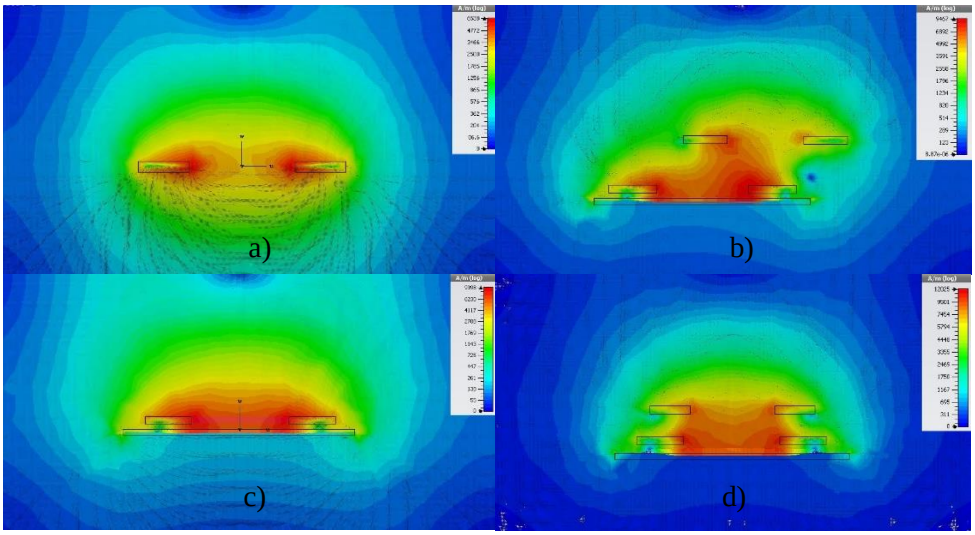
Tato práce se zabývá návrhem bezdrátové stanice, která je koncipována pro nabíjení baterií s kapacitou přibližně 5000 mAh, s napětím 12 V. Návrh se skládá ze dvojčinného měniče, který budí vysílací cívku, která přenáší energii na přijímací cívku. Následně je energie usměrněna aktivním usměrňovačem a upravena pro nabíjení baterie zvyšujícím se měničem. Stav baterie bude možné monitorovat online.

2. ROZBOR A REALIZACE

Blokové schéma na obrázku 1 se skládá ze stanice, kterou napájí spínaný zdroj od firmy Enhance Electronic s výstupními napětími 3,3 V; 5 V a 12 V, ten zajišťuje napájení komunikačních modulů a dvojčinného zdroje tvořeného PWM modulátorem TL494, který mění střídu, periodu signálu a zajišťuje regulaci zdroje. Pomocí driveru UCC27714 [1] jsou řízeny výkonové tranzistory IFZ44N typu MOSFET [2]. Tranzistory spínají vysílací plochou spirálovitou cívku namotanou vysokofrekvenčním lankem, s feromagnetickým podkladem, který zajišťuje usměrnění magnetického toku a vyzařování jedním směrem, a to k přijímací cívce, která je realizována stejným způsobem.

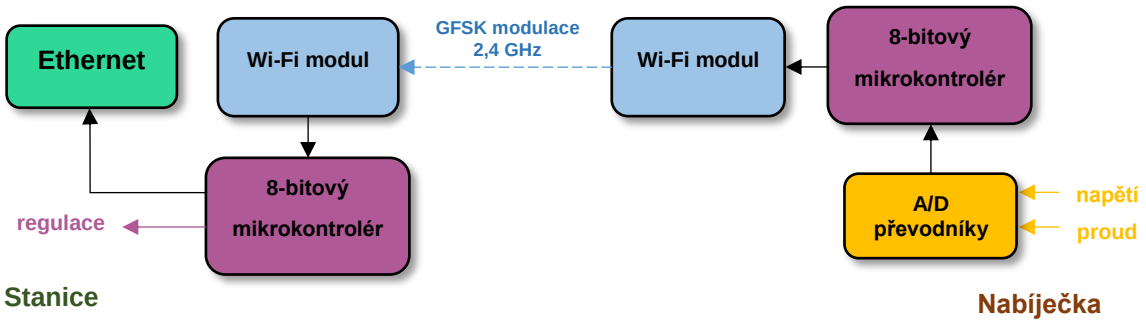


Obrázek 1: Blokové schéma bezdrátové nabíjecí stanice



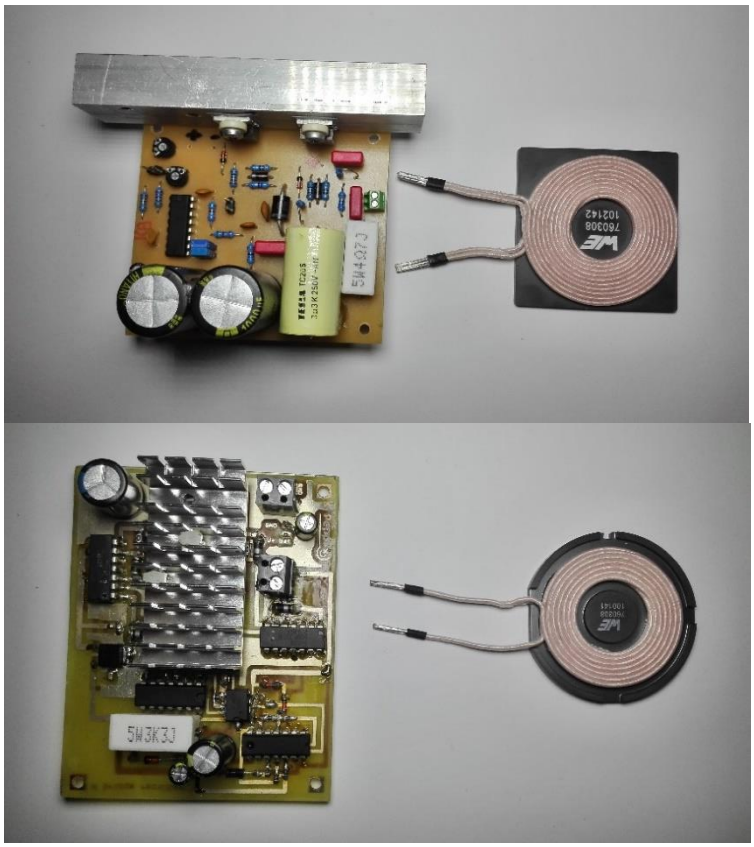
Obrázek 2: Rozložení magnetického pole a) samotná plochá cívka; b) cívka s feromagnetickým stíněním; c) vychýlení cívek o 17 mm; d) vzdálenost cívek 10 mm

Rozložení magnetického pole v okolí obou cívek bylo simulováno v programu CST EM studio, kde je simulováno rozložení pole při různé poloze cívek a zefektivnění bezdrátového přenosu, jak ukazuje obrázek 2. Nabíječku pro baterii tvoří spolu s přijímací cívkou aktivní usměrňovač s komparátorem LM319 [3], který podle kladné nebo záporné vlny signálu spíná tranzistory IFR 3205S přes optočlen HCPL-9031-300 zajišťující galvanické oddělení a součinový logický obvod SN74HCT08 pro kontrolu vypínaní tranzistorů. Plovoucí buzení a kompenzaci zákmitů pro můstek tvoří dva řídící obvody IR2110. Zvyšující měnič MC34063A pak nabíjí baterii, z té je snímáno napětí a proud.



Obrázek 3: Blokové schéma komunikace stanice s nabíječkou

Bezdrátovou komunikaci na obrázku 3 zprostředkovávají Wi-Fi moduly s čipem nFR24L01 [4]. Jejich přednostmi jsou kompaktní rozměry, citlivost přijímače až -85 dBm a spotřeba 1 µA v módu vypnuto. Moduly komunikují přes rozhraní SPI s mikrokontroléry ATmega644P, v nabíjecí části kontrolér snímá A/D převodníkem napětí a proud z měřícího obvodu INA138. Při mezní hodnotě napětí na baterii bude vyslána informace pro sepnutí vysílací cívky na stanici. Přeposlaná data jsou zpracována mikrokontrolérem ve stanici a po SPI sběrnici přeposílána na Mini Ethernet modul ENC28J60, ten umožňuje posílání dat do domácí sítě s adresami IPv4 s rychlostí 10 Mb/s.



Obrázek 4: Nahoře- měnič s vysílací cívkou; Dole- aktivní usměrňovač s přijímací cívkou

3. ZÁVĚR

V příspěvku je popsán navržený a oživený dvojčinný zdroj pro vysílací cívku (obrázek 4) a realizován aktivní usměrňovač. Se zjištěním velkých nákladů na realizaci cívek byly, po možnosti zaslání vzorků zdarma, objednány vzorky od firmy Würth Elektronik [5], které jsou schopny přenést dostatečný výkon pro nabití baterie s kapacitou 60 Wh. V návrhu jsou desky pro mikrokontroléry a design boxů z plastu pro stanici a nabíječku, které budou realizované 3D tiskem.

REFERENCE

[1] UCC27714 High-Speed, 600-V High-Side Low-Side Gate Driver [online]. 2017 [cit. 2017-11-28]. Dostupné z: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc27714.pdf

[2] Impulzní zdroje a měniče [online]. 2017 [cit. 2017-10-28]. Dostupné z: http://danyk.cz/zdroje.html

[3] LM319 High Speed Dual Comparator [online]. 2017 [cit. 2017-11-28]. Dostupné z: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm319-n.pdf

[4] nFR24L01 datasheet – SparkFun Electronics [online]. 2017 [cit. 2017-12-6]. Dostupné z: https://www.sparkfun.com/datasheets/Components/SMD/nRF24L01Pluss_Preliminary_Product_Specification_v1_0.pdf

[5] Transmitter and Receiver Coils [online]. 2017 [cit. 2017-12-6]. Dostupné z: http://www.we-online.com/web/en/passive_components_custom_magnetics/blog_pbcm/blog_detail_electronics_in_action_75966.php

GAUSSMETER WITH A THREE-AXIS PROBE

Tomáš Hejtmánek

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xhejtm07@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdeněk Roubal

E-mail: roubalz@feec.vutbr.cz

Abstract: The purpose of this article is the design of a gaussmeter with a three-axis probe for magnetic field mapping and subsequent reconstruction of the image using magnetic impedance tomography (MIT). Commercially available gaussmeters have low bandwidth for these purposes, and signals cannot be measured in synchronous detection mode. The aim of the paper is select the most suitable magnetic field sensors for the MIT purposes and to design the entire measuring device to meet the measurement requirements in the wider frequency band and synchronous detection.

Keywords: Gaussmeter, Hall probe, magnetic field mapping, synchronous detection

1 ÚVOD

Magnetická impedanční tomografie je metoda rekonstrukce obrazu vzorku vycházející z rozložení konduktivity na jeho povrchu. Aby bylo možné rekonstrukci uskutečnit, je nejdříve nutné provést mapování magnetického pole na povrchu vzorku. K tomuto účelu se využívají gaussmetry pracující na různých principech měření, a to v závislosti na přesnosti měření a velikosti měřeného magnetického pole. Mezi základní požadavky na mapování magnetického pole patří především přesnost měření a co nejmenší snímací plocha, čímž bude dosaženo vysokého prostorového rozlišení. Pro laboratorní měření se nejvíce nabízí použití gaussmetrů s Hallovými sondami. Komerční přístroje mají zpravidla velmi omezenou šířku pásma a neumožňují synchronní detekci signálu. Není možné s nimi měřit v zarušeném prostředí. To je zásadní z hlediska budoucího použití této metody pro odhalování defektů v kovových materiálech v průmyslové praxi.

Tato práce se zabývá návrhem vlastního tříosého gaussmetru, který se stane podkladem pro jeho zkonstruování. Koncept bude proveden s ohledem na co nejvyšší šířku pásma za použití synchronní detekce při střídavých měřeních.

2 ROZBOR A REALIZACE

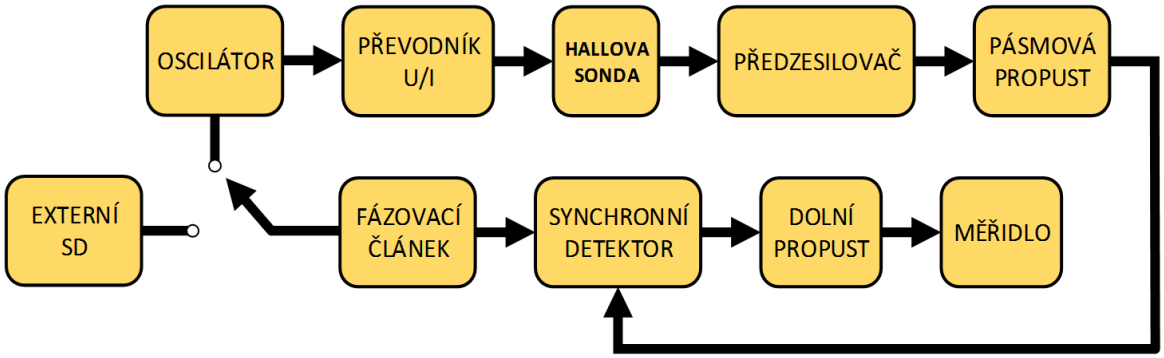
Magnetická impedanční tomografie je metoda rekonstrukce obrazu konduktivity, která využívá znalost indukce magnetického pole vně rekonstruovaného objektu, který je připojen ke zdroji stejnosměrného či střídavého elektrického proudu. Proud procházející objektem vytváří magnetické pole v jeho okolí. Ze složek indukce magnetického pole lze poté získat rozložení proudové hustoty v objektu a následně rozložení konduktivity. Metodu je možné uplatnit v mnoha průmyslových odvětvích. Významné využití bude možné nalézt i v lékařství, při rekonstrukci obrazu lidských tkání.

Pro vytvoření kvalitního obrazu konduktivity je nutné co nejlépe zmapovat magnetické pole nad měřeným vzorkem. Aby bylo dosaženo co nejvyššího prostorového rozlišení, měla by Hallova sonda mít co nejmenší snímací plochu a být umístěna co nejblíže měřenému vzorku. Tolerance mapování magnetického pole by neměla přesáhnout 1 %.

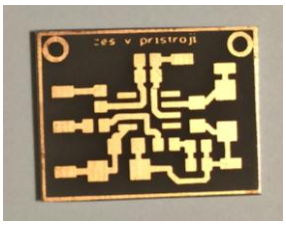
Na základě provedeného průzkumu trhu komerčně dostupných gaussmetrů bylo patrné, že vlastní návrh zařízení bude pro potřeby MIT nejvhodnější. Zejména proto, že externí synchronní detekci neumožňuje žádný z dostupných gaussmetrů. Neméně zásadní je i nižší cena. Běžně se ceny gaussmetrů s tříosými sondami pohybují v řádech stovek tisíc korun.

2.1 BLOKOVÉ SCHÉMA

Na obrázku 1 je znázorněno blokové schéma zařízení. Oscilátor bude sloužit jako zdroj referenčního kmitočtu pro synchronní detektor a zároveň z něj bude za pomoci převodníku napětí-proud napájena Hallova sonda. Oscilátor je navržen jako zdroj harmonického napětí s teplotně stabilizovanou amplitudou. Teplotní stabilizace je zajištěna referenčním zdrojem napětí LT1021 od firmy Linear Technology [1]. Na oscilátor bude navázaný převodník napětí-proud s operačním zesilovačem, který zajišťuje napájení Hallovy sondy. Bezprostředně za Hallovým článkem se bude nacházet přístrojový operační zesilovač s OZ OPA 211 od firmy Texas Instruments [2]. Jeho úkolem je zesílit výstupní napětí z Hallovy sondy na zpracovatelnou úroveň. Diferenční část zapojení zároveň zajistí potlačení souhlasných rušení. Tato část obvodu bude umístěna až v přístrojové krabici. Navržená deska plošného spoje diferenční části předzesilovače je na obrázku 2. Pásmová propust se středním kmitočtem rovným kmitočtu oscilátoru zajisti frekvenční ořezání signálu jen na potřebnou složku pro synchronní demodulaci. Synchronní demodulátor navržen za pomocí komerčně dostupného integrovaného obvodu AD630 firmy Analog Devices [3], který umí detekovat signály skryté až 100 dB v šumu. Referenční signál potřebný pro synchronní detekci vedený přes fázovací článek, kterým bude zajištěna soufázovost referenčního i vstupního signálu. Dolní propustí poslouží pro odstranění spínacích produktů synchronního detektoru. Demodulované napětí bude přivedeno na svorky laboratorního voltmetru nebo přímo do zabudováno měřidla v přístroji. Zapojení bude umožňovat přepnutí na externí synchronní detekci, což bude střídavé napětí, kterým bude napájen měřený vzorek. Toto napětí pak poslouží k demodulaci v synchronním detektoru.



Obrázek 1: Blokové schéma gaussmetru s možností externí synchronní detekce.

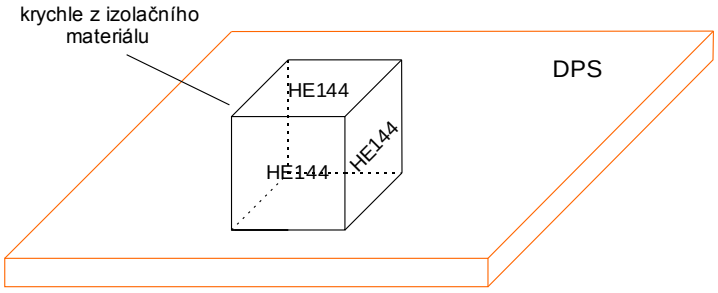


Obrázek 2: Deska plošného spoje předzesilovače.

2.2 NÁVRH A KONSTRUKCE SONDY S HALLOVÝM ČLÁNKEM

K ověření navrženého principu gaussmetru byly z nepřeberného množství vybrány a zakoupeny sondy HE 144 [4]. Pouzdro sondy má přibližné rozměry 3 x 3 mm, čímž je jasně omezena hranice prostorového rozlišení. Pro konstrukci tříosé sondy bude využito uspořádání jako na obrázku 3. Hallovy sondy budou nalepeny na krychli o hraně přibližně 4 mm. Krychle bude zhotovena z dobře opracovatelného nekovového materiálu, například skla, silonu nebo jiné plastické hmoty.

V závislosti na finančních možnostech bude možné zakoupit tříosou sondu HE444, která má finální rozměry 3 x 3 x 3 mm, [5]. Odpadne tím mnoho problémů při mechanické konstrukci.



Obrázek 3: Náhled uspořádání Hallových článků ve třech osách.

3 ZÁVĚR

V současné době jsou navrženy a vyrobeny desky pro Hallovy články a desky pro předzesilovače. U vybraného typu sondy byla provedena základní měření. Zejména velikost vstupního a výstupního odporu a závislost ofsetu Hallovy sondy na teplotě. Velká pozornost byla věnována výběru vhodného nízkošumového operačního zesilovače. Jsou navržena schémata referenčního oscilátoru a synchronního detektoru a probíhá jejich výroba. Do budoucna se předpokládá také měření teploty přímo u Hallovy sondy, aby bylo možné korigovat naměřené hodnoty v závislosti na teplotě. Deska plošného spoje je nachystána na osazení čidlem PT1000, [6].

REFERENCE

[1] *LT 1021 Precision reference: Datasheet* [online]. [cit. 2018-03-15]. Dostupné z: http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1021fc.pdf

[2] *OPA211 Precision operational amplifier: Datasheet* [online]. [cit. 2018-03-15]. Dostupné z: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa211.pdf

[3] *AD630 - Analog Devices: Datasheet* [online]. [cit. 2017-12-12]. Dostupné z: http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD630.pdf

[4] *Analog Hall Sensor HE144: Datasheet* [online]. [cit. 2017-12-12]. Dostupné z: http://www.asensor.eu/productdata/Datasheet-HE144X.pdf

[5] *3D Analog Hall Sensor HE444: Datasheet* [online]. [cit. 2017-12-12]. Dostupné z: http://www.asensor.eu/productdata/Datasheet-HE444X.pdf

[6] *PT1000: Datasheet* [online]. [cit. 2018-03-15]. Dostupné z: https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.530-110.1.pdf

CLASSIFICATION OF TRAFFIC SIGNS BY CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORKS

Filip Mivalt, Petr Nejedly
Master Degree Programme (1), FEEC BUT
E-mail: xmival00@stud.feec.vutbr.cz, xnejed07@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiri Chmelik
E-mail: chmelikj@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper presented here describes traffic signs classification method based on a convolutional neural network (CNN). The CNN was trained and tested on the public database of German traffic signs with 43 mostly used traffic sign types. Proposed technique achieved overall classification F1 score 89.97 percent on a hidden testing dataset.

Keywords: Machine learning, Convolutional neural networks, Traffic signs recognition

1 INTRODUCTION

Convolutional neural networks were designed by LeCun in 90's [1] for image classification purpose. After it's invention, they were not widely used due to their computational complexity. However, in last few years, CNNs increased its popularity due to an improvement of graphics processing units (GPU), which are used for the computationally expensive training process. Nowadays, CNNs are used as the state of the art for the image classification among different scientific and industrial fields. For example, CNNs are the state of the art for the object detection in self-driving cars. Moreover, in last few years, CNNs started to be also used in a medical applications.

The architecture of the CNNs is biologically inspired from visual cortex neurons that produce a visual perception. This inspiration originally comes from neuroscience research [2], which introduced hypothesis of specialized neurons that are active only in presence of the specified pattern (e.g. horizontal or diagonal edges).

2 TRAINING DATA

For the learning process, we have used traffic signs from the public German database [3], which consist of forty thousand examples in 43 classes. There is shown few training examples of some

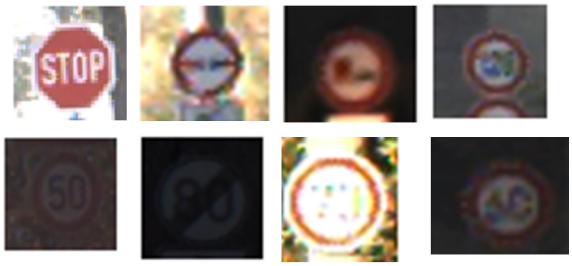


Figure 1: Examples of training images from The German Traffic Sign Recognition Benchmark training dataset [3].

categories in Figure 1. The distribution of training examples through all classes is not equal. Some classes contain more than 2,000 training examples but others contain just 200 examples. Traffic signs were recorded from a moving car in different conditions (sunlight, night, sunrise, raining, snow, etc.). This results in a fact that each traffic sign is on multiple training images but acquired from different distances. The proposed database consists of RGB 24bit images with random size (minimum 15x15 pixels and maximum 250x250 pixels). Images were resized to 50x50 pixels and split into a training set (70%) and hidden testing set (30%).

3 METHODS

The convolutional neural network is a standard feed-forward neural net with weight sharing, that reduce the number of learning parameters. In general, architecture consists of convolutional kernels, non-linearity mapping layers and max-pooling layers. The CNN extracts features from the original image by a convolution operation between the original image and convolutional kernel. Further, the non-linearity mapping layer is used, which helps with the classification of the linearly inseparable data. Next, the max-pooling layer (a region from feature space is downsampled and replaced by its maximal value) is used to introduce a translational invariance. This three-layer structure is repeated several times in order to create a system for the complex features extraction. For example, the first convolutional layer extracts basic features like edges. Further, convolutional layers combine basic features from the previous layer to form more specialized patterns. Lastly, several fully connected layers and soft-max layer are connected to form probability neural network output. Output probability is computed by the soft-max function (1), where z_k is output k from the last fully connected layer

$$p_j(\vec{z}) = \frac{e^{z_j}}{\sum_{k=0}^{K-1} e^{z_k}}, \tag{1}$$

where z_j is j-th activation function value of K-dimensional vector z. An objective of the CNN learning process is to minimize of the mini-batch cross-entropy (2) by stochastic gradient descent with momentum [1]

$$J(\theta) = -\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{k=0}^{K-1} t_{nk} ln(p_k(x_n)), \tag{2}$$

where $J(\theta)$ is cross-entropy cost function, θ is learnable parameter vector, t_{nk} is binary indicator for target value and $p_k(x_n)$ is probability of output k for n-th mini-batch sample x_n. K is number of outputs from the CNN and N is mini-batch size

$$\theta_{i+1} = \theta_i - \alpha\nabla J(\theta) - \gamma(\theta_i + \theta_{i-1}), \tag{3}$$

where θ_{i+1} is parameter vector for next iteration $i+1$, α is learning rate and γ is momentum parameter.

The proposed CNN consists of pair convolution layers and followed by pair fully-connected layers. The network was chosen as a compromise between a prediction accuracy, task complexity and rate of the sign evaluation. The first layer extracts basic features. The proposed architecture is using mini-batch normalization for the faster learning process and also as protection against over-fitting. Also, L2 regularization technique and dropout layer are used as over-fitting protection. Figure 2 shows the architecture of the proposed CNN.

4 RESULTS AND DISCUSSION

The proposed CNN architecture achieved a mean F1 score on hidden dataset 89.97 percent and 98.15 on a training dataset. The interval of F1 scores across classes was on a range from 65.17 for class with

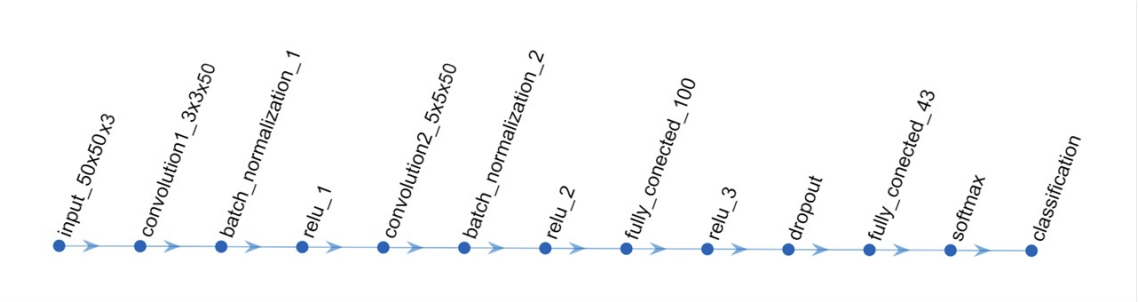


Figure 2: Architecture of proposed convolutional neural network.

the smallest amount of training examples to 99.07 for classes with more than 2000 training images. Increasing the number of training examples in all categories, or at least in categories with a small number of images, could improve the final result. For the computer in the following configuration: ASUS GeForce GTX 1060, 6 GB GDDR5, Intel Core i7-920, 4/8 cores/threads, Core frequency: 2,67 GHz, 24 GB RAM, algorithm achieved 9.2 ms average evaluation time for one classification task. However, we have to point out some drawbacks of this method. For example, classification works only in a situation with single traffic sign in the image. Secondly, the position of a traffic sign is not estimated. On the other hand, this problem might be solved by regionally based methods R-CNN or with YOLO CNN detection technique.

5 CONCLUSION

This paper introduced the traffic sign classification based on convolutional neural networks, which are used as a state of the technique for the image classification in self-driven cars. The proposed CNN was tested on a hidden dataset and achieved an overall F1 score equal to 89.97 percent. In further research, we would like to explore applications of regional based convolutional neural networks (R-CNN) on a real-time localization of traffic signs, vehicles and pedestrians.

REFERENCES

[1] Yann LeCun , Yoshua Bengio, Convolutional networks for images, speech, and time series, The handbook of brain theory and neural networks, MIT Press, Cambridge, MA, 1998

[2] Hubel DH, Wiesel TN. Receptive fields of single neurones in the cat's striate cortex. J Physiol. 1959;148:574–591.

[3] J. Stallkamp, M. Schlipsing, J. Salmen, C. Igel, Man vs. computer: Benchmarking machine learning algorithms for traffic sign recognition, Neural Networks, Available online 20 February 2012, ISSN 0893-6080, 10.1016/j.neunet.2012.02.016.

DESIGN OF ACOUSTIC DIFFUSERS TO INCREASE ROOM DIFFUSION

Jan Burda

Master Degree Programme (2.), FEEC BUT

E-mail: xburda10@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Schimmel

E-mail: schimmel@feec.vutbr.cz

Abstract: This work focuses on design of acoustic diffusers and simulation of their influence on the acoustic field. The basic types are described in terms of their construction and scattering properties. The work also uses the AFMG Reflex simulation program. This makes it possible to verify the design for simple diffusers.

Keywords: acoustic diffusers, MLS, PRD, QRD, scattering coefficient, normalized diffusion coefficient

1 ÚVOD

Akustický difuzor je označení pro akustický interiérový prvek vhodný k obkladu stěn či stropu. Jedná se o specificky navrženou konstrukci, která je schopna efektivně rozptylovat zvukové vlnění a vytvořit tak v uzavřeném prostoru difuzní pole. Těchto vlastností se využívá především v prostorách významných z hlediska zpracování a kontroly zvuku jako jsou nahrávací a postprodukční studia, nebo také v prostorách určených k přednesu hudby a mluveného slova, kde napomáhají k dobré srozumitelnosti. Konstrukce prvků obecně využívá střídání šachet s proměnnými hloubkami, jejichž šířka a hloubka určuje frekvenční rozsah, ve kterém je difuzor schopný efektivně rozptylovat zvuk. U difuzních prvků se sledují dva stěžejní parametry – rozptylový činitel (scattering coefficient – SC) a normovaný činitel difuze (normalized diffusion coefficient – NDC). Zatímco rozptylový činitel poukazuje na míru energie rozptýlené mimo příchozí směr šíření zvukového vlnění, tak normovaný činitel difuze posuzuje míru rovnoměrnosti rozptýlení do všech směrů.

2 NÁVRH A SIMULACE PRVKŮ

V následujících podkapitolách jsou popsané návrhy základních typů difuzorů podle [1] vycházejících z pseudonáhodných matematických posloupností. Obecně se jedná o sekvence s dobrými autokorelačními vlastnostmi, které popsal Manfred Schroeder [2]. Pro výrobu prvků byly vybrány celkem tři druhy dřevěných materiálů. Jedná se o surovou desku MDF (medium-density fiberboard) tl. 18 mm, truhlářskou překližovanou desku tl. 10 mm a latě ze smrkového dřeva tl. 40 x 50 mm. Všechny materiály jsou vhodné jak z hlediska snadného opracování, tak možnosti téměř jakékoliv povrchové úpravy.

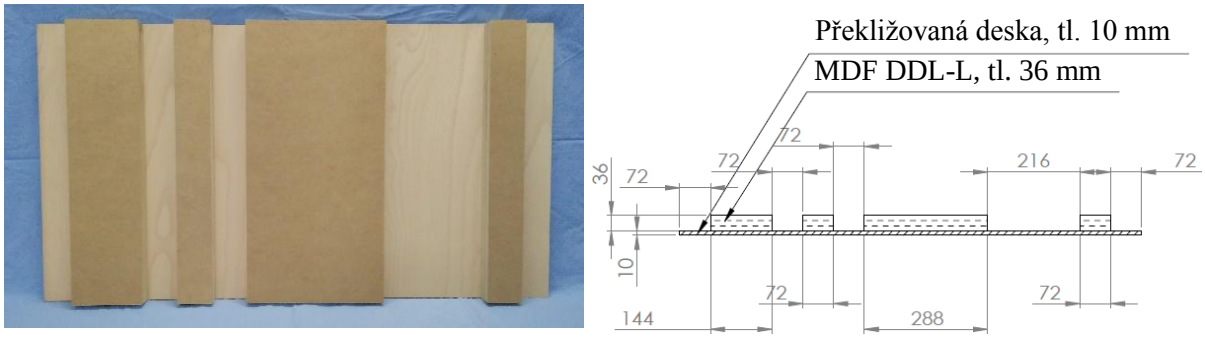
2.1 DIFUZOR TYPU MLS

Struktura prvku střídá pouze dvě hloubky šachet a to podle MLS (Maximum Length Sequence) binární posloupnosti, kdy 1 určuje šachtu plnou a 0 prázdnou. Při návrhu se vychází z návrhového kmitočtu f_0, kterému odpovídá vlnová délka λ_0. Šířka a hloubka šachty je poté dána jako polovina, resp. čtvrtina této vlnové délky. V tomto případě byl návrhový kmitočet určen tloušťkou materiálu. Záda difuzoru jsou navržena z překližované desky a jednotlivé šachty poté z MDF desek o celkové tloušťce 36 mm. Z toho vychází návrhový kmitočet f_0 = 2390 Hz. Rekurzivní vztah pro generování posloupnosti je v tomto případě popsán vztahem (2.1) [1],

$$a_{\mathrm{MLS}_{i+4}} = (a_{i+1} + a_i) \bmod 2 \tag{2.1}$$

kde i značí index šachty. Prvních N hodnot je zvoleno ručně, nesmí však všechny nabývat hodnot 0. Délka jedné periody MLS posloupnosti je poté $L_{\mathrm{MLS}} = 2^N - 1$. V tomto případě bylo zvoleno

N_{MLS} = 4. Vyrobený difuzor a detail jeho konstrukce je zobrazen na obrázku 1. Simulace difuzních vlastností jsou zobrazeny na obrázku 4, k simulaci byl využit program AFMG Reflex [3].



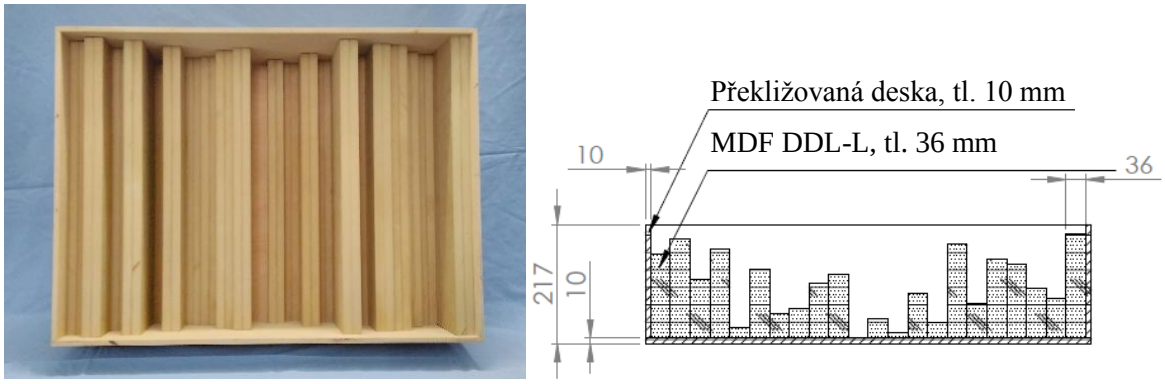
Obrázek 1: Realizovaný vzorek MLS difuzoru (vlevo), řez difuzorem s rozměry šachet (vpravo)

2.2 DIFUZOR TYPU PRD

Návrh difuzoru typu PRD (Primitive Root Diffuser) je založen na pseudonáhodném střídání stejně širokých a různě hlubokých šachet. Jejich rozměry mají vliv na hranice pracovního pásma, ve kterém dochází k difuzi zvuku. V tomto případě se při návrhu znovu vychází z materiálů vybraných k výrobě. Horní mezní kmitočet je stanoven na f_h = 4780 Hz a dolní mezní kmitočet je s ohledem na konečné rozměry prvku zvolen f_d = 870 Hz. Posloupnost pro návrh je popsána vztahem (2.2) [1],

$$a_{\mathrm{PRD}\,i} = r_N^i \bmod N_{\mathrm{PRD}} \tag{2.2}$$

kde N_{PRD} je návrhové číslo (vždy prvočíslo) vycházející z mezních kmitočtů a r_N jeho nejmenší primitivní kořen, i značí index šachty. V tomto případě je N_{PRD} = 23, jehož nejmenší primitivní kořen je r_N = 5. Jednotlivé hodnoty posloupnosti poté udávají hloubky šachet v závislosti na kroku změny hloubky, který je odvozen od f_d, v tomto případě je krok 9 mm. Vyrobený difuzor a detail jeho konstrukce je zobrazen na obrázku 2. Simulace difuzních vlastností jsou zobrazeny na obrázku 4.



Obrázek 2: Realizovaný vzorek difuzoru typu PRD (vlevo), řez difuzorem (vpravo)

2.3 2D DIFUZOR TYPU QRD

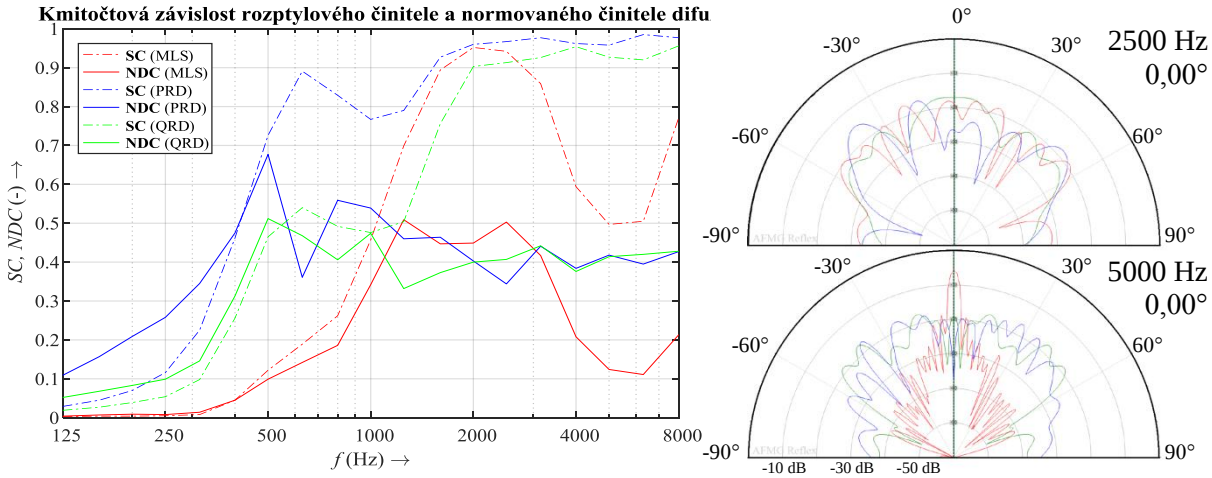
Stejně jako u předešlých typů, je i difuzor typu QRD (Quadratic Residue Diffuser) založen na pseudonáhodném střídání jednotlivých šachet. Na rozdíl od předešlých typů je však osově souměrný. V tomto 2D provedení se navíc jedná o konstrukci, která dokáže rozptylovat zvuk ve dvou rovinách. Posloupnost pro návrh tohoto typu difuzoru je popsána vztahem (2.3) [1],

$$a_{n,m} = (n^2 + m^2) \bmod N_{\mathrm{QRD}} \tag{2.3}$$

kde n a m jsou indexy sloupců a řádků a N_{QRD} je návrhové prvočíslo posloupnosti. Stejně jako u typu PRD je N_{QRD} zvoleno podle mezních kmitočtů, v tomto případě je f_d = 1010 Hz a f_h = 4780 Hz, poté N_{QRD} = 19. V takovém případě je krok změny hloubky opět 9 mm. Vyrobený difuzor a detail jeho konstrukce je zobrazen na obrázku 3. Simulace difuzních vlastností jsou zobrazeny na obrázku 4.



Obrázek 3: Realizovaný vzorek difuzoru typu 2D QRD (vlevo), řez středem difuzoru (vpravo)



Obrázek 4: Kmitočtová závislost rozptylového činitele a normovaného činitele difuze (vlevo), rozptylová charakteristika pro kmitočet 2500 Hz (vpravo nahoře) a pro kmitočet 5000 Hz (vpravo dole) pro všechny typy realizovaných difuzorů

3 ZÁVĚR

Z výsledku simulací jednotlivých typů difuzorů je možné sledovat, jaký vliv má složitost konstrukce na konečné vlastnosti. U difuzoru typu MLS není možné dosáhnout příliš velkého kmitočtového rozsahu, což je dáno především tím, že konstrukce využívá pouze dvě hloubky šachty. Tento typ difuzoru se tak uplatní zejména v místech, kde se klade důraz např. na srozumitelnost řeči, nebo kde hrozí vznik třepotavé ozvěny. Difuzor typu PRD, jehož návrh se řídí už složitějšími posloupnostmi, vykazuje mnohem rovnoměrnější kmitočtové závislosti vlastností, a proto se jeho uplatnění najde v prostorách s vyššími nároky na akustické podmínky (divadla, koncertní sály,…). Posledním navrženým typem je difuzor QRD ve 2D provedení. Díky své kompaktnosti je možné při návrhu počítat s ještě větším kmitočtovým rozsahem ale zároveň je tento typ nejvíce náročný na výrobu a s tím spojené cenové náklady. Tyto typy jsou pak nejvíce využívány v nahrávacích studiích nebo režijních místnostech.

REFERENCE

[1] COX, Trevor J a Peter D'ANTONIO. *Acoustic absorbers and diffusers: theory, design and application*. 2nd ed. New York: Taylor& Francis, 2009, xvii, 476 p. ISBN 0203893050.

[2] SCHROEDER, Manfred. *Numbertheory in science and communication with applications in cryptography, physics, digital information, computing, and self-similarity*. 5th ed. Berlin: Springer, 2009. ISBN 9783540852988.

[3] Software. *AFMG Reflex* [online]. Berlin: Ahnert Feistel Media Group, ©2011-2016 [cit. 2018-03-28]. Dostupné z: http://reflex.afmg.eu/

DETECTION OF ANATOMICAL STRUCTURES IN CT DATA USING CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORKS

Dominika Kozlová

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xkozlo03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Roman Jakubíček

E-mail: jakubicek@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with a detection of anatomical structures in medical images using convolutional neural networks (CNN). The designed algorithm contains 2 methods for region proposals and CNN for their classification into categories. Output of the CNN is then postprocessed to obtain the detection result. Categories for detection are head, spine, heart, left and right lung, aorta, liver, left and right kidney, spleen and background. For training and validation of the network were created 2 sets of CT data with annotated areas of selected structures.

Keywords: detection, convolutional neural network, region proposal, selective search

1 ÚVOD

Detekce anatomických struktur je důležitým krokem v klinickém zpracování obrazů pro plánování terapie a intervencí, bývá také předzpracováním pro segmentační metody. Jedná se o důležitou součást systémů pro pomocné stanovení diagnózy, neboť ušetří časově náročnou práci lékařům. V poslední době jsou pro tyto účely využívány také konvoluční neuronové sítě, které patří mezi metody strojového učení a pro jejich velmi dobré výsledky jsou voleny i v této práci. [1]

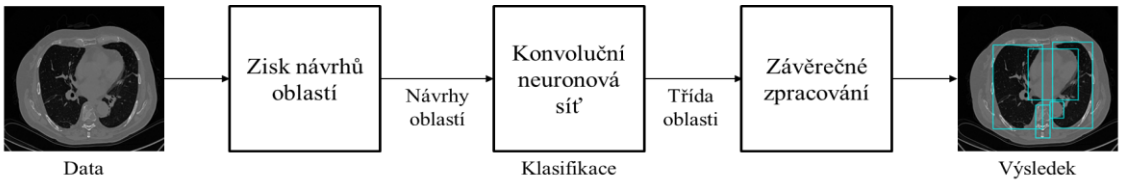
Metody strojového učení mají obecně fázi učební, při níž se učí na trénovací množině dat, a fázi predikce, kdy se naučený model využívá pro predikci výstupu u dosud neznámých dat. U konvolučních neuronových sítí je jednou z hlavních výhod fakt, že není třeba extrakce příznaků ze vstupních dat, jak je tomu u tradičních metod strojového učení. Od klasických neuronových sítí se liší zejména v architektuře, neboť využívají různého propojení neuronů v jednotlivých vrstvách, a jsou proto vhodnější pro zpracování obrazů. [2]

2 DATA

Pro tvorbu anotační databáze byla využita reálná CT data 25 pacientů, z nichž část pochází z veřejně přístupné části archivu National Biomedical Imaging Archive (NBIA), část z The Cancer Imaging Archive (TCIA) a část z Ústavu biomedicínského inženýrství VUT v Brně. Pro detekci bylo vybráno 10 anatomických struktur, konkrétně hlava, páteř, srdce, levá a pravá plíce, aorta, játra, levá a pravá ledvina a slezina. Pozice uvedených anatomických struktur byly v CT snímcích určeny a zaznamenány. Takto anotovaná data byla rozdělena na část trénovací pro učení sítě a část validační pro ověření funkčnosti sítě. Pro trénovací dataset byly vybrány snímky 18 pacientů a pro testovací 7 pacientů.

3 REALIZOVANÁ METODA

Navržená metoda detekce vychází z návrhů oblastí, které jsou ze vstupních dat získány v rámci předzpracování. Tyto oblasti jsou následně klasifikovány konvoluční neuronovou sítí do 11 tříd, z nichž 10 náleží anatomickým strukturám a 1 pozadí. Výstup sítě je následně podroben dalšímu zpracování pro zisk výsledku detekce. Schéma realizované metody je na následujícím obrázku.



Obrázek 1: Schéma realizované metody.

3.1 ZISK NÁVRHŮ OBLASTÍ

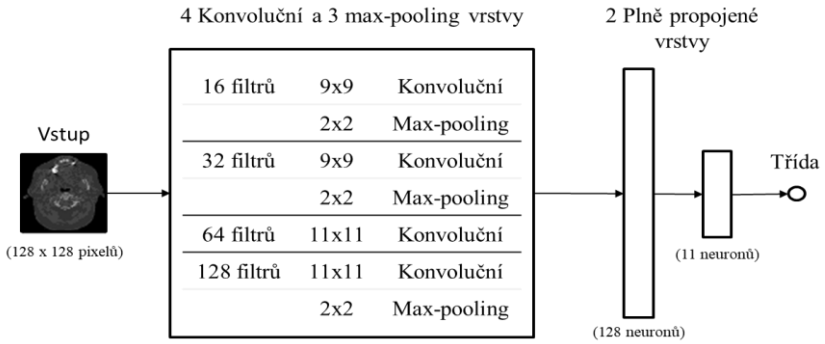
V rámci předzpracování dat jsou ze vstupního snímku generovány návrhy oblastí, které v něm potencionálně ohraničují hledanou strukturu. Získány jsou pomocí algoritmu selektivního vyhledávání (Selective Search [3]) anebo pomocí aplikace posuvného okna. Zde je možnost volby mezi metodami, neboť má každá svá specifika.

Pro trénování i validaci byly oblasti, které se překrývají s plochou objektu z více než 65 %, označeny třídou objektu. Ty oblasti, které jsou s označenou strukturou v překryvu menším než 30 %, jsou označeny jako pozadí. Oblasti s překryvem mezi stanovenými mezemi 30 a 65 % nejsou brány pro učení sítě v potaz. Následující konvoluční neuronová síť vyžaduje vstupní data stejné velikosti, proto je velikost všech získaných oblastí před vstupem upravena na 128 x 128 pixelů.

3.2 KONVOLUČNÍ NEURONOVÁ SÍŤ

Navržená konvoluční neuronová síť provede klasifikaci vstupních oblastí snímku do jedné z 11 tříd. Obecně navržená architektura sítě obsahuje několik vrstev konvolučních a dále vrstvy plně propojené. Konvoluční vrstvy mohou být následovány max-pooling vrstvami (s posuvným oknem velikosti 2x2). Pro aktivaci jsou v síti ReLU vrstvy zařazené za výstup vrstev konvolučních a plně propojených. Jen u výstupní vrstvy je využita aktivační funkce softmax, výhodná pro klasifikaci, neboť její výstupní hodnoty leží mezi 0 a 1 a udávají tak míru zařazení do jednotlivých tříd. Poslední vrstva sítě obsahuje tolik neuronů, kolik bylo zvoleno tříd pro klasifikaci dat, tedy 11.

Pro učení sítě byly počáteční hodnoty vah a prahu generovány jako náhodná čísla s normálním rozložením se směrodatnou odchylkou 0,05. Rychlost učení byla nastavena na hodnotu 0,0001. Jako kriteriální funkce byla využita křížová entropie (cross entropy). Výsledná konvoluční neuronová síť je uvedena na následujícím obrázku. Obsahuje 4 vrstvy konvoluční, z nichž jsou 3 následovány max-pooling vrstvami, dále 2 vrstvy plně propojené se 128 a 11 neurony.



Obrázek 2: Schéma výsledné konvoluční neuronové sítě. U konvolučních a max-pooling vrstev je uveden počet filtrů a jejich velikost.

3.3 ZÁVĚREČNÉ ZPRACOVÁNÍ

Výstupy z konvoluční neuronové sítě tvoří oblasti vstupního obrazu zařazené do jednotlivých kategorií. Vzhledem k tomu, že je tímto způsobem získáno pro jednu hledanou strukturu zpravidla více výsledných oblastí, které se často z velké části překrývají, případně se vyskytují i falešné detekce, musí být provedeno další zpracování.

U více nalezených oblastí jedné anatomické struktury je určena míra jejich překryvu dle metriky Intersection over Union (IoU). Pokud se oblasti překrývají více, než je zvolená mez (např. 0.5), je vybrána jako výsledná oblast ta s vyšší mírou zařazení do třídy, danou výstupem z softmax funkce.

3.4 VÝSLEDKY

Na vytvořené učební a validační databázi anotovaných CT snímků bylo učeno několik navržených architektur CNN s různými počty i parametry jednotlivých vrstev. Stanovován pak byl maximální počet správných klasifikací u 2200 snímků z validační datové sady při učení CNN. Výsledná síť s 95,5 % správně klasifikovaných snímků z validační množiny, senzitivitou 0,98 a specificitou 0,6 je uvedena na obrázku 2. Výsledky klasifikace u jednotlivých anatomických struktur ukazuje následující tabulka s maticí záměn (confusion matrix).

		Predikované třídy										
		Páteř	Srdce	Levá plíce	Pravá plíce	Hlava	Aorta	Játra	Levá ledvina	Pravá ledvina	Slezina	Pozadí
Označené třídy	Páteř	100	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	Srdce	2,5	97	0	0	0	0	0	0	0	0,5	0
	L. plíce	0	0	98,5	1	0	0	0,5	0	0	0	0
	P. plíce	0	0	0,5	99,5	0	0	0	0	0	0	0
	Hlava	4,5	1	0	0	94,5	0	0	0	0	0	0
	Aorta	0	0	0	0	0	99,5	0	0	0	0,5	0
	Játra	0	0,5	0	0	0	0	99	0	0	0,5	0
	L. ledvina	0	0	0	0	0	1,5	0,5	95	0	3	0
	P. ledvina	0	0	0	0	0	3	0	1,5	95,5	0	0
	Slezina	0	0	0	0	0	0	0	0	0	100	0
	Pozadí	1	17	0	0	2	1	7	0	0	0	72

Tabulka 1: Matice záměn s výsledky klasifikace CNN pro jednotlivé třídy v procentech vztažených k počtu 200 označených snímků jedné třídy.

4 ZÁVĚR

Pro práci s konvoluční neuronovou sítí byla vytvořena databáze anotovaných CT snímků od 25 pacientů s označenými oblastmi 10 anatomických struktur, rozdělená na trénovací a validační část. Pro detekci vybraných struktur byl realizován algoritmus vycházející z návrhů oblastí, které jsou následně klasifikovány konvoluční neuronovou sítí a dále zpracovány pro zisk výsledku detekce. Metoda byla implementována v programovacím jazyce Python s využitím knihovny TensorFlow.

Provedeno bylo učení a validace několika navržených CNN na vytvořené anotační databázi. Maximálního počtu správných klasifikací snímků z validační množiny 95,5 % bylo dosaženo u sítě se 4 konvolučními vrstvami. Poměrně jednoduchá síť s nevelkým množstvím vrstev dobře klasifikovala i struktury pro detekci „obtížnější“. Na základě prezentovaných výsledků lze tedy konstatovat, že se CNN jeví jako vhodné řešení pro detekci různých anatomických struktur v CT datech.

REFERENCE

[1] LITJENS, Geert, Thijs KOOI, Babak Ehteshami BEJNORDI, et al. A survey on deep learning in medical image analysis. Medical Image Analysis. 2017, 42, 60-88, ISSN 13618415.

[2] Introducing convolutional networks. NIELSEN, Michael. *Neural Networks and Deep Learning* [online]. Determination Press, 2015 [cit. 2017-08-14]. Dostupné z: http://neuralnetworksanddeeplearning.com/chap6.html#introducing_convolutional_networks

[3] UIJLINGS, J. R. R., K. E. A. VAN DE SANDE, T. GEVERS a A. W. M. SMEULDERS. Selective Search for Object Recognition. *International Journal of Computer Vision*. 2013, **104**(2), 154-171. DOI: 10.1007/s11263-013-0620-5. ISSN 0920-5691.

Magisterské projekty

Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

SOLAR RADIATION MODEL

Roman Petrov

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xpetro09@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Michal Ptacek

E-mail: ptacekm@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper is focused on the description of created solar radiation model suitable for the analysis of PV modules in program PSCAD. Paper brings a lot of mathematical equations used in model and there are also mentioned factors and inputs that can be set up.

Keywords: Global solar radiation, modelling, photovoltaic, PSCAD

1 ÚVOD

Možný vliv FV elektráren na distribuční síť (DS) je poměrně dobře zmapovaný, přesto je nezbytné se touto problematikou i nadále zabývat. V blízké budoucnosti se předpokládá významnější rozvoj decentrálních zdrojů energie a na úrovni lokálních zdrojů energii je oprávněné uvažovat významný nárůst malých či domovních FV instalací. Množství těchto malých FV elektráren instalovaných na území menších samosprávných celků bude otevírat možnosti dalšího výzkumu z oblasti Smart grid nebo ostrovního provozu v rámci daného regionu. Pro komplexní věrohodnou simulaci chování FV elektráren a hodnocení jejich vlivu na DS, je nezbytné disponovat modelem intenzity slunečního záření, která představuje nejdůležitější parametr při simulacích obsahujících FV zdroje. Příspěvek představuje model slunečního záření vyznačující se komplexní parametrizací. Model je vytvořen v programu PSCAD, ve které obdobný generátor vstupních dat v knihovnách programu není a ve kterém lze realizovat simulace dynamického chování DS a jeho zdrojů. Model nabízí alternativu vstupních dat získaných měřením meteorologických stanicí. Z pohledu dopadajícího slunečního záření však umožňuje komplexně popsat a parametrizovat jakékoliv libovolné místo na Zemi.

2 POPIS MODELU INTEZITY SLUNEČNÍHO ZÁŘENÍ

Vytvořený model umožňuje nastavit řadu důležitých parametrů, které mají vliv na průběh výsledné hodnoty intenzity slunečního záření během dne. Model respektuje například vliv konkrétního vybraného dne v roce (datum) nebo místo pro kterou je intenzita hodnocena (GPS souřadnice, nadmořskou výšku, časovou zónu). Další důležitou funkcionalitou modelu je výběr předdefinovaných druhů oblačností a míru jejich celkového uplatní nebo je dále možné měnit sklon plochy, na kterou sluneční záření dopadá (FV panel) a její azimut, případně i albedo země. Všechny tyto parametry ovlivňují jednotlivé části slunečního záření různým způsobem a ovlivňují tak výslednou velikost intenzity slunečního záření. Okamžitá hodnota dopadajícího slunečního záření, které dopadá na zemi je složena ze tří složek, přímé G_B, difúzní G_D a odražené G_R, podle zdroje [1]

$$G_{celk} = G_B + G_D + G_R \tag{1}$$

kde celkové záření G_{celk} je tzv. globální záření ($W \cdot m^2$).

2.1 PŘÍMÁ SLOŽKA ZÁŘENÍ

Informace a týkající se přímé složky záření v této podkapitole jsou čerpány z [1]. Přímá složka záření je určena významně sluneční konstantou G_{SC} (tj. 1367 $W \cdot m^2$). Vytvořený model respektuje změnu velikosti přímé složky slunečního záření v závislosti na změně roční období, a to díky excentrické dráze Země. Model v sobě zahrnuje následující rovnici

$$G_{SC} = 1367 \cdot \left[1 + 0{,}033 \cdot \cos\left(\frac{360 \cdot n}{365}\right)\right] \quad (2)$$

kde *n*, je den v roce (-). Důležitým parametrem pro přímou složku je také hodnota zakalení atmosféry *Z* podle Linkeho, která nabývá hodnot od 1 až do 8. Tato hodnota vyjadřuje stupeň nečistot v okolí. Další parametrem je pozice slunce na obloze vůči ploše *X* (kde dopadá záření), která může být vyjádřena jako jak je uvedeno v [1]

$$X = \frac{9{,}38076 \cdot \left(\sin h_x + \sqrt{0{,}083 + \sin^2 h_x}\right)}{2{,}0015 \cdot (1 - H \cdot 10^{-4})} + 0{,}91018 \quad (3)$$

kde h_x je poloha slunce na obloze (°) a H je nadmořský výška plochy dopadajícího záření (m). Pro polohu slunce na zemi je důležité znát také deklinaci slunce, zeměpisnou šířku a hodinový úhel slunce. Výsledný tvar pro přímou složku je tedy

$$G_B = G_{SC} \cdot e^{-\frac{Z}{X}} \cdot \sin h_x \cdot \sin \delta \quad (4)$$

kde δ je úhel, který svírá sluneční paprsky s normálou osluněné plochy (°).

2.2 DIFÚZNÍ SLOŽKA ZÁŘENÍ

Informace ohledně difúzní složky záření čerpány z [2]. Difúzní složka slunečního záření je složena ze tří částí. Je to Rayleighovo rozptylové difúzní záření D_R, aerosoly rozptýlené záření D_A a širokopásmové difúzní záření D_M. Pro Rayleighovo záření platí tato rovnice

$$D_R = \frac{1367 \cdot 0{,}79 \cdot \sin\alpha \cdot \tau_o \cdot \tau_g \cdot \tau_w \cdot \tau_{aa} \cdot 0{,}5 \cdot (1 - \tau_r)}{1 - m_a + m_a^{1{,}02}} \quad (5)$$

kde α je výška slunce (°), dále jsou zde rozptylové propustnosti pro ozon τ_o (-), plyn τ_g (-), vodu τ_w (-), aerosoly τ_{aa} (-), a Rayleighův rozptyl τ_r (-), a objem vzduchu m_a (-). Tyto rozptylové propustnosti se určují z dalších parametrů a konstant. Aerosoly rozptýlené záření je velice podobné Rayleighovu záření, jak lze vidět v této rovnici

$$D_A = \frac{1367 \cdot 0{,}79 \cdot \sin\alpha \cdot \tau_o \cdot \tau_g \cdot \tau_w \cdot \tau_{aa} \cdot 0{,}84 \cdot (1 - \tau_{as})}{1 - m_a + m_a^{1{,}02}} \quad (6)$$

kde τ_{as} je část dopadajícího záření přeneseného po rozptylu aerosoly (-). Poslední složkou difúzního záření je širokopásmové difúzní záření D_m. Toto záření vychází ze dvou předcházejících záření.

$$D_m = \frac{(G_B \cdot \sin\alpha + D_r + D_a) \cdot \rho_{země} \cdot \rho_a}{1 - \rho_{země} \cdot \rho_a} \quad (7)$$

kde $\rho_{země}$ je albedo povrchu (-) a ρ_a je albedo oblohy (-).

2.3 ODRAŽENÁ SLOŽKA ZÁŘENÍ

Odražená složka záření je přímo závislá na albedu plochy, kde záření dopadá a jeho okolí, tedy čím vyšší hodnota albeda, tím vyšší hodnota odražené složky záření. Hodnota odražené složky se vypočte následovně, jak je uvedeno v [1]:

$$G_R = \frac{1 - \cos\gamma}{2} \cdot \rho_a \cdot (G_B + G_D) \quad (8)$$

kde γ značí úhel náklonu plochy na kterou dopadá slunečního záření (°). Pokud je úhel náklonu roven 0°, tedy plocha dopadu je zcela rovná, nevzniká žádné odražené záření.

2.4 POPIS DALŠÍCH VYBRANÝCH FUNKCIONALIT

Dalším významným parametrem mající vliv na výslednou intenzitu slunečního záření jsou oblaka. Ty lze dělit na několik druhů, např. Cirrus, Stratus, Stratocumulus atd. Obecně lze popsat faktor omezení vlivem oblačnosti následující rovnicí, která vyplývá z [3]:

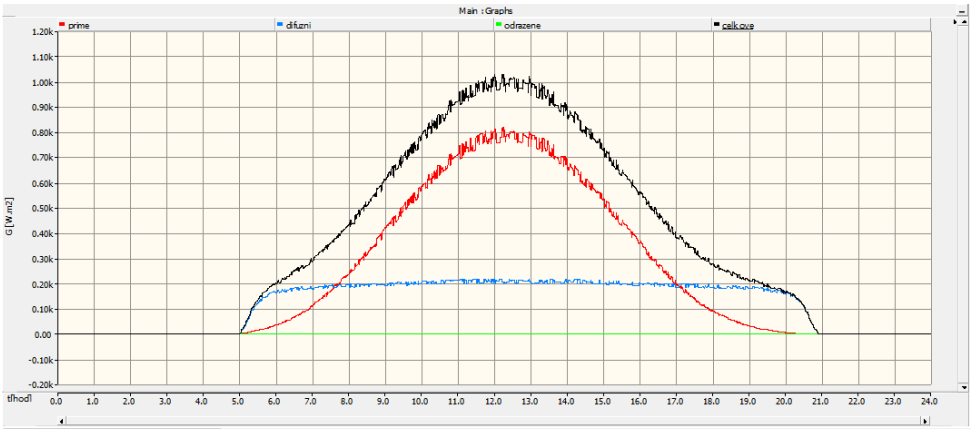
$$K_{mrak} = 1 - \left[\left(1 - \tau_{mrak} - \rho_2\right) \cdot \frac{N}{10}\right] \quad (9)$$

kde K_{mrak} je koeficient omezení pro daný typ mraku (-), ρ_2 je záření odražené od země ku mrakům a zpět na zemi (-), τ_{mrak} je prostupnost mraku (-) a $N/10$ udává počet desetin výskytu daného mraku na obloze (-). Když jsou určeny všechny koeficienty pro oblaka, která se na obloze vyskytují, tj. koeficienty omezující přímou složku záření, je její tvar následovný:

$$G_{Bc} = G_B \cdot K_C \cdot K_{Ac} \cdot K_{Sc} \cdot K_S \cdot K_{As} \cdot K_{Cf} \tag{10}$$

3 VYBRANNÉ DOSAŽENÉ VÝSLEDKY

Na následujícím obrázku jsou ilustrovány dílčí dosažené výsledky a je znázorněn výsledný průběh intenzity slunečního záření pro letní den bez oblačnosti.



Obrázek 1: Průběh slunečního záření - den 1.7 2018, bezoblačnost, ČR (přímá složka – červená, odražená složka – zelená, difúzní složka – modrá, celkové globální záření – černá)

Z obrázku lze pozorovat dominantní podíl přímé složky slunečního záření, která je důležitým vstupním parametrem pro FV panely. Pouze v některých částech dne dosahuje velikost difúzní složky vyšších absolutních hodnot. Tuto skutečnost je zřejmá v době východu a západu slunce. Během dne je velikost difúzního záření pak téměř konstantní. Odražená složka záření nabývá velmi malých hodnot, pokud není přímo nulová.

4 ZÁVĚR

Vytvořený komplexní model slunečního záření je využíván ve spojení s modulem FV panelu, ale simuluje pouze intenzitu slunečního záření, která může být implementována v PSCAD simulaci. Další vstupní parametry do FV panelu nejsou předmětem tohoto článku. Knihovna programu nedisponuje žádným generátorem/simulátorem slunečního záření, při simulacích se tak často využívá konstantního slunečního záření, případně je simulována jeho skoková změna. Tento nedostatečný a nevhodný přístup je však eliminován díky vytvořenému komplexnímu modelu. Samotný model má dobrý potenciál pro jeho využití v energetice, zejména v oblasti decentrálních FV zdrojů, pro které je zbytné například věrohodně simulovat jejich výkonové chování a vliv na distribuční síť. Tento model vychází z již publikovaných zdrojů, tedy lze říci, že model sám lze považovat za relevantní.

REFERENCE

[1] PETROV, R. Komplexní simulátor slunečního záření. *Bakalářská práce*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, fakulta Elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 54 s.

[2] WONG, L.T. a W.K. CHOW. *Solar Radiation Model* [online]. , 2-8 [cit. 2018-03-09]. Dostupné z: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0306261901000125

[3] VOWINCKEL, E. a Svenn ORVIG. Relation between solar radiation income and cloud type in the arctic [online]. 21.6.1962, 5 [cit. 2018-03-09]. Dostupné z: http://journals.ametsoc.org/doi/pdf/10.1175/1520-0450%281962%29001%3C0552%3ARBSRIA%3E2.0.CO%3B2

ELECTROMAGNETIC ACCELERATION DEVICE WITH MORE STAGES

Martin Kovařík

Master Degree Programme (5), FEEC BUT

E-mail: xkova65@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Martiš

E-mail: xmart54@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes the design and realization of multistage electromagnetic accelerating device (gun) and possibilities to increase its effectivity. Including a simulation of a magnetic circuit and designs of each components. Whole desing is focused on propper countermeasures against the damage of switching transistors.

Keywords: IGBT, multistage, coilgun

1 ÚVOD

U cívkového děla, též označováno jako „coilgun“, je princip urychlování projektilu založen na vtahování feromagnetického projektilu do cívky protékané proudem. V dnešní době existuje mnoho zařízení využívající tento princip. Asi nejpoužívanějšími zařízeními jsou elektromagnetické aktuátory, které nacházejí uplatnění pro vypínače stejnosměrných proudů, elektromagnetické ventily a zkratové spouště jističů. Zvýšení maximální energie, kterou jsme schopni předat projektilu, můžeme dosáhnout zvětšením magnetické indukce. Tohoto můžeme dosáhnout zvětšením budicího proudu nebo zvýšením indukčnosti budicích cívek. Tuto metodu jsem podrobněji zkoumal ve své bakalářské práci [2], kde jsem si tento předpoklad ověřil. Problémem tohoto zvyšování energie projektilu je špatná účinnost převodu elektrické energie na kinetickou. Pro jednostupňové konstrukce se celková účinnost pohybuje pouze v jednotkách procent.

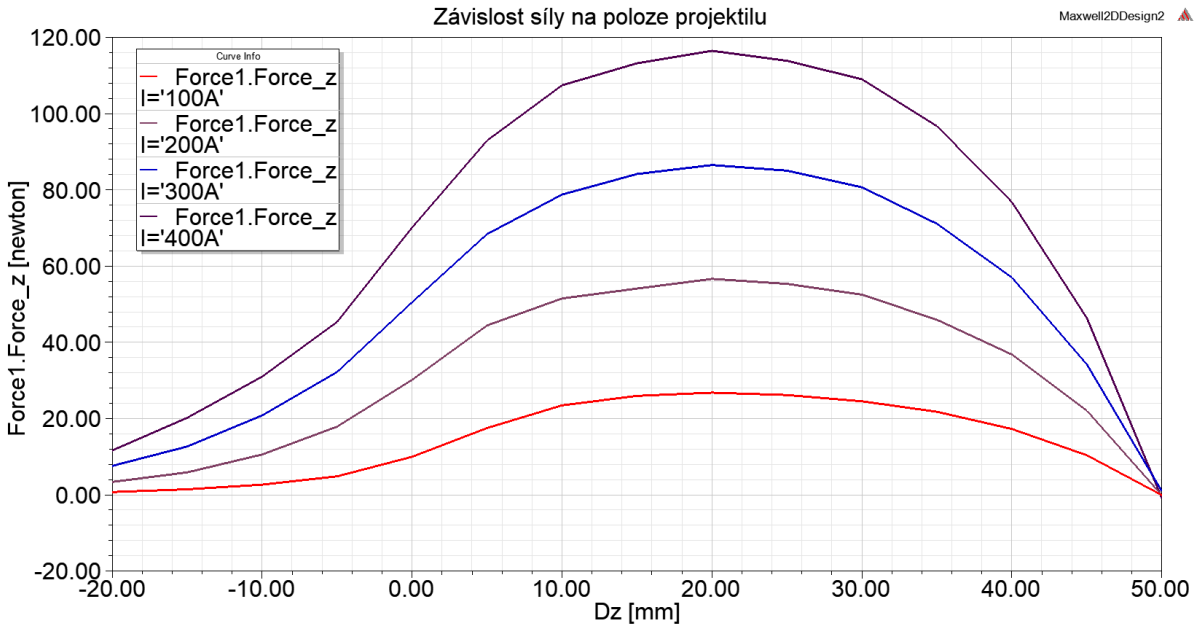
Účinnost tohoto převodu ovlivňují:

- Vysoké vodivé ztráty (odpor cívky, vodičů, ztráty na tranzistoru)
- Vířivé proudy v projektilu (způsobují ztráty zahříváním vodivého projektilu a vytváří magnetické pole, které vyvolává sílu v opačném směru urychlování)
- Ztráty v magnetickém obvodu (velký rozptylový tok)
- Nemožnost okamžitě vypínat proud cívkou, pokud je špatné časování a proud se vypíná pozdě, dochází k výraznému brždění projektilu a tím ke snižování účinnosti

Další možností jak zvýšit energii udanou projektilu, je prodloužení dráhy, po které je urychlován. Jako nevhodnější řešení se jeví použití více urychlovacích stupňů. V závislosti na počtu urychlovacích stupňů dojde k prodloužení dráhy, po kterou bude projektil urychlován. Toto řešení bude mít také mnohem vyšší účinnost převodu elektrické energie na kinetickou. Přidané urychlovací stupně nebudou urychlovat projektil z nulové rychlosti, což bude mít za následek menší změnu rychlosti a z toho vyplývající menší proudové pulzy.

2 NÁVRH A REALIZACE VÍCESTUPŇOVÉHO URYCHLOVACÍHO ZAŘÍZENÍ

Vzhledem ke komplexnosti elektromagnetického systému byl pro vyšetření magnetického obvodu zvolen numerický způsob pomocí simulace. Pro vyšetření obvodu bude použit program ANSYS Maxwell využívající metodu konečných prvků.



Obrázek 1: Síla působící na projektil v různých polohách

Na obrázku 1 je vidět rozložení síly působící na projektil v závislosti na poloze projektilu. Pro lepší představu jsou vyobrazeny čtyři závislosti pro různé proudy protékané budicí cívkou. Z tohoto průběhu je zřejmé, že pokud je do cívky vtažena polovina projektilu, působí na něho největší síla. Čím dále je projektil vzdálen od tohoto bodu, působící síla výrazně klesá až k nulové hodnotě, kdy se projektil nachází uprostřed cívky. Pokud by posunování pokračovalo, průběh síly by byl stejný, jenom by bylo obráceně znaménko (síla by působila opačným směrem). Na základě výsledků této simulace se pak volila pozice umístění optických bran, pro detekci projektilu.

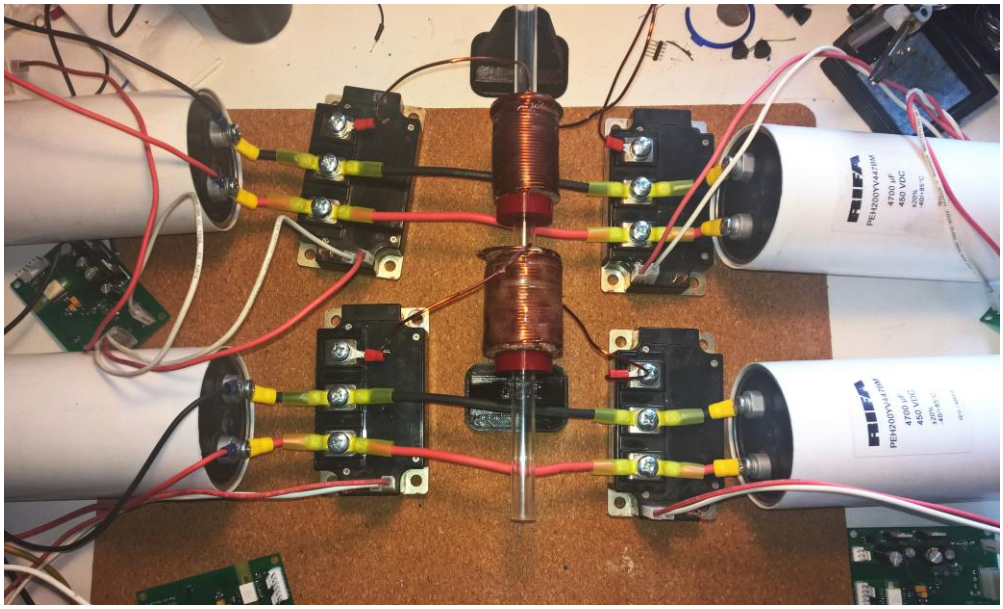
2.1 POPIS ŘÍZENÍ VÍCESTUPŇOVÉHO URYCHLOVACÍHO ZAŘÍZENÍ

Délka projektilu je stejná jako délka cívky, což výrazně zjednodušuje řídicí algoritmus. Pro funkci vystřelovacího zařízení nám tedy stačí vždy jedna otická brána umístěná ve vzdálenosti do 10 mm před urychlovací cívkou. Je totiž vhodné spínat proud do cívky dřív, aby stihl vystoupat na požadovanou hodnotu, než bude projektil v místě, kde na něho působí největší síla. Toto posunutí také zajistí dřívější vypnutí, aby proud stihl klesnout na nulovou hodnotu před tím, než se projektil dostane do středu cívky. S každým dalším urychlovacím stupněm musí mít cívka menší indukčnost, čímž docílíme větší strmosti proudu a dosáhneme nejlepší odezvy na řízení.

První urychlovací cívka se může sepnout až po vložení projektilu a stisknutí tlačítka pro výstřel. Sepnutí druhé cívky je závislé jen na signálu z optické brány. Jakmile je optická brána aktivována projektilem řídicí procesor sepne výkonový obvod. Po celou dobu sepnutí je monitorován proud protékaný budicí cívkou. V případě překročení nastaveného proudu se aktivuje PWM regulace proudu. Pro případ selhání je obvod vybaven hardwarovou proudovou ochranou, která vypne budiče IGBT tranzistorů bez ohledu na procesor. Nastavená hodnota hardwarové proudové ochrany je mírně vyšší než maximální hodnota proudu nastavená v procesoru. Samotné budiče mají navíc integrovanou saturační ochranu.

2.2 POPIS KOMPONENT

První důležitou komponentou jsou budiče IGBT tranzistorů. Pro každý urychlovací stupeň jsou použity dva budiče [3], z nichž jeden řídí horní a druhý řídí dolní tranzistor. Řídicí signál z procesoru je galvanicky oddělen přes optočleny. Budiče předávají procesoru informace o svém stavu, například v případě vybavení některé z ochran. Dále je do procesoru přiváděna informace o protékajícím proudu jednotlivými cívkami. Snímání proudu je řešeno pomocí LEM čidla HAS 200-S [1]. Procesor obsluhuje nabíjení kondenzátorové baterie pomocí ovládacích relé. Dále je zde jedna optická brána vyhrazená pro snímání konečné rychlosti projektilu. Tato veličina bude sloužit k výpočtu účinnosti výstřelu. Procesor bude pomocí LCD displeje zobrazovat rychlosti a účinnosti jednotlivých urychlovacích stupňů.



Obrázek 2: Sestavené zařízení

3 ZÁVĚR

Tato práce se zabývala návrhem elektromagnetického vystřelovacího zařízení s více stupni. Byly analyzovány možnosti zvyšování celkové účinnosti elektromagnetického vystřelovacího zařízení na bázi cívkového děla. Následně byl vytvořen simulační model pro program ANSYS Maxwell. Řídicí obvody byly navrženy tak, aby byla výstupní účinnost celého obvodu co nejvyšší. Pro správnou funkci byly také navrženy budiče IGBT tranzistorů, které obsahují některé ochranné funkce, jako kontrolu přítomnosti napájecího napětí a saturační ochranu. Pro budiče již byla navržena deska plošných spojů, která je již vyrobena a osazena součástkami. V současné době je sestaveno zařízení se dvěma urychlovacími cívkami. Dalším cílem bude návrh DPS řídicích obvodů a nabíjení.

REFERENCE

[1] PATOČKA, Miroslav. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. V Brně: VUTIUM, 2011. ISBN 80-214-4003-1.

[2] KOVAŘÍK, Martin. Elektromagnetické dělo [online]. Brno, 2015 [cit. 2018-03-14]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=106073. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně.

[3] Budiče výkonových tranzistorů MOSFET a IGBT [online]. Brno [cit. 2018-03-14]. Dostupné z: http://www.elektrorevue.cz/clanky/04030/index.html

FREQUENCY MEASUREMENT IN PSCAD

Jan Koudelka

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xkoude20@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaroslava Orsagova

E-mail: orsagova@feec.vutbr.cz

Abstract: The article deals with the issue of frequency measurement in PSCAD software. The objective is to assess frequency waveform in buses of the grid calculated by PSCAD when outage of one generator occurs. Two simulations respecting different electrical distance between buses were accomplished. Simulation results show the correct assessment of the influence of electrical distance between buses, however inaccurate calculation of frequency comparing to speed of generators. The main contribution is to point out that frequency calculated from voltage waveform can be incorrect, which can cause false operation of protective relays.

Keywords: frequency, PSCAD, synchronous generator

1 ÚVOD

Základním požadavkem pro spolehlivý provoz elektrizační soustavy je udržování výkonové rovnováhy. To znamená, že činný výkon dodávaný generátory musí v každém okamžiku odpovídat celkovému zatížení sítě a celkovým ztrátám činného výkonu v soustavě. Ukazatelem výkonové rovnováhy soustavy je frekvence. Cílem je provozovat soustavu při jmenovité hodnotě frekvence, neboť zvýšená či snížená hodnota frekvence má podle [1] negativní vliv zejména na provoz soustrojí generátor-turbína.

Z uvedeného důvodu se v koncepci chránění elektrárenských bloků využívá frekvenční ochrana. Zároveň lze této ochrany využít v rámci obranného plánu proti šíření poruch, kdy podle [2] dojde při poklesu frekvence pod stanovenou hodnotu k odstavení bloku na vlastní spotřebu. Frekvenční ochrana bývá podle [1] někdy doplněna funkcí d*f*/d*t* sledující časovou změnu frekvence, která při splnění stanovených kritérií dokáže blok odstavit rychleji než samotná frekvenční ochrana.

2 ZMĚNY FREKVENCE V SOUSTAVĚ PŘI VÝPADKU BLOKU

Jednou z příčin výkonové nerovnováhy v soustavě je výpadek elektrárenského bloku. Dojde-li k tomuto výpadku, chybějící výkon přebírají ostatní generátory v soustavě a dochází k elektromechanickému přechodnému ději. Ihned po výpadku začnou ostatní generátory zpomalovat a klesá frekvence sítě. Na pokles otáček zareagují primární regulátory turbín, které zvyšují výkon turbíny. Je-li výkonová rezerva na generátorech dostatečná, obnoví se v soustavě výkonová rovnováha a frekvence soustavy se ustálí. Jak uvádí [2], zbývající generátory převezmou chybějící výkon v závislosti na jejich elektrické vzdálenosti od místa výpadku. Z toho lze usuzovat, že největší pokles otáček nastane u elektricky nejbližšího generátoru, resp. největší pokles frekvence nastane v elektricky nejbližším uzlu.

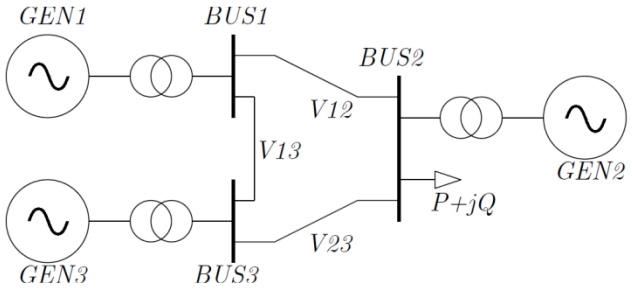
Jestliže je zdrojem napětí synchronní generátor, pak frekvence generovaného napětí odpovídá otáčkám tohoto generátoru. Mělo by tedy platit, že průběh frekvence v uzlu, do kterého generátor pracuje, a průběh otáček generátoru bude identický. Článek [3] však poukazuje na to, že simulační software může tyto průběhy vyhodnotit odlišně vlivem použitého způsobu měření frekvence. Obdržené výsledky simulací tak nemusí odpovídat fyzikální realitě.

2.1 ZKOUMANÝ PROBLÉM

Tento článek se zabývá frekvenčním chováním modelu sítě v prostředí PSCAD. Pomocí simulací v testovací síti bude vyhodnocováno, zda při simulaci výpadku bloku je největší změna frekvence v elektricky nejbližším uzlu a zda si odpovídají průběhy frekvence a otáček generátorů v příslušných uzlech.

2.2 TESTOVACÍ SÍŤ

Pro potřeby simulací byla v prostředí PSCAD sestavena jednoduchá testovací síť, jejíž přehledové schéma je na Obrázku 1. Síť je tvořena 3 uzly (*BUS1*, *BUS2*, *BUS3*) vzájemně propojenými vedeními *V12*, *V13*, *V23*. V jednotlivých uzlech jsou připojeny elektrárenské bloky označené *GEN1*, *GEN2*, *GEN3*, bloky jsou připojeny přes transformátory. V uzlu *BUS2* je připojeno zatížení. Soustava je provozována na napětí 230 kV (sdružená efektivní hodnota) o kmitočtu 60 Hz.



Obrázek 1: Schéma testovací sítě.

Vzhledem k délce trvání přechodného děje jsou elektrárenské bloky modelovány použitím modelu synchronního generátoru – tzv. Parkovým modelem, doplněným modelem budiče s regulátorem „IEEET1“ a modelem turbíny s regulátorem otáček „BPA-GG“. Všechny tři bloky jsou modelovány stejně, veškeré použité parametry modelů byly převzaty z [4]. Jmenovitý výkon každého z generátorů je 835 MVA.

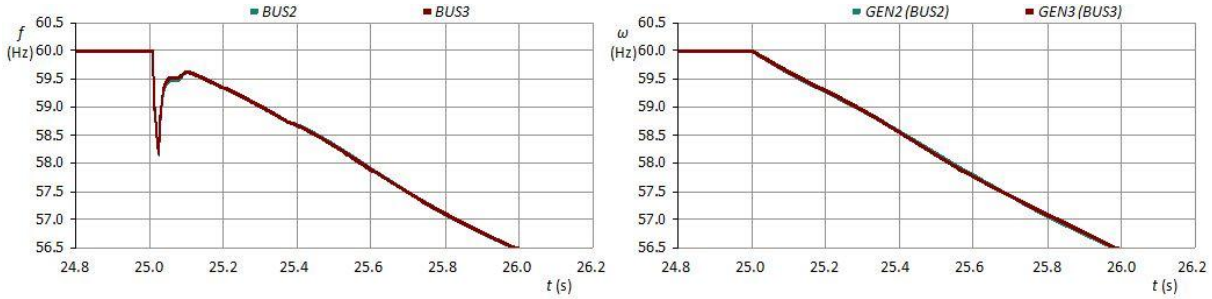
Pro modelování transformátorů se uvažuje pouze hodnota jejich reaktance, která je 9,52 Ω (vztažena ke 230 kV), ostatní parametry (proud naprázdno a ztráty) se neuvažují. Transformátory mají převod 20/230 kV. Jednotlivá vedení se modelují zjednodušeně jako sériové spojení odporu a reaktance. Číselné hodnoty těchto parametrů se pro každý simulovaný scénář liší a číselně jsou uvedeny dále. Zatížení představuje konstantní odběr činného a jalového výkonu nezávislý na napětí a frekvenci, číselně 1500 MW a 450 Mvar.

2.3 TESTOVANÉ SCÉNÁŘE A VYHODNOCOVANÉ PRŮBĚHY

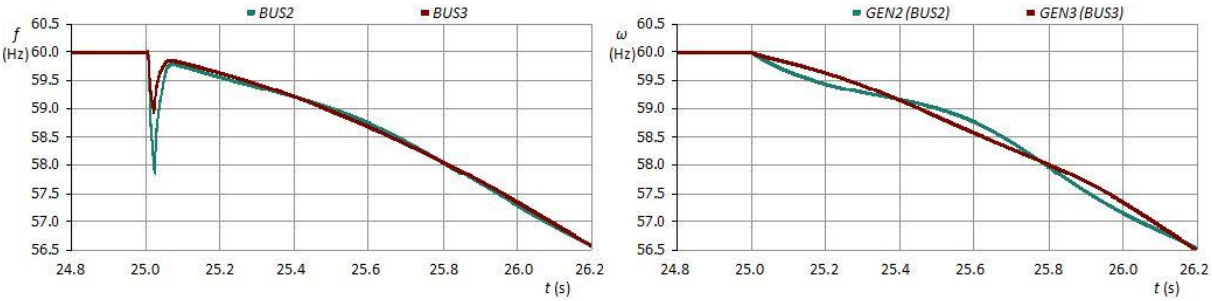
Pro ověření hypotéz byly v testovací síti simulovány 2 scénáře SC1 a SC2. Ve scénáři SC1 byly impedance vedení *V12*, *V13* a *V23* totožné: $\mathbf{Z}_{V12} = \mathbf{Z}_{V13} = \mathbf{Z}_{V23} = (0{,}9 + j\ 5)\ \Omega$ (při 60 Hz), tedy jednotlivé uzly *BUS1*, *BUS2* a *BUS3* byly stejně elektricky vzdáleny. Po dosažení ustáleného stavu v síti došlo k výpadku bloku *GEN1*, byly sledovány hodnoty frekvence a otáček generátorů ve zbylých uzlech. Ve scénáři SC2 byly impedance vedení *V12*, *V13* a *V23* rozdílné, a to $\mathbf{Z}_{V12} = (0{,}9 + j\ 5)\ \Omega$, $\mathbf{Z}_{V13} = \mathbf{Z}_{V23} = (9 + j\ 50)\ \Omega$ (při 60 Hz), tzn., že vůči uzlu *BUS1* je uzel *BUS2* elektricky bližší, zatímco uzel *BUS3* elektricky vzdálenější. Po dosažení ustáleného stavu v síti došlo k výpadku bloku v uzlu *BUS1* a opět byly sledovány průběhy frekvence a otáček generátorů ve zbylých uzlech.

2.4 VÝSLEDKY SIMULACÍ A JEJICH DISKUZE

Průběhy frekvence a otáček generátorů jsou pro scénář SC1 na Obrázku 2, pro scénář SC2 na Obrázku 3. Pro možnost porovnání jsou frekvence i otáčky uvedeny ve stejných jednotkách – Hz.



Obrázek 2: Průběh frekvence v uzlech *BUS2* a *BUS3* a otáček generátorů *GEN2* a *GEN3* při výpadku *GEN1* – uzly stejně elektricky vzdáleny.



Obrázek 3: Průběh frekvence v uzlech *BUS2* a *BUS3* a otáček generátorů *GEN2* a *GEN3* při výpadku *GEN1* – uzly různě elektricky vzdáleny.

Při srovnání průběhů na Obrázku 2 a 3 lze říci, že PSCAD správně vyhodnocuje vliv elektrické vzdálenosti generátorů. Při scénáři SC1 jsou průběhy frekvence i otáček ve zbylých uzlech sítě prakticky totožné, zatímco při scénáři SC2 je patrný rychlejší pokles v elektricky bližším uzlu *BUS2*. Zároveň však vyhodnocení frekvence je nesprávné a ani v jednom případě nerespektuje průběh otáček generátoru. Zatímco průběh otáček je hladký a respektuje elektromechanický přechodný děj jednotlivých generátorů, průběh frekvence vzhledem ke způsobu jejího vyhodnocování (z napětí) chybně sleduje i elektromagnetický přechodný děj, který nastane po výpadku a rychle odezní.

3 ZÁVĚR

Stěžejním poznatkem této práce je zjištění, že program PSCAD vyhodnocuje správně změny frekvence v síti v závislosti na elektrické vzdálenosti, nicméně samotný průběh frekvence je nesprávný vlivem způsobu jejího vyhodnocení. To má důsledky nejen při simulacích, kdy se jedná většinou pouze o testování, ale také prakticky při vyhodnocování frekvence v ochranách. Pokud je použit algoritmus vyhodnocování frekvence z napětí, může tak dojít k chybnému působení ochrany.

REFERENCE

[1] TLUSTÝ, J. a kol. *Monitororvání, řízení a chránění elektrizačních soustav*. Praha: České vysoké učení technické, 2011. ISBN 978-80-01-04940-2.

[2] MÁSLO, K. a kol. *Řízení a stabilita elektrizační soustavy*. Praha: Asociace energetických manažerů, 2013. ISBN 978-80-260-4461-1.

[3] DOHENY, D. Investigation into the Local Nature of Change of Frequency in Electrical Power Systems. *Student Journal of Energy Research* [online]. 2017, **2**(1) [cit. 2018-03-10]. DOI: 10.21427/D7X05G. Dostupné z: http://arrow.dit.ie/sjer/vol2/iss1/3

[4] IEEE 39-bus modified test system. *Dynamic IEEE test systems* [online]. Kypr: KIOS University of Cyprus [cit. 2018-01-18]. Dostupné z: http://www.kios.ucy.ac.cy/testsystems/images/Documents/Data/IEEE%2039.pdf

DC/DC CONVERTER FOR ONE PHOTOVOLTAIC PANEL WITH FULLY DIGITAL CONTROL

Dušan Benda

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xbenda10@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Vorel

E-mail: vorel@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper deals with the topic of design and realization of full digital control DC/DC converter for one photovoltaic panel with a 250 W peak power. A flyback topology with a non traditional snubber circuit was selected for the DC/DC converter.

Keywords: Switching mode power supply, flyback, passive snubber, digital control, MPPT

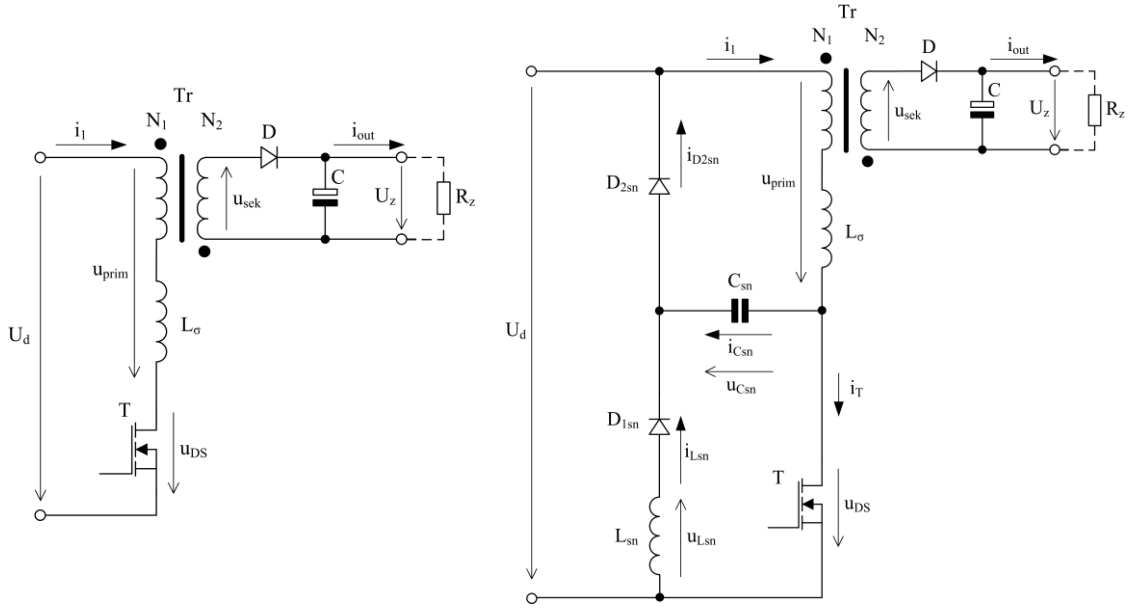
1 ÚVOD

Výroba elektrické energie z obnovitelných zdrojů zažívá v posledním století, respektive desetiletí, značný rozmach, a to především v oblasti fotovoltaiky. Navrhnout fotovoltaický panel s co největším možným výstupním výkonem je naprosto bezpředmětné, pokud k panelu nebude připojen optimálně navržený DC/DC měnič, který bude schopen v jakémkoliv okamžiku získat z panelu maximální výkon. Výsledkem této práce je konstrukce digitálně řízeného DC/DC měniče jehož vstup je dimenzován pro připojení jednoho fotovoltaického panelu o jmenovitém napětí 24 V a špičkovém výkonu 250 W. Výstupní napětí měniče je zvoleno 350 V.

2 TOPOLOGIE SILOVÉ ČÁSTI MĚNIČE

Z důvodu minimalizace počtu spínacích prvků, a tím pádem zjednodušení řízení, byla vybrána topologie jednočinného blokujícího měniče (flyback). Omezujícím faktorem použitelnosti blokujícího měniče je parazitní rozptylová indukčnost (na obrázku 1 vlevo označena jako L_σ), která způsobuje při vypínání výkonového tranzistoru T napěťový překmit na tomto tranzistoru. Pokud není rozptylová indukčnost, respektive primární strana transformátoru Tr doplněna vhodným odlehčovacím článkem, tak může dojít k napěťovému průrazu tranzistoru T. Pro popisovaný DC/DC měnič byla zvolena netradiční koncepce odlehčovacího článku – jednočinný kvazirezonanční odlehčovací článek (obrázek 1 vpravo). Návrh kvazirezonančního článku vychází z [1] a [2]. Funkce odlehčovacího obvodu je následující: Tranzistor T je sepnut a probíhá magnetizace transformátoru Tr. V okamžiku vypnutí tranzistoru T je kondenzátor C_{sn} nabit na napětí $-U_d$. Po vypnutí tranzistoru T nemůže proud i_1 zaniknout, a proto dojde k otevření diody D_{2sn} a přes kondenzátor C_{sn} dojde k uzavření proudové smyčky. Napětí u_{Csn} na kondenzátoru C_{sn} vlivem průchodu proudu i_1 narůstá, a tedy roste i napětí drain-source u_{DS} tranzistoru T, které je dáno součtem napětí meziobvodu U_d a napětí u_{Csn}. Po zániku primárního proudu i_1 (primární proud se uzavíral přes kondenzátor C_{sn} a diodu D_{2sn}) napětí u_{DS} na tranzistoru T ihned klesá na součet napětí meziobvodu U_d a s převodem přepočtené napětí ze sekundární strany transformátoru u_{sec}. Nyní mohou nastat dva stavy s ohledem na dosaženou velikost napětí u_{Csn}. Pokud napětí dosáhlo vyšší hodnoty, než je napětí dané součtem přepočteného napětí ze sekundární strany u_{sec} a napětí meziobvodu U_d, tak dojde k otevření diody D_{1sn}. V tomto okamžiku se napětí na indukčnosti L_{sn} skládá z rozdílu napětí u_{Csn} a součtu napětí u_{sec} a U_d objeví na indukčnosti L_{sn}, začne procházet proud i_{Lsn} a energie z kvazirezonančního článku je vracena zpátky do meziobvodu. Napětí u_{Csn} na kondenzátoru C_{sn} postupně klesá až na součet daný napětími U_d a u_{sec}. V okamžiku rovnováhy těchto napětí proud i_{Lsn} zaniká a dioda D_{1sn}

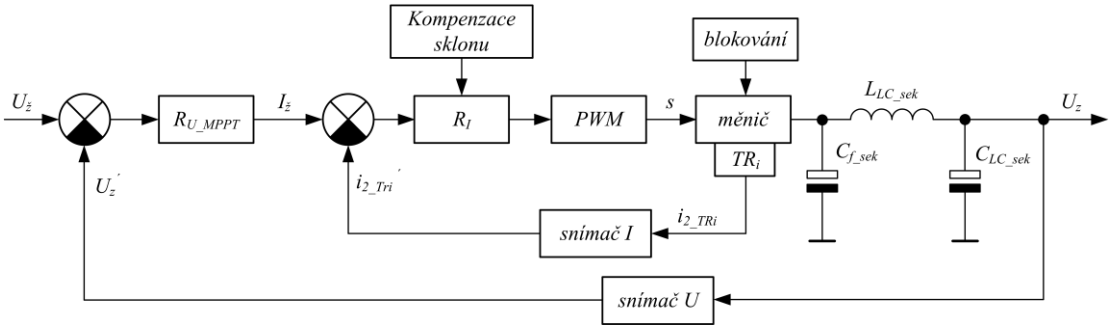
se uzavírá. V případě, že napětí u_{Csn} nepřekročilo součet napětí U_d a u_{sec}, k tomuto přenosu energie vůbec nedojde. V okamžiku sepnutí tranzistoru T dojde k připojení kondenzátoru C_{sn} k sériovému spojení diody D_{1sn} a indukčnosti L_{sn}. Dioda D_{1sn} se otevře a napětí u_{Csn} tedy připojí k indukčnosti L_{sn}. Energie akumulovaná v kondenzátoru C_{sn} se postupně přelévá do indukčnosti L_{sn}. Proud i_{Lsn} však při tomto přesunu energie přispívá k namáhání sepnutého tranzistoru T. V okamžiku poklesu napětí kondenzátoru na hodnotu $-U_d$ nemůže dojít ke skokovému zániku proudu i_{Lsn}, a proto dojde k otevření diody D_{2sn}. Indukčnost L_{sn} je v tuto chvíli připojena paralelně k napětí meziobvodu U_d a dochází k její demagnetizaci (proud klesá se strmostí $-U_d/L_{sn}$). Při demagnetizaci indukčnosti napětím meziobvodu již nedochází k přídavnému proudovému namáhání tranzistoru T. Po zániku proudu i_{Lsn} dojde k uzavření diody D_{1sn} i D_{2sn} a kvazirezonanční článek je připraven na další pracovní cyklus.



Obrázek 1: Jednočinný blokující měnič bez odlehčovacího článku (vlevo) a jednočinný blokující měnič doplněný kvazirezonančním odlehčovacím článkem (vpravo).

3 REGULAČNÍ STRUKTURA MĚNIČE

Blokové schéma regulační struktury je znázorněno na obrázku 2. Jedná se o kaskádní regulaci výstupního napětí s podřízenou proudovou smyčkou. Požadovanou výstupní veličinou je tedy konstantní výstupní napětí U_z o velikosti 350 V. Vstupem do proudové regulační smyčky je výstupní žádaný proud $I_ž$ z nadřazeného regulátoru napětí R_{U_MPPT} s implementovaným MPPT algoritmem. Pro měnič je použit algoritmus Perturb and Observe i Incremental Conductance [3] s možností přepínání mezi těmito metodami pro hledání bodu maximálního výkonu.



Obrázek 2: Regulační struktura měniče.

4 OBVODOVÉ ŘEŠENÍ MĚNIČE

Požadavkem zadání bylo řídit měnič digitálně. Digitální řízení je například z pohledu implementace a testování jednotlivých MPPT algoritmů v měniči vhodnější než analogové, které v případě změny MPPT algoritmu nutně vede ke změně obvodové řídicí části měniče. Další výhodou digitálního řízení je možnost konektivity přes komunikační sběrnice a případná akvizice dat. Značnou nevýhodou jsou však neošetřené kritické stavy, zacyklení programu a odolnost proti rušení. Z těchto důvodů jsou v měniči implementovány obvodové ochrany proti nadproudu, podpětí, přepětí a teplotnímu přetížení realizované pomocí komparátorů. Ochrany jsou sdruženy a zavedeny do budiče výkonové tranzistoru. V případě, že dojde k vybavení některé z ochran je spínání výkonového tranzistoru blokováno bez ohledu na vstup od řídicího kontroléru. Pro řízení měniče byl vybrán kontrolér STM32F334. Do řídicího kontroléru jsou zavedeny analogové vstupy od zesilovačů vstupního a výstupního proudu a informace o vstupním a výstupním napětí měniče. Nejdůležitějším prvkem pro regulaci podřízené proudové smyčky je informace o aktuální velikosti primárního proudu tekoucího transformátorem. Ke kontroléru jsou dále připojeny signalizační LED a uživatelsky konfigurovatelný přepínač. Napájení kontroléru, budiče tranzistoru, zesilovačů a komparátorů je realizováno prostřednictvím pomocného zdroje o výstupním napětí 3,3 V a 12 V. Zdroje jsou realizovány jednoúčelovým kontrolérem LT3992.

5 PROGRAMOVÉ ŘEŠENÍ MĚNIČE

Kontrolér je naprogramován v jazyce C v prostředí Atollic TrueSTUDIO s využitím nástroje STM32CubeMX, který vytvoří inicializační sekvence a nakonfiguruje jednotlivé použité periferie kontroléru. Proudová regulační smyčka je realizována pomocí periferie časovače s vysokým rozlišením, díky kterému je možné použít spínací frekvenci měniče 80 kHz. Pomocí interního DAC převodníku, komparátoru a DMA je zde navíc realizována funkce kompenzace sklonu proudu (slope compensation). Kritické vstupy od obvodově realizovaných ochran jsou zpracovávány formou přerušení. Kontrolér je navíc v případě nutnosti schopen blokovat 12 V větev pomocného zdroje. Pro komunikaci s okolím jsou využity sběrnice CAN a UART.

6 ZÁVĚR

Cílem tohoto článku bylo seznámit čtenáře s návrhem digitálně řízeného měniče. Velký důraz byl kladen na silový obvod měniče s detailním popisem funkce kvazirezonančního odlehčovacího článku. Dále je v článku nastíněna problematika regulace, obvodové realizovatelnosti a programového vybavení měniče.

REFERENCE

[1] ALI, Muhammad Arif Sharafat; MEHMOOD, Khawaja Khalid; PARK, Ji-Kyung; KIM, Chul-Hwan . *Transient and Steady-State Analysis of Flyback Converter with Non-Dissipative LC Snubber*. [cit. 13-3-2017]. Dostupné na URL: http://www.ipstconf.org/papers/Proc_IPST2017/17IPST076.pdf

[2] DOMB, Moshe, Richard REDL a Nathan SOKAL. *Nondissipative turn-off snubber alleviates switching power dissipation, second-breakdown stress and VsubCE/sub overshoot: Analysis, design procedure and experimental verification*. In: 1982 IEEE Power Electronics Specialists conference [online]. IEEE, 1982, s. 445-454. DOI: 10.1109/PESC.1982.7072441.

[3] ELGENDY, M. A.; ZAHAWI, B.; ATKINSON, D. J.. *Low Cost MPPT Algorithms for PV Application: PV Pumping Case Study.* [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: https://www.eal.ei.tum.de/fileadmin/tueieal/www/courses/EAUSIGA/lecture/2011-2012-W/Guests/MPPT_for_PV_systems_II.pdf

BICYCLE ADDITIONAL DRIVE WITH A COMBUSTION ENGINE AND AN ELECTRIC POWERTRAIN

Lukáš Doležal
Master (2), FEEC BUT
E-mail: xdolez62@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Vorel
E-mail: vorel@feec.vutbr.cz

Abstract: The objective of this paper is power converter design for bicycle with combustion engine and electric power transmission. Converter is powered by a generator which is connected to the combustion engine shaft. The power converter is controlling by microprocessor and control algorithm is designed to achieve maximum efficiently of combustion motor. In this paper is described design of circuits, printed board, driving algorithm and mechanical arrangement of whole powertrain.

Keywords: DC/DC Converter, Flyback converter, Buck converter, Boost Converter, Electrobike, Combustion Engine, DC motor, Overcurrent protection, Overvoltage protection, PWM

1 ÚVOD

Jízdní kola s pomocným elektromotorem se v posledních letech stala, díky dostupným a levným pohonům, velmi oblíbenými. Nejobvyklejší konstrukce spočívá v umístění BLDC nebo DC motoru do výpletu elektrokola a tento motor je potom pomocí tranzistorového měniče napájen z baterií.

Naproti tomuto konvenčnímu a osvědčenému řešení se tato práce zabývá návrhem pohonné jednotky jízdního kola s elektrickým přenosem výkonu. V principu lze říci, že jde o jízdní kolo osazené spalovacím motorem s generátorem tvořícím elektrocentrálu. Ta je zdrojem elektrické energie pro měnič a ten potom napájí stejnosměrný motor umístěný ve výpletu kola.

Tato koncepce je svým principem zcela netradiční. Je však nutno podotknout, že daný pohon může se svou složitostí a cenou jen stěží konkurovat klasickému elektrickému pohonu s bateriemi nebo motokolu se spalovacím motorem s ryze mechanickým přenosem energie. Význam konstrukce je tedy spíše experimentální.

Výhodou elektrického přenosu výkonu ze spalovacího motoru ale je, že spalovací motor může vždy pracovat na otáčkách, které jsou optimální vzhledem k mechanickému výkonu na hřídeli. Docílíme tak snížení spotřeby paliva a delší životnosti motoru, než kdyby byl s poháněným kolem spojen jen přes mechanický převod. Výhodou využití této koncepce na jízdním kole je potom nezávislost na poměrně dlouhých nabíjecích časech baterií a tedy delší dojezd.

2 POUŽITÉ KOMPONENTY

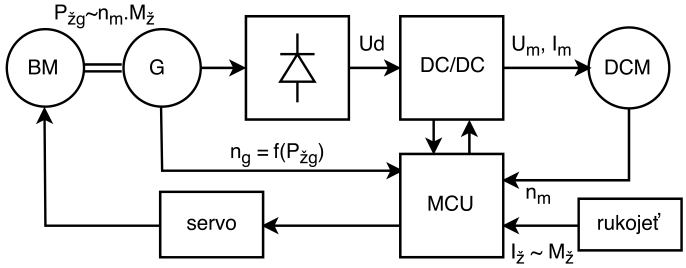
Celý pohonný řetězec byl navržen pro jízdní kolo Electra Amsterdam. Mechanické uspořádání elektrocentrály v rámu kola je zachyceno na obrázku 4. Ta sestává z benzinového motoru Subaru Robin EH035 (33 ccm) a generátoru. Na obrázku je také pomocí modrého kartonu naznačeno budoucí umístění a tvar krabice navrhovaného měniče. Jako generátor byl použit modelářský BLDC motor AXI 5345/18. Do výpletu předního kola byl umístěn hnací stejnosměrný motor Heinzmann RN120 (250 W/24 V) a na řídítkách je umístěna páka plynu, kterou jezdec nastavuje žádaný mechanický moment motoru.

3 KONCEPCE POHONU

Jednotlivé bloky tvořící pohon elektrokola jsou zakresleny v blokovém schématu na obrázku 1. Spalovací motor *(BM)* je hřídelí spojen s generátorem *(G)*, trojfázový proud z generátoru je následně usměrněn šestipulsním usměrňovačem a veden do DC/DC měniče, který napájí hnací motor elektrokola *(DCM)*. Řídicí jednotka *(MCU)* realizuje dvě regulační smyčky zajišťující funkci pohonu.

Regulační smyčka proudu motorem. Řídicí jednotka zpracovává signál z rukojeti plynu, kterou jezdec nastavuje žádaný proud stejnosměrného motoru od nuly do maximálního štítkového proudu 28 A. Žádaný proud je porovnán se skutečným proudem měřeným pomocí bočníku v DC/DC měniči a takto vytvořená regulační odchylka je vedena do diskrétního PI regulátoru proudu, jehož výstupem je střída pro zvyšující nebo snižující měnič. Regulátor byl nastaven na základě znalosti indukčnosti a odporu kotvy motoru pomocí metody symetrického optima. Dle katalogových parametrů byla provedena výkonová analýza motoru a stanoven maximální příkon 950 W. Bylo vypočteno, že při plném proudu 28 A, bude mít motor maximální příkon při rychlosti 17 km/hod. Pro vetší rychlost je žádaná hodnota proudu s narustající rychlostí lineárně snižována tak, aby nedošlo k překročení maximálního příkonu. Pohon tedy může působit maximálním momentem do rychlosti 17 km/hod. Z důvodu omezení ztrát na motoru se předpokládá, že maximální moment bude motor vyvýjet pouze při rozjezdech, a proto je tato mezní rychlost zcela dostačující.

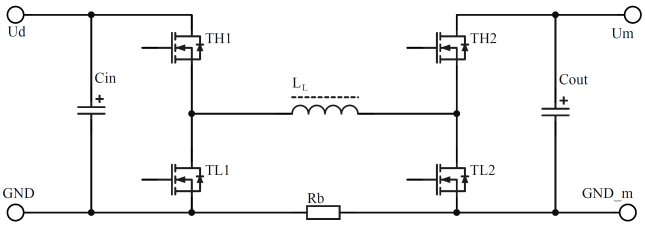
Regulační smyčka otáček generátoru. Ze známého žádaného momentu (proudu DC motorem) a aktuální rychlostí elektrokola (indukovaným napětím DC motoru) je stanoven žádaný příkon motoru P_{zg}. V závislosti na velikosti příkonu jsou potom stanoveny potřebné otáčky generátoru n_g, při kterých je možné z generátoru tento výkon odebírat. Optimální funkční závislost $n_g = f(P_{zg})$ je dána učinnostní mapou motoru, kterou však výrobce neudává. Prvotně proto byla použita lineární funkce a stanovení optimální závislosti bude předmětem dalších vylepšení pohonu. Otáčky n_g jsou porovnány s měřenými aktuálními otáčkami. Výsledkem je regulační odchylka, která je zpracována diskrétním PI regulátorem, jehož výstupem je signál pro řízení servomotoru ovládajícího škrtící klapku motoru.



Obrázek 1: Blokové schéma pohonu

4 HARDWARE MĚNIČE

Z vlastností použitých komponent pohonu vychází následující požadavky. Rozsah provozního napětí stejnosměrného meziobvodu neboli rozsah výstupního napětí generátoru 13-58 V, výstupní napětí měniče 0-58 V, výstupní proud 0-28 A. Přičemž měnič požadované hodnoty výstupního napětí a proudu musí poskytovat nezávisle na velikosti vstupního napětí. Pouze za tohoto předpokladu bude možné spalovací motor provozovat dle zvolené závislosti $n_g = f(P_{zg})$. Z výše uvedeného vyplývá, že zkonstruovaný měnič musí pracovat ve zvyšujícím i snižujícím režimu. Z tohoto důvodu byla zvolena topologie tvořená kombinací klasického zvyšujícího a snižujícího měniče. S ohledem na přepínací ztráty byla zvolena spínací frekvence měniče 25 kHz. Ilustrační schéma výkonové části měniče je na obrázku 2.



Obrázek 2: Ilustrační schéma výkonové části měniče

Pokud je v provozu snižující měnič je trvale sepnutý TH2 a tranzistory TH1 a TL1 jsou spínány komplementárně. Zvyšující měnič je tvořen tranzistory TH2, TL2, kondenzátorem C_{out} a tlumivkou L_L. Při činnosti zvyšujícího měniče je trvale sepnutý TH1 a tranzistory TH2 a TL2, jsou spínány komplementárně. Pro buzení tranzistorů byly použity budiče s oddělovacím optočlenem se stínicí mřížkou. Napájení budičů tranzistorů TL1 a TL2 je realizováno ze společného napájecího zdroje galvanicky spojeného se zemí řídicí elektroniky. Budiče tranzistorů TH1 a TH2 jsou napájeny samostatnými galvanicky oddělenými zdroji. Osazená deska celého měniče je na obrázku 3. Návrh byl proveden v systému Altium.

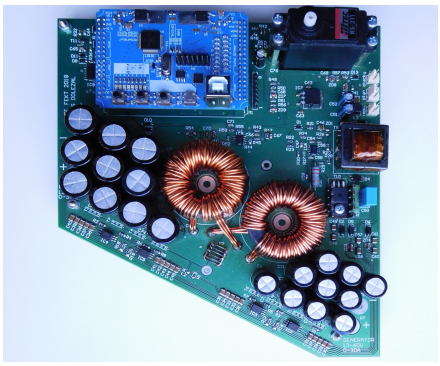
Napájení řídicích obvodů a budičů bylo realizováno pomocí blokujícího měniče s transformátorem. Měnič byl navržen tak, aby spolehlivě pracoval v rozsahu napájecího napětí 13-60 V. Maximální přenášený výkon zdroje je 15 W. Předmětem práce byl také výpočet a výroba transformátoru.

Měření proudu motorem je realizováno pomocí bočníku. Signál z bočníku je zesílen pomocí dvoustupňového neinvertujícího zesilovače a přiveden do řídicího mikroprocesoru.

Přepěťová a nadproudová ochrana měniče je realizována z důvodu spolehlivosti rychlé reakční doby analogově pomocí komparátorů s hysterezí.

5 ZÁVĚR

V článku byl rámcově popsán návrh hardware a řídicích algoritmů měniče pro motokolo s elektrickým přenosem výkonu. V současné době je navržený měnič vyroben, naprogramován a je plně funkční. Dalším krokem práce bude výroba hliníkové krabice pro měnič a jeho testování při jízdě elektrokola.



Obrázek 3: Navržený měnič



Obrázek 4: Kolo s elektrocentrálou

REFERENCE

[1] DOLEŽAL, Lukáš. Motokolo s benzinovým motorem a elektrickým přenosem výkonu. Brno, 2018, 55 s. Semestrální projekt

THREE-PHASE INVERTER FOR HIGH-SPEED INDUCTION MOTOR

Michal Pinďák

Master Degree Programme (5), FEEC BUT

E-mail: xpinda02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Procházka

E-mail: prochazkap@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this project is to design a three-phase inverter for high speed induction motor. Nowadays, inverters are one of the most used devices for the torque and the rotational speed regulation of synchronous or induction motors. The main principle of these devices is frequency and voltage amplitude change by *PWM* modulation on the output. By this simple principle, we could keep a really good energy efficiency about 95 %. The article shows all basic structural parts of device, their parameters and the purpose of their use.

Keywords: three-phase inverter, transistor IGBT, high-speed induction motor, scalar control, pulse width modulation

1 ÚVOD

Princip střídače spočívá v přeměně napětí stejnosměrného na napětí střídavé jednofázové či třífázové s volitelnou amplitudou a frekvencí. Volba uvedených parametrů výstupního napětí je zprostředkována pomocí tzv. pulsní šířkové modulace *PWM* (Pulse Width Modulation). Jako zdroj stejnosměrného napětí je možné využít usměrněnou distribuční síť, akumulátor nebo fotovoltaický panel.

Střídače jako takové dnes nacházejí uplatnění zejména v oblasti elektrických pohonů, záložních zdrojů UPS a fotovoltaických elektráren. Za pomoci moderních polovodičových prvků je dnes možné realizovat velmi sofistikovaná zařízení o velkém výkonu a účinnosti, s plynulou regulací frekvence a amplitudy výstupního napětí. Právě v oblasti pohonů jsou střídače s oblibou užívány k řízení otáček a momentu u principiálně jednoduchých a levných asynchronních strojů. Moderní střídače velkých výkonů navíc umožňují obousměrný tok energie (rekuperaci), čímž je možné u daného systému docílit ještě vyšší energetické hospodárnosti.

2 POŽADAVKY NA ZAŘÍZENÍ

Tabulka 1: Parametry vysokootáčkového asynchronního motoru:

P_{mech} [kW]	n_{mot} [ot.min^{-1}]	U_{UV} [V]	η_{mot} [-]	$cos\ \varphi$ [-]
50	50 000	400	0,8	0,8

Tabulka 2: Parametry 3-fázového střídače s 6-pulsním diodovým usměrňovačem a LC filtrem:

P_{OUT} [kW]	U_{UV} [V]	$f_{1.h}$ [kHz]	f_{PWM} [kHz]
62,5	400	1	20

3 ZÁKLADNÍ ČÁSTI ZAŘÍZENÍ

3.1 VÝKONOVÉ MODULY STŘÍDAČE

Výpočet amplitudy napětí v meziobvodu:

$$U_m = \sqrt{2} \cdot U_{UV} = \sqrt{2} \cdot 400 = \underline{565\ V} \qquad (3.1-1)$$

Výpočet střední hodnoty napětí v meziobvodu (*6 - pulsní usměrňovač s LC filtrem*):

$$U_d = 1{,}35 \cdot U_{UV} = 1{,}35 \cdot 400 = \underline{540\ V} \qquad (3.1-2)$$

Výpočet zdánlivého výkonu 1. harmonické na výstupu střídače:

$$S_{OUT} = \frac{P_{OUT}}{cos\varphi} = \frac{62\,500}{0{,}8} = \underline{78{,}1\ \text{kVA}} \qquad (3.1-3)$$

Výpočet amplitudy 1. harmonické fázového proudu střídače:

$$I_{m,1.} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{S}{U_d} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{78\,100}{540} = \underline{167\ \text{A}} \qquad (3.1-4)$$

Jelikož je střídač napájen z třífázové sítě, dosahuje amplituda napětí v meziobvodu až 565 V. Z bezpečnostních důvodů (překmity v síti, parazitní indukčnosti obvodu) je tedy nutné použít moduly IGBT se závěrným napětím alespoň *1 200 V*. Typový proud tranzistoru I_C volíme přibližně *2násobný* vůči amplitudě 1. harmonické proudu, v našem případě *300 A*. S ohledem na spínací frekvenci f_{PWM} = *20 kHz* je také kladen důraz na rychlost použitých tranzistorů.

Z katalogu výrobce SEMIKRON byly vybrány *bezpotenciálové polomůstky SKM400GB125D* s integrovanými nulovými diodami. [1], [3]

Parametry polomůstku:

U_{CE} = 1 200 V; I_C = 300 A; I_F = 260 A; $U_{p,T}$ = 1,6 *V*; $U_{p,D0}$ = 0,7 V; r_{CE} = 7,6 mΩ; r_F = 4,3 mΩ; t_{on} = 130 ns; t_{off} = 630 ns; E_{on} = 25 mJ; E_{off} = 18 mJ; Q_G = 2100 nC; T_{jmax} = 150 °C; $R_{th(j\text{-}c),T}$ = 0,05 K/W; $R_{th(j\text{-}c),DO}$ = 0,125 K/W; $R_{th(c\text{-}h),m}$ = 0,038 K/W. [4]

Výpočet ztrát všech 6 tranzistorů v můstku způsobených vedením proudu:

$$P_{ved} = 6 \cdot (U_{p,T} \cdot I_{T,av} + r_{CE} \cdot {I_{T,ef}}^2) = 6 \cdot (1{,}6 \cdot 45{,}9 + 7{,}6.10^{-3} \cdot 78{,}9^2) = \underline{726\ \text{W}} \qquad (3.1-5)$$

Výpočet celkové tepelné energie tranzistoru uvolněné při přepínání (odečteno při $R_{Gon,\ off}$ = *4,1* Ω):

$$E_c = E_{on} + E_{off} = 25.10^{-3} + 18.10^{-3} = \underline{43\ \text{mJ}} \qquad (3.1-6)$$

Výpočet činitele proudového využití tranzistoru:

$$K_I = \frac{I_{m,1.}}{{I_C}^*} = \frac{167}{225} = \underline{0{,}742} \qquad (3.1-7)$$

Poznámka:

- Neuvažujeme přímo typový proud tranzistoru I_C *ale* ${I_C}^*$ *(nižší hodnotu)*, abychom zachovali alespoň částečnou momentovou přetížitelnost zařízení.

Výpočet přepínacích ztrát všech 6 tranzistorů v můstku:

$$P_{sw} = 6 \cdot \frac{1}{\pi} \cdot f_{PWM} \cdot E_c \cdot K_I = 6 \cdot \frac{1}{\pi} \cdot 20\,000 \cdot 43.10^{-3} \cdot 0{,}742 = \underline{1\ 218\ \text{W}} \qquad (3.1-8)$$

Výpočet celkových ztrát 3-fázového můstku:

$$P_{Z,m} = P_{ved} + P_{sw} = 726 + 1\ 218 = \underline{1\ 944\ \text{W}} \qquad (3.1-9)$$

Výpočet celkového činného výkonu meziobvodu:

$$P_d = P_{OUT} + P_{Z,m} = 62\,500 + 1\,944 = \underline{64{,}5\ \text{kW}} \qquad (3.1-10)$$

Zdroj [2], [3]

3.2 NAPĚŤOVÝ MEZIOBVOD – LC FILTR

Výpočet střední hodnoty proudu meziobvodu:

$$I_d = \frac{P_d}{U_d} = \frac{64\,500}{540} = \underline{120\ A} \qquad (3.2-1)$$

Výpočet indukčnosti tlumivky (*6 – pulsní usměrňovač*, $\pm \Delta I = 0{,}2\ I_d$):

$$L = 0{,}00904 \cdot \frac{U_m}{\Delta I \cdot 2\pi \cdot f} = 0{,}00904 \cdot \frac{565}{24 \cdot 2\pi \cdot 50} = \underline{0{,}7\ mH} \qquad (3.2-2)$$

Výpočet kritické hodnoty filtrační kapacity s ohledem na rezonanci (v případě výpadku 1 fáze):

$$C_{krit} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot {f_{krit}}^2 \cdot L} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 100^2 \cdot 0{,}7.10^{-3}} = \underline{3{,}6\ mF} \qquad (3.2-3)$$

Při konstrukci střídačů je vždy nezbytné brát zřetel na tzv. *elektromagnetickou kompatibilitu*. Z tohoto důvodu je žádoucí zajistit příliš nedeformovaný tvar odebíraného proudu ze sítě s co nejnižším počtem vyšších harmonických složek. K eliminovaní impulsního charakteru proudu ze sítě, odebíraného značnou filtrační kapacitou *4,5 mF*, je tedy také nezbytnou součástí meziobvodu výkonová tlumivka *0,7 mH*. Tím je zajištěn účiník λ přibližně *0,95*. Za velký benefit tlumivky v meziobvodu lze považovat také velké snížení efektivního proudu filtračními kondenzátory na přibližně *70 A* (levnější kondenzátory, menší tepelné namáhání pouzdra).

3.3 BUDIČE VÝKONOVÝCH TRANZISTORŮ

Při výběru vhodného komerčně vyráběného budiče vycházíme z několika základních parametrů: *velikosti střední hodnoty proudu a náboje do hradla IGBT, maximální hodnoty napětí kolektor-emitor buzeného tranzistoru, maximální spínací frekvence, ochrany proti podpětí, ochrany proti zkratu na tranzistorech apod.* S ohledem na námi požadované parametry byly vybrány budiče od firmy SEMIKRON, typ *SKYPER 32R*.

Parametry budiče:

$U_{CEsense}$ = 1 700 V; $I_{OUTpeak}$ = 15 A; I_{OUTav} = 50 mA; $Q_{OUT/pulse}$ = 2 500 nC; f_{max} = 50 kHz; $U_{in(h/l)}$ = 15/0 V; $U_{GE(on/off)}$ = 15/-7 V; R_{in} = 10 kΩ; C_{ps} = 12 pF; dU/dt = 50 kV/µs; t_{DT} = 3 µs; U_S = 15 V; I_S = 80–450 mA; $Q_{OUT/pulse(boosted)}$ = 6 000 nC; T_{op} = - 40–85 °C. [5]

4 ZÁVĚR

Cílem tohoto příspěvku je seznámení čtenáře se základní problematikou návrhu a konstrukce dílčích částí 3-fázového střídače. Hlavní pozornost byla věnována zejména volbě výkonových modulů IGBT a následnému určení jejich tepelných ztrát. Celková konstrukce střídače takového výkonu je však značně problematická a vyžaduje mnoho elektrotechnických znalostí a zkušeností s danou problematikou. Aktuálně již byly kompletně navrženy silové obvody střídače vč. desek plošných spojů, budiče tranzistorů, nabíjecí a proudové vyrovnávací obvody, ochrany při havarijních stavech, galvanicky oddělené obvody měření napětí a proudu apod. S ohledem na značný ztrátový výkon *2 300 W* (ztráty 3-fázovém můstku + ztráty na usměrňovači) bylo taktéž nutné navrhnout, naměřit a sestavit výkonné aktivní vzduchové chlazení.

Cílem tohoto projektu a zadané diplomové práce je však kompletní sestavení funkčního zařízení, čemuž se budu také dále věnovat.

REFERENCE

[1] Patočka, M. *Výkonová elektronika – 1.část*. Skriptum FEKT VUT Brno, 2010.

[2] Patočka, M. *Vybrané stati z výkonové elektroniky – svazek II*. Skriptum FEKT VUT Brno, 2005

[3] Patočka, M. *Matematický nástroj pro analýzu PWM signálů, jeho užití ve střídavých pohonech*. VUT Brno: VUTIUM, 2000,

[4] SEMIKRON. *SKM 400GB125D.* [online]. 27.06.2007 [cit. 2018-03-10]. Dostupné z: https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skm400gb125d-22890626/

[5] SEMIKRON. *SKYPER 32 R.* [online]. 26.05.2009 [cit. 2018-03-10]. Dostupné z: http://www.farnell.com/datasheets/482336.pdf

Magisterské projekty

Mikroelektronika a technologie

MOISTURE EFFECT ON ELECTRICAL PROPERTIES OF THE COMPOSITE EPOXY RESINS

Luděk Horák

Master Degree Programme (2.), FEEC BUT

E-mail: xhorak58@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Kazelle

E-mail: kazelle@feec.vutbr.cz

Abstract: The thesis presented is focused on studying electroinsulating epoxy resin-based sealings. The aim of the thesis is to compare several sets of samples of composite epoxy resins with different kinds of micro-ground siliceous sand as a filling. The temperature and frequency dependence of relative permittivity and dissipation factor are measured for given samples.

Keywords: Epoxy resins, thermosets, polymers, electrical insulation materials, electrical properties, permittivity, dissipation factor, moisture

1. ÚVOD

Epoxidové pryskyřice jsou poměrně mladé plasty, první zmínky jsou zaznamenány v období druhé poloviny 19. století, ale jejich výroba se rozvinula až po druhé světové válce.

Jedná se o syntetické polymery, které patří do skupiny reaktoplastů. Jsou bezbarvé až nažloutlé a za běžných podmínek téměř neomezeně skladovatelné. Významných vlastností nabývají epoxidové pryskyřice až po vytvrzení, které nastává nejčastěji chemickou polyadiční reakcí - nedochází ke vzniku vedlejších produktů. Vytvrzené produkty mají velmi dobré elektroizolační a dielektrické vlastnosti, mechanickou pevnost, zejména pevnost ve smyku, chemickou odolnost vůči vodě, kyselinám i některým rozpouštědlům. Vynikají výjimečnou adhezí ke kovovým, skleněným, keramickým, dřevěným a jiným materiálům. Dále se epoxidy vyznačují velkou houževnatostí, malým smrštěním a některé druhy dobrou elasticitou. [1]

2. VZORKY CHS-EPODUR 494-1667

Vzorky pro měření elektrických materiálových veličin byly zhotoveny v laboratořích firmy SYNPO a.s. Pardubice. CHS-EPODUR 494-1667 (CHS = neplněná zalévací hmota, EPODUR = obchodní název, 494 = typ pryskyřice, 1667 = typ tvrdidla) je modifikovaná nízkomolekulární epoxidová pryskyřice, která se skládá z několika složek:

- složky A - epoxidová pryskyřice a polypropylenglykol - 100 hmotnostních dílů,
- složky B - tvrdidlo (tetrahydromethylftalanhydrid) - 85 hmotnostních dílů,
- složky C - urychlovač (benzyldimethylamin) - 0,6 hmotnostních dílů,
- složky D - flexibilizátor (polyethylenglykol) - 17 hmotnostních dílů.

Dále se do systému přidává pigmentová pasta (E-Pasta BF 135 M-BA) - 3 hmotnostní díly. Skládá se z pigmentu a epoxidové pryskyřice, určuje výsledné zbarvení vytvrzeného kompozitu.

Poslední důležitou složkou je plnivo, přidává se ve formě mikromletého křemenného písku a výrazně snižuje náklady zalévací hmoty. Použité plnivo pro epoxidovou sadu 1851 je písek ST6 od firmy Sklopísek Střeleč - 382 hmotnostních dílů.

Vzniklé epoxidové desky tloušťky 2 mm byly rozřezány na čtvercové vzorky velikosti 80 x 80 mm (pro měřicí systém Tettex) a kruhové vzorky o průměru 35 mm (pro měřicí systém Novocontrol). Řez probíhal pomocí vodního paprsku ve spolupráci s firmou AWAC, spol. s r.o.

Pro měření je důležité, aby byly vzorky planparalelní, proto z 10 čtvercových i kruhových vzorků bylo pro účely experimentu vybráno 5 vzorků s nejmenší směrodatnou odchylkou.

3. POPIS MĚŘENÍ

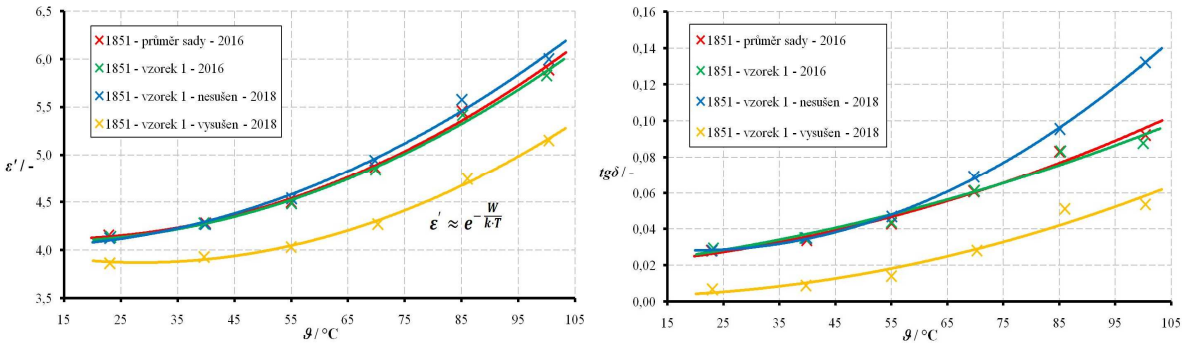
Cílem experimentu bylo zjistit, jak ovlivňuje vlhkost základní elektrické vlastnosti, relativní permitivitu a ztrátový činitel. Praktická část práce se zabývá opakovaným měřením teplotních závislostí na impedančním analyzátoru Tettex 2830/2831. Výsledky měření jsou následně graficky porovnány s výsledky naměřenými před dvěma lety. Vzorky byly uschovány za běžných podmínek, při pokojové teplotě 20 - 25 °C a relativní vlhkosti 30 - 50 %. Dále je proměřena závislost relativní permitivity, ztrátového čísla a ztrátového činitele na frekvenci pro vybrané hodnoty teplot pomocí dielektrického impedančního analyzátoru Novocontrol Technologies.

Měření relativní permitivity a ztrátového činitele v závislosti na teplotě probíhalo při pracovním napětí 500 V, frekvenci 50 Hz a přítlaku elektrod 5 N/cm^2 na impedančním analyzátoru Tettex 2830/2831 ve spojení s měřicím přípravkem Tettex 2914 dle normy ČSN IEC 250 [2]. Vzorky byly měřeny za teplot 23 ±1, 40, 55, 70, 85 a 100 °C, vždy 5x po sobě. Po dosažení požadovaných teplot se vzorek teplotně stabilizoval po dobu 30 min. Měření jednoho vzorku trvalo přibližně 5 hodin.

Frekvenční závislosti relativní permitivity a ztrátového činitele byly zkoumány na dielektrickém impedančním analyzátoru firmy Novocontrol Technologies. Vzorky byly měřeny při napětí 1 V, na frekvenčním rozsahu od 10 Hz do 1 MHz a pro teploty od 25 do 100 °C.

4. VYHODNOCENÍ MĚŘENÍ

Na obrázku 1 je graficky porovnána závislost relativní permitivity a ztrátového činitele epoxidové sady 1851 na teplotě změřená před dvěma lety (roku 2016) a nyní (v roce 2018). Červenou barvou jsou označeny průměrné hodnoty naměřené na všech pěti vzorcích dané epoxidové sady začátkem roku 2016. Zelenou barvou jsou označeny hodnoty naměřené na konkrétním vzorku 1 zkraje roku 2016. Modrá barva znázorňuje hodnoty získané opakovaným měřením na vzorku 1 po uplynutí dvou let (bez vysušení). Žlutá barva je charakteristická pro měření na již zmíněném konkrétním vzorku 1 v roce 2018, ale po vysušení (90 °C, 3 dny).

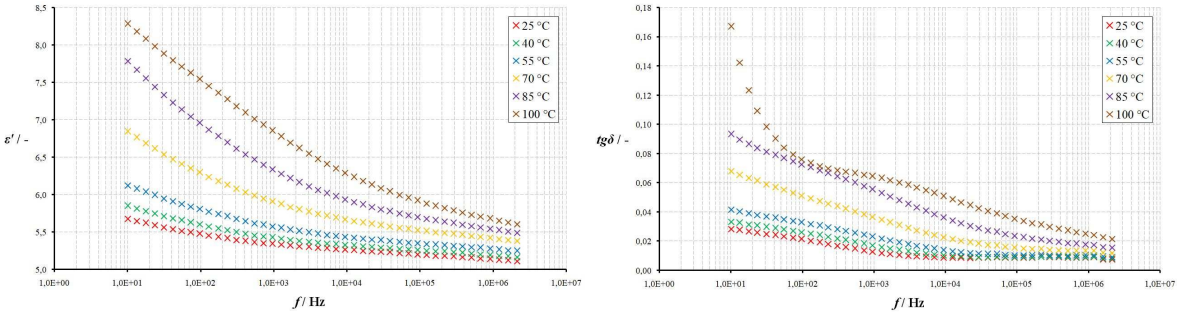


Obrázek 1: Závislost relativní permitivity (vlevo) a ztrátového činitele (vpravo) na teplotě epoxidové sady 1851 při napětí 500 V a frekvenci 50 Hz

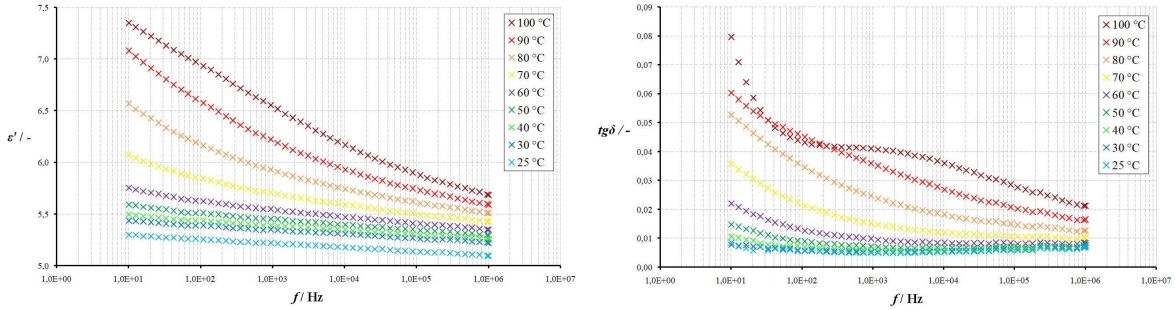
Z grafu na obrázku 1 lze vidět, že relativní permitivita exponenciálně roste v závislosti na teplotě. V uvedeném teplotním rozsahu dosahuje nejnižších hodnot relativní permitivity (3,9 - 5,2) vzorek 1 epoxidové sady 1851 po vysušení (označen žlutě). Významnou roli zde hraje vlhkost. Pryskyřice mohou absorbovat vodu až do několika procent své vlastní váhy, jsou velmi citlivé na vlhko. Absorpce vody způsobuje změny v materiálu a vede ke zhoršení elektrických vlastností (vyšší ztrátový činitel, nižší vnitřní rezistivita), jev je podrobněji popsán v článku [3]. Epoxidy uskladněné

za běžných podmínek (při teplotě 20 - 25 °C a relativní vlhkosti 30 - 50 %) navlhají, následkem toho se zvyšující se teplotou strmě stoupá ztrátový činitel (při 100 °C je roven 0,13 - označen modře) a výrazně klesá hodnota vnitřní rezistivity (graf zde není uveden). Opačných výsledků bylo dosaženo po vysušení daného vzorku (žlutá barva), kdy se ztrátový činitel v celém teplotním rozsahu (25 - 100 °C) snížil z původních 0,03 - 0,13 na 0,01 - 0,05.

Vliv vlhkosti je možné pozorovat i ve frekvenčním spektru, viz obrázek 2 (nevysušené vzorky) a obrázek 3 (vzorky po vysušení - 90 °C, 3 dny). Z grafů je vidět, že se snižující se frekvencí a rostoucí teplotou se zvyšují hodnoty složek komplexní permitivity i ztrátového činitele.



Obrázek 2: Závislost relativní permitivity (vlevo) a ztrátového činitele (vpravo) na frekvenci epoxidové sady 1851 při napětí 1 V a rozsahu teplot 25 - 100 °C, nevysušené vzorky



Obrázek 3: Závislost relativní permitivity (vlevo) a ztrátového činitele (vpravo) na frekvenci epoxidové sady 1851 při napětí 1 V a rozsahu teplot 25 - 100 °C, vysušené vzorky

PODĚKOVÁNÍ

Publikace vznikla za finanční podpory projektu specifického výzkumu na VUT (projekt č. FEKT-S-17-4595, Materiály a technologie pro elektrotechniku III).

REFERENCE

[1] LIDAŘÍK, Miloslav. *Epoxidové pryskyřice*. Třetí, přepracované a rozšířené vydání. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1983. Makromolekulární látky. 729 s.

[2] ČSN IEC 250. *Doporučené postupy ke stanovení permitivity a ztrátového činitele elektroizolačních materiálů při průmyslových, akustických a rozhlasových kmitočtech včetně metrových vlnových délek*. Praha: Český normalizační institut, 1997. 30 s.

[3] HARVÁNEK, L., TOMÁŠKOVÁ, T., SVOBODA, M., MENTLÍK, V. *Composites with nanosilica* [online]. IEEE 11th International Conference on the Properties and Applications of Dielectric Materials (ICPADM), Sydney, Australia, 2015. [cit. 2018-03-10]. ISBN: 978-1-4799-8903-4. Dostupné z: http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7295404

SHOOTING SPORT SIMULATION DEVICE

Martin Poloch

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xpoloc00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Šteffan

E-mail: steffan@feec.vutbr.cz

Abstract: The goal of this work is to design, build and test a shooting sport simulation system. The first part of this system is a module that can be put into a variety of shooting weapons and transform them to a laser gun. The module uses a shock sensing system, so there is no need to mechanically disassemble the gun. The second part is a target device that can sense incoming laser beams with LEDs. The final hardware part is a control board which can connect multiple targets and weapons through a wireless module nRF24L01+ into one system and therefore simulate advanced shooting modes. Additionally it has a built in Wi-Fi module ESP8266 which can provide shooters a website with detailed results and statistics of their shooting in a graphically pleasing way. Output of this project should be a market competitive product so the design is focused on the ability to be manufactured on automated machines.

Keywords: LASER, light sensing, shooting sport, LED, PCB design, wireless communication, nRF24L01, C language, programming, microcontroller, ATmega.

1 ÚVOD

Tato práce vznikla s cílem vytvořit kompletní elektronické zařízení pro simulaci sportovní střelby, které eliminuje její nebezpečnost a zpřístupní tak toto odvětví široké veřejnosti. Jako řešení byla vybrána „střelba laserem“. Základem systému jsou tedy modul zbraně, který vysílá laserový paprsek a modul terče, který paprsky zachytává a vyhodnocuje. Další zpracování střeleckých výsledků probíhá v řídícím modulu, který umí sbírat a zpracovávat informace, přicházející bezdrátovou komunikací, z mnoha zbraní a terčů.

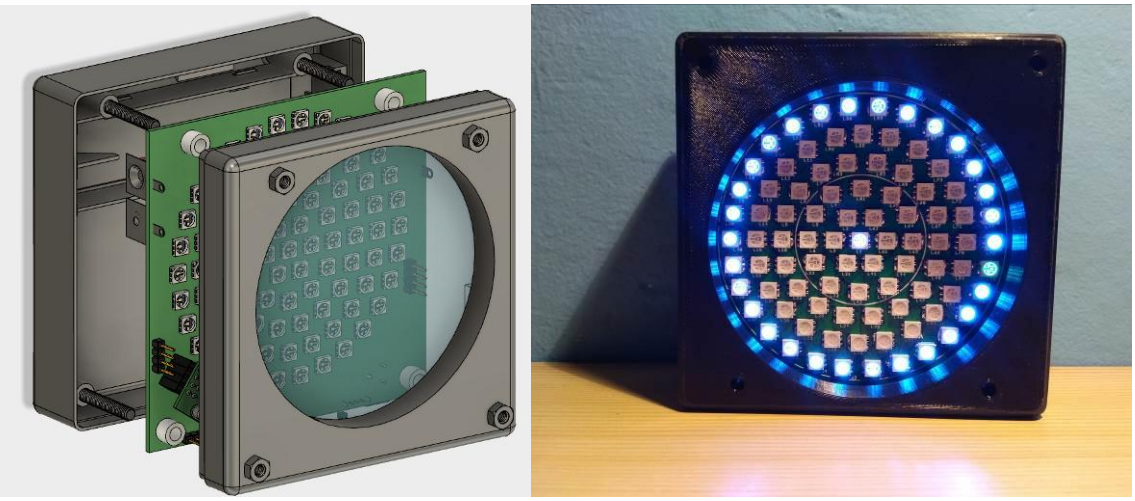
Takovéto zařízení může najít uplatnění jako tréninková pomůcka pro sportovní i jiné střelce nebo jako zábava do hotelů, hospod či do domácností. Návrh je tedy orientován na co největší podobnost s klasickou střelbou a komerční využitelnost.

2 MODUL TERČE

Základním stavebním kamenem systému je způsob snímání laserových paprsků v modulu terče. V této práci bylo jako nejvhodnější vybráno snímání pomocí závěrné kapacity LED. To znamená, že LED se „nabíjí“ zapojením v závěrném směru a následná délka jejího vybíjení je úměrná intenzitě dopadajícího světla. Tento jev je zároveň silně závislý na vlnové délce dopadajícího světla. Nejlépe je diodami snímáno světlo odpovídající vlnové délce charakteristického záření diody. To je velmi užitečné vzhledem k nutnosti odfiltrování okolního osvětlení při snímání výstřelů. Využití běžných LED je navíc výrazně levnější než ostatní řešení.

Snímání funguje nejlépe s modře svítícími LED v pouzdře PLCC6 s vysokou svítivostí v kombinaci s modrými lasery. Doba vybíjení těchto LED je při přímém osvícení modrým laserem o výkonu 5mW kratší než 1 μs. I při nepřímém osvětlení je rychlost vybití kratší než 10 ms, proto je k řízení celého procesu využit mikrokontrolér.

Nevýhodou využití tohoto typu snímání je, že pro správné a dostatečně citlivé snímání je třeba každou LED ovládat svým vlastním vstupně výstupním pinem mikrokontroléru. K vytvoření plochy kruhového terče o sportovních rozměrech (průměr 9 cm) je potřeba pole 91 LED. Proto byly k řízení terče vybrány 2 mikrokontroléry Atmega128A, které dohromady disponují dostatečným počtem pinů k řízení LED a ostatních činností terče.



Obrázek 1: Návrh a realizace modulu terče.

2.1 MODUL DO ZBRANĚ

Jednou ze základních podmínek pro možnosti automatizované výroby celého systému je vytvoření modulu, díky kterému nebude nutné mechanicky zasahovat do zbraně, ze které bude střileno. Ke snímání výstřelů je tedy použit senzor otřesu. Zde byla vybrána kombinace elektretového mikrofonu a analogového pinu mikrokontroléru. Tento způsob dosahoval stejné, ne-li lepší výsledky než druhé nejlepší řešení, a to použití akcelerometru a gyroskopu. Cena mikrofonu je navíc přibližně 50 krát nižší.

Při výstřelu ze zbraně mikrofon zaznamená otřes a mikrokontrolér pomocí sofistikovaného algoritmu porovná nasnímaný průběh s předchozími výstřely. V případě shody „vystřelí“ s laserem, tedy jej na několik milisekund rozsvítí. V případě neshody vyhodnotí, že se jednalo o jiný otřes než výstřel a laser nerozsvítí. Vzhledem k tomu, že mikrofon snímá otřesy pouze v jedné ose, je modul extrémně odolný vůči všem bočním nárazům.

Firmware mikrokontroléru umožňuje přesnou kalibraci snímání výstřelu při použití nové zbraně a kalibraci směru laserového paprsku. Celý modul je zasunut v hlavni zbraně, a zbraň tedy není nutné demontovat a potenciálně znehodnotit. Modul funguje nejspolehlivěji s airsoftovými zbraněmi, což je výhodné i z hlediska komerčního využití.



Obrázek 2: Návrh a realizace modulu do zbraně.

2.2 KONTROLNÍ MODUL

Modul terče a zbraně spolu mohou fungovat samostatně, ale střelba jednou zbraní na jeden terč není dostatečně atraktivní, proto byl vytvořen kontrolní modul, který je schopen připojit až dvacet terčů a tři zbraně a vytvořit tak střelecký systém s pokročilými funkcemi. Propojení více terčů například umožňuje simulovat střelecké režimy jako biatlon, moderní pětiboj, postřehové režimy a další. Propojení více zbraní zpřístupňuje režimy pro více hráčů najednou.

Všechny moduly mají možnost napájení z příslušných akumulátorů a obsahují modul pro bezdrátovou komunikaci nRF24L01+. Veškerá komunikace mezi všemi moduly tedy může probíhat plně bezdrátově. Kontrolní modul a modul terče mají i možnost napájení a komunikace pomocí kabelů. Dalšími periferiemi řídícího modulu jsou segmentový LED displej pro zobrazování základních střeleckých výsledků, tlačítka pro uživatelské ovládání, zvukový modul pro vytváření hlasových komentářů pro střelce a další bezdrátový modul ESP8266, který je schopen plnohodnotně využívat protokol Wi-fi, tedy přistupovat k internetu a fungovat jako server.

V tomto projektu má za úkol sbírat informace z hlavního mikrokontroléru a vytvořit webovou stránku, která bude v reálném čase zobrazovat střelecké výsledky. K modulu se lze připojit pomocí Wi-fi z počítače, tabletu nebo mobilu a tak střelci mohou sledovat své výsledky v sofistikovanější a graficky kvalitní podobě na svých zařízeních.



Obrázek 3: Výsledná podoba setu dvou terčů a dvou zbraní.

3 ZÁVĚR

Zařízení bylo testováno na mnoho parametrů. Střelba a bezdrátová komunikace je spolehlivá na vzdálenost do 50 metrů, což je pro drtivou většinu střelců více než dostačující. Snímací mechanismus je dostatečně funkční i při silném okolním osvětlení ve venkovních prostorech. Pouze přímé silné sluneční záření snímání zabrání.

K návrhářské části projektu paralelně probíhala i část podnikatelská. Byl vytvořen business plán a marketingové strategie, probíhaly rozhovory s potenciálními zákazníky respektive uživateli produktu a konzultace s experty na podnikatelské i elektronické problematiky. Projekt se pod jménem LETMEE probojoval do startupového akcelerátoru JIC Starcube, kde na závěrečné show zvítězil v soutěži o cenu veřejnosti. Bylo tedy ověřeno, že výsledné zařízení má velký tržní potenciál a již bylo prodáno prvním zákazníkům.

DEGRADATION OF EPOXY RESINS WITH VARIOUS ADITIVES BY SOLAR RADIATION

Lenka Škarabelová

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xskara04@feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Kazelle

E-mail: kazelle@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of the project is to study the fundamentals of chemical and physical properties of dielectric materials with focus on epoxy resins. To learn about possible degradation processes in epoxy resins and the phenomena that cause these processes. Next, to propose a suitable methodology for measuring properties of epoxy resins with different fillers affected by sunlight.

Keywords: Epoxy resins, Degradation processes of epoxy resins, Solar radiation, Solar radiation effects.

1 ÚVOD

K degradaci, tedy změnám fyzikálních a chemických vlastností materiálu dochází během doby životnosti materiálů, a to za působení komplexních vlivů a podmínek jimž je materiál vystaven. Postupně dochází ke znehodnocování materiálu a trvalému zhoršení funkčních vlastností.

2 VLIVY PŘISPÍVAJÍCÍ K DEGRADACI EPOXIDOVÝCH PRYSKYŘIC

2.1 ADITIVA

Polymerní materiály s aditivy neboli kompozity jsou struktury, které vzniknou spojením dvou nebo více materiálů s odlišnými vlastnostmi. Jako aditiva mohou být použita plniva částicová, vyztužující, nebo nanoplniva. Částicová plniva mají tu vlastnost, že zvyšují viskozitu taveniny, zvyšují její tvrdost, tuhost a tepelnou odolnost. Vyztužující aditiva zvyšují v kompozitu jeho pevnost, tuhost a tvarovou stálost, ale naopak snižují jeho ohebnost a tažnost. V případě nanoplniv dochází ke zlepšení mechanických vlastností kompozitu. Lze jimi nahradit částicová minerální a vláknitá plniva i retardéry hoření. Mezi jejich další výhody pak spadá nepropustnost, odolnost vůči chemikáliím či zvýšení jakosti povrchu a lesku. [1,2]

2.2 KLIMATIČTÍ ČINITELÉ

Při působení slunečního záření dochází k absorpci světelné energie, což zapříčiní fotochemické reakce, které mohou vést až k odbourávání polymerů. UV záření činí přibližně pěti procentní podíl z celkové sluneční radiace, která dopadá na povrch Země. Na polymery má pak největší vliv UV záření, které má vlnovou délku 290-400 nm, kdy jeho intenzita stoupá s výškou od zemského povrchu. Velikost změn vlastností polymerů závisí především na intenzitě sluneční energie než na samotné době vystavení slunečnímu záření. V případě absorpce UV-záření pak může docházet k několika změnám struktury, kdy může docházet Ramanovým vibracím elektronů, atomů i molekul, nebo může dojít k roztržení vazby apod.

Dalším vlivem, který může způsobit degradaci materiálu je oxidace, kdy může v materiálu docházet ke štěpení řetězců a síťování. Reaktivita s kyslíkem se s počtem dvojných vazeb v hlavním řetězci zvyšuje.

Mezi podstatné faktory způsobující degradaci se dále řadí IR-záření, které je zastoupeno 50 % ve slunečním záření. IR-záření zvyšuje povrchovou teplotu, což přispívá k destrukci polymerů, závisí však na intenzitě slunečního záření. Samo IR-záření není dostatečné k termické degradaci, ale zvyšuje rychlost oxidačních a fotochemických procesů a hydrolýzy.

Jedním z nejdůležitějších faktorů ovlivňujících polymery je voda, která způsobuje odbourávání polymerů. Voda, která se dostane do vnitřní struktury, může působit jako změkčovadlo, nabobtnat nebo rozrušit některé polymery. Dalším účinkem vody je možný růst mikroorganismů, které následně mohou odbourávat polymery.

Mezi další vlivy se pak může řadit vítr, který sám o sobě nemá příliš velký vliv na degradaci, avšak přenáší atmosférické nečistoty jako je písek, prach, nebo saze, které mohou následně urychlit degradaci materiálu. [3]

2.3 ZMĚNY PROSTŘEDÍ

V případě kolísání teplot během dne pak dochází k rozměrovým změnám a ty mohou být příčinou vnitřního pnutí materiálu, případně vzniku trhlinek v materiálu. Střídáním teplot může docházet ke změnám krystalinity polymerů a tím ke změnám průběhu stárnutí, difúzi kyslíku a ozonu do materiálu. [3]

3 EXPERIMENT

Pro praktickou část byl zvolen experiment, kdy se několik vybraných vzorků se známým složením vystaví na určitou dobu specifickému simulovanému slunečnímu záření, přičemž hlavním zdrojem záření jsou xenonové lampy umístěné ve sluneční komoře. Před i po vystavení vzorků tomuto záření byly změřeny základní elektrické veličiny a po provedení testu následně porovnány a vyhodnoceny.

3.1 PŘÍSTROJ Q-SUN XE-3 XENON TEST CHAMBER

Tuto testovací komoru lze kromě testování polymerních materiálů využít i pro testování práškových nátěrů, provádění zkoušek těsnění pomocí umělé atmosféry, umělé zvětrávání a stárnutí plastů a elastomerů vystavením filtrovanému záření pomocí xenonového oblouku a za pomoci filtrů simulujících okenní sklo. Komora se skládá z několika částí, z nichž mezi hlavní lze zařadit ozařovací xenonové lampy, rozprašovací trysky, senzory hlavních sledovaných veličin a další.

3.2 ULOŽENÍ TESTOVACÍCH VZORKŮ

Při vkládání vzorků do testovací komory je důležité, aby vzorky v žádném případě nepřekrývaly černý panel, mohlo by tak docházet k přehřívání vzorků nebo k poškození černého panelu. Pro ploché vzorky, které budou použity i při navrhovaném měření pak slouží speciální držáky vzorků, do kterých se vzorky vloží a následně jsou umístěny spolu s držáky do určené oblasti komory. Celkem se do této komory je možné umístit 26 držáků o rozměrech 50x100 mm, v případě větších držáků je pak možné do komory umístit 10 držáků o velikostech 75x150 mm, 8 držáků s rozměry 100x150 mm, nebo 6 držáků největší velikosti, tedy 100x200 mm. Při dlouhodobějším testování je vhodné, aby se pozice měřených vzorků postupně měnily v závislosti na délce měření.

3.3 TESTOVACÍ VZORKY

Pro následné testování byly vybrány vzorky technologicky vyrobené a upravené firmou SYNPO. Základní složkou vzorků je materiál CHS-EPODUR 494-1667 a k tomu jsou přidružena různá plniva.

Jako základní složky byly použity: epoxidová pryskyřice (složka A), anhydridické tvrdidlo (složka B), urychlovač (složka C), flexibilizátor (složka D) a různé druhy mikromletých křemenných písků (viz. Tabulka 1)

Vzorek	CHS-EPODUR 494-1667				Pigmentová pasta	Plnivo křemičitý písek*					
	Složka A	Složka B	Složka C	Složka D	BF135M	Silbond	Woll.	ST6/ Ap 60/ 240	Silbond/ Hyd 60/ 240	ST6	(%)
1847	100	85	0,6	17	3	435	-	-	-	-	67,9
1848	100	85	0,6	17	3	-	320	-	-	-	60,9
1849	100	85	0,6	17	3	-	-	380	-	-	64,9
1850	100	85	0,6	17	3	-	-	-	368	-	64,2
1851	100	85	0,6	17	3	-	-	-	-	382	65,0

Tabulka 1: Tabulka vzorků s jejich přesným složením

4 ZÁVĚR

V prvé řadě jsou v tomto článku popsány chemické, mechanické a tepelné vlastnosti epoxidových pryskyřic spolu s možným ovlivněním materiálu aditivy, či ovlivnění prostředím. V neposlední řadě je zde uveden experiment a popis sluneční komory, ve které byl navrhovaný experiment prováděn. Pro tento záměr bylo vybráno několik vzorků vyrobených od firmy SYNPO a rozměrově upravených vodním paprskem, které byly vystaveny po určitou dobu slunečnímu záření se stanovenou intenzitou. Poté bylo provedeno hodnocení těchto „degradovaných“ vzorků, a to porovnáním hodnot naměřených u těchto vzorků před a po vystavení simulovanému slunečnímu záření.

PODĚKOVÁNÍ

Publikace vznikla za finanční podpory projektu specifického výzkumu na VUT (projekt č. FEKT-S-17-4595, Materiály a technologie pro elektrotechniku III).

REFERENCE

[1] WEISS, Viktorie a Elena STŘIHAVKOVÁ. Polymery. Ústí nad Labem: Univerzita J.E. Purkyně, Fakulta výrobních technologií a managementu, 2014. Skripta. ISBN 978-80-7414-738-8. Dostupné také z: http://www.digitalniknihovna.cz/mzk/uuid/uuid:4120d5d0-ca55-11e5-bef4-005056827e51

[2] DUCHÁČEK, Vratislav. Polymery: výroba, vlastnosti, zpracování, použití. Vyd. 3., přepral. Praha: Vysoká škola chemicko-technologická v Praze, 2011. ISBN 978-80-7080-788-0.

[3] MLEZIVA, Josef. Polymery – výroba, struktura, vlastnosti a použití. Praha: Sobotáles, 1993. ISBN 80-901570-4-1

WETTING BALANCE TEST METHOD

Markéta Dyntarová

Master Degree Programme (2), FEEC VUT

E-mail: xdynta00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Starý

E-mail: stary@feec.vutbr.cz

Abstract: This article discusses part of my thesis „Flux Selection for Wave Soldering“. The part of it focuses on wetting balance test method. This method measures the wetting balance curves (dependence of the wetting force on time). This article contains a theoretical description of the wetting balance test method. It describes the calculation of the wetting force and buoyancy force. It also deals with the course of measurement, correction of the zero axis and evaluation of the measured values.

Keywords: Flux, wave soldering, wetting balance test method, wetting force, buoyancy force, wetting balance curve

1 ÚVOD

Tento článek je zaměřen na metodu smáčecích vah, což je jedna z metod, díky které je možné vybrat vhodné tavidlo pro strojní pájení vlnou ve firmě HC electronics. Tato firma v současné době využívá pro strojní pájení na vlně tavidlo, které je v tomto článku označené číslem 3. S tímto tavidlem jsou celkem spokojeni, ale protože je tavidlo už poměrně staré, tak je cílem mé diplomové práce otestovat novější tavidla, s kterými by měli stejné či dokonce lepší výsledky za přijatelnou cenu. Bylo vybráno 6 tavidel od různých dodavatelů. Tavidla jsou v tomto článku označena pouze číslicí, nejsou podrobněji rozebírána z důvodu anonymity. Vybraná tavidla splňují požadavky firmy HC electronics. Jsou na alkoholové bázi, sušinu mají max. 3,5 %, jsou vhodné pro pájení vlnou a mohou se použít jak pro olovnatou, tak i bezolovnatou pájecí slitinu.

2 METODA SMÁČECÍCH VAH

Pomocí této metody je možné posuzovat relativní aktivitu kapalných tavidel za použití smáčecích vah. Součástí smáčecích vah je temperovaná nádoba s pájecí slitinou, mikrováhy, držák na vzorek, ponořovací systém, řídící jednotka, snímač a převodník. Naměřené data jsou zaznamenávána do počítače [2].

Tato metoda spočívá v tom, že se ponoří zkušební vzorek vývodu součástky nejprve do tavidla, následně se přebytečné tavidlo nechá vsáknout do čistého filtračního papíru. Takto připravený vzorek se zavěsí na citlivé mikrováhy, ponoří se do roztavené pájky a po určité době se vzorek opět vytáhne. Během tohoto procesu se měří rovnovážná smáčecí síla F, pro kterou platí:

$$F = F_w - F_{vzt}, \tag{2.1}$$

kde F_w je síla smáčecí (N) a F_{vzt} je síla vztlaková (N). Smáčecí síla se vypočítá podle vztahu:

$$F_w = \gamma \cdot p \cdot \cos\theta, \tag{2.2}$$

kde γ je povrchové napětí roztavené pájky pod tavidlem $(N \cdot m^{-1})$, p je obvod vzorku (mm), θ je smáčecí úhel mezi vzorkem a pájkou (m^3). Všechny hodnoty pro výpočet rovnovážné smáčecí síly jsou konstantní až na smáčecí úhel, který se mění v závislosti na smočení vzorku. Během ponoření

na vzorek působí vztlaková síla F_{vzt}, která vzorek z roztavené pájky vytlačuje. Pro vztlakovou sílu F_{vzt} platí:

$$F_{vzt} = g \cdot \rho \cdot V, \tag{2.3}$$

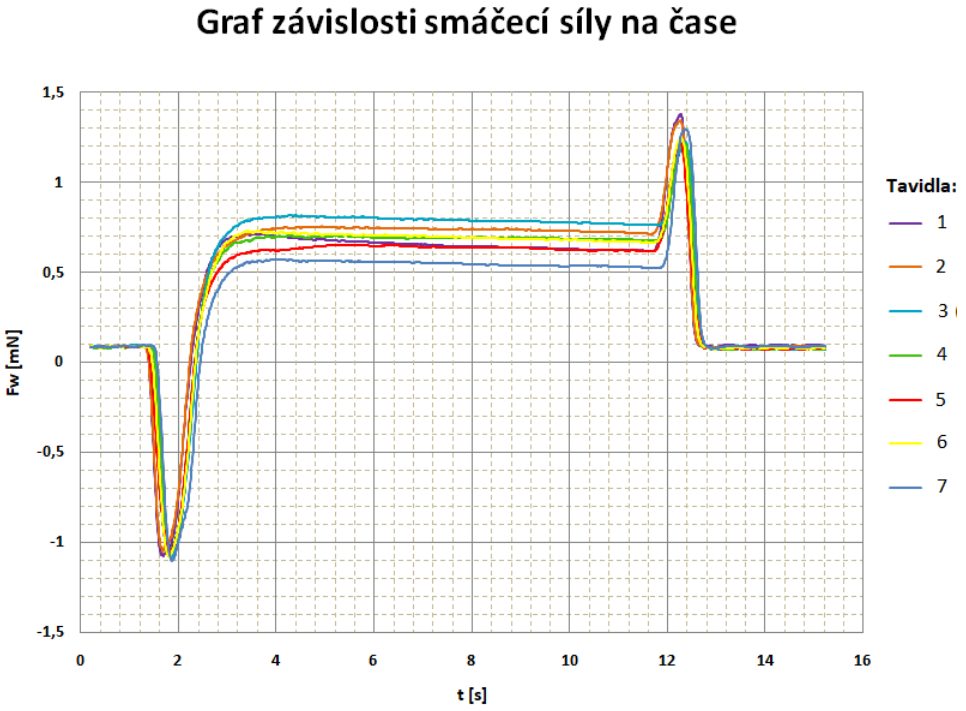
kde g je gravitační zrychlení $(m \cdot s^{-2})$, ρ je hustota pájky $(kg \cdot m^{-3})$ a V je objem ponořené části vzorku (m^3) [1].

Výsledkem měření smáčecích vah je smáčecí křivka, což je závislost smáčecí síly na čase. Aby bylo možné získat z naměřených hodnot smáčecí sílu, tak je nutné k naměřené rovnovážné smáčecí síle F přičíst sílu vztlakovou F_{vzt}. Důvodem je korekce podle ponořeného objemu vzorku do pájky, protože pokud se změní hloubka ponoru, či průměr ponořeného vzorku, tak se také změní síla vytlačující vzorek z pájky. Podle normy IPC-TM-650 je nutné, aby byla vypočítaná vztlaková síla použita ke korekci nulové osy. Tato oprava je požadována pro získání správných hodnot doby smáčení a smáčecí síly [1] [2].

3 MĚŘENÍ SMÁČECÍCH KŘIVEK

Měření smáčecích křivek bylo provedeno na testovacích vzorcích nejpoužívanějších nemagnetických kontaktů součástek ve firmě HC electronics. Vzorek měl válcovitý tvar o poloměru $r = 0{,}35 \cdot 10^{-3}\ m$. Pájecí slitina byla použita SN100C od firmy Balver Zinn z důvodu testování v podobných materiálových podmínkách jako na pájecí vlně v HC electronics.

Hustota pájecí slitiny při teplotě $250\ °C$ byla $\rho = 7400\ kg \cdot m^{-3}$. Bylo měřeno sedm tavidel. Do pájecí slitiny udržované na $250\ °C$ byl ponořován vzorek do hloubky $3\ mm$, rychlostí $10\ mm \cdot s^{-1}$. Pro každé tavidlo bylo naměřeno 12 smáčecích křivek (závislost rovnovážné smáčecí síly F na čase), protože vícenásobné měření smáčivosti pro každý typ tavidla vede k objektivnějším výsledkům a to tak, že se následně zprůměrují v jednu výslednou smáčecí křivku.



Obrázek 1: Výsledné smáčecí křivky

Dle normy IPC-TM-650 u každé výsledné smáčecí křivky byla provedena korekce nulové osy (k rovnovážné smáčecí síle byla připočtena síla vztlaková). Konečným výsledkem měření je závislost smáčecí síly na čase pro jednotlivá tavidla (viz obrázek 1). Z grafu byly odečteny maximální smáčecí síly F_{MAX} a čas $t_{2/3}$, kdy smáčecí síla dosáhla dvou třetin F_{MAX}. Byl vypočítán poměr $F_{MAX} / t_{2/3}$, který udává kvalitu smáčení. Odečtené hodnoty z grafu a vypočítané hodnoty jsou uvedeny v tabulce (viz tabulka 1).

Výpočet objemu ponořené části vzorku do pájky:

$$V = \pi \cdot r^2 \cdot v = \pi \cdot 0{,}00035^2 \cdot 0{,}003 = 1{,}155 \cdot 10^{-9}\ m^3 \tag{3.1}$$

Výpočet vztlakové síly:

$$F_{vzt} = g \cdot \rho \cdot V = 9{,}81 \cdot 7400 \cdot 1{,}155 \cdot 10^{-9} = 8{,}385 \cdot 10^{-5}\ N \tag{3.2}$$

Tavidlo	F_{MAX} [mN]	$t_{2/3}$ [s]	$F_{MAX}/t_{2/3}$ [mN/s]
1	0,700	1,140	0,614
2	0,750	1,250	0,600
3	0,800	1,320	0,606
4	0,690	1,000	0,690
5	0,650	1,300	0,500
6	0,710	1,250	0,568
7	0,580	1,300	0,446

Tabulka 1: Odečtené hodnoty ze smáčecích křivek a vypočítané hodnoty

4 ZÁVĚR

Cílem tohoto článku bylo čtenáře seznámit s jednou metodikou zkoušek z mé diplomové práce, která se zaměřuje na výběr vhodného tavidla pro firmu HC electronics. Jedná se o metodu smáčecích vah, díky které bylo možné zjistit smáčivost pájecí slitiny při použití testovaných tavidel (tedy posoudit relativní aktivitu tavidel). Teoretická i praktická zkouška je podrobně popsána výše. Z výsledného grafu závislosti smáčecí síly na čase je možné říci, že největší smáčecí sílu F_{MAX} měla tavidla 3, 2 a 6. Z vypočítaného poměru $F_{MAX} / t_{2/3}$, který je uveden v tabulce (viz tabulka 1), tavidla 3, 4, 1 zajistila nejlepší smáčení.

Mezi další metodiky byl zařazen test na měděné zrcadlo, pro zjištění agresivity vybraných tavidel. Dále byl měřen povrchový izolační odpor na testovacích kupónech. Nakonec díky všem metodikám zkoušek byla vybrána tavidla 4 a 6, která budou následně testována ve firmě HC electronics.

PODĚKOVÁNÍ

Publikace vznikla za finanční podpory projektu specifického výzkumu na VUT (projekt č. FEKT-S-17-4595, Materiály a technologie pro elektrotechniku III).

REFERENCE

[1] STARÝ, Jiří a Petr DVOŘÁK. MMOT laboratorní cvičení. VUT Brno, 2014

[2] IPC-TM-650 TEST METHODS MANUAL: Wetting Balance Method. In: IPC [online]. [cit. 2018-03-28]. Dostupné z: https://www.ipc.org/TM/2.4.14.2A.pdf

STUDY OF THE ELECTRODE MATERIALS FOR LI-ION ACCUMULATORS BY ELECTRON MICROSCOPY

Oleksii Kaplenko

Master Degree, M-EVM (2), FEEC BUT

E-mail: xkaple00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomas Kazda

E-mail: kazda@feec.vutbr.cz

Abstract: One of the biggest problems with current Li-Ion batteries is thermal stability. Some active materials are more stable than others, but usually high-capacity materials suffer from lower thermal stability. During heating, not only the decomposition of the cathode material, but also the decomposition of other parts of the accumulator, such as anode material, binders and electrolytes, occurs. One of the important advantages of $LiFePO_4$ over other cathode materials is its thermal and chemical stability, which improves battery safety. For this reason, high temperature effects were monitored on individual parts of the complete electrode, and the results are described in this work.

Keywords: Battery, secondary cells, lithium-ion cells, cathode material, $LiFePO_4$, thermal stabilty, scanning electron microscopy, energy-dispersive spectroscopy.

1 ÚVOD

$LiFePO_4$ je podstatně bezpečnější než současně nejpoužívanější katodový materiál $LiCoO_2$. *Fe-P-O* vazba je silnější než *Co-O*. V případě zkratů a přehřátí je výrazně těžší odstranit atomy kyslíku ze struktury materiálu. Tato stabilizace redoxní reakce také napomáhá rychlému přemísťování iontů. Při přemísťování lithia z katody $LiCoO_2$ článku, CoO_2 prochází nelineární expanzi, která ovlivňuje strukturální integritu článku. Plně lithiovaný a nelithiovaný stav $LiFePO_4$ jsou strukturálně podobné, z čehož vyplývá lepší strukturální stabilita $LiFePO_4$ než má $LiCoO_2$.

U plně nabitého akumulátoru s $LiFePO_4$ nezůstává žádné lithium v katodovém materiálu u akumulátoru s $LiCoO_2$ zůstává okolo 50%. $LiFePO_4$ je vysoce robustný při ztrátě kyslíku, která ústí v exotermickou reakci u jiných typů lithiových akumulátorů.

$LiCoO_2$ je strukturálně nestabilní a jeho rozklad začíná při teplotách okolo 220 °C. Ve srovnání s tímto typem materiálu je $LiFePO_4$ podstatně stabilnější vzhledem k jeho olivinové struktuře. Rozklad tohoto materiálu nastává pouze tehdy, když teplota přesáhne 300 °C v důsledku oxidace $LiFePO_4$ na $Li_3Fe_2(PO_4)_3$ a Fe_2O_3. Při rozkladu $LiFePO_4$ se také uvolňuje méně tepla, přibližně 240 J/g. V případě $LiCoO_2$ je emitováno mnohem více tepla, přibližně 1700 J/g.

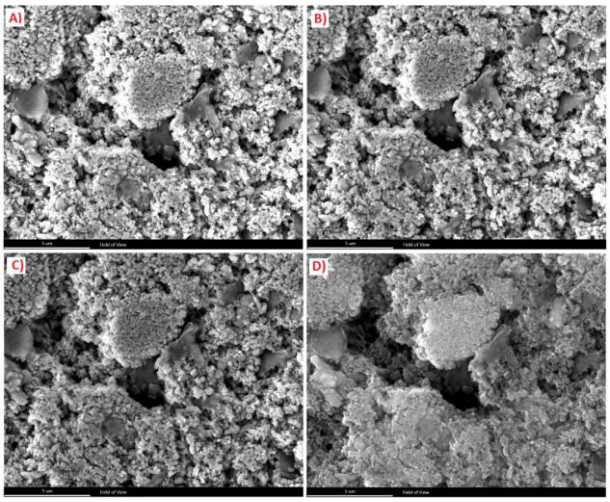
Nejběžněji používaným pojivem pro katodové materiály je polyvinylidenfluorid (PVDF). Když se polymer zahřeje, nejdříve se roztaví a poté při vyšších teplotách začíná jeho rozklad. Tyto teploty se liší podle typu polymeru v závislosti na jeho složení, struktuře a délce řetězu. Teplota tání PVDF je mezi 160 - 170 °C a teplota tepelného rozkladu je 355 °C. Jednotlivé teploty rozkladu použitých materiálů jsou proto velmi blízké a produkty vzniklé rozkladem každého materiálu mohou urychlit rozklad jiných materiálů a případně reagovat s dalšími produkty rozkladu, což opět zvyšuje teplotu. Tento proces, kdy se zvýšení teploty v podmínkách, které vedou k dalšímu zvýšení teploty, se nazývá „thermal runaway“.

Z tohoto důvodu bylo provedeno sledování účinků vysoké teploty na jednotlivé částí kompletní elektrody a výsledky jsou popsány v této práci.

2 EXPERIMENT

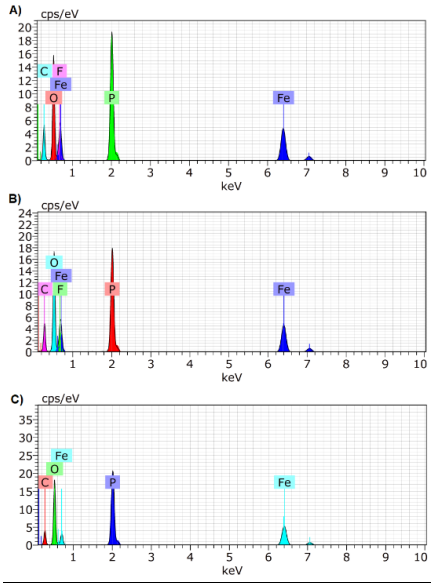
Katodový materiál $LiFePO_4$ byl smíchán do směsi se skládající z NMP (N-methyl-2-pyrrolidon) (rozpouštědlo), PVDF (polyvinylidenfluorid) (pojiva) a uhlíku Super P. Hmotnostní poměr materiálů byl následující: 80% aktivního materiálu, 10% Super P a 10% PVDF. Výsledná směs byla následně nanesena na hliníkovou fólii, sušena a lisována tlakem 400 kg/cm^2. Disk s průměrem 18 mm byl vyříznut z potažené hliníkové fólie. Tato elektroda byla zahřátá uvnitř komory SEM (Scanning electron microscope) až do 400 °C. Výsledné materiály byly zkoumány po jejich vytvoření pomocí SEM. Na tyto analýzy byl použit Versa 3D skenovací elektronový mikroskop v režimu ESEM (Environmental scanning electron microscope) s GSED (Gaseous secondary electron detector) detektorem a hot stage HS1000.

Na Obrázku 1 jsou SEM fotky katody z $LiFePO_4$ za pokojové teploty a zahřívané až do teploty 400 °C.



Obrázek 1: In-situ SEM analýza katodového materiálu $LiFePO_4$ při A) 20 °C; B) 200 °C; C) 300 °C; D) 400 °C.

Na povrchu elektrody nedochází k významným změnám až do teploty 400 °C. Při této teplotě došlo k roztavení jednotlivých klasterů uhlíku a aktivního materiálu.



Obrázek 2: Výsledky EDS analýzy katodového materiálu $LiFePO_4$ při A) 20 °C; B) 350 °C; C) 400 °C.

Na Obrázku 2 zobrazeny EDS (Energy dispersive spectroscopy) spektra katody z $LiFePO_4$ elektrody při pokojové teplotě, 350 °C a 400 °C. Na spektrech při pokojové teplotě vidíme, že elektroda obsahuje kyslík, železo, fosfor, uhlík a fluor. Výsledky EDS analýzy teplotě při 400 °C se liší, tím že zmizela spektrální čára odpovidající fluoru. Což odpovídá teplotě rozkladu PVDF 380 °C.

Přesné zastoupení jednotlivých prvků v atomových procentech je uvedeno v Tabulce 1. S rostoucí teplotou postupně stoupá procentuální zastoupení kyslíku, což souvisí s oxidací železa obsaženého v $LiFePO_4$. Při pokojové teplotě byl obsah kyslíku 35,9% a konečný obsah kyslíku při 400 °C byl 43,1%. S rostoucí teplotou došlo také k poklesu množství uhlíku, který je pravděpodobně způsoben reakcí uhlíku s kyslíkem, což vede k tvorbě oxidů uhličitého. Tyto oxidy uhlíku následně opouštějí elektrodu a uvolňují se do okolního prostoru. Vidíme také vysoký pokles množství fluoru, který je obsažen v PVDF pojivu. Teplota rozkladu tohoto pojidla je 350 °C, což je v korelaci s naším měřením, při teplotě 400 °C fluor prakticky zmizel. Fluor zřejmě při vysokých teplotách reaguje s uhlíkem. Což opět vede k poklesu množství uhlíku v elektrodovém materiálu.

Teplota	kyslík [at. %]	železo [at. %]	fosfor [at. %]	uhlík [at. %]	fluor [at. %]
20 [°C]	35.89	11.00	9.38	36.87	6.86
350 [°C]	38.29	10.28	9.72	34.24	7.47
400 [°C]	43.14	12.52	11.91	32.42	-

Tabulka 1: Zastoupení jednotlivých prvků při různých teplotách v atomových procentech.

3 ZÁVĚR

S pomoci SEM a EDS byly následně studovány struktura a složení $LiFePO_4$ elektrody při vyšších tepelných zatíženích. Pozorované údaje přesně koresponduje s účinky pozorovanými při ohřevu $LiFePO_4$ a PVDF zvlášť, ale v tomto případě jsme schopni pozorovat vliv teploty na materiál elektrody v celém jejím objemu, včetně reakcí s uhlíkem obsaženým v elektrodě. Dalším krokem výzkumu by mělo být testování jiných typů elektrod s jinými katodovými materiály, jako jsou $LiCoO_2$, $LiNi_{1/3}Co_{1/3}Mn_{1/3}O_2$ a kombinace těchto metod s termogravimetrickou analýzou.

PODĚKOVÁNÍ

This research has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge the financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210) and from Thermo Fisher Scientific.

REFERENCE

[1] Park, J. et al.: Journal of Power Sources 256, 2014, s. 479-484

[2] Beyler, C., Hirschler, M.:Thermal decomposition of polymers, SFPE handbook of fire protection engineering 2, 2002, s. 111-131.

POSSIBILITIES OF RECYCLING OF LI-ION ACCUMULATORS

Kateřina Karmazínová

Master Degree Programme M1-EVM (2), FEEC BUT

E-mail: xkarma07@vutbr.cz

Supervised by: Tomáš Kazda

E-mail: kazda@vutbr.cz

Abstract: This paper is concerned with topic of lithium-ion batteries recycling. In this document the particular methods containing commercial used recycling processes or only laboratory used processes are discussed. Because rising amount of spent Li-ion accumulators is necessary find proper methods to recycle this type of accumulators. In practical part is described procedure and results performed recycling method.

Keywords: Li-Ion, recycling, cathodes

1 ÚVOD

Li-Ion akumulátory (LIB) patří k nejrozšířenějšímu typu akumulátorů. Vzhledem k narůstajícímu množství zařízení, přístrojů, techniky, ale i rozvíjejícímu se elektromobilnímu průmyslu, kde jsou používány Li-ion akumulátory, vyvstává na povrch také otázka, jak nakládat s Li-Ion akumulátory na konci jejich životního cyklu.

V současné době je i přes značný fenomén recyklace stále recyklováno zhruba jen 5% použitých Li-Ion baterií, z nichž je zrecyklován veškerý materiál akumulátoru, v ostatních procesech dochází pouze k extrakci dražšího kobaltu a ostatních kovů v nich obsažených. [1] Novější procesy recyklace se vyvíjejí za účelem obnovení aktivních katodových materiálů (včetně lithia, které obsahují), které by mohly být znovu použity v bateriích. [2] Hlavním cílem této práce je tedy vytvoření recyklovaného aktivního katodového materiálu a poté i recyklovaného Li-Ion akumulátoru.

2 LI-ION RECYKLAČNÍ PROCESY

V současné době jsou zkoumány různé možnosti recyklace Li-Ion akumulátorů především na laboratorní úrovni. Komerčně dochází pouze k základní recyklaci Li-Ion akumulátorů pro zisk dražších kovů – kobalt, nikl, využitím pyrometalurgických metod. Následující tabulka uvádí přehled možných recyklačních procesů dle dvojího dělení, a to na procesy **fyzikální x chemické** a **pyrometalurgické x hydrometalurgické**. Obě tyto dělení se však vzájemně prolínají a často dochází k jejich překrývání a kombinaci.

Dělení recyklačních procesů								
Fyzikální procesy		Hybridní procesy	Chemické procesy					Biologické procesy
Mechanické procesy	Termické metody	Mechano-chemické procesy	Rozpouštěcí metody	Louhování	Chemická precipitace	Extrakce rozpouštědla	Elektrochemické procesy	Bio-louhování
	Pyrometalurgické		Hydrometalurgické					

Tabulka 1: Rozdělení recyklačních metod

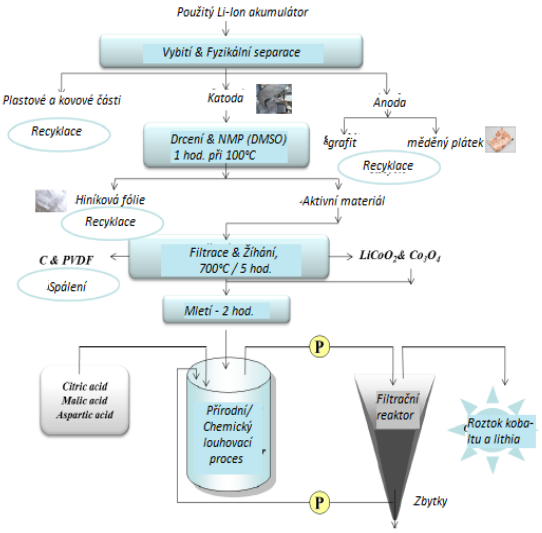
Hlavními způsoby recyklace LIB jsou pyrometalurgie a hydrometalurgické rozpouštěcí procesy. Pyrometalurgické procesy slouží k získávání kobaltu a niklu z LIB, avšak lithium zůstává nezpracované. Zatímco hydrometalurgické metody spolu s biolouhováním získávají také lithium z použitého článku. Ve většině případů však dochází ke kombinaci dvou či více metod a vytváří tak proces, díky kterému může být obnoven téměř veškerý materiál LIB

V této práci bylo pro separaci Li-Ion akumulátoru využito hydrometalurgické rozpouštěcí metody.

2.1 HYDROMETALURGICKÝ PROCES

Hydrometalurgické procesy jsou v popředí zájmu vývoje recyklace LIB a to díky jejich vysoké výtěžnosti všech kovů LIB, ale také díky nižším nárokům na energie a větší šetrnosti k životnímu prostředí.

Hydrometalurgické zpracování (viz Obrázek 1) je jednou z technik používaných k získání kovů v aktivních materiálech akumulátoru (katody a anody). Jedná se o komplexní proces zahrnující různé chemické metody. V prvním kroku tohoto procesu jsou použité LIBs rozebrány na jednotlivé články. Články je nutné nejprve vybít a poté se fyzicky rozdělí na složky katody, anody a pláště. V laboratorním měřítku je oddělení manuální. Katoda je namočená v rozpouštědle, aby se oddělila od hliníkové fólie. Po oddělení od fólie se aktivní materiál podrobí drcení. Dalším krokem procesu je kalcinace při zhruba 700 ° C. Tento krok spaluje uhlík a Polyvinylidenfluorid (PVDF). Následný krok loužení zahrnuje redukci kovového kobaltu na rozpustnější divalentní formu peroxidem vodíku a následným chelátem kovů kobaltu a lithia organickou kyselinou. [3]



Obrázek 1: Hydrometalurgický proces

3 EXTRAKCE AKTIVNÍ VRSTVY KLADNÉ ELEKTRODY

V této práci byl jako vzorek zvolen prizmatický Li-Ion akumulátor Microsoft BV-T4D s kapacitou 3340 mAh z mobilního telefonu Microsoft Lumia 950 XL, který byl nejprve podroben mechanické separaci jednotlivých částí akumulátoru a následně rozpouštěcímu procesu jednoho dílu katody.

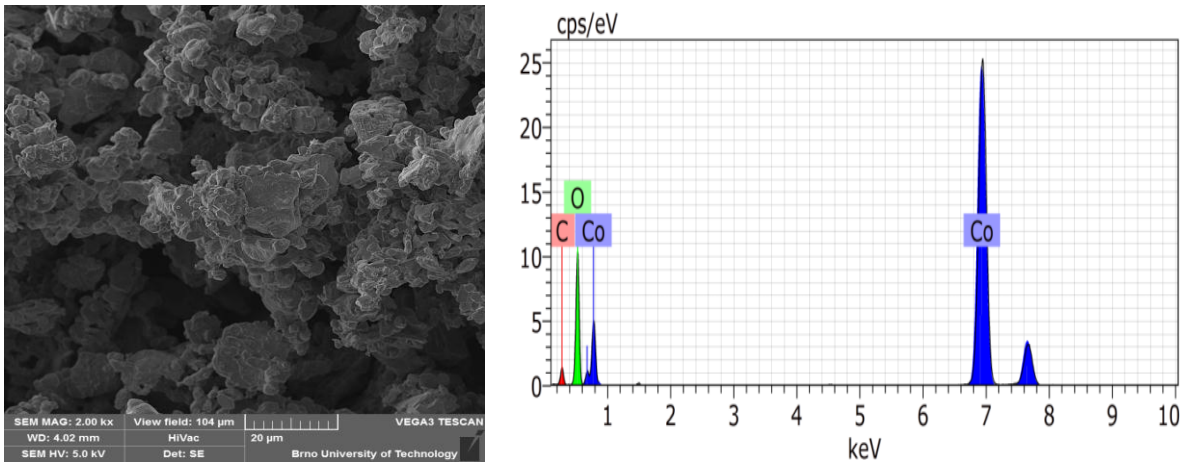
Pro rozpouštěcí proces byly zvoleny dvě rozpouštědla – Dimethylsulfoxid (DMSO) N-Methyl-2-pyrrolidone (NMP). Jako první bylo zvoleno polární rozpouštědlo DMSO, které je téměř netoxické a příznivá je i jeho cena. Druhou variantou použitého rozpouštědla pro separaci aktivního materiálu z katody bylo NMP. Oproti DMSO je rozpouštědlo NMP mnohonásobně více toxické, karcinogenní a mutagenní a především cenově dražší, tudíž představuje jak environmentální, tak ekonomickou zátěž.

4 VÝSLEDKY A DISKUZE

Rozpouštěcím procesem bylo z jednoho dílu katody o rozměrech o rozměrech 6,9x5 cm získáno 1,5984 g aktivního materiálu. Po jeho vysušení jsme pak obdrželi 1,3296 g. Tento vzorek byl následně zkoumán rastrovacím elektronovým mikroskopem (SEM) a podroben analýze pomocí energiově disperzní rentgenové spektroskopie (EDS) a rentgenové difrakční krystalografie (XRD).

Analýzou získaného katodového materiálu byl potvrzen předpoklad, že se jednalo o akumulátor s katodovým materiálem $LiCoO_2$.

Na Obrázku 2. je zobrazena částice katodového materiálu $LiCoO_2$ a EDS spektra z dané oblasti.



Obrázek 2: - Částice katodového materiálu $LiCoO_2$ s detekovanými EDS spektry

Pomocí EDS spekter byla detekována přítomnost kobaltu, kyslíku a uhlíku, který byl detekován navíc díky jeho velké přítomnosti v okolí. Lithium není možné díky jeho nízké molekulové hmotnosti pomocí EDS analýzy detekovat, proto není v prvkové analýze zastoupeno. Zastoupení jednotlivých detekovaných prvků je zobrazeno v Tabulce 2. Z dat vyplývá, že poměr atomárních procent u kyslíku a kobaltu je takřka 2:1, což odpovídá předpokladům pro katodový materiál LiCoO2.

Prvek	Atomové číslo	Série	Hmotnostní procento [wt.%]	Atomární procento [at.%]	Chyba (3 Sigma) [wt.%]
Uhlík	6	K-série	11,51	24,12	5,46
Kyslík	8	K-série	33,20	52,25	12,57
Kobalt	27	K-série	55,29	23,63	4,57

Tabulka 2: - Zastoupení jednotlivých prvků vzorku $LiCoO_2$ určené pomocí EDS analýzy

5 ZÁVĚR

Při dosavadní práci byl rozpouštěcím procesem získán katodový materiál $LiCoO_2$ včetně uhlíkové příměsi z Li-Ion prizmatického akumulátoru mobilního telefonu. Pomoví provedených analýz jsme zjistili, že vzorek obsahuje i další příměsi které musí být odstraněny pomocí vysokoteplotního žíhání. Po tomto kroku by měl být získán čistý katodový materiál $LiCoO_2$. Recyklovaná katoda bude dále charakterizována pomocí elektrochemických metod jako je cyklická voltametrie a galvanostatické cyklování.

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vzniknul za finanční podpory projektu specifického výzkumu na VUT (č. FEKT-S-17-4595, Materiály a technologie pro elektrotechniku III).

REFERENCE

[1] J. Heelan, E. Gratz. *Current and Prospective Li-Ion Battery Recycling and Recovery Processes . JOM, .* Volume 68, 2016, 10.

[2] L. Gaines. *The future of automotive lithium-ion battery recycling*: Charting a sustainable course, . *Sustainable Materials and Technologies,.* 2014, Sv. Volume 1, ISSN 2214-9937

[3] B. Swain, *Recovery and recycling of lithium: A review, Separation and Purification Technology*, Volume 172, p. 388-403, ISSN 1383-5866, 2017

ADVANCED TECHNOLOGIES IN BATTERY SOURCES

Lenka Pagáčová

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xpagac05@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomáš Kazda

E-mail: kazda@feec.vutbr.cz

Abstract: This article discusses the advanced technologies in battery sources. Introduction is focused on our modern society in conjunction with electrochemical energy sources. The core of article include two plots from this topic and explains the parameters of different sources. In the last part of this article is presented one type of energy source that is not currently used in practice, however it can be interesting for future aplications. Conclusion sumarizes the information from article.

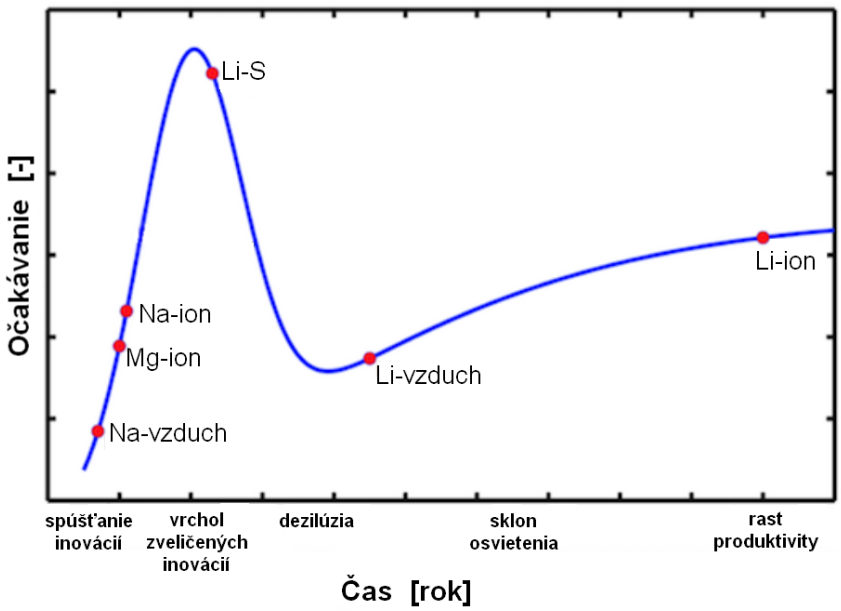
Keywords: cells, batteries, sources, advanced technologies, lithium, sulfur

1 ÚVOD

V dnešnej modernej spoločnosti je takmer nemožné si predstaviť existenciu bez elektrochemických zdrojov energie. Elektronická revolúcia, ktorá sa spolieha na rozsiahle využívanie vysoko sofistikovaných prenosných zariadení (mobilné telefóny s aplikáciami, notebooky, videokamery a pod.), závisí od dostupnosti zdrojov, ktoré vyžadujú vysokoenergetickú hustotu, bezpečnosť a prijateľnú cenu. Výzva rozvoju nabíjateľných zdrojov energie sa v posledných rokoch značne zvýšila, v dôsledku dopytu po elektrickom pohone, ktorý nahradil pohon fosílnych palív. Elektrochemické zdroje zahŕňajú primárne a sekundárne batérie, palivové články, superkondenzátory a fotovoltaické zariadenia. [3]

2 POKROČILÉ TECHNOLÓGIE

2.1 BATÉRIOVÝ CYKLUS OČAKÁVANÍ V ČASE

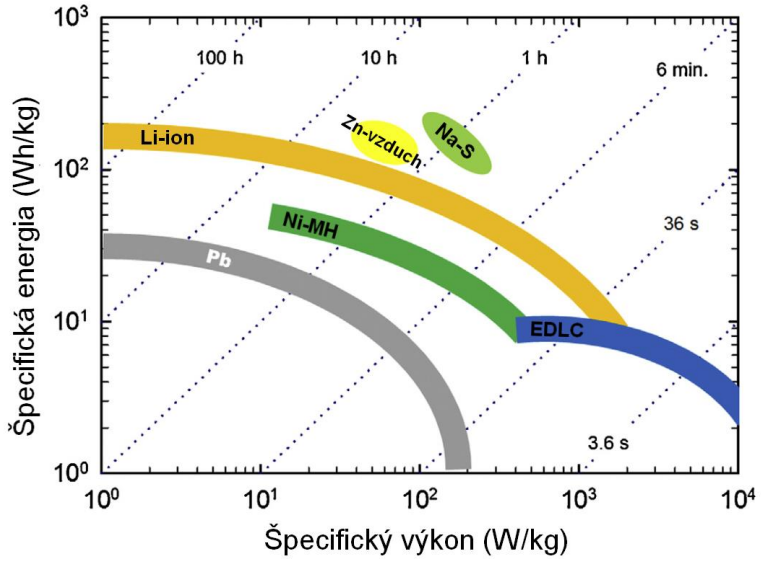


Obrázok 1: Batériový cyklus očakávaní v čase

Obrázok 1 zobrazuje niekoľko rôznych tried batérií od inovačného začiatku, cez vrchol očakávania až po súčasnosť, kde dominujú Li-ion batérie. Pokiaľ ide o hustotu energie a náklady, magnéziové, sodíkové a Li-S batérie fungujú ako Li-ion batérie. Najmä batérie Li-S majú potenciál byť drasticky lacnejšie ako bežné Li-ion batérie, kvôli nízkym nákladom na síru. Avšak súčasné Li-S trpia nestabilitou, ktorá spôsobuje obrovské zníženie účinnosti a zvýšenie samovybíjania. Napriek tomu sú Li-S batérie jedným z najsľubnejších technológií pre budúcnosť. Li-vzduch má obrovský potenciál na vyradenie Li-ion, pretože využívajú zásadne odlišnú techniku na ukladanie energie. Akumulátorová batéria má na svojej negatívnej strane kovové lítium a reaguje s atmosférickým kyslíkom na jeho pozitívnej strane. Keďže jedným z reaktantov v batérii je vzduch, teoreticky potrebuje polovicu množstva batériových materiálov na uloženie rovnakého množstva energie a hmotnosť batérie sa môže znížiť na polovicu. To je obzvlášť príťažlivé pre elektrické vozidlá, ktoré by mali veľký úžitok z menšej veľkosti a hmotnosti batérie. Avšak akumulátory Li-vzduch majú ešte dlhú cestu, než dosiahnu životnosť bežných Li-ion batérií. [1]

2.2 RAGONE GRAF

Vo všeobecnosti sa zdroje energie vyhodnocujú podľa ich špecifického výkonu a hustoty energie. Síce tieto dve vlastnosti môžu byť v rozpore z viacerých dôvodov, taktiež na druhej strane môžu mapovať zdroje energie v Ragone grafe, ktorý popisuje ich vzájomný vzťah. Obrázok 2 poskytuje všeobecný príklad schémy Ragonovho grafu pre niekoľko druhov článkov a superkondenzátorov (EDLC). Diagram jasne ukazuje obmedzenie a smer vývoja energetických zariadení. Novo vyvinuté batérie by mali byť umiestnené na vyššej pozícii k osi, ktorá odkazuje na vysokú hustotu energie. [2][3]



Obrázok 2: Ragonov graf (Wh/kg vs. W/kg)

Avšak, existuje niekoľko problémov, ktoré tento diagram obsahuje. Diagram nemôže zobrazovať všetky energetické zariadenia (solárne články, veterné turbíny, atď.) a graf taktiež nemôže nadväzovať na vývoj moderných technológií. Je preto naliehavo potrebný presnejší a rozsiahlejší diagram, ktorý by sa venoval rozvoju energetických zariadení. [2][3]

2.3 LÍTIUM-SÍRA

Systémy používajúce kovové lítium sú známe tým, že ponúkajú najvyššiu špecifickú energie. Síra je prírodným katódovým partnerom pre kovové Li a umožňuje teoretickú špecifickú energiu vyššiu ako 3000 Wh/kg a najvyššiu hustotu energie medzi lítiovou chémiou 600 Wh/kg. Poskytujú bezpečnosť, ktorá umožňuje splniť medzinárodné normy týkajúce sa otrasov, tepelnej stability a skratu, vďaka kľúčovým mechanizmom (keramická pasivačná vrstva sulfidu lítneho a nehorľavý

elektrolyt). Projekcia nákladov na výrobu týchto článkov je podstatne nižšia vďaka nízkym nákladom na síru a vysokej energetickej hustote (menej materiálu potrebného na rovnakú energiu). Predpokladá sa, že táto nákladová výhoda bude kľúčovou hnacou silou rozsiahleho zavádzania Li-S technológie. [4][5]

Ďalšou výhodou je tolerancia materiálu aj pri vysokých teplotách, zatiaľ čo väčšina batériových technológií touto vlastnosťou nedisponuje. Okrem teplotnej stability články ponúkajú aj stabilitu pri vysokom tlaku až do 660 barov. V neposlednom rade prosperujú aj zo svojich ekologických vlastností, kde Li-S články namiesto ťažkých kovov využívajú síru. [4][5]

Na druhej strane majú Li-S články veľa problémov, ktoré predstavujú neustálu výzvu pre výskum. Patrí medzi ne 80% zmena objemu počas cyklovania článku, nízka účinnosť nabíjania a vysoká miera samovybíjania. Tieto problémy súvisia so špecifickou charakteristikou síry a nie sú ešte úplne pochopené. Sú označované ako fenomén „kyvadlového efektu“ alebo „polysulfidový mechanizmus“. To znamená transport rozpustných polysulfidov medzi oboma elektródami, ktorý je spojený s „kyvadlovým“ nabíjaním (shuttle effect). Ióny lítia reagujú so sírou za vzniku zlúčením, ktoré migrujú a znižujú kapacitu článku. Avšak v priebehu niekoľkých nabíjacích a vybíjacích cyklov sa Li-S batérie stávajú nestabilnými a ich elektródy sa rozpadajú, čo je práve dôvod prečo nie sú dostupné v praxi. [4][5]

3 ZÁVER

Ako už bolo spomenuté, naša moderná spoločnosť si už nevie predstaviť existenciu bez moderných aplikácií, ktoré si vyžadujú elektrochemické zdroje. Neustály nárast spotreby energie si vyžaduje aj rozvoj v oblasti zdrojov, ktoré by nám poskytovali výkonnejšie charakteristiky pri menších nákladoch a hmotnosti. V úvode boli vymenované druhy elektrochemických zdrojov a ich nenahraditeľnosť v súčasnosti. V prvých dvoch podkapitolách boli zobrazené grafy, ktoré prezentujú rôzne druhy elektrochemických zdrojov a ich charakteristiky. V poslednej podkapitole je prezentovaný nový pokročilý materiál, ktorý sa síce ešte v súčasnosti nevyužíva, ale pre svoje vlastnosti má veľký náskok nad ostatnými elektrochemickými článkami. Bohužiaľ, tento materiál so sebou nesie aj nevýhody (napr. v podobe kyvadlového efektu), ktoré neboli ešte dôkladne pochopené a odstránené z aplikácie. Práve materiál Li-S sa javí ako sľubnou budúcnosťou pre elektrochemické zdroje.

POĎAKOVANIE

Publikácia vznikla za finančnej podpory projektu špecifického výskumu na VUT (projekt č. FEKT-S-17-4595, Materiály a technológie pre elektrotechniku III).

REFERENCIE

[1] Fares, Robert, Beyond the Hype: What's the Future of Batteries? SCIENTIFIC AMERICAN. USA: 18. 2. 2016. [Online] https://blogs.scientificamerican.com/pluggedin/beyond-the-hype-what-s-the-future-of-batteries/.

[2] Sang C. Lee a, Woo Young Jung, Analogical understanding of the Ragone plot and a new categorization of energy devices. ELSEVIER. 2016.

[3] Hyun Deog Yoo, Elena Markevich, Gregory Salitra, Daniel Sharon and Doron Aurbach, On the challenge of developing advanced technologies for electrochemical energy storage and conversion. ELSEVIER. Israel: Bar-Ilan University, 2014.

[4] Qingsong Wang, Jun Jin, Xiangwei Wu, Guoqiang Ma, Jianhua Yang, A shuttle effect free lithium sulfur battery based on a hybrid electrolyte. Physical Chemistry Chemical Physics. 2014.

[5] Umair Irfan, Scientists have created a thin composite film that gives lithium–sulfur cells exceptional durability. SCIENTIFIC AMERICAN. USA: 2017.

MATERIAL POSITION TRACKING FOR MANUFACTURING PLANT

Michal Sládeček
Magister Degree Programme (2), FEEC BUT
E-mail: xslade18@stud.fit.vutbr.cz

Supervised by: Edita Hejátková
E-mail: hejatka@feec.vutbr.cz

Abstract: This article describes implementation of an indoor positioning system for tracking the location and movement of material and products through the manufacturing plant. The system is designed with regards to simple installation and low overall implementation costs. It utilizes method of Wi-Fi and magnetic field fingerprinting. The system employs a client hardware (active tag with Wi-Fi module and sensors designed for this project) communicating with a server software which does the mapping and fingerprinting processing. Final positioning data are then collected for further data analysis aiming to improve efficiency of manufacturing processes.

Keywords: Accelerometer, Fingerprinting, Indoor Localization, Magnetic field, Magnetometer, WiFi

1 ÚVOD

Z důvodu zefektivňování výroby je vhodné sledovat a analyzovat pohyb materiálu a právě vyrobených kusů ve výrobní hale. Z těchto dat lze analýzou odhalit možné chyby operátorů, špatné nastavení výrobního procesu či zbytečné prostoje. Ve většině případů se výrobky po výrobní hale přesunují pomocí vozíků či krabic, na které se může upevnit jakákoliv bezdrátová elektronika. Takový elektronický tag pak následně může zprostředkovávat lokalizační data (v závislosti na vybrané technologii) a následně je odesílat na serverovou část systému. Na serverové části se z naměřených lokalizačních dat dokáže dopočítat poloha tagu v okamžiku měření. Poziční data se poté uloží do databáze pro další zpracování. Tento systém se souhrnně nazývá Indoor Positioning System (IPS) a cílem této práce je implementace takovéhoto systému do reálného prostředí výrobní firmy.

2 VÝBĚR LOKALIZAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

Existuje několik technologií uzpůsobených pro vnitřní lokalizaci. Tyto technologie se liší náročností implementace a dosažitelnou přesností. Většina používaných technologií IPS využívá rádiový přenos - buď k přímému měření vzdálenosti (trilaterace, triangulace), nebo k mapování intenzit signálů v prostoru (fingerptinting). Jiné technologie využívají prostorové měření fyzikálních veličin, například magnetického pole.

Mezi rádiové technologie patří například Ultra-Wideband, která má vysokou přesnost, ale také nákladnou implementaci. Alternativou je technologie Wi-Fi fingerprinting, který využívá již existující infrastrukturu lokální sítě podniku, nicméně poskytuje řádově nižší přesnost. Kompletní porovnání všech technologií pro vnitřní lokalizaci je uvedeno v mé semestrální práci [1].

V rámci tohoto projektu byla vybrána technologie Wi-Fi z důvodu jednoduché implementace. Nízká přesnost je kompenzována využitím sekundárního systému založeném na měření magnetických anomálií zemského pole.

3 METODA SCHROMAŽĎOVÁNÍ ÚROVNÍ SIGNÁLU WI-FI (FINGERPRINTING)

Metoda se sestává ze dvou částí. V první části je nutno sestavit referenční databázi, která je složena z údajů úrovní signálů jednotlivých vysílačů (RSSI) v pokrývaném prostoru. Databáze se vytváří rozdělením prostoru na co nejjemnější bloky. V každém takovém bloku je nutné následně změřit sílu signálů (opakovaným měřením se zajišťuje lepší přesnost). Ke každému naměřenému bodu se následně přiřazuje reálná poloha (x, y). Ve druhé části pak již probíhá samotná lokalizace z hodnot intenzit signálů naměřených lokalizační jednotkou, které se vyhodnocují skrze různé klasifikátory. Mezi nejvyužívanější klasifikátory se řadí například k-nearest neighbors, jrip, random forest, či Bayesova síť. Každý z těchto klasifikátorů dosahuje různé přesnosti v závislosti na vstupních datech. Celková přesnost této metody je výrazně snižována vícecestným šířením signálu, které způsobuje vysoký rozptyl hodnot intenzit signálu v sousedních blocích mapy. Pro vzdálené bloky však tato technologie funguje spolehlivěji.

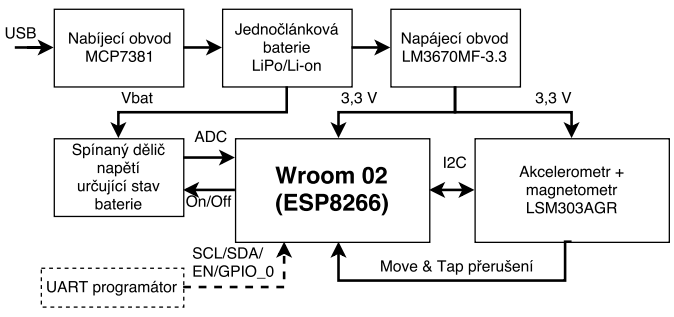
4 MEŘENÍ MAGNETICKÝCH VELIČIN

V případě navigace ve vnitřních prostorách se využívá měření magnetických anomálií zemského pole způsobených stavebními materiály a konstrukčními prvky budovy. Data naměřená v takovém prostoru se dají porovnat s mapou budovy a to lze využít k lokalizaci. Konstrukce většiny průmyslových budov je tvořena opakujícími se konstrukčními částmi, takže se anomálie opakují, což snižuje přesnost pro velké plochy. Na malých plochách se však tato technologie jeví jako relativně přesná a proto je vhodným doplňkem k Wi-Fi otisku. [2]

Systém založený na obou výše zmíněných metodách vyžaduje aktualizace mapy v případě strukturálních změn interiéru, či samotné stavby, nebo změn ve Wi-Fi infrastruktuře.

5 LOKALIZÁTOR

Většina projektů na bázi otisku RSSI využívá pro mapování i samotnou lokalizaci jako terminál mobilní telefon [3]. V případě této implementace byl z cenových důvodu mobilní telefon nahrazen jednoúčelovým tagem. Tento tag obsahuje Wi-Fi modul fungující zároveň jako MCU, akcelerometr a magnetometr. Je napájen z baterie s možností dobíjení a zjištění stavu. Zařízení musí být úsporné natolik, aby vydrželo pracovat alespoň jednu pracovní směnu (8 hodin). Energetickou nenáročnost zaručuje implementovaný akcelerometr, který probouzí procesor pouze je-li zařízení v pohybu.



Obrázek 1: Blokové schéma lokalizátoru



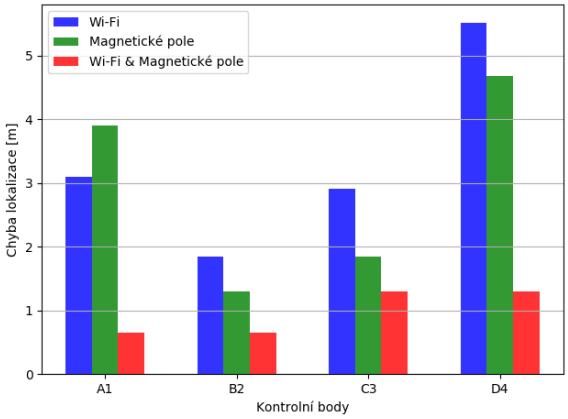
Obrázek 2: Prototyp zařízení

5.1 TESTOVÁNÍ LOKALIZACE

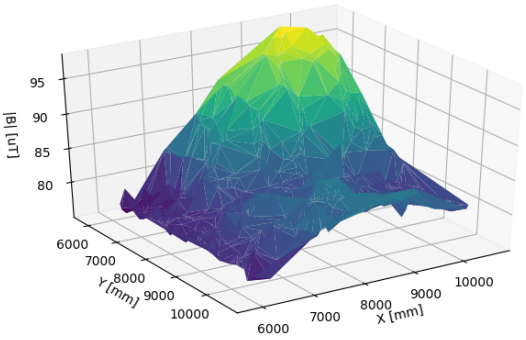
Nejdříve byla otestována schopnost lokalizace pouze skrze technologii Wi-Fi při využití serverové části z projektu Find [4]. Přesnost zaměření byla zatížena chybou až 5 metrů. Proto byl pro zpřesnění použit jako zdroj lokalizačních dat také již diskutovaný magnetometr. Přehled dosažených chyb u

vybraných kontrolních bodů v závislosti na použité technologii je znázorněn na obrázku 3. Z grafu je zřejmé, že po přidání magnetického měření se výsledná přesnost zvýší.

Pro správnou detekci magnetických anomálií v jakémkoliv natočení zařízení vzhledem k magnetickému severu, je nutné dodržovat striktní podmínky pro kalibraci přístroje. Pro kalibraci magnetometru se nejvíce osvědčila metoda přizpůsobení kalibračních dat na elipsu. Díky takto dopočítaným kompenzacím je možné potlačit jak hard-iron (ovlivněno magnetickými zdroji v okolí zařízení) tak soft-iron (ovlivněno obvodovými prvky a strukturou zařízení) defekty v měření. Na obrázku 4 je znázorněn změřený otisk magnetických anomálií v testovacím poli ve výrobních prostorách firmy Alps Electric.



Obrázek 3: Chyba určení lokace v kontrolních bodech



Obrázek 4: Naměřená intenzita magnetického pole v testovacím poli 5 x 5 metrů

6 ZÁVĚR

V rámci projektu došlo k implementaci lokalizačního systému na bázi Wi-Fi fingerprintingu. Během testování bylo zjištěno, že pouze tato technologie nedosahuje přesnosti požadované pro sledování pohybu materiálu po výrobní hale. Po doplnění systému o měření magnetického pole však již přesnost zaměření vyhovuje podmínkám zadání. V dalších krocích bude projekt směřován k dokončení serverové části, sběru dat a popřípadě návrhu metod pro automatizaci mapování.

REFERENCE

[1] SLÁDEČEK, M. Sledování pohybu materiálu v průběhu výroby. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 51 s. Vedoucí semestrální práce Ing. Edita Hejátková.

[2] Ban, Ryoji, et al. "Indoor positioning method integrating pedestrian Dead Reckoning with magnetic field and WiFi fingerprints."Mobile Computing and Ubiquitous Networking (ICMU), 2015 Eighth International Conference on. IEEE, 2015.

[3] Liu, H.; Darabi, H.; Banerjee, P.; aj.: Survey of wireless indoor positioning techniques and systems. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews), ročník 37, č. 6, 2007: s. 1067–1080.

[4] FIND v. 3 | The framework for inertial navigation and discovery. [online]. [cit.14.3.2018].URL https://www.internalpositioning.com/

MODEL OF ROBOTIC ARM

David Sobota

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xsobot20@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Vyroubal

E-mail: vyroubal@feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with the robotic arm model and role of robotic arms in Industry 4.0. The work deals also with possibilities of a construction and controlling of robotic arm, including programming of firmware and computer application with user interface.

Keywords: EEICT, robotics, Industry 4.0, kinematics

1 ÚVOD

V posledních letech se v oblasti většiny průmyslových odvětví hovoří o konceptu Industry 4.0. Na našem území se pak ujalo označení Průmysl 4.0. Tento koncept se snaží posunout současnou automatizaci k mnohem více univerzálnějším a autonomním systémům. Tato myšlenka vznikla v Německu roku 2011. Ministerstvo průmyslu a obchodu České republiky vyjádřilo podporu v roce 2015 dokumentem Iniciativa Průmysl 4.0[1]. Vlastní koncept využívá několik klíčových systémů pro dosažení cílů. Jedním z nich jsou Kyberneticko-fyzické systémy (CPS – Cyber-Physical System) využívané v Průmyslu 4.0 sestávají jak z fyzických prvků, tak ze sofistikovaných algoritmů. Internet věcí (IoT – Internet of Things) nabízí normalizovanou síť fyzických prvků komunikujících vzájemně mezi sebou. Cloud computing využívá soustředění výpočetního výkonu na jednom místě. Základními stavebními prvky jsou pak programovatelná robotická ramena s výměnnými nástroji, senzorika a výpočetní výkon odpovědný za rozhodování a řízení. Právě takový systém je předmětem této práce, která zkoumá různá řešení, jejich výhody a následnou proveditelnost.

2 ROBOTI V PRŮMYSLU

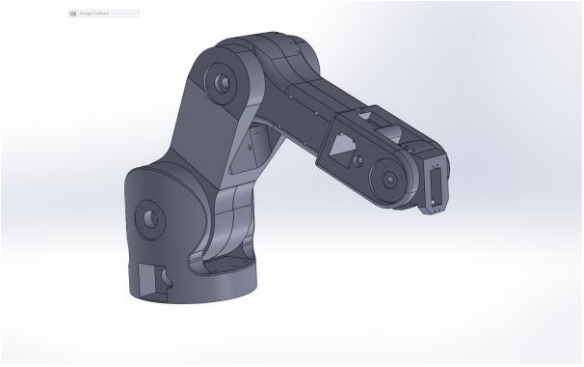
V dnešní době mají roboti v průmyslu neodmyslitelnou roli. Díky své rychlosti ve výrobě dokáží uspokojit současnou objemnou poptávku. Jejich možnost naprogramování a výměny nástrojů umožňuje použití v mnoha oborech výroby a vysoká přesnost umožňuje vytvářet výrobky a dosahovat kvalit, kterých ruční výrobou dosáhnout nelze. Trendem je neustálé posunování těchto hranic vyrobitelnosti a kvality.

Průmyslová robotická ramena podle normy ISO 8373 – Manipulační průmyslové roboty. Podle této normy je robot automaticky řízený, reprogramovatelný, víceúčelový manipulační stroj určený k použití v průmyslové automatizaci[2]. Průmysloví roboti se dále dělí do mnoha kategorií podle pružnosti svého programu, stupňů volnosti, druhu pohonu, kinematické struktury, vykonávaných činností apod.[3] Průmysl 4.0 však vyžaduje manipulátor nejlépe na úrovní Kognitivní robot (schopnost rozhodování díky umělé inteligenci).

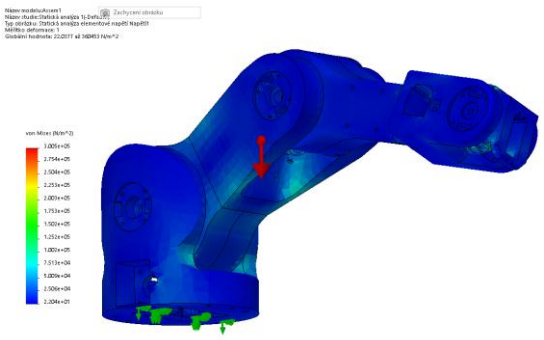
2.1 MODEL ROBOTICKÉHO RAMENE

Model robotického ramene, který je předmětem práce, je vytvořen v aplikaci Solidworks (Obrázek 1), má 6 stupňů volnosti (Univerzální) a elektrický pohon. Tento typ umožňuje plnou pohyblivost v kartézském souřadnicovém prostoru. Vzhledem k výstavbě funkčního modelu v menším měřítku, je pro výrobu vlastní konstrukce zvolena metoda 3D tisku.

Design robotického ramene byl ověřen počítačovou simulací v programu SolidWorks Simulation, kde byl definován materiál, modelu (PLA) a zadány okrajové podmínky řešení. Model byl v základně ukotven a nastaven tak aby vzniklo maximální namáhání součástí (Obrázek 2). Toto namáhání nám pomohlo při optimalizaci 3D tisku, kdy v kritických částech modelu byl přidán materiál, jednalo se o takzvanou topologickou optimalizaci.



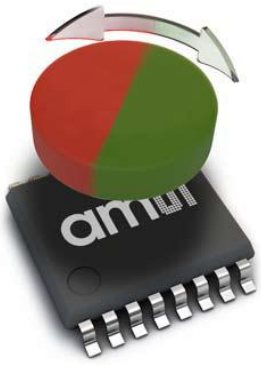
Obrázek 1: Model robotického ramene



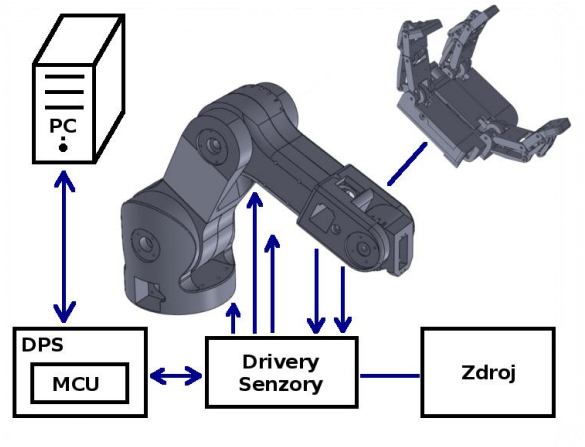
Obrázek 2: Simulace mechanického napětí

Pro pohon jsou použity krokové motory a serva. Zvoleny jsou z důvodu jednodušší konstrukce a údržby oproti hydraulickým/pneumatickým systémům. Krokové motory mají dále výhodu jemného, přesně definovaného kroku a neomezený počet otáček. Servo motory naopak obsahují převodovku a řídící elektroniku se zpětnou vazbou. Tyto atributy umožňují přesné ovládání ve velkém rozsahu pohybu.

Pro hardware řízení je zvolena deska s naprogramovaným MCU ATMega 2560 a druhá deska s drivery A4988 pro silovou část potřebnou k řízení krokových motorů. Kromě samotného řízení motorů je zde samozřejmě i zpětná odezva pohybu ramena. Pro tuto funkci jsou určeny magnetické enkodéry AS5045 sledující otáčení jednotlivých kloubů (Obázek 3).



Obrázek 3: Magnetický enkodér AS5045[4]



Obrázek 4: Blokové schéma

Deska s MCU je pak připojena k počítači pomocí USB, jak můžete vidět na blokovém schématu (Obrázek 4). K ovládání ruky z PC slouží aplikace navržena právě pro tento projekt, a která může zobrazit informace o firmware MCU nebo aktuální konfiguraci (polohu) jednotlivých kloubů.

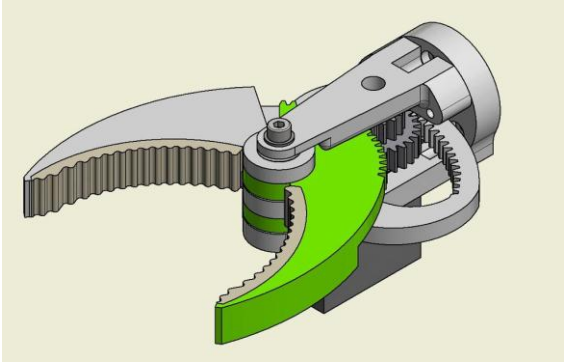
Kromě přijímání těchto dat umožňuje ruku ovládat v reálném čase nebo programovat jednoduché, ale i složitější sekvence pohybů pomocí instrukcí. Uložení sekvencí na disk nebo kontrola správnosti kódu před posláním do MCU jsou také funkcemi aplikace. Pro ovládání robotického ramene v reálném čase postačí postupné zadávání výchylky jednotlivých kloubů. Při programování pohybových sekvencí je však takový parametr velice nepraktický. V takovém případě je vhodnější zadávat přímo souřadnice kartézského systému pro koncový bod ramene.

Právě to umožňuje algoritmizace tzv. inverzní kinematiky. Inverzní kinematika studuje pohyb kinematických systémů (včetně robotických ramen) a po zadání cílového bodu konce ramene dokáže získat potřebnou konfiguraci všech kloubů ramene. K tomu se využívá řešení trojúhelníkové sítě s dílčími a konečnými úhly jednotlivých segmentů ramene. Příklad velice jednoduchého výpočtu (pro první kloub v základně) ukazuje rovnice (1):

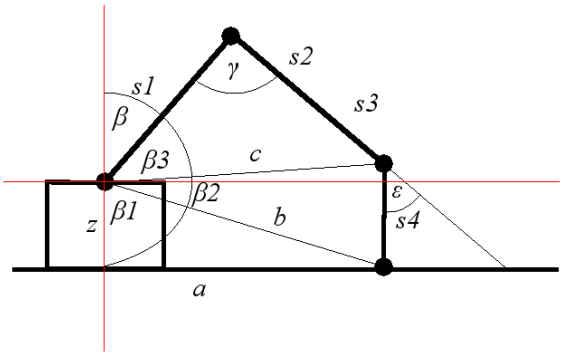
$$\alpha = \arctan\left(\frac{|x|}{|y|}\right) = \arctan\left(\frac{|20|}{|180|}\right) = 6\,°\,20\,' \tag{1}$$

Pro použití v aplikaci je potřeba získat a algoritmizovat rovnice pro všechny klouby ramene.

Konstrukce modelu robotického ramene umožňuje také výměnu nástrojů, čímž splňuje další podmínku pro univerzálnost průmyslových robotických ramen. Kromě složité čelisti s vícekloubovými prsty je možné použití jednoduché čelisti (Obrázek 5) nebo výměny za kameru pro 3D skenování.



Obrázek 5: Vyměnitelná čelist[5]



Obrázek 6: Schéma pro vazby inverzní kinematiky

Řízení jednotlivých ramen je možné spojit za účelem komunikace. Tím je možné zajistit vzájemnou spolupráci ramen, popřípadě zamezit jejich kolizi při používání stejného pracovního prostoru nebo jejich vzájemného průniku.

3 ZÁVĚR

V práci je vysvětlen pojem Průmysl 4.0 a především jeho důležitost v dnešním průmyslu včetně jeho klíčových prvků, jako Kyberneticko-fyzické systémy nebo Internet věcí a Cloud computing. Nastínila, co zahrnují průmyslová robotická ramena a jejich základní dělení. Práce dále vysvětlila koncept vlastního modelu robotického ramene, volbu a vlastnosti konstrukce, druh pohonu a především vlastnosti řízení za pomoci MCU, uživatelské aplikace a použití inverzní kinematiky.

REFERENCE

[1] Iniciativa Průmysl 4.0 [cit. 2018-03-05]. Dostupné z WWW: https://www.mpo.cz/assets/dokumenty/53723/64358/658713/priloha001.pdf

[2] SKAŘUPA, J.: Teorie průmyslových robotů, Košice, Vienala Košice 2000, ISBN 80-88922-35-6

[3] SKAŘUPA, J.: Průmyslové roboty a manipulátory. Elektrické skriptu, Ostrava: Technická univerzita Ostrava, Fakulta strojní, 2007, 120s.

[4] Převzato z WWW: https://ams.com/chi/content/download/1288/7223/file/AS5045_DS000101_2-00.pdf

[5] Převzato z WWW: https://cdn.thingiverse.com/renders/29/3f/7c/96/8d/c6ca327ba788ed438a6e09f9ffb17834_dis

ANALYSIS OF CONTACT DISCONNECTION IN A LOW VOLTAGE CIRCUIT BREAKER

Martin Mačák

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xmacak00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Vyroubal

E-mail: vyroubal@feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with a simulation of plasma phenomenon and with a simulation of an arc ingnition between contacts in a low voltage circuit breaker. Simulations were made in Ansys Fluent with the usage of MHD (Magnetohydrodynamic) add-on module and additional UDFs (User Defined Functions). Mathematical model presented in this work connects electric and magnetic field, which is not possible in Ansys Fluent by default.

Keywords: Plasma, Electric arc, Ansys Fluent, Circuit breaker, MHD

1 ÚVOD

Nízkonapäťový istič je zariadenie, ktoré sa využíva na ochranu zdrojov, elektrických prístrojov a taktiež na ochranu ľudí proti poruchovým prúdom. Keď istič preruší poruchový prúd, vzniká medzi jeho kontaktmi elektrický oblúk a tým pádom aj plazma. [1]

Základný proces vzniku a pohybu oblúku je možné popísať nasledovne:

1. Zapálenie oblúku a zámena
   Ak je elektrický istič spustený, jeho rozpojenie je hnané mechanizmom. Oblúk sa spočiatku zapáli medzi kontaktami. Dĺžka oblúku sa zväčšuje spolu so zväčšujúcou sa vziadelonosťou kontaktov. Na oblúk pôsobí magnetická sila, indukovaná samotným oblúkom, tým pádom sa predlžuje a ohýba. Keď sa oblúk dostane k bežcu (elektróda s rovnakým potenciálom ako pohyblivý kontakt) musí naň preskočiť. Tento proces sa nazýva zámena.
2. Pohyb oblúku
   Na pohyb oblúku vplývajú dva faktory: magnetická sila a tlak plynu. Tento pohyb je možné ovplyvniť geometriou, pridaním ferromagnetických materiálov alebo využitím magnetickej cievky.
3. Proces rozdelovania oblúku
   Oblúk sa nakoniec dostáva ku rozdelovacím doskám. Príťažlivý efekt je tvorený ferromagnetickými rozdelovacími doskami, ktoré tiež pomáhajú usmerňovať pohyb oblúku. Na týchto doskách sa oblúk ohýba a rozširuje a následne je rozdelený na viacero menších oblúkov. [2]

2 MATEMATICKÝ MODEL

Modelovanie dejov v elektrickom ističi ako aj modelovanie plazmy samotnej je zložitý proces, ktorý spája hydrodynamiku, termodynamiku, elektromagnetizmus a prípadne aj pohyb mechanických častí. Analýzy boli uskutočnené v programe Ansys Fluent. Ide o najrozšírenejší CFD (Computational Fluid Dynamics) program.

Na simulovanie elektromagnetických dejov bol využitý prídavný magnetohydrodynamický modul (MHD). Tento modul obsahuje dva spôsoby výpočtu prúdovej hustoty a to buď pomocou elektrického potenciálu, alebo magnetickej indukcie. Bola vybratá metóda s využitím elektrického poten-

ciálu. Z tohto dôvodu museli do programu byť vnesené vlastné rovnice, ktoré popisujú vznik magnetického pola pomocou magnetického potenciálového vektoru. Jedná sa o rovnice:

$$\boldsymbol{B} = \nabla \times \boldsymbol{A} \tag{1}$$

$$\boldsymbol{E} = -\nabla\phi \tag{2}$$

$$\nabla^2 \boldsymbol{A} = -\mu \boldsymbol{j} \tag{3}$$

$$\boldsymbol{j} = \sigma \boldsymbol{E} \tag{4}$$

$$\nabla \cdot (\sigma \nabla\phi) = 0 \tag{5}$$

Kde $\boldsymbol{B}$ je vektor magnetickej indukcie, $\boldsymbol{A}$ je magnetický potenciálový vektor, $\boldsymbol{E}$ je vektor elektrickej intenzity, ϕ je elektrický potenciál, μ je magnetická permeabilita, $\boldsymbol{j}$ je vektor prúdovej hustoty, σje elektrická vodivosť.

Teplotné závislosti parametrov (tepelná vodivosť, viskozita, elektrická vodivosť) plynu boli nastavené podľa [3], a do programu boli vnesené pomocou vlastných rovníc. Hustota plynu bola definovaná rovnicou ideálneho plynu:

$$pV = nRT \tag{6}$$

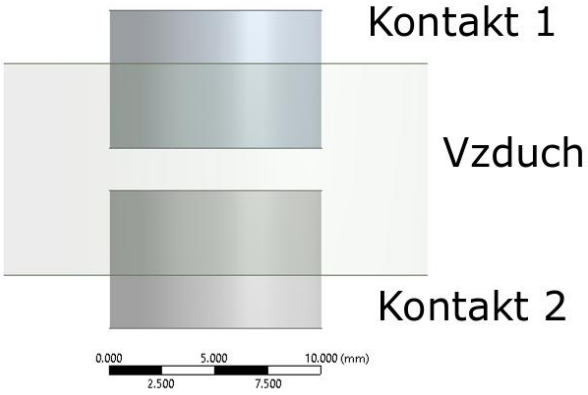
Kde p je tlak, V je objem, n je látkové množstvo, R je plynová konštanta a T je termodynamická teplota.

3 ANALÝZY

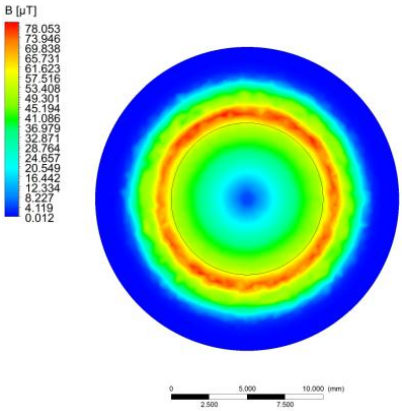
Elektrické oblúky sú charakteristické svojou vysokou teplotou preto môžu byť sledované s využitím teplotného pola. Chemické procesy a odparovanie elektród v tejto práci neboli uvažované z dôvodu zjednodušenia výpočtu.

Prvá analýza sa zaoberala indukciou magnetického pola v okolí plazmy. Bola použitá zjednodušená geometria dvoch kontaktov, ktoré sú od seba vzdialené 2 mm. Priemer kontaktov je 10 mm.

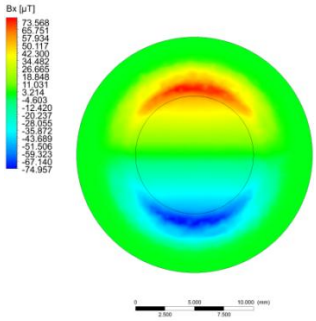
Na obrázkoch 2, 3, 4 je možné pozorovať veľkosť a smer magnetického pola indukovaného plazmou, ktorá bola vytvorená s využitím okrajovej podmienky prúdovej hustoty j = 25000 A/m^2. Veľkosť magnetickej indukcie vo vzdialenosti 5 mm od stredu je približne 7,8 µT.



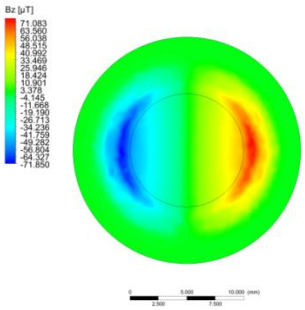
Obrázok 1: Model kontaktov



Obrázok 2: Veľkosť magnetickej indukcie

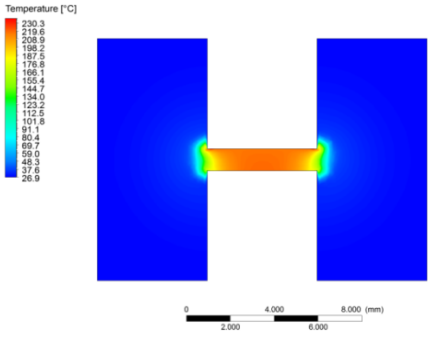


Obrázok 3: Magnetická indukcia v smere osi X

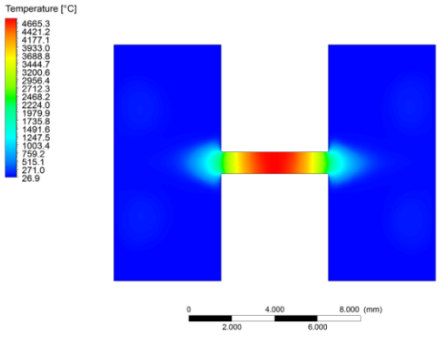


Obrázok 4: Magnetická indukcia v smere osi Z

Druhá analýza sa zaoberala vzniknutím elektrického oblúku a následným oddelovaním kontaktov. Na obrázkoch 5 a 6 je možné pozorovať elektrický oblúk v rôznych časových okamihoch.



Obrázok 5: Elektrický oblúk, čas 10 μs



Obrázok 6: Elektrický oblúk, čas 1 ms

4 ZÁVER

V práci bol vytvorený matematický model plazmy a bola uskutočnená analýza oddelovania kontaktov v elektrickom ističi. Bolo sledované magnetické pole indukované poruchovým prúdom medzi kontaktami a taktiež formovanie elektrického oblúku. Tieto poznatky je možné využiť pri navrhovaní ističov, ich kontaktov ako aj pri všeobecnom skúmaní elektrických oblúkov a plazmy.

POĎAKOVANIE

Táto práca vznikla za finančnej podpory projektu špecifického výzkumu na VUT (projekt č. FEKT-S-17-4595, Materiály a technologie pro elektrotechniku III.).

REFERENCIE

[1] Rong, Mingzhe & Ma, Qiang & Wu, Yi & Xu, Tiejun & Murphy, Anthony. (2009). The influence of electrode erosion on the air arc in a low-voltage circuit breaker. Journal of Applied Physics. 106. 023308 - 023308. 10.1063/1.3176983.

[2] Fei Yang et al 2013 J. Phys. D: Appl. Phys. 46 273001

[3] Murphy, A.B. Plasma Chem Plasma Process (1995) 15: 279. https://doi.org/10.1007/

PROPERTIES OF GRAPHENE OXIDE SOLUTIONS

Radoslav Mach

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xmachr00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Vaněk

E-mail: vanekji@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with project based on researching of graphene oxide (GO) layers. Main subject is summarizing the basic factors having influence on graphene oxide solvents and its resultant applications on a substrate. There has been made a special substrate made of FR4 composite material for electrical measuring purposes. The goal of this project is creating of homogeneous layer for measuring physical properties of GO layers.

Keywords: graphene, graphene oxide, solution, application, GO

1 ÚVOD

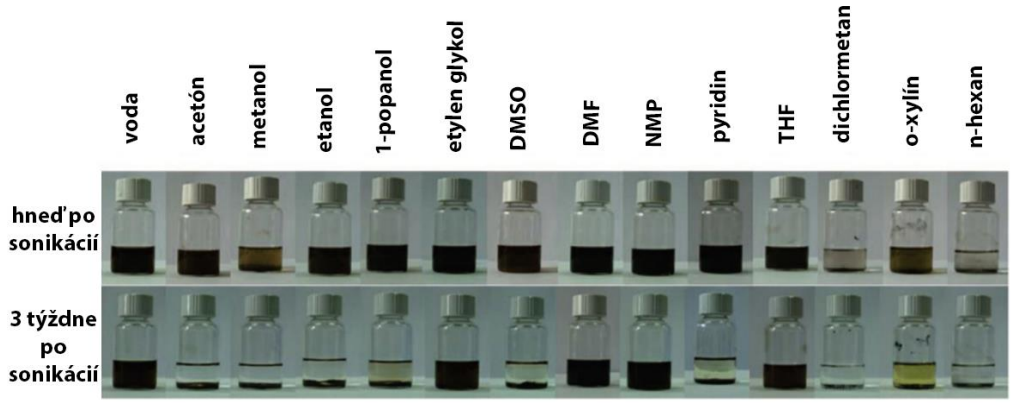
Nanotechnológie a nanomateriály majú každým rokom väčší vplyv na rozvoj materiálového inžinierstva, najmä v elektrotechnikom priemysle. Najväčšími míľnikmi na tomto poly boli objavy exotických alotropných modifikácií uhlíka medzi ktoré patril grafén. Značná časť vedeckej spoločnosti upriamuje pozornosť práve na tento materiál, jeho produkciu a využitie. Avšak efektívna a cenovo dostupná výroba väčšieho množstva je stále v počiatočnom štádiu, preto sa pracuje s inými alternatívami v podobe iných materiálov grafénovej podstaty. Jednou z nich je oxid grafénu, ktorý po redukcii nadobúda vlastnosti veľmi blízke práve čistému grafénu.

2 GO DISPERZIE

Podstata zhotovovania povrchov z oxidu grafénu tkvie v tvorbe roztokov s kvalitnou disperziou a dobrou homogenitou rozpustených častíc materiálu v rozpúšťadle. Pri tomto procese sa uplatňuje viacero faktorov majúcich veľký vplyv na výsledný nanášaný materiál.

Disperzia, alebo inak povedané rozptyl či rozptýlovosť je veľmi dôležitým aspektom pri príprave vzorky GO vrstvičky a priamo súvisí s rozpustnosťou materiálu. Disperzná sústava obsahuje minimálne dve zložky, disperzný podiel a disperzné prostredie. Aby došlo k rozpusteniu a rozptýleniu častíc nejakej pevnej látky v kvapaline je potrebné narušiť sily, ktoré držia častice daného materiálu v pevnom skupenstve. Hlavným faktorom pri tomto deji je veľkosť medzimolekulárnych síl danej pevnej látky. Disperzným prostredím sa v tomto prípade rozumie rozpúšťadlo. S grafenoidom sa používajú výlučne polárne rozpúšťadla ako napríklad etanol, acetonitril, N-metylpirolydon či destilovaná voda. [1]

Pri príprave vhodnej disperzie treba brať ohľad aj na metódu miešania, ktorá môže mať rozhodujúci vplyv na kvalitu rozptýlenia pevných častíc v disperznom prostredí. Okrem klasického mechanického premiešavania roztokov sa často uplatňuje takzvaná sonikácia (ultrazvukové miešanie). Ide o efektívny spôsob rozptýlenia častíc v disperznom prostredí. Vzhľad výslednej disperzie po sonikácií dobre interpretuje Obrázok 1. Avšak ultrazvukové kmity o frekvenciách nad 20 kHz môžu jednotlivé mikročastice grafenoidu rozbiť na menšie. Tento jav môže mať negatívny vplyv na elektrické vlastnosti materiálu, ktoré sú určené práve prekrývmi jednotlivých častíc medzi sebou.

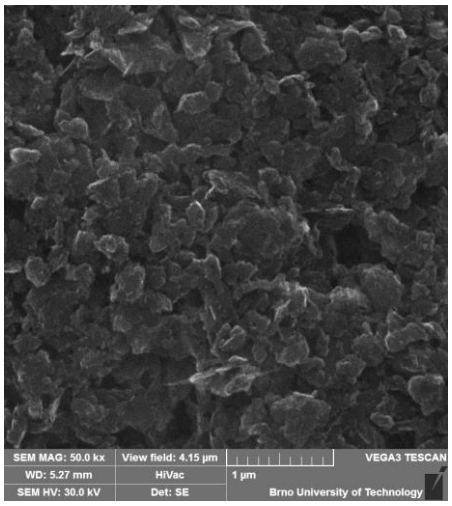


Obrázok 1: Disperzia oxidu grafénu v jednotlivých typoch rozpúšťadiel tesne po ultrazvukovom miešaní a 3 týždne po ňom [2]

3 TVORBA VZORKY A JEJ CHARAKTERIZÁCIA

Pre tento projekt boli vyhotovené 2 roztoky. Jeden obsahujúci 100 mg prášku oxidu grafénu zakúpený od spoločnosti SIGMA ALDRICH, ako rozpúšťadlo sme zvolili kombináciu 10 ml destilovanej vody a 2,5 ml etanolu v pomere 4:1. Po namiešaní roztoku nasledovala sonikácia, ktorá prebiehala v štyroch cykloch po 4 minútach. Výsledný roztok bol síce silno koncentrovaný, ale disponoval relatívne dobrou homogenitou. Druhým roztokom bol oxid grafénu značenia GOPAZ poskytnutý Masarykovou Univerzitou mechanický miešaný v planétovom guľovom mlyne s etanolom.

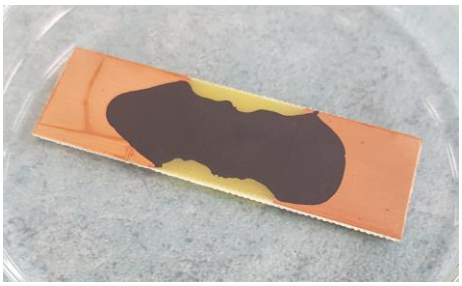
V rámci určovania vlastnosti materiálu, bola nanesená kvapka roztoku na čistý kremíkový substrát za cieľom pozorovania rastrovacím elektrónovým mikroskopom.



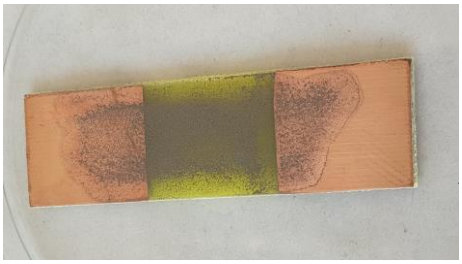
Obrázok 2: Snímka grafenoidovej štruktúry vzorky od SIGMA ALDRICH na mikrometrovej úrovni

Na základe zhotovených snímkov sme určili priemernú veľkosť GO častíc, ktorá sa pohybovala na úrovni 0,1 – 0,3 µm.

Pre nanesenie materiálu s perspektívou merania jeho elektrických vlastnosti sme sa rozhodli pre nekonvenčné riešenie otázky nosného substrátu danej vzorky. Špeciálne pre tieto účely boli narezané obdĺžnikové plôšky FR4 materiálu, ktorých plocha bola rozdelená na tri časti tak aby mohli byť vytvorené na okrajových častiach medené elektródy. Za týmto účelom sa vyleptala len prostredná časť substrátu.



Obrázok 3: Vzorka naneseného roztoku na vyleptaný FR4 podklad po vysušení



Obrázok 4: Vzorka naneseného roztoku GOPAZ s etanolom

Nanášanie grafenoidu prebiehalo jednoduchou kvapkovou metódou použitím mikropipety. Na podklady bolo nanesených 200 µl roztoku. Takto vytvorenú vzorku je po vysušení možne podrobiť meraniu rôznych fyzikálnych veličín.

Použitím multimetra LINI-T UT71A bola nameraná hodnota u prvej vzorky 2,517 kΩ zatiaľ čo pri meraní odporu impedančnou spektroskopiou sa pohybovala hodnota odporu okolo 2,714 kΩ. Táto odchýlka mohla byť spôsobená vonkajšími faktormi pôsobiacimi pri citlivom meraní touto metódou. Druhá vzorka bola svojou zjavnou nerovnomernosťou a nekvalitou predurčená k nevodivosti. Na impedančnej spektroskopií boli namerané hodnoty rádovo v megaohmoch.

Treba poznamenať, že experimenty pracujú s neredukovaným oxidom grafénu. Redukciou oxidov, ktorá sa vykonáva tepelnou alebo chemickou formou možno docieliť zredukovanie množstva oxidov naviazaných na uhlíkovú štruktúru do takej miery až materiál nadobudne vlastnosti porovnateľne s vlastnosťami čistého grafénu. [3]

4 ZÁVER

Tvorba GO vrstiev za účelom merania fyzikálnych vlastnosti si vyžaduje množstvo optimalizácií v príprave roztoku a jeho následného nanášania. V tomto projekte bol znázornený pokus s elementárnym kvapkovým nanášaním. Avšak pre tieto účely je výhodnejšie pracovať so sofistikovanejšími metódami ako sú napríklad spin coating, spray coating či metóda nanášania cez filtračný papier. Tento článok predstavuje malú časť z chystanej záverečnej diplomovej práce, ktorej predmetom je nanášanie grafenoidových roztokov roznými metódami a následná charakterizácia materiálu.

REFERENCE (REFERENCES)

[1] Rozpúšťadlo. Internet : [online]. [cit. 2017-02-12]. Odkaz z: http://www.gsurba.sk/pdf/pk/8/roztoky.pdf

[2] Paredes JI, Villar-Rodil S, Martínez-Alonso A, Tascón JMD. *Graphene oxide dispersions in organic solvents*. Langmuir 2008;24:10560–4.

[3] *Grafén a oxid grafénu*. Internet : [online], [cit. 2017-02-12]. Odkaz z: http://www.elu.sav.sk/fileadmin/user_upload/elu_spravy/grafen.pdf

MULTIPLE OUTPUT POWER SUPPLY MODULE FOR SPACE APPLICATIONS

Lukáš Hrubý

Master Degree Programme (2) FEEC BUT

E-mail: lukas.hruby@vutbr.cz

Supervised by: Michal Pavlík

E-mail: michal.pavlik@vutbr.cz

Abstract: The purpose of this article is to describe design and implementation of multiple output power supply unit. Main goal is to create forward converter with cross-coupling of output lines, which would significantly increase the accuracy of output voltages under different load conditions. As almost every isolated DC-DC converter needs a transformer, there will be a short introduction on how to design and create one utilizing planar technology. For further puproses, this power supply will be designed with respect to requierements which are derived from ESA standards. Whole power unit will be fitted into box designed for mounting on spacecraft.

Keywords: Transformer, power supply unit, planar technology, cross-coupling

1 ÚVOD

V praxi spínané napájecí zdroje nahradily lineární regulátory a nízkofrekvenční transformátorové zdroje, a to hlavně z důvodu lepší integrace na malé plochy a vyšší účinnosti. Zatímco u lineární regulace, kde se většina nepotřebné energie protopí na výkonových prvcích, u spínaného zdroje se tato energie vůbec do obvodu nedostane. Výhodou oproti nízkofrekvenčním zdrojům je především několikanásobné snížení využité plochy při stejném přenášeném výkonu.

Na trhu existuje mnoho spínaných zdrojů, které našly využití ve spotřební elektronice. Jedná se především o nabíjecí obvody pro telefony, notebooky a další. Spínané zdroje jsou momentálně využívány téměř ve všech zařízeních, kde je potřeba efektivně konvertovat vyšší napětí na nižší, případně naopak.

Navržený spínaný zdroj by měl splňovat parametry na základě zvolených požadavků pro optimální využití v elektronických obvodech. Jde zejména o zvolené napájecí napětí podle normy evropské vesmírné agentury [1] a výstupní úrovně napětí a proudu, které by mohly být použitelné pro další vývoj.

2 NÁVRH A REALIZACE

Následující část textu se bude zabývat vybranými požadavky na zařízení, blokovým návrhem zdroje, mechanickým zpracováním a návrhem planárního transformátoru. Pro ilustraci zde budou uvedeny grafické vizualizace mechanického boxu zdroje a způsob sestavení transformátoru.

2.1 POŽADAVKY

Na základě předpokladů a předchozích zkušeností byly vybrány parametry, které by mělo zařízení splňovat. V první řadě je nutné zvolit minimální a napájecí napětí, které stanoví norma ECSS-E-ST-20-20C pro zdroje podle požadavku ESA agentury. Jsou zde k dispozici dvě regulované větve, které mohou být použity pro napájení. První z nich, která byla zároveň zvolena pro tento zdroj je 28 V regulovaná větev s minimálním napětím 22 V a maximálním 38 V. Druhou je 50 V regulovaná větev s minimálním napětím 32 V a maximálním 52 V. [1]

Jako výstupní napětí jednotlivých větví byly zvoleny hodnoty 3,3 V, 5 V a -5 V. Tyto se v praxi používají pro digitální obvody a analogové obvody. Napájecí napětí 3,3 V se využívá například pro komunikaci mezi jednotlivými instrumenty na družici přes rozhraní SpaceWire [2] a 5 V se uplatní především pro analogové obvody a komunikační linky. Výstupní proudy jednotlivých napájecích větví byly zvoleny na základě předpokládaného použitelného odběru. Pro 3,3V větev by maximální proudový odběr měl být 1 A a pro 5V a -5V větev 0,5 A.

2.2 BLOKOVÝ NÁVRH ZDROJE

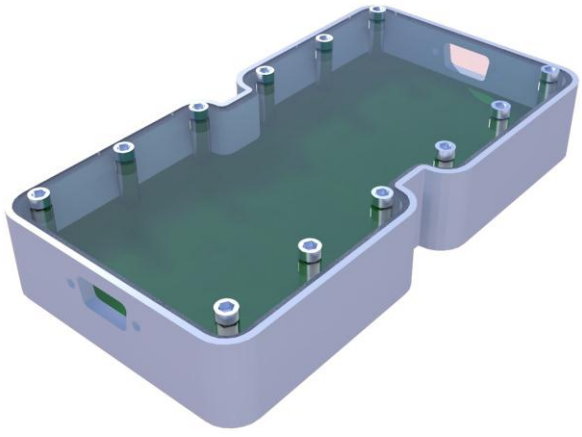
Celý zdroj lze rozdělit na dva základní bloky. Prvním z nich jsou vstupní obvody zařízení, které zajišťují dostatečnou filtraci DC-DC měniče a hlídání vstupního napájecího napětí tak, aby byla zajištěna možnost vypnutí zdroje při poklesu napětí. Dále tyto obvody obsahují vstupní spínač, který limituje vstupní nárazový proud tak, aby se nespustila externí ochrana v podobě tzv. LCL filtru (ochranný obvod pro eliminaci šíření chyby např. v případě zkratu na zdroji).

Nezbytnou součástí jsou také interní ochrany zdroje v podobě nadproudové ochrany, která v případě zkratu na kterékoliv sekundární větvi zdroj vypne, a přepěťové ochrany, která v případě nárůstu sekundárního napětí nad povolené meze zdroj taktéž vypne. Pro hlídání dostatečného napětí na primární napájecí větvi slouží tzv. UVLO (z anglického: Under-Voltage-Lock-Out), který porovnává vstupní napájecí napětí s pevnou vnitřní referencí. Je tvořen komparátorem s hysterezí pro zamezení rozkmitání vstupního spínače. Horní napěťová mez pro sepnutí zdroje je nastavena na 25 V a vychází z minimálního napětí primární větve s rezervou 3 V. Implementovaná hystereze je 3 V, minimální vstupní pracovní napětí zdroje je tedy 22 V.

Druhým blokem je samotný DC-DC měnič. Zvolenou topologií je izolovaný propustný měnič s kompenzovanou tlumivkou, která zajišťuje tzv. cross-coupling. Jde o vazbu mezi jednotlivými vinutími tak, aby se docílilo co nejmenších napěťových změn při změně zátěže vzhledem k tomu, že zpětná vazba reguluje pouze na 3,3V větev.

2.3 MECHANICKÝ NÁVRH ZDROJE

Napájecí zdroj je osazen dvěma DEMA-9P konektory pro vstup hlavní napájecí linky a pro výstup sekundárních napětí. Velikost desky plošných spojů je 160 x 80 mm a je rozdělena na dvě části. První část obsahuje vstupní filtry, primární obvody a PWM regulátor pro řízení zdroje. Ve druhé části se nachází sekundární obvody představující zpětnou vazbu zdroje, výstupní filtry a přepěťovou ochranu.

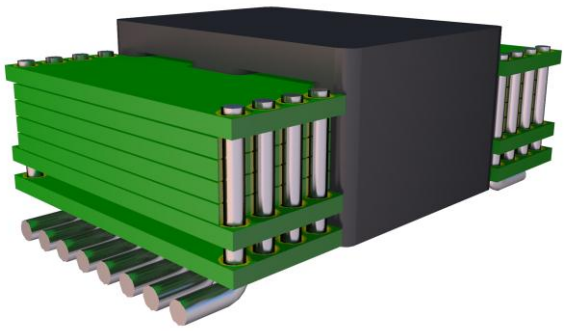


Obrázek 1: Grafická vizualizace úložného boxu napájecí jednotky

Mechanický model je navržen tak, aby byl dostatečně pevný a vzduchotěsně uzavřený. Toho je docíleno umístěním šesti M3 šroubů na každou stranu a vložením distančních sloupků mezi ně.

2.4 PLANÁRNÍ TRANSFORMÁTOR A KOMPENZOVANÁ TLUMIVKA

Klíčovou součástí každého izolovaného zdroje je transformátor. V případě tohoto návrhu byla pro jeho realizace zvolena planární technologie. Rozložením jednotlivých vinutí ve skladbě: sekundární vinutí - primární vinutí - sekundární vinutí, bylo dosaženo minimální parazitní kapacity mezi primární a sekundární stranou při zachování kvalitní vazby.



Obrázek 2: Vizualizace planárního transformátoru

Transformátor a výstupní filtrační tlumivka jsou složeny ze šesti čtyřvrstvých desek, které mají celkovou tloušťku 1 mm. Znásobením jednotlivých vinutí byl snížen sériový odpor vinutí, a tím zvýšena celková účinnost zdroje. Jednotlivé desky jsou spojeny po stranách pomocí propojek, kde vnitřní čtyři desky mají probroušené pokovené otvory na polovinu tak, aby se zajistil kvalitní pájený spoj a možnost jednoduché vizuální inspekce. Kontakt na desku plošného spoje je poté zajištěn pomocí redukční destičky, která spojuje boční propojky s pájecími kontakty.

3 ZÁVĚR

V rámci této práce byl navržen a sestaven model izolovaného propustného měniče, který by mohl najít uplatnění pro budoucí projekty. Zrealizovaná technologie má mnoho výhod, pravděpodobně nejdůležitější z nich je účinnost zdroje při zachování minimálních změn napětí na regulovaných větvích. Nejběžnější způsob realizace regulovaných zdrojů s více stabilními výstupy je kaskádové zapojení jednotlivých měničů, kde se s každým blokem snižuje účinnost. V případě této topologie se jedná pouze o jeden blok, který je schopen regulovat více napěťových výstupů díky cross-couplingu, kterého je dosaženo kompenzovanou tlumivkou.

Zajímavým poznatkem z této práce je možnost eliminování chyby rozpojení sekundárního vinutí transformátoru. Při testování došlo k náhodnému rozpojení sekundárního vinutí transformátoru a vazební indukčnost začala fungovat jako druhý (ne tak účinný) transformátor. Tím bylo na výstupní větvi udržováno stálé napětí i při chybě na transformátoru.

Celý modul je sestaven z komerčně dostupných součástek, které jsou náhradami za součástky kvalifikované pro použití ve vesmíru. Hlavním rozdílem je ochrana proti radiaci.

REFERENCES

[1] ECSS-E-ST-20-20C – **Electrical design and interface requirements for power supply** [online], 2016, European Cooperation for Space Standardization [cit. 9-3-2018] Dostupné z: http://www.ecss.nl/wp-content/uploads/2016/07/ECSS-E-ST-20-20C15April2016.docx

[2] ECSS-E-ST-50-12C – **SpaceWire - Links, nodes, routers and networks** [online], 2015, European Cooperation for Space Standardization [cit. 26-3-2018] Dostupné z: http://www.ecss.nl/wp-content/uploads/2016/07/ECSS-E-ST-50-12C-Rev.1-DIR323Nov2015.docm

ELECTROCHEMICAL PREPARATION OF GRAPHENE OXIDE FOR LFP/GRAPHENE COMPOSITES

Pavel Krejčí

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xkrejc49@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ondřej Čech

E-mail: cechondrej@feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with issues of application of the graphene material in the field of electrochemical energy storage. It presents the essential way to synthetise graphene oxide material for enhanced electrodes. The general aim is to present growing opportunity of application of graphene based materials in the electrochemical energy storage field.

Keywords: XRD, graphene oxide, LFP/graphene, graphene, electrochemical exfoliation, battery, lithium ion battery, microwave reduction

1. ÚVOD

Rostoucí potřeba ukládání elektrické energie vede v posledních letech k intenzivnějšímu zkoumání nových možností v oblasti technologie skladování elektrické energie, potažmo v oblasti elektrochemických zdrojů proudu. Lithno-železnatý-fosfát (LFP) s olivínovou strukturou je jeden z nejslibnějších elektrodových materiálů pro lithium-iontové baterie díky vysoké hodnotě teoretické kapacity (170 mAh g^{-1}), přijatelnému pracovnímu napětí (3,4 V), stabilitě při cyklování, nízké úrovni toxicity, dobré tepelné stabilitě a nízké ceně. Avšak bez příměsí vykazuje LFP poměrně nízkou elektrickou ($\sim 10^{-9}$ S cm^{-1}) a iontovou ($\sim 10^{-5}$ S cm^{-1}) vodivost, což omezuje jeho elektrochemické vlastnosti, zejména pak odezvu na zátěž vyššími proudy. Proto se řada výzkumů zabývá kompozity na bázi materiálů tvořícími nanoporózní strukturu s vysokou vodivostí. Velký potenciál skýtají grafenové materiály díky svým mimořádným mechanickým a elektrickým vlastnostem (teoretická pohyblivost elektronů při pokojové teplotě až 250 000 cm^2 V^{-1} s^{-1} [1]). Elektrodové kompozity LFP na bázi grafenu (LFP/G) mohou zvýšit rychlost nabíjení, zvětšit velikost efektivní plochy mezi elektrodovým materiálem a elektrolytem či zkrátit difuzní cesty Li+ a elektronů během cyklování [2]. To se projeví obecně zlepšením elektrochemických vlastností výsledných elektrod, potažmo elektrochemického zdroje proudu. Tato práce je zaměřena na syntézu grafenového materiálu elektrochemickou exfoliací z grafitu pro aplikaci v kompozitních elektrodových materiálech. Jsou analyzovány výsledky rentgenové difrakční spektroskopie exfoliovaného grafenu.

2. VÝROBA ELEKTRODOVÝCH KOMPOZIT NA BÁZI GRAFENU

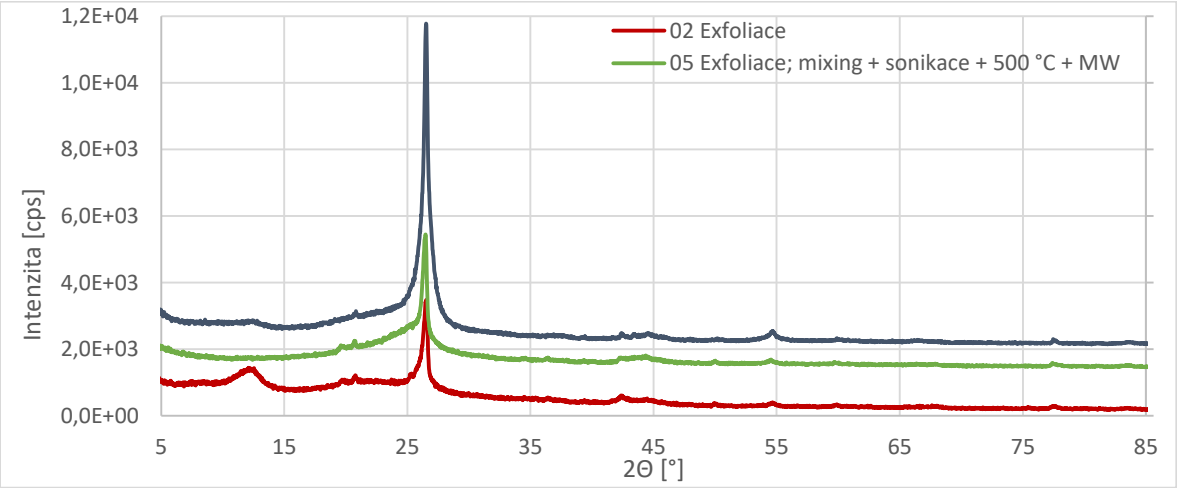
Výroba kompozitních elektrod LFP/G začíná syntézou vhodného grafenového materiálu. V našem případě je užita elektrochemická exfoliace komerčně dostupné grafitové tuhy anodickou oxidací za použití $LiClO_4$ [3], jakožto elektrolytu. Exfoliovaný materiál je proprán a vakuově filtrován, případně vystaven působení ultrazvuku, které oddělí zbylé vrstvy grafitu narušené interkalovanými ionty. Výsledné materiály jsou zkoumány z hlediska jejich potenciálu pro kompozitní elektrodovou pastu. Cílem je optimalizovat podmínky exfoliace pro rozdílné hodnoty napětí, proudu, sonikace, míchání, sušení, tak aby byl získán materiál co nejbližší grafen oxidu.

Dále je vytvořena kompozitní pasta z LFP, grafenového materiálu, pojiva, případně dalších uhlíkových příměsí. Následně je směs žíhána, což zvyšuje krystalinitu, grafen oxidové složky jsou redukovány. Případné využití mikrovlnného záření k redukci a žíhání výsledné kompozity se jeví velmi

perpektivně. Usuzuje se, že absorbce mikrovlnného záření vede k velmi rychlému zahřátí grafen oxidu, což zapříčiní odstranění kyslíkových funkčních skupin a znovuuspořádání grafenové vrstvy [4]. Grafen je typicky anizotropní materiál, tudíž elektronová a iontová vodivost v jeho podélném a příčném směru bývá velmi rozdílná. Úroveň difúze iontů lithia ve směru kolmém na základní rovinu grafenu (tedy skrz vrstvu grafenu) je zvyšována množstvím defektů vrstvy. Tyto defekty mohou být tvořeny právě odstraněním kyslíkových funkčních skupin [5].

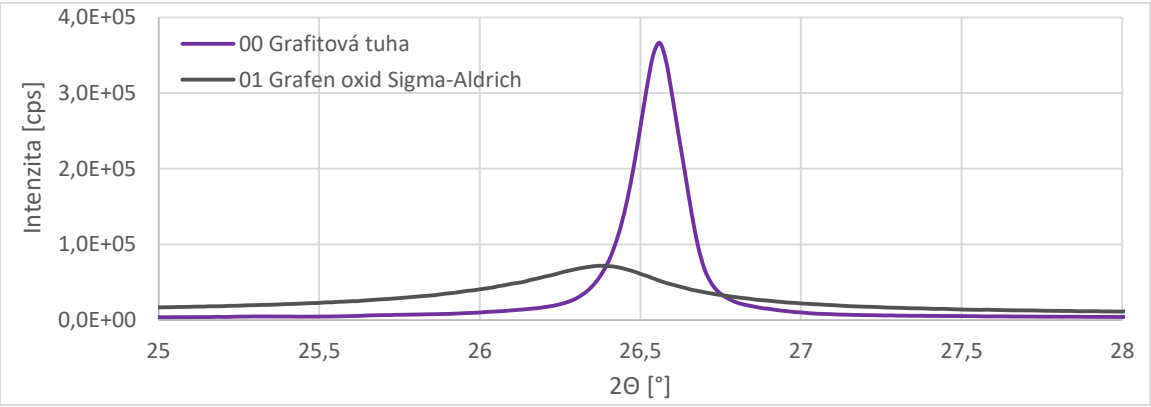
3. RENTGENOVÁ DIFRAKČNÍ SPEKTROSKOPIE

Měřením závislosti intenzity difraktovaného záření na úhlu jeho dopadu můžeme u krystalických materiálů analyzovat vnitřní uspořádání atomů a strukturu krystalové mříže. V této práci bude rentgenová difrakční spektroskopie použita ke zkoumání vzorků grafenového materiálu získaného elektrochemickou exfoliací grafitové tuhy. Na **Obr. 3.1** je znázorněno porovnání výsledků rentgenové difrakční spektroskopie pro vzorky elektrochemicky exfoliovaného grafitu. V případě vzorku 02 je patrný výraznější peak na 12,4° reprezentující grafen oxid a hlavní grafitový peak shodně pro všechny vzorky na 26,5°. Z výsledků soudíme, že v případě vzorku 02 dochází k interkalování perchlorátového aniontu do mezivrstev grafitu a potrhávání vazby mezi jednotlivými grafenovými vrstvami, což odůvodňuje přítomnost grafen oxidového peaku na nižších úhlech. U vzorku 04 předpokládáme, že vrstvy narušené interkalovanými ionty jsou díky míchání a následné sonikaci potrhány a tedy grafen oxidový peak se výrazněji ztrácí.



Obr. 3.1: Rentgenová difrakční spektrometrie pro vzorek 02 a 04

V případě vzorku 01 byla dle Scherrerovi rovnice přibližně vypočtena mezimřížková vzdálenost na 3,03 Å. Dle této vzdálenosti obdobně odhadneme počet vrstev exfoliovaného materiálu i u dalších vzorků a budeme optimalizovat proces exfoliace.



Obr. 3.2: Rentgenová difrakční spektrometrie vzorků 00 a 01

Na **Obr. 3.2** je znázorněn detail difraktogramů vzorků 00 a 01. Ve srovnání je patrný výrazný grafitový peak vzorku 00 na 26,6°. Vzorek 01 by měl dle výrobce být složen z grafen oxidu, avšak peak v okolí 10° nevykazuje. Posun maxima peaku k nižším hodnotám úhlu naznačuje možnost přítomnosti redukovaného grafen oxidu ve vzorku.

4. ZÁVĚR

Článek poukazuje na dosud dostatečně neprozkoumanou oblast elektrochemické exfoliace grafitu, která otevírá nové perspektivy pro vytváření kompozitních materiálů na bázi grafenu pro elektrody elektrochemických zdrojů proudu. Dle rešerše se pro výrobu kompozitních materiálů na bázi grafenu jeví jako nejvíce perspektivní metoda syntézy grafenu z grafit oxidu pomocí oxidace grafitu a exfoliace v kapalné fázi (ať už cestou pomocí ultrazvuku, elektrochemicky, či vysokorychlostním smykovým mícháním). Hlavními výhodami zmíněných metod je jednoduchost přípravy, potenciál pro výrobu ve velkém objemu, nízká cena procesu a v případě grafen oxidu možnost jednoduchého rozptýlení v celé řadě kapalin.

Analýza pomocí rentgenové difrakční spektroskopie a výraznější grafen oxidový peak na 12,4° u vzorku 02 poukazuje na možnost elektrochemické exfoliace grafitu pomocí $LiClO_4$. Následné snížení tohoto peaku naznačuje významný vliv sonikace na oddělení vrstev grafitu narušených interkalovanými ionty. Předmětem dalšího zkoumání bude optimalizace syntézy grafen oxidu a studium redukce grafen oxidu pomocí mikrovlnného záření.

5. BIBLIOGRAFIE

[1] NOVOSELOV, K. S., A. K. GEIM, S. V. MOROZOV, D. JIANG, M. I. KATSNELSON, I. V. GRIGORIEVA, S. V. DUBONOS a A. A. FIRSOV. Two-dimensional gas of massless Dirac fermions in graphene. *Nature* [online]. 2005, **438**(7065), 197-200 [cit. 2017-11-13]. DOI: 10.1038/nature04233. ISSN 0028-0836. Dostupné z: http://www.nature.com/articles/nature04233

[2] GUO, Zhanjun a Zhiliang CHEN. Preparation of LiFePO4/graphene composites by microwave-assisted solvothermal method. *Russian Journal of Applied Chemistry* [online]. 2016, **89**(12), 2072-2075 [cit. 2018-02-04]. DOI: 10.1134/S107042721612020X. ISSN 1070-4272. Dostupné z: http://link.springer.com/10.1134/S107042721612020X

[3] AMBROSI, Adriano a Martin PUMERA. Electrochemically Exfoliated Graphene and Graphene Oxide for Energy Storage and Electrochemistry Applications. *Chemistry - A European Journal* [online]. 2016, **22**(1), 153-159 [cit. 2017-12-06]. DOI: 10.1002/chem.201503110. ISSN 09476539. Dostupné z: http://doi.wiley.com/10.1002/chem.201503110

[4] VOIRY, D., J. YANG, J. KUPFERBERG, R. FULLON, C. LEE, H. Y. JEONG, H. S. SHIN a M. CHHOWALLA. High-quality graphene via microwave reduction of solution-exfoliated graphene oxide. *Science* [online]. 2016, **353**(6306), 1413-1416 [cit. 2018-01-29]. DOI: 10.1126/science.aah3398. ISSN 0036-8075. Dostupné z: http://www.sciencemag.org/cgi/doi/10.1126/science.aah3398

[5] WU, Haixia, Qinjiao LIU a Shouwu GUO. Composites of Graphene and LiFePO4 as Cathode Materials for Lithium-Ion Battery: A Mini-review. *Nano-Micro Letters* [online]. 2014, **6**(4), 316-326 [cit. 2017-11-13]. DOI: 10.1007/s40820-014-0004-6. ISSN 2311-6706. Dostupné z: http://link.springer.com/10.1007/s40820-014-0004-6

Magisterské projekty

Biomedicínské inženýrství a bioinformatika

INTRASTRAIN VARIABILITY IN TREPONEMAL STRAINS

Vojtěch Bartoň
Master Degree Programme (2), FEEC BUT
E-mail: xbarto80@vutbr.cz

Supervised by: Denisa Maděránková
E-mail: maderankova@vutbr.cz

Abstract: This paper deals with identification and analysis of genetic variability in treponemal strains. We include thirteen strands of three subspecies of *Treponema pallidum*. The proposed workflow identify variable spots in resequenced genomes and proposed a comparision by using whole-genome aligning.

Keywords: genetic variability, *Treponema pallidum*

1 ÚVOD

Využití sekvenačních dat nespočívá pouze v určení dané sekvence zkoumaného organismu. Díky mnohanásobnému čtení jediné pozice, jsme schopni odhalovat i místa v genomu, která se u dané sekvence svou bází liší. V případě, že jsme schopni odfiltrovat změny vzniklé sekvenační chybou a náhodnou mutací, pak se bavíme o identifikaci variabilních míst genomu. Výskyt alternativních alel je důsledkem evolučního adaptačního tlaku vyvíjeného na daný organismus. Alternativní alela může měnit strukturu i funkci daného exprimovaného produktu a tím měnit chování organismu. [1]

V naší práci se zaměříme na organismus *Treponema pallidum* a jeho poddruhy *pallidum* (TPA), *pertenue* (TPE) a *endemicum* (TEN). V rámci několika genomů provedeme identifikaci variabilních pozic a především jejich srovnání napříč všemi zpracovávanými genomy.

2 METODOLOGIE IDENTIFIKACE VARIABILNÍCH MÍST

K identifikaci variabilních míst využijeme jejich osekvenované soubory. Sekvenace probíhala prostřednictvím technologie Illumina paired-end. Zvolili jsme inovativní metodiku umožňující nám filtraci skutečně variabilních míst od míst, kde je variabilita způsobena čistě náhodnou mutací, či jde o chybu způsobenou použitou technologií. Identifikace variability probíhá zvlášť u každého zahrnutého genomu a následně je variabilita porovnávána napříč genomy pomocí celogenomového zarovnání sekvencí.

2.1 SESTAVENÍ A FILTRACE

Jednotlivé soubory čtení jsou předem zkontrolovány pomocí programu FastQC [2]. K samotnému sestavení použijeme program BWA s algoritmem mem [3]. Následně pomocí Samtools [4] odstraníme nenamapovaná a duplikovaná čtení. Ze souboru rovněž odstraníme čtení, u kterých není namapován celý pár. Soubor si převedeme do pozičně orientovaného **.vcf* (variant call format) souboru. Zahrneme však pouze čtení s vysokým Phred skóre, kde máme jistotu, že je báze na dané pozici určená správně.

Z analyzovaného souboru vyřadíme všechny pozice, jež mají nízkou hloubku čtení nebo je referenční báze ve více jak 99 % čtení, takovýto úsek považujeme za vysoce konzervovaný. Alternativní báze

musí být podpořena alespoň 8 čteními, abychom zamezili výskytu falešně pozitivní identifikace variability. Poměr čtení přímého a reverzního vlákna se musí pohybovat mezi 0,4–2,3 (maximální poměr je 30/70), v případě, že tomu tak není považujeme úsek za vysoce chybově čtený. Ze souboru vyřadíme také veškeré pozice nacházející se v homopolymerních úsecích (>5 bp) nebo v jejich okolí ($\pm$ 5 bp), kde je chybovost technologie mnohem vyšší. Pro každý genom zvlášť navíc určíme práh variability jako odhad sekvenační chyby a odstraníme pozice, na kterých je výskyt alternativní alely pod tímto prahem. Práh stanovíme na takovou hodnotu, kdy by jeho další snižování způsobilo více jak 10% nárůst 1. diference počtu identifikovaných variabilních míst v okně o délce 4, při zvoleném vzorkování prahu 0,01. Při těchto hodnotách jsme schopni oddělit málo variabilní místa, kde nejsme schopni rozlišit variabilitu od náhodné mutace, či chyby způsobené použitou technologií. Ostatní pozice označíme za variabilní. Přehled prahů a nalezených pozic je ukázán v tabulce 1.

2.2 ZAROVNÁNÍ SEKVENCÍ

Všechny použité sekvence treponemálních kmenů je třeba zarovnat. Jelikož jde o sekvence genomů stejného druhu (*Treponema pallidum*) jsou si všechny velmi podobné a nejsou od sebe fylogeneticky příliš vzdálené. Pro zarovnání jsme využili algoritmu MUSCLE [5], především kvůli jeho vyšší rychlosti a nižší výpočetní náročnosti. Zarovnání probíhá v posuvném okně o délce 5 000 bp s překryvem 2 000 bp. Před posunem okna jsou odstraněny veškeré mezery, které jsou přidány na konec aktuálně zpracovávaného okna. Nastavené hodnoty jsou zvoleny tak, aby byl celý postup rychlý a zároveň dokázal zohlednit i poměrně dlouhé indely. Celý zarovnaný soubor je poté ještě manuálně zkontrolován.

3 VYHODNOCENÍ VARIABILITY

Identifikovaná variabilní místa každého genomu promítneme do zarovnaného souboru a převedeme pozici v genomu na pozici v zarovnání.

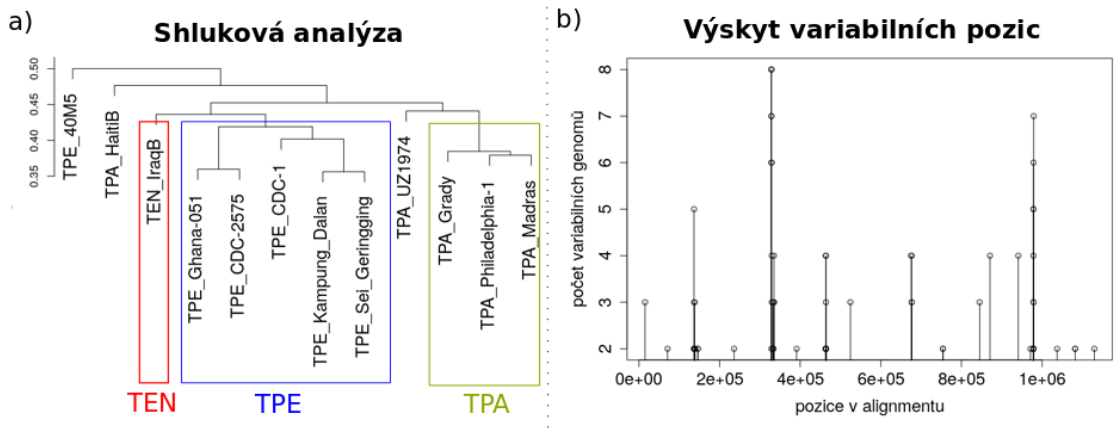
Celkem jsme identifikovali 35 shodných pozic, kde se vyskytují variabilní místa v alespoň dvou genomech, jak je vidět na obrázku 1b. Z toho 30 spadá do kódujících úseků. Ve všech genomech na stejné variabilní pozici alternují stejné báze. V 77% jde o substituce typu tranzice.

Provedením shlukové analýzy (UPGMA) (obrázek 1a) na základě korelace výskytu variabilních míst v genomech dochází k vytvoření shluků podle poddruhu. Do shluků nezapadají především genomy s vyšším prahem identifikované variability, tedy s nízkou kvalitou sekvenace. Obecně se tedy výskyt variabilních míst jeví jako druhově specifická charakteristika jednotlivých genomů.

Tabulka 1: Analyzované genomy

	Genom	Reference*	Práh variability	Variabilních míst
TEN	IraqB	CP007548.1 (BosniaA)	4,20 %	99
TPA	Grady	CP004011.1 (SS14)	5,90 %	13
	HaitiB	LF BIO	8,80%	15
	Madras	CP004010.2 (Nichols)	2,70 %	117
	Philadelpia-1	LF BIO	2,90 %	71
	UZ1974	LF BIO (Philadelphia-1)	3,20 %	77
TPE	CDC-1	LF BIO	8,30 %	18
	CDC-2575	CP020366.1	5,20 %	53
	Ghana-051	CP020365.1	7,50 %	47
	Kampung Dalan	LF BIO	5,40 %	56
	M540	LF BIO	9,00 %	15
	Sei Geringging	LF BIO	3,40 %	70

* GenBank identifikátor použité sekvence, v závorce je uveden referenční genom liší-li se od zpracovávaného. LF BIO = sekvence poskytnutá Biologickým ústavem Lékařské fakulty Masarykovy univerzity.



Obrázek 1: a) Shluková analýza metodou UPGMA na základě korelací výskytu variabilních míst. b) Výskyt vícečetných variabilních pozic podle počtu genomů s výskytem.

4 ZÁVĚR

V práci jsme představili nový a ucelený postup identifikace variabilních míst v genomech. Nalezené pozice dále porovnáváme na základě celogenomového zarovnání. Identifikovali jsme celkem 30 variabilních pozic v kódujících úsecích, jejichž výskyt je shodný ve více zpracovávaných genomech. Shlukovou analýzou bylo ukázáno, že výskyt variabilních pozic je druhově závislou charakteristikou.

Variabilní místa přispívají k adaptabilitě daného organismu a svým výskytem mohou ovlivnit mnohé vnitřní procesy organismu jako je třeba rezistence vůči vnějším vlivům. Analýza variability přispívá ke studiu infekčních mechanismů, či k identifikaci kmenových subpopulací.

Pro účely sestavení a filtrace sekvenačních dat vznikl skript v Bashi a dále soubor funkcí v jazyce R, pro zarovnání sekvencí a další analýzu variabilních míst pro potřeby Biologického ústavu LF MU.

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych zde poděkoval týmu prof. MUDr. Davida Šmajse, Ph.D., z Biologického ústavu Lékařské fakulty Masarykovy univerzity za poskytnutí dat a četné konzultace.

REFERENCE

[1] ČEJKOVÁ, D., M. STROUHAL, et al. (2015) A Retrospective Study on Genetic Heterogeneity within Treponema Strains: Subpopulations Are Genetically Distinct in a Limited Number of Positions. *PLOS Neglected Tropical Diseases*. DOI: 10.1371/journal.pntd.0004110.

[2] ANDREWS, S. (2010) FastQC: a quality control tool for high throughput sequence data. Dostupné z: http://www.bioinformatics.babraham.ac.uk/projects/fastqc.

[3] LI, H., R. DURBIN. (2009) Fast and accurate long-read alignment with Burrows–Wheeler transform. *Bioinformatics*, **25**, 1754-1760. DOI: 10.1093/bioinformatics/btp698.

[4] LI, H., B. HANDSAKER, A. WYSOKER, et al. (2009) The Sequence Alignment/Map format and SAMtools. *Bioinformatics*, **25**, 2078-2079. DOI: 10.1093/bioinformatics/btp352.

[5] EDGAR, R. C. MUSCLE. (2004) multiple sequence alignment with high accuracy and high throughput. *Nucleic Acid Research*, **32**, 1792-1797. DOI: 10.1093/nar/gkh340.

CORROSION TESTING OF BIODEGRADABLE BONE IMPLANTS

Zuzana Galanová
Master Degree Programme (2), FEEC VUT
E-mail: xgalan00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: doc. Ing. Marie Sedlaříková, CSc.
E-mail: sedlara@feec.vutbr.cz

Abstract: This article is focused on the part of my master´s theses which discusses the corrosion of biodegradable bone implants in solutions which simulate human blood environment. It explains use of Tafel Analysis for corrosion measurements and the way how those measurements were done. At the end of article results are being described and analyzed.

Keywords: Bone implant, Corrosion, Ringer´s solution, Natrium chloride solution, Tafel Analysis

1 ÚVOD

Tento článok sa zameriava na meranie korózneho potenciálu biodegradabilných kostných implantátov vyrobených z kovových práškových materiálov.

Použité materiály sú vlastnej výroby – do na miešačke zmiešaných kovových materiálov zložených zo železa a mangánu je pridaný malý objem vody a rovnako pena Bulpren S28089, ktorá roztok nasaje. Následne je táto pena vypálená v dusíkovej atmosfére na teplote 1120°C a po postupnom vychladnutí sú vzorky hotové, pripravené na zmeranie korózneho potenciálu a namočenie do roztokov, ktoré simulujú prostredie v ktorom sa kosť normálne vyskytuje.

Ako roztoky vhodné na simuláciu prostredia ľudského tela (krvi) a teda korózie v ňom, sa využívajú roztok chloridu sodného (5% roztok NaCl v destilovanej vode) a Ringerov roztok (ktorý obsahuje NaCl v pomere 8,6 g/l, KCl 3 g/l a $CaCl_2.2H_2O$ 0,33g/l v destilovanej vode). Vzorky sú v týchto roztokoch uložené a to za stálej teploty 37°C, ktorá simuluje teplotu ľudského tela.

Merania korózneho potenciálu prebiehajú každé dva týždne (pre sledovanie jeho zmien v čase) a metóda použitá na tieto merania sa nazýva Tafelova analýza. Ide o potenciodynamickú/ volametrickú metódu.

2 TAFELOVA ANALÝZA

Vlastné meranie a následná Tafelova analýza prebieha pomocou potenciostatu αAUTOLAB, typ II.

Jednotlivé merania koróznych potenciálov využívajú trojelektródový systém, ktorý obsahuje kalomelovú elektródu (referenčná elektróda), platinovú elektródu (pomocná elektróda) a prášok vytvorený zo vzorky kostného implantátu na uhlíkovej elektróde (pracovná elektróda).

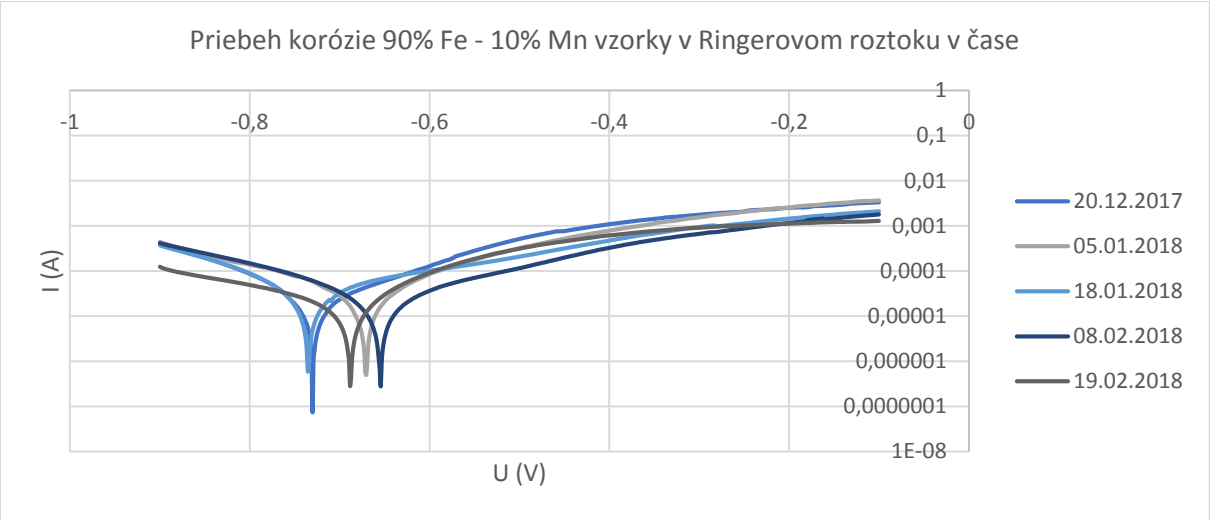
Roztoky využívané zároveň s trojelektródovým systémom na meranie potenciálov sú dva. Využívajú sa roztok chloridu sodného a Ringerov roztok.

Pri potenciodynamickej metóde slúžiacej na meranie korózneho potenciálu sa registruje prúd vyvolaný lineárne rastúcim potenciálom. Krivka ktorá sa zaznamenáva sa nazýva Tafelova krivka a má dve vetvy. Ľavá časť krivky predstavuje vývoj plynného vodíku pri nižšom potenciále, zatiaľ čo pravá časť krivky popisuje oxidáciu kovu pri vyššom potenciále. Priesečníkom týchto dvoch kriviek je daný korózny potenciál.

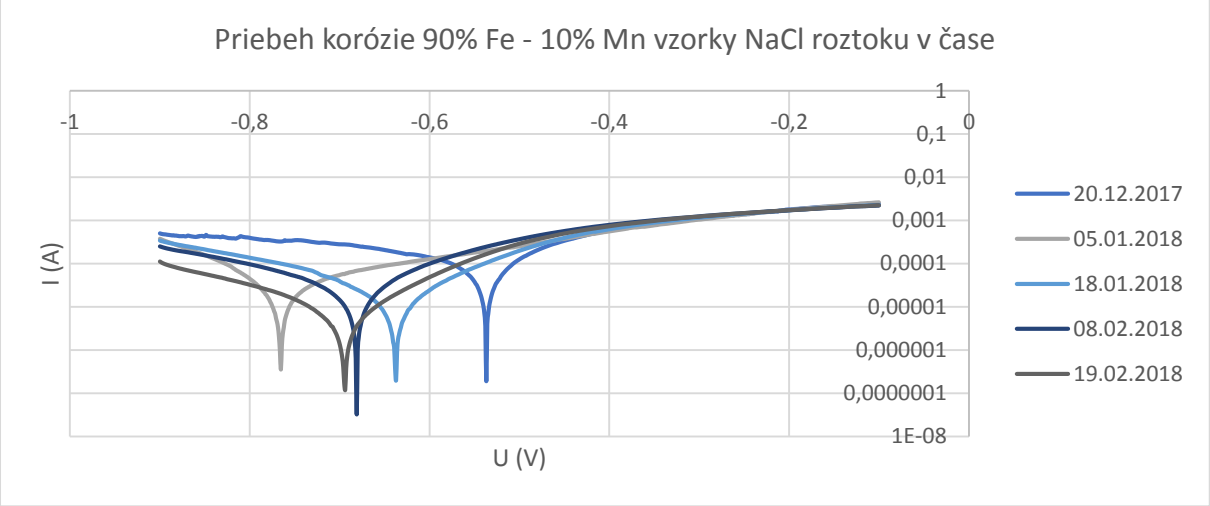
3 VLASTNÉ MERANIA KORÓZNEHO POTENCIÁLU

Merania korózneho potenciálu prebiehajú odo dňa výroby vzoriek (20.12.2017) každé dva týždne a to na 6 vzorkách. Prvé tri vzorky s nasledovným podielom kovov: 100% Fe, 90%Fe – 10% Mn a 95% Fe – 5% Mn sú namočené v roztoku NaCl a teda aj pri meraní korózneho potenciálu sa využíva roztok NaCl. Ostatné tri vzorky s rovnakými podieľmi kovov sú namočené v Ringerovom roztoku a rovnako aj meranie korózneho potenciálu prebieha v tomto roztoku. Výber materiálov a roztokov sa vzťahuje na literatúru, ktorá uvádza, že železo a mangán sú sľubnými materiálmi na výrobu implantátov, čo bolo následne skonzultované aj s vedúcou diplomovej práce. [1,2]

Počas meraní sa sleduje Tafelova krivka, jej posuny a iné zmeny, rovnako ako korózny potenciál vzoriek a jeho zmeny, ale aj korózny prúd. Tafelove krivky vzorky 90% Fe – 10% Mn v Ringerovom roztoku a v roztoku NaCl sú zobrazené na obrázkoch 1 a 2.



Obrázok 1: Tafelove krivky vzorky 90% Fe - 10% Mn v Ringerovom roztoku



Obrázok 2: Tafelove krivky vzorky 90% Fe - 10% Mn v roztoku NaCl

Z oboch grafov je viditeľné, že korózia sa s časom rozhodne mení, avšak určite nie lineárne. V Ringerovom roztoku korózny potenciál najprv narastá, potom klesá a zas narastá. V roztoku NaCl naopak najprv klesá a až potom narastá. Tieto nezrovnalosti vyzerajú pomerne nejasné, je ale vysoko pravdepodobné, že je to takto práve kvôli vzniku rôznych koróznych zlúčenín, ktoré následne koróziu ovplyvňujú, či už negatívne alebo pozitívne. Toto je rovnako viditeľné aj z Tabuľky č. 1., v ktorej sú uvedené korózne prúdy a korózne potenciály tejto vzorky v rôzne dni.

90% Fe 10%Mn				
Dátum	Roztok NaCl		Ringerov roztok	
	Korózny potenciál [V]	Korózny prúd [A]	Korózny potenciál [V]	Korózny prúd [A]
20.12.2017	-0.537	$5.102*10^{-5}$	-0.730	$1.148*10^{-5}$
05.01.2018	-0.766	$1.040*10^{-5}$	-0.571	$6.805*10^{-6}$
18.01.2018	-0.638	$6.187*10^{-6}$	-0.735	$8.964*10^{-6}$
08.02.2018	-0.681	$7.637*10^{-6}$	-0.655	$6.117*10^{-6}$
19.02.2018	-0.694	$2.562*10^{-6}$	-0.688	$5.089*10^{-6}$

Tabuľka 1: namerané korózne prúdy a potenciály v čase

Vyššie popísaný účinok, ktorý vyplýva aj z Tabuľky č.1 je však nežiadúci a vyplýva z neho, že kombinácia čisto mangánu a železa nie je úplne ideálna a je potrebné ju nejako upraviť. Vzhľadom na túto skutočnosť je mojim cieľom vytvoriť kombinácie ďalších prvkov a sledovať, či sa situácia vylepší.

4 ZÁVER

Cieľom tohto článku bolo zoznámenie čitateľa s problematikou korózie biodegradabilných kostných implantátov v roztokoch simulujúcich prostredie ľudského tela a jej meraniami, čo je podrobnejšie vysvetlené v mojej diplomovej práci.

Kovové práškové materiály sa javia ako veľmi zaujímavé a potenciálne, avšak je nutné ešte viac skúmať a upravovať podiely jednotlivých kovov, kým sa nedosiahne taká hodnota rýchlosti korózie (také zmeny korózneho potenciálu), ktorá bude vyhovovať bezpečnosti týchto materiálov pre využitie v zdravotníctve.

POĎAKOVANIE

Tento příspěvek vznikl za finanční podpory projektu specifického výzkumu na VUT (projekt č. FEKT-S-17-4595, Materiály a technologie pro elektrotechniku III).

REFERENCIE

[1] Zhigang X., Hodgson A.M., Cao P. Effect of immersion in simulated body fluid on the mechanical properties and biocompatibility of sintered Fe-Mn-based alloys. December 7, 2016. University of Auckland, Auckland, New Zealand.

[2] HRUBOVCAKOVA M., KUPKOVA M., DZUPON M. Fe and Fe-P Foam for Biodegradable Bone Replacement Material: Morphology, Corrosion Behaviour, and Mechanical properties. September 29, 2016. Institute of Materials Research of SAS, Kosice, Slovakia.

GENOTYPING OF *KLEBSIELLA PNEUMONIAE* ISOLATES

Markéta Nykrýnová
Master (2.), FEEC BUT
E-mail: xnykry01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Denisa Maděránková
E-mail: maderankova@feec.vutbr.cz

Abstract: Typing methods capable of distinguishing bacterial strain are essential for epidemiologist because they help to prevent and control infections. Unfortunately, many typing methods are time-consuming, expensive and reproducibility of their results is questionable. Therefore, we propose a new genotyping method, which is capable of identifying genes with high rate of variability to distinguish different bacterial strains.

Keywords: genotyping, *Klebsiella pneumoniae*, bacterial strains, mini-MLST

1 ÚVOD

Typizace bakterií je nezbytná pro identifikaci vztahů mezi jednotlivými bakteriálními liniemi. Nalezení těchto propojení představuje klíčový krok pro pochopení epidemií a zároveň nám pomáhá vystopovat zdroj infekce a způsob jejího šíření. Typizace je též důležitá pro detekci přenosu nosokomiálních patogenů, jejich diagnostiku a léčbu. [1]

V dnešní době se využívají genotypové metody, které dokáží rozlišit blízce příbuzné linie. Současné typizační metody lze rozdělit do třech skupin. První skupinu tvoří DNA metody, které jsou založené na analýze elektroforeogramu získaného pomocí elektroforézy, kde jsme schopni rozlišit jednotlivé linie na základě velikosti DNA proužků. Do druhé části spadají metody založené na sekvenování, které jsou schopny rozlišit jednotlivé bakteriální linie z polymorfismů v DNA. Do poslední skupiny lze zařadit metody založené na hybridizaci, které spoléhají na hybridizaci DNA se sondami o známé sekvenci. [2]

Metoda typizace, která byla použita pro analyzované genomy *Klebsiella pneumoniae* je mini-multilokusová sekvenční typizace neboli mini-MLST, která je odvozena od multilokusové sekvenční typizace a skládá se ze dvou částí. Nejprve dochází k amplifikaci vybraných genů (provozní geny) pomocí PCR. Následně probíhá vysokorozlišovací analýza křivek tání, což je citlivá a rychlá metoda, která dokáže zachytit jedno- i vícenukleotidové změny. DNA je obarvena pomocí barviva a během analýzy dochází ke zvyšování teploty, což má za následek tání dvoušroubovice DNA a uvolňování barviva, tudíž dochází k poklesu fluorescence, kterou sledujeme. Ze získaných dat je za pomoci převodního klíče určen melt-typ. Výhodou metody je nízká cena, která je zhruba 10 - 20 % multilokusové sekvenční typizace. [3], [4]

2 TESTOVANÝ ORGANISMUS

Klebsiella pneumoniae je gram-negativní bakterie obalena polysacharidovou kapsulou, jež poskytuje buňce resistenci vůči mnohým hostitelským obranným mechanismům. Tuto bakterii lze nalézt v půdě, vodě nebo na povrchu rostlin. Některé linie způsobují v nemocnicích infekce, obzvláště pacientům se sníženou imunitou a jelikož se šíří velmi rychle, mohou vést k vypuknutí nozokomiálních epidemií. Bakterie způsobuje pneumonie, infekce močového ústrojí, po vstupu do cévního oběhu sepsi a může vést k životu ohrožujícím infekcím. [5]

3 NAVRŽENÝ ALGORITMUS

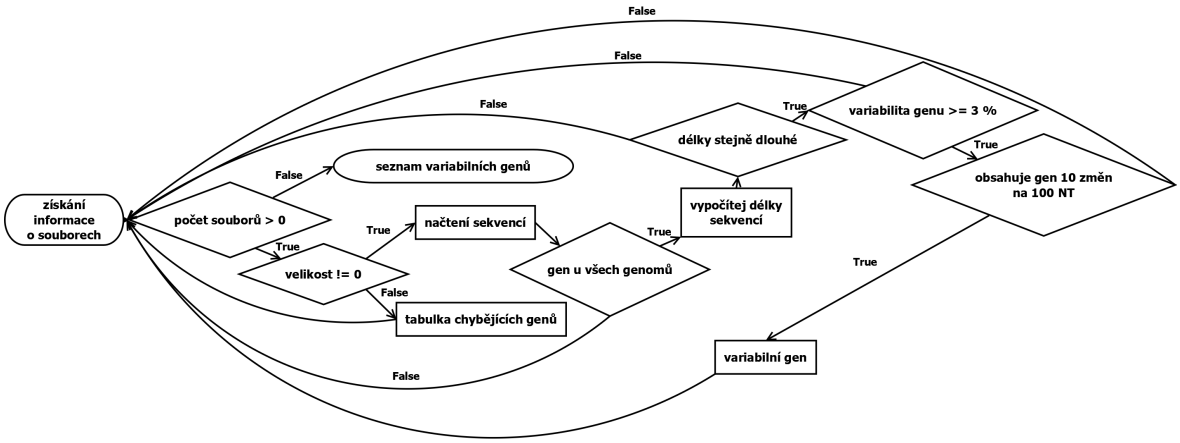
Představený algoritmus slouží pro nalezení genů s vysoce variabilními úseky v sekvenčních datech, přičemž nalezené geny budou použity pro typizaci metodou mini-MLST.

V prvním kroku je potřeba otestovat data získaná z DNA sekvenátoru. Jednotlivé genomy bakterie *Klebsiella pneumoniae* byly osekvenovány pomocí sekvenátoru Illumina a bylo použito párové-koncové sekvenování, což znamená, že pro jeden fragment máme sekvenované oba konce. Pro otestování kvality čtení byl použit program MultiQC [6]. Testování bylo provedeno pro všechny testované genomy.

Následně dochází ke složení sekvenčních dat. Pro skládání genomů byl použit program Burrows-Wheeler Aligner [7], přičemž skládání bylo provedeno oproti referenčnímu genomu získaného z databáze NCBI. Poté byl použit program Samtools [8], za jehož pomoci byla odstraněna nenamapovaná čtení. Nakonec byla z poskládaných dat postupně vytvořena konsenzuální sekvence pro všechny genomy.

Z referenčního genomu získaného z NCBI byly vyextrahovány jednotlivé geny, které byly následně vyhledány v našich analyzovaných genomech pomocí algoritmu BLAST, jež slouží právě k nalezení podobných oblastí v biologických sekvencích. Jako výstup dostaneme soubory ve formátu FASTA, které obsahují gen, pokud byl nalezen, a to vždy pro všechny sekvence.

Pro nalezení genů, které vykazují větší míru variability, a tudíž jsou vhodné pro genotypizaci byl navrhnut algoritmus, jehož vývojový diagram je uveden na obrázku 1.



Obrázek 1: Vývojový diagram navrhnutého algoritmu.

Nejprve dojde k načtení všech souborů a podle informací o jednotlivých souborech vytřídíme ty, které mají velikost rovnou 0 bitů, což znamená, že gen z reference nebyl obsažen v analyzovaných genomech. Pro takovéto geny je vytvořena tabulka obsahující sekvenci chybějícího genu, jeho pozici v referenčních genomu a genový produkt.

Následně pracujeme již se soubory, které obsahují nalezené geny. Po načtení sekvencí vždy z jednoho souboru, dojde ke kontrole, zda byl hledaný gen přítomen ve všech genomech. Pokud ne, je takovýto soubor vyloučen z analýzy.

Poté jsou genomové sekvence v rámci jednoho genu vícenásobně zarovnány. U zarovnaných sekvencí zjišťujeme, zda jsou stejně dlouhé, popřípadě zda je nalezený gen u některého genomu výrazně zkrácen či naopak. Pokud jsou v rámci jednoho genu variabilní délky genomových sekvencí je gen vyřazen.

Pro geny, které se nachází u všech genomů a mají téměř shodnou délku je spočtena variabilita jako počet změněných pozic podělený počtem všech pozic a převeden na procentuální hodnotu. Pokud je takto vypočtená hodnota větší nebo rovna 3 %, je gen považován za dostatečně variabilní a postupuje v analýze do další části.

V posledním kroku algoritmu zkoumáme v posuvném okně s překryvem, zda je ve vybraných genech dosaženo alespoň 10 nukleotidových změn na 100 bází. Pokud ano, je takovýto gen označen jako variabilní a může být použit pro genotypizaci.

4 ZÁVĚR

Některé linie bakterie *Klebsiella pneumoniae* jsou hypervirulentní a šíří se napříč jednotlivými odděleními nemocnice. Proto je nezbytné mít k dispozici přesné a rychlé metody k typizaci a odlišení jednotlivých druhů bakterií, které v ideálním případě nevyžadují značné finanční prostředky. Zároveň je důležité zjistit, jakým způsobem se skrz nemocnici bakterie šíří a zahájit úkony pro zastavení přenosu infekce a pro předejití případné epidemie. K řešení uvedeného problému může pomoci námi navrhnutý algoritmus, který umožňuje vybrat z genomů vysoce variabilní geny, jež bude možné přidat k provozním genům a provést typizaci za použití mini-MLST. Pro každý genom bude určen melt-typ, což povede k rozlišení mezi jednotlivými bakteriálními liniemi.

Navrhnutý algoritmus byl realizován pomocí programového prostředí Matlab R2017a a pro sekvenční data byly použity nástroje MultiQC [6], Burrows-Wheeler Aligner [7] a Samtools [8].

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl za podpory grantu GAČR 17-01821S.

REFERENCE

[1] OLIVE, D.Michael a Pamela BEAN. Principles and Applications of Methods for DNA-Based Typing of Microbial Organisms. Journal of Clinical Microbiology. 1999, 37(6), 1661-1669.

[2] LI, Wenjun, Didier RAOULT et al. Bacterial strain typing in the genomic era. FEMS Microbiol Reviews. 2009, 33(5), 892-916. DOI: 10.1111/j.1574-6976.2009.00182.x.

[3] BRHELOVA, Eva, Iva KOCMANOVA, et al. Validation of Minim typing for fast and accurate discrimination of extended-spectrum, beta-lactamase-producing Klebsiella pneumoniae isolates in tertiary care hospital. 2016, 1999. DOI: 10.1016/j.diagmicrobio.2016.03.010.

[4] ANDERSSON, Patiyan, Steven Y. C. TONG, et al. Minim Typing – A Rapid and Low Cost MLST Based Typing Tool for Klebsiella pneumoniae. 2012. DOI: 10.1371/journal.pone.0033530.

[5] Klebsiella Infections: Background, Pathophysiology, Epidemiology of Klebsiellae. Medscape. 2017.

[6] EWELS, Philip, Mans MAGNUSSON, et al. MultiQC: summarize analysis results for multiple tools and samples in a single report. Bioinformatics. 2016, 32(19), 3047-3048. DOI: 10.1093/bioinformatics/btw354.

[7] LI, H. a R. DURBIN. Fast and accurate short read alignment with Burrows-Wheeler transform. Bioinformatics. 2009, 25(14), 1754-1760. DOI: 10.1093/bioinformatics/btp324.

[8] LI, H., B. HANDSAKER, et al. The Sequence Alignment/Map format and SAMtools. Bioinformatics. 2009, 25(16), 2078-2079. DOI: 10.1093/bioinformatics/btp352.

EVALUATION OF FLOW-INDUCED VOLTAGE FLUCTUATIONS OF GAS CHEMIRESISTORS BY PARAMETRIC EMPIRICAL MODEL

Filip Mivalt

Master Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xmival00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Sedlak

E-mail: sedlakp@feec.vutbr.cz

Abstract: Analyses of voltage or current fluctuations in gas chemical sensors provide precise evaluation metrics for non-flowing gases. Automatic analysis of sensed flowing gas fluctuations is challenging task. The signal is a superposition of more stochastic processes. The presented paper proposes a machine learning empirical model for further automated parametrical analysis of voltage fluctuations produced by a gas sensor and flowing air.

Keywords: Analytical fluctuations, machine learning model, gas sensor

1 INTRODUCTION

In signal theory, a noise is considered as a redundant part of signals. Noise suppression , i.e. increase of signal-to-noise ratio (SNR) is necessary or required for almost all applications. But in some cases, noise might be considered as a useful part of signals. This paper deals with stochastic ergodic processes, which are measured macroscopically as voltage fluctuations (VF). Thanks to analysis of VF, the description of processes generating VFs is available. These descriptions are optional for electrical components non-destructive analysis and/or manufacturing process analysis and optimization. Stochastic behaviour also becomes increasingly dominant characteristics of electrochemical processes [1], [2]. Fluctuations of physical and chemical processes occur on all electrochemical interfaces. Thus, electrochemical sensors evaluation through VFs analysis is possible way to increase the sensitivity and resolution of sensing system from 10 to 100 times compared to conventional methods [3], [4]. The electrochemical sensors evaluation methods rest in 1/f noise analysis and are developed for equilibrium conditions as temperature, humidity and zero flow rate.

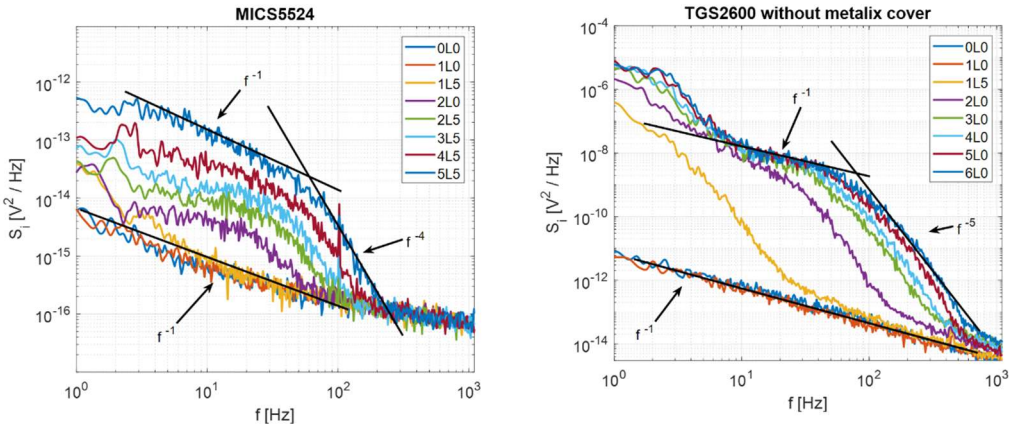


Figure 1: Spectral densities estimation for constant temperature, humidity and sensed gas concentration for different flow rates for conductometric sensors MICS 5524 and TGS 2600

When the gas flows through the chamber, where the sensor is placed, an unexpected noise component arises in a signal spectrum. According to well-established theory, this noise source is probably a result of two mutual influencing stochastic processes: adsorption-desorption noise and noise arising from turbulent/laminar flow around the sensor (partial pressure fluctuations). Two conductometric sensors, MICS 5524 and TGS 2600 were placed in the same position at gas chamber under almost same fluidic conditions. Figure 1 shows how the spectral densities of voltage fluctuations evolve as flow rate of analyzed gas increases through the chamber. This paper proposes machine learning approach for the automated analysis of estimated spectral densities for different flow rates through the chamber.

2 PARAMETRIC EMPIRICAL MODEL DESIGN

Empirical mathematical model structure comes out of the needs of analysis. Three parts of estimated spectral density are analysed as lines (on logarithmic scale) by conventional methods. Example of analysed data you can see below in Figure 2. The parameter of a slope of a line a and also bias parameter b of each line equation $log(Y) = a \cdot log(f) + b$ for model Y are evaluated in the following analysis. Variable f denotes frequency as x-axis variable. The proposed model is designed to combine all sub models A, B and C in one equation. The model has 4 parts. First and third part, A and C, are straight lines on the logarithmic scale or exponential on linear scale $y = 10^b \cdot f^a$. The part B comes out from transition characteristics of high pass RC filter $H(\omega) = \left|\frac{X_C}{X_C+R}\right|$ where X_C is capacitance and R is resistance of a filter. The R is set to 1 to ensure unit transition on pass frequencies of the filter. Thus, time constant of the filter depends only on the parameter C. The model Y_B of the part B is then as:

$$Y_B = \left|\frac{\frac{-1}{j2\pi fC}}{\frac{-1}{j2\pi fC}+1}\right| = \left|\frac{1}{1-j2\pi fC}\right| = \sqrt{\frac{1}{1+(2\pi fC)^2}} \quad (1)$$

As shown in equation (2) we denote $K = 4\pi^2C^2$ and exponent parameter as d. The parameter d changes the slope of Y_B curve. Analogically to an ideal RC filter order.

$$Y_B = (1 + (2\pi fC)^2)^{-0.5} = (1 + K \cdot f^2)^d \quad (2)$$

The fourth part of the model is a bias parameter m. This parameter characterizes thermal noise of measured circuit marked as D in figure 2. Proposed empirical mathematical model is shown in equation (3).

$$\hat{Y} = \left(a \cdot f^b\right) \cdot (1 + K \cdot f^2)^d + \left(g \cdot f^h\right) + m \quad (3)$$

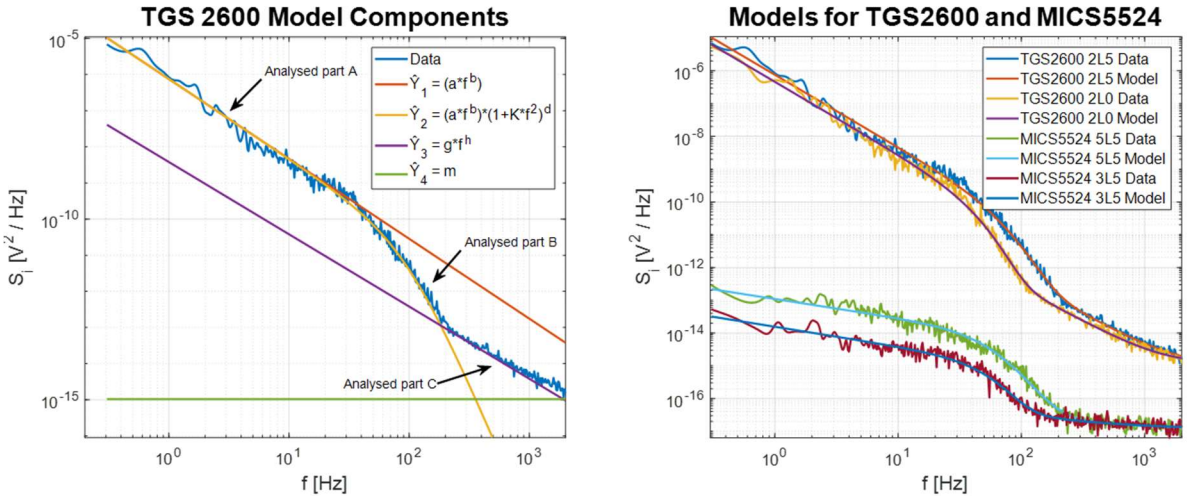


Figure 2: Parts of the model for TGS2600 sensor and flow rate 2.5 l/min (left); Models for MICS5524 and TGS2600 sensors experimental data for different flow rates(right)

3 PARAMETERS ESTIMATION METHOD

Curve fitting represents an optimization problem. Optimization process minimizes the value of cost function $J(\boldsymbol{\theta})$ where $\boldsymbol{\theta}$ is a vector of parameters. For proposed model, $\boldsymbol{\theta}$ is a vector of scalar parameters from equation (3). An optimization process is challenging task because the model is highly nonlinear. The cost function is showed in equation (4).

$$J(\boldsymbol{\theta}) = \frac{1}{2M}\sum_{i=1}^{M}\left(log(Y_i) - log\left(\hat{Y}_i\right)\right)^2 \tag{4}$$

Accurate initial estimation for the proposed method is essential. Especially for exponential coefficients. It is possible to estimate initial values of vector θ with multiple methods [5]. The following method for precise estimation is based on bisection method. For proposed method is necessary to define another one cost function (5).

$$J_2(\boldsymbol{\theta}) = \frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M}\frac{Y_i - \hat{Y}_i}{Y_i}$$

The method iteratively computes cost function value for 5 values of $\boldsymbol{\theta_k}$ where $\boldsymbol{k}$ iterates over all $\boldsymbol{\theta}$ coefficients. The first point is set to a current value of $\boldsymbol{\theta_k}$. Next 2 points are given as $\boldsymbol{\theta_k} \mp r \cdot \boldsymbol{\theta_k}$ where $\boldsymbol{r}$ is chosen parameter of the method. And $\boldsymbol{r}$ is decreasing with iterations, so it increases the accuracy of final model estimation. Last two points lie in the middle of the intervals between mentioned three points. The decisive system chooses an optimal value using following conditions. When all signs of $J_2(\boldsymbol{\theta})$ are the same, the system chooses the parameter with the smallest $J(\boldsymbol{\theta})$. If there is a sign change, in $J_2(\boldsymbol{\theta})$, following $\boldsymbol{\theta_k}$ value is chosen in the middle of the interval defined by points with the sign change.

4 CONCLUSION

This paper proposes machine learning approach for the automatic parametric analysis of conductometric chemical sensors. Mean absolute percentage error of logarithms of the model and the reference curve was lower than 1.6 % for all experimental data evaluated by proposed model. The main advantage of the proposed model is a compact parametric description of spectral density estimations of analytical fluctuations measured across the sensors. Automatic estimation of model parameters, also proposed in this paper, enables fast and accurate evaluation of the big amount of measured data. Application of this method for other types of gas sensors is also possible. The disadvantage is the high demand for initial model parameters estimation and fact that the model is a mathematical not physical. Despite mentioned disadvantages, the model helps in a research of methodology of flowing gas concentration estimation.

ACKNOWLEDGEMENT

Research described in this paper was partially financed by the Czech-Polish project 7AMB16PL039.

REFERENCES

[1] S. F. TIMASHEV and Y. S. POLYAKOV, “REVIEW OF FLICKER NOISE SPECTROSCOPY IN ELECTROCHEMISTRY,” *Fluct. Noise Lett.*, vol. 7, no. 2, pp. R15–R47, Jun. 2007.

[2] T. Kuparowitz, V. Sedlakova, P. Sedlak, and J. Sikula, “Low frequency noise of electrochemical power sources,” in *2017 International Conference on Noise and Fluctuations, ICNF 2017*, 2017.

[3] L. B. Kish, R. Vajtai, and C. G. Granqvist, “Extracting information from noise spectra of chemical sensors: single sensor electronic noses and tongues,” *Sensors Actuators B Chem.*, vol. 71, no. 1–2, pp. 55–59, Nov. 2000.

[4] R. Macku, J. Smulko, P. Koktavy, M. Trawka, and P. Sedlak, “Analytical fluctuation enhanced sensing by resistive gas sensors,” *Sensors Actuators B Chem.*, vol. 213, pp. 390–396, Jul. 2015.

[5] Timashev, S. F., Polyakov, Y. S., Review of flicker noise spectroscopy in electrochemistry Fluct. Noise Lett., 7, R15–R47 (2007).

U-NET CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORK FOR TEM IMAGE SEGMENTATION

Štefan Mocko

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xmocko00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomáš Potočňák

E-mail: xpotoc00@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with the use of a convolutional neural network in the area of segmentation of images acquired with the use of a transmission electron microscope. Paper describes programming tool for image data augmentation, used neural network topology, and it also provides information about model training. This neural network topology delivered excellent results on provided data from the Thermo Fisher Scientific company, which will serve as a starting point for internal company research in image segmentation area.

Keywords: Neural network, U-net, CNN, TEM, segmentation

1 INTRODUCTION

Variability of TEM samples requires highly sophisticated algorithms. One possible solution to cope with this variability is the use of convolutional neural networks [4], [1]. One of the properties of neural networks is an ability to learn. Neural network training for semantic segmentation [5] of samples with a specific property, manufacturing defect, contamination, etc. could significantly reduce the microscope operator's search time.

2 METHODS

2.1 DATA AUGMENTATION

Original image data were acquired on Thermo scientific TEM systems, 200 kV, imaging modes: bright/dark field, STEM and magnification range 2k-5000kx. Original images had different resolutions, 4K and 2K images were randomly cropped to fit dimensions 512x512 px. Images that did not require dimension changes were left in their original size. The initial training dataset consists of 100 images and the appropriate number of binary masks. Images are made up of various elements and samples (Au, C, Zn, Bronz, KCl, Spinel, Az, Grid).

For image segmentation were created new larger training datasets. With the use of Augmentor [2] tool were created new larger datasets containing 1000, 5000, 10 000 images. This tool can use various image modification functions to generate the specific amount of output images. For testing purposes, three available functions were used – Rotation(R), Distortion(D) and Zoom(Z) [2]. There was also created a naming convention, to keep track of testing data. Each training dataset was named by an abbreviation of functions that were used for its generation and a numeric value that represents a number of images in the corresponding dataset.

- **R 1000, R 5000:** the probability of rotation (0.7), the range of image rotation (-25°, 25°), the rotation angle is relative to the centre of the image
- **D 1000, D 5000:** the probability of random distortion (0.9), distortion grid (8x8), the magnitude of distortion(2), elastic distortion is randomly performed in x and y-axis

- **Z 1000, Z 5000:** the probability of zooming (0.3), range of zooming (1.1, 1.6)
- **RDZ 1000**, **RDZ 5000**, **RDZ 10 000:** functions used precisely same parameters setups as in individual function usage above.

2.2 U-NET

The U-net has an architecture of a "fully convolutional network". Authors modify the design in such a way [1] that can work with very few training images and provide more precise segmentation. The successive layers enhanced the traditional contracting network design (repeated 3x3 convolutions), where polling (2x2 max pooling) was substituted by upsampling (2x2 up-convolution). For better localisation of high-resolution features, the information from contracting path is assembled with the upsampled output in a successive convolutional layer. Final layer (1x1 convolution) serves for mapping the component feature vector to the desired number of classes. The network consists of 23 layers. Keras implementation was chosen for testing purposes [6].

2.3 MODEL TRAINING

Pre-processing step consists of resizing all images into defined size, creating a binary mask (background and area of interest), enlarging training datasets with the Augmentor tool [2], converting it into *.npy array format. The training ran for ten iterations with the batch size of 1 in 1000 size datasets and 4 in rest. In every iteration, the model was computed from randomly chosen 80 % of test data and validated on the rest 20 %. As a model optimiser the Adam algorithm (learning rate = 0.0001, $\beta_1 = 0.9$, $\beta_2 = 0.999$, $\varepsilon = 1\times10^{-7}$, decay = 0) was used and as an optimisation score function - binary cross entropy loss function was used. Ten computational iterations spat out the best model. This model's task was to predict segmentation masks from data that network never saw before.

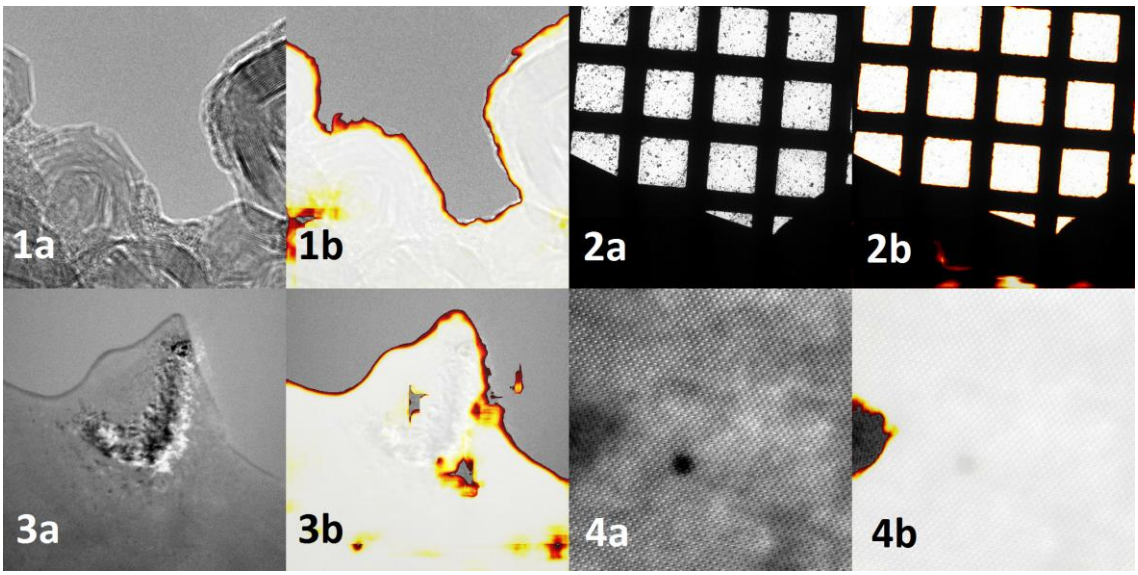


Figure 1: Segmentation on unknown data - visual results, **a** original images, **b** U-net output segmentation masks combined with the original images, transparency 80%, **1a, b** is graphitized carbon, **2a, b** is sample of cross-grating, **3a, b** is spinel sample, **4a, b** is silicon layer.

3 RESULTS

Based on the accuracy and loss function results from each model computation, the right approach was to select the RDZ 10 000 dataset for prediction purposes. With the inner model accuracy 0.99, all suggested that this model could achieve excellent results in segmentation tasks for unknown data. Figure 1 demonstrates visual results from four randomly chosen test images for segmentation task. Images with the same label number but different label letter create pairs. On b - label side is

visualised grade to the class 1 - region of interest (white) and 0 - background(black). Mask 1b contains small FN segment in the third quadrant, 2b has FP artefacts in the lower part of third and fourth quadrants, 3b suffers from several small FN segments, mainly in the fourth quadrant and finally, the 4a mask was not able to detect small black burn hole that resulted in FP segment. The Dice similarity coefficient (DSC) [3] was used to evaluate the performance of segmentation, mean value 0.710 (range, 0.518-0.869), test set contained six samples.

4 DISCUSSION

This work successfully tested U-net neural network topology [6] for segmentation task on provided TEM image data. This specific neural network implementation was able to achieve high accuracy scores in segmentation task. Such high score values confirmed the original intention of authors of this topology [1] that even with the initially small amount of labelled data is possible to achieve excellent segmentation results. The RDZ 10 000 dataset was used for the primary segmentation model. The calculated DSC score from the test data indicates that the U-net neural network has the potential to achieve excellent segmentation results. From visual perspective is evident that the model is creating false positive and false negative artefacts. Manual segmentation of training data that was performed by two experts without the crosscheck validation could cause such artefacts. There are several possibilities how to avoid this problem. One possible solution of these artefacts is to add more variety in the original training dataset; the second solution could be to invite more experts and crosscheck their manual segmentation. The third solution would be to modify the network design [1]. The safest modification could be done in the final layer where different activation function can make a significant difference. Despite current results, this work has the potential, with right modifications, to achieve much higher DSC scores in segmentation tasks.

ACKNOWLEDGEMENT

I would like to express my thanks to several people from Thermo Fisher Scientific for providing me with image data, essential information and computational resources. Special thanks to Jan Pokorný and Ondřej Machek.

REFERENCES

[1] Ronneberger O., Fischer P., Brox T. 2015. U-Net: Convolutional Networks for Biomedical Image Segmentation. In: Navab N., Hornegger J., Wells W., Frangi A. (eds) Medical Image Computing and Computer-Assisted Intervention - MICCAI 2015. Lecture Notes in Computer Science, vol 9351. Springer, Cham. Available at: https://arxiv.org/abs/1505.04597

[2] Marcus D. Bloice, Christof Stocker, and Andreas Holzinger. 2017. Augmentor: An Image Augmentation Library for Machine Learning, arXiv preprint arXiv:1708.04680, Available at: https://arxiv.org/abs/1708.04680

[3] Zou, Kelly H., Simon K. Warfield, Aditya Bharatha, et al. 2004. Statistical validation of image segmentation quality based on a spatial overlap index1. *Academic Radiology* [online]. 11(2), 178-189. Available at: https://tinyurl.com/y7me78tx

[4] Russakovsky, Olga, Jia Deng, Hao Su, et al. 2015. ImageNet Large Scale Visual Recognition Challenge. International Journal of Computer Vision [online]. 115(3), 211-252. Available at: http://link.springer.com/10.1007/s11263-015-0816-y

[5] Long, Jonathan, Evan Shelhamer and Trevor Darrell. 2015. Fully convolutional networks for semantic segmentation. *2015 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR)* [online]. IEEE, 3431-3440. Available at: https://tinyurl.com/ycwbz4rf

[6] Mocko, Stefan, Unet, 2017. GitHub repository. Available at: https://tinyurl.com/y8ypdgz6

NETWORK ANALYSIS OF PROTEINS ASSOCIATED WITH SCHIZOPHRENIA

Jana Musilová

Master Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xmusil57@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavlína Koščová

E-mail: koscova@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this study is a network analysis of proteins ADRA1A, DRD1, DRD2 and HTR2A associated with a schizophrenia disease. By random graph analysis, all researched proteins were evaluated as significant. Using Cytoscape software, significant DPI (drug-protein interactions), PPI (protein-protein interactions) and pathways were revealed. By historeceptomics analysis, significant regions in amygdala, smooth muscle or spinal cord and prefrontal cortex were identified. The acquired knowledge can contribute to further research in the development of multitarget drugs against schizophrenia disease.

Keywords: Network Analysis, PPI, Schizophrenia

1 ÚVOD

Schizofrenie–psychotické onemocnění–patří mezi choroby, které současná medicína neumí vyléčit a u kterých nedokáže ani určit jejich příčinu. Pravděpodobně se jedná o nemoc způsobenou více geny [1]. Analýza biologických sítí se jeví jako ideální prostředek pro výzkum schizofrenie, jelikož na organismus nahlíží jako na soustavu navzájem se ovlivňujících prvků. Popis vlastností proteinů, které jsou s nemocí úzce propojeny [2], by mohl napomoci k odhalení její příčiny a k navržení nového léku působícího na více cílů současně (tzv. multitarget drug). Tento výzkum proto zaměřujeme na zkoumání proteinů spjatých se schizofrenií. Zabýváme se interakcemi protein-proteinovými (PPI) a protein-lékovými (DPI). Dále identifikujeme významné biologické dráhy, do kterých jsou zmíněné proteiny zapojeny. Analýzou specifických tkáňových receptorů (angl. historeceptomics analysis) sledujeme tkáně, ve kterých proteiny působí nejvíce.

2 MATERIÁLY A METODY

2.1 SBĚR DAT

Analýzou léčiv užívaných při léčbě schizofrenie a jejich doprovodných příznaků [2] byly identifikovány proteiny, které se nejvýznamněji podílejí na nemoci schizofrenie či na její léčbě. Jsou to: ADRA1A, DRD1, DRD2, HTR2A.

Pro výzkum síťové analýzy interagujících proteinů a léčiv jsme získali 350 proteinových interakcí z databáze STRING (https://string-db.org) a 334 lékových interakcí z databáze DrugBank (https://www.drugbank.ca).

Pomocí KEGG (http://www.genome.jp/kegg/)–rozsáhlé databáze genů a genomů–jsme získali 30 biologických drah interagujících se zkoumanými proteiny.

Analýzu specifických tkáňových receptorů jsme provedli na základě údajů o biologické aktivitě cílů (*Ki*), které jsme získali z databáze The Binding Database (https://www.bindingdb.org) a úrovně exprese v jednotlivých tkáních získaných z datasetu „GeneAtlas U133A, gcrma“ (http://biogps.org/dataset/GSE1133/geneatlas-u133a-gcrma/).

2.2 SÍŤOVÁ ANALÝZA INTERAGUJÍCÍCH PROTEINŮ A LÉČIV

Významnost propojení cílových proteinů jsme určili výpočtem pravděpodobnosti hran v náhodných grafech [3]. K vytvoření náhodných grafů jsme použili nástroj Cytoscape a jeho plug-in NetworkRandomizer. Sestrojili jsme graf se zachovanými stupni podle sítě interagujících proteinů. Náhodný graf je tvořen stejným počtem uzlů jako reálná síť, ale výskyt hran je určen s pravděpodobností 0,5. Podobnost náhodného grafu s reálnou sítí jsme statisticky analyzovali dle hodnoty stupně centrality, čímž jsme určili i významnost cílů [3].

Pro síťovou analýzu proteinů/léčiv jsme vytvořili síť z analyzovaných čtyř proteinů a proteinů/léčiv s nimi interagujících. Poté jsme vytvořili síť z obou uvedených sítí pro ověření výsledků. Sítě jsme vytvořili v nástroji Cytoscape, parametry vypočítali pomocí plug-inu NetworkAnalyzer. Nejvýznamnější interaktomy jsme určili následovně: stupeň centrality > 3, mezilehlost centrality > 0,01.

2.3 SÍŤOVÁ ANALÝZA BIOLOGICKÝCH DRAH

Nástrojem Cytoscape jsme vytvořili síť proteinů a interagujících drah. Provedli jsme její analýzu pomocí plug-inu ClueGO s nastavením skóre kappa na 0,3 a *p*-hodnoty na 0,05 pro určení významnosti hypergeometrickým testem s Benjamini-Hochbergovou korekcí [3].

2.4 ANALÝZA SPECIFICKÝCH TKÁŇOVÝCH RECEPTORŮ

Prvním krokem analýzy byla úprava dat. V datasetu „GeneAtlas U133A, gcrma“ se nachází tři subdatasety, které jsme normalizovali *z*-hodnotou a vybrali pouze data související s analyzovanými proteiny; z databáze jsme vybrali léčiva s nejvyšší bioaktivitou *Ki* pro každý protein [3].

Historeceptomické skóre *H* jsme vypočítali jako $H = log_{10}(Ki) \times z\text{-}hodnota$. Pro každý protein jsme získali několik hodnot *H* (dle oblastí, kde daný protein působí), nejvýznamnější oblast působení jsme identifikovali dle nejvyšší hodnoty historeceptomického skóre [3].

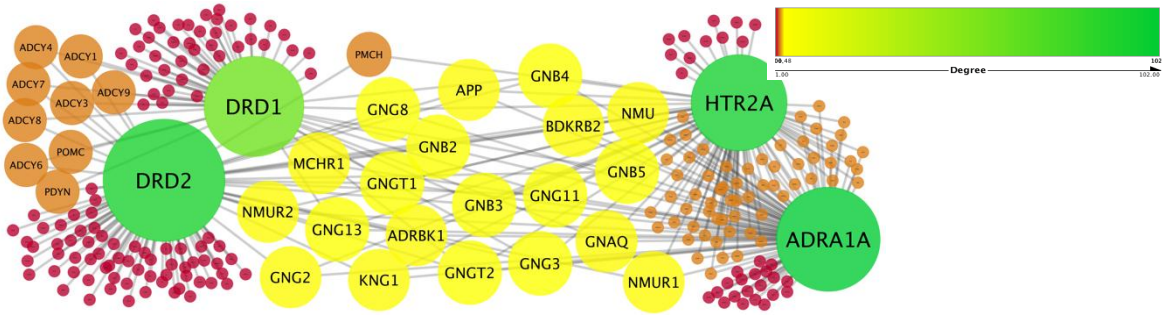
3 VÝSLEDKY

3.1 SÍŤOVÁ ANALÝZA INTERAGUJÍCÍCH PROTEINŮ A LÉČIV

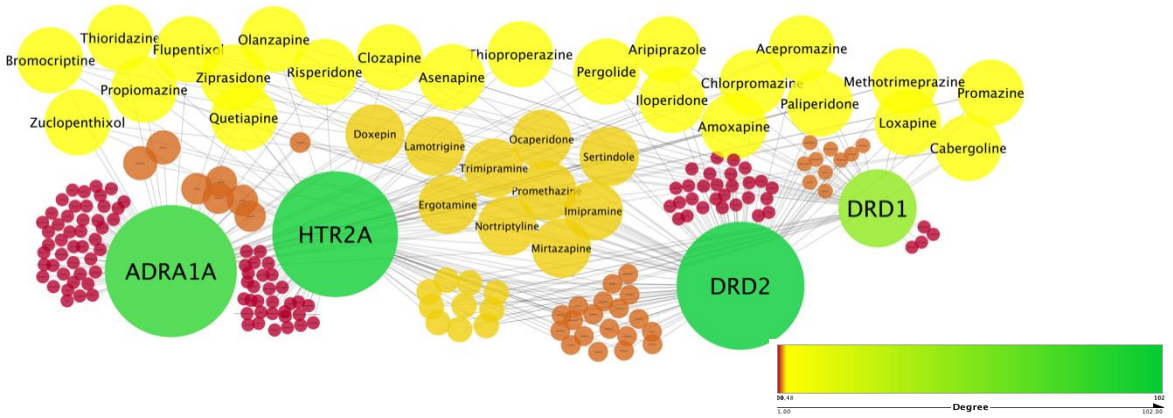
Analýzou sítě interagujících proteinů (viz obrázek 1) jsme získali 10 nejvýznamněji interagujících proteinů, analýzou sítě interagujících léčiv (viz obrázek 2 na následující straně) 23 nejvýznamněji interagujících léčiv. Interaktomy mají hodnotu stupně centrality 4 a mezilehlosti centrality 0,03.

Interagující proteiny: PTH2, TAAR1, RAMP3, GPR25, SCT, GPR83, DRD5, PTH1R, PTH2R, GLP2R.

Interagující léčiva: Acepromazine, Amoxapine, Aripiprazole, Asenapine, Bromocriptine, Cabergoline, Chlorpromazine, Clozapine, Flupentixol, Iloperidone, Loxapine, Methotrimeprazine, Olanzapine, Paliperidone, Pergolide, Promazine, Propiomazine, Quetiapine, Risperidone, Thioproperazine, Thioridazine, Ziprasidone, Zuclopenthixol.



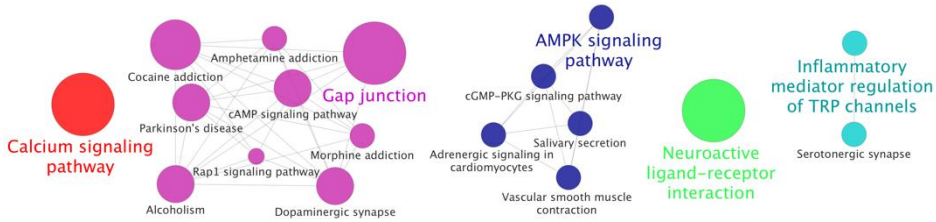
Obrázek 1: Síť interagujících proteinů; hodnoty mezilehlosti centrality jsou odlišeny velikostmi uzlů



Obrázek 2: Síť interagujících léčiv; hodnoty mezilehlosti centrality jsou odlišeny velikostmi uzlů

3.2 SÍŤOVÁ ANALÝZA BIOLOGICKÝCH DRAH

Analýzou biologických drah jsme získali celkem 18 drah (viz obrázek 3). Všechny analyzované proteiny současně se nacházejí v dráze „neuroaktivní interakce ligand-receptor“.



Obrázek 3: Znázornění biologických drah

3.3 HISTORECEPTOMICKÁ ANALÝZA

Historeceptomickou analýzou jsme získali nejvýznamnější oblasti, ve kterých dané proteiny působí.

ADRA1A nejvíce působí v míše (dle subdatasetů X211803_at, X211804_s_at), nebo v hladkém svalstvu (dle X204252_at); DRD1 a DRD2 v amygdale; HTR2A v prefrontálním kortexu.

4 ZÁVĚR

Na základně analýzy sítí jsme určili 10 nejvýznamněji interagujících proteinů, 23 léčiv a 18 biologických drah. Analýzou specifických tkáňových receptorů jsme odhalili nejvíce ovlivněné oblasti: hladká svalovina či mícha proteinem ADRA1A; amygdala proteiny DRD1 a DRD2; prefrontální kortex proteinem HTR2A.

Poznatky mohou vést k navržení nového léku pro léčbu schizofrenie působícího na více cílů (tzv. multitarget drug). Další studie jsou však nezbytné. Přínosným navázáním je porovnání výsledků s daty z dalších databází (např. Intomics) a analýza úrovně exprese antipsychotických genů, která nebyla uskutečnitelná kvůli možnému ovlivnění projektu nízkým počtem analyzovaných proteinů.

REFERENCE

[1] Stahl, S.: Multifunctional Drugs: A Novel Concept for Psychopharmacology. CNS Spectrum, 14 (2), 71-73, 2009.

[2] Musilová, J.: Interakce léčiv užívaných při léčbě schizofrenie a jejich doprovodných příznaků. Brno, 2017. Bakalářská práce. VUT v Brně, FEKT, Ústav biomedicínského inženýrství.

[3] Ma Gao, L., et al.: A computational network analysis based on targets of antipsychotic agents. Schizophr. Res., 2017. Dostupné z: http:// dx.doi.org/10.1016/j.schres.2017.07.041

AUTOMATIC GENOTYPING OF BACTERIA BY REP-PCR

Veronika Pelikánová

Master Degree Programme (2.), FEEC BUT

E-mail: xpelik16@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Helena Škutková

E-mail: skutkova@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with automatic genotyping of bacteria by rep-PCR. The main goal is to create a program to analyze bacterial type in the samples. The result of the algorithm is phylogenetic tree, which indicates the cluster of samples according to bacterial type. This program consists of two main parts, a transformation function to reduce distortion of data and a clustering apparatus to bacterial type classification.

Keywords: genotyping, rep-PCR, chip capillary electrophoresis

1 ÚVOD

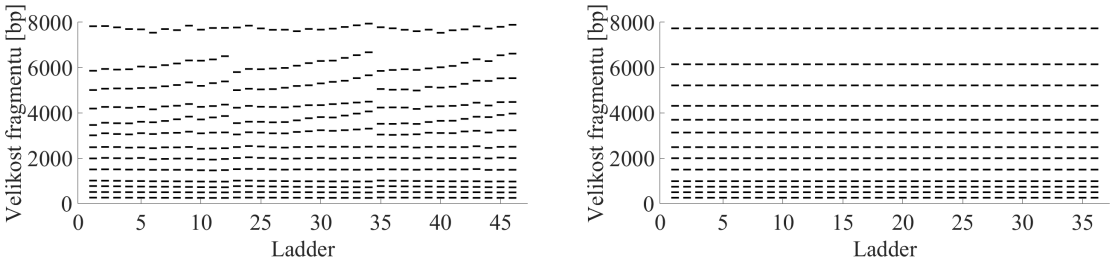
Genotypizace bakterií je pro klinickou praxi důležitá část laboratorního vyšetření, protože včasné zjištění původu bakteriální infekce může pomoci k rychlejšímu uzdravení pacientů a zamezení šíření v rámci oddělení či nemocnice.

K rozpoznání kmene bakterie je nutné ze vzorku získat potřebné části genomu a následně je kvantifikovat. Za tímto účelem se používá metoda rep-PCR, která je založena na předpokladu existenci hojně se opakujících repetitivních sekvencí v intergenních oblastí genomu [1]. Získané fragmenty bývají dále separovány elektroforetickou metodou, např. čipovou kapilární elektroforézou [2]. Data získaná kombinací těchto dvou metod jsou předložena k fylogenetické klasifikaci, díky níž jsou odlišeny vzorky dle genetické podobnosti.

Existuje řada softwarů umožňující fylogenetickou klasifikaci vzorků rep-PCR. Bohužel pro většinu klinických pracovišť jsou finančně nedostupné a jejich fungování je zastřeno „know-how“. Cílem práce je navrhnout algoritmus pro automatickou genotypizaci bakterií z výsledků čipové elektroforézy vzorků z rep-PCR, který by mohl tyto softwary nahradit.

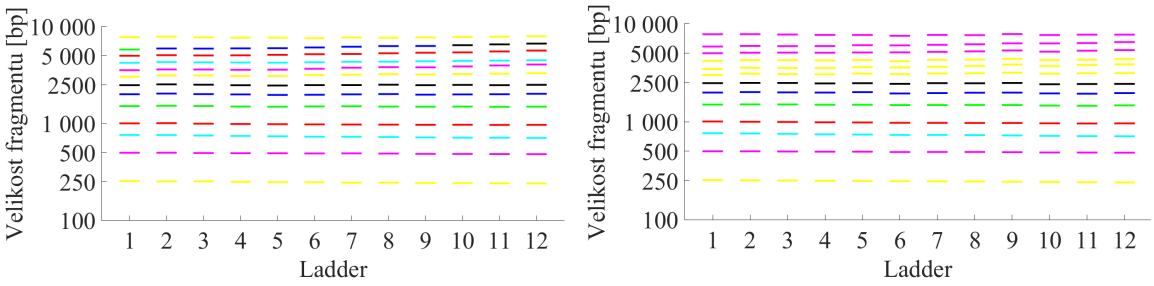
2 AUTOMATICKÁ GENOTYPIZACE BAKTERIÍ METODOU REP-PCR

Získaná surová data mají podobu, která není pro klasifikaci použitelná. Proto je nutná korekce pozic bandů, která připraví data pro následné operace sloužící přímo ke klasifikaci. Na Obr. 1 jsou ukázána surová data a data po předzpracování.



Obr. 1: Data před předzpracováním (vlevo) a po předzpracování (vpravo)

Obr. 2 ukazuje dva největší problémy, s nimiž je nutno se vypořádat. Vlevo je znázorněn problém rozdělení jedné skupiny fragmentů na více (na tři cca 500 bp, měly by být označeny jednou barvou). Vpravo jsou naopak dvě skupiny fragmentů určené jako jedna (růžová a žlutá nad 2500 bp). Nejvrchnější růžová skupina fragmentů by měla být rozlišena na tři.



Obr. 2: Ukázka problému při korekci bandů

2.1 NÁVRH ALGORITMU PRO AUTOMATICKOU KLASIFIKACI VZORKŮ

Fylogenetická analýza dat z automatické čipové elektroforézy se skládá ze dvou základních částí, předzpracování dat a samotné klasifikace.

Předzpracování dat z čipové elektroforézy je založeno na transformační funkci, ta byla sestavena na základě velkého množství hodnot naměřených standardizovaných DNA markerů. Analýza rozptylu těchto markerů ukázala, že rozptyl není na celém rozsahu stejný a ani lineárně rostoucí. Transformační funkce byla sestavena jako funkce po částech lineární. Upravená data jsou shlukovou analýzou (metoda nejbližšího souseda) zařazena do skupin velikostí fragmentů. Jak je ukázáno na Obr. 2 vpravo, některé bandy jsou tak blízké, že algoritmus klasifikuje 2 bandy (příp. více) jednoho vzorku do téže skupiny. Aby k tomuto jevu nedocházelo, je zařazena podmínková část.

Samotná fylogenetická klasifikace je umožněna ohodnocením vzorků asociační maticí. Při sestavování asociační matice jsou vždy dva vzorky porovnávány a ohodnoceny podílem neshod a celkovým počtem možných skupin fragmentů vyskytujících se v porovnávaných vzorcích. K vytvoření fylogenetického stromu je použito shlukování pomocí nejbližšího souseda.

Tab. 1: Správná a špatná klasifikace předzpracování dat

Soubor ladderů	L2+L3	L2+L3	L2+L3	L2+L3	L1+L3	L4	L4	L4	L1+L4	L1-4	Součet
Správně	168	168	168	180	168	156	152	150	156	1615	3013
Špatně	0	0	0	0	0	0	4	6	0	5	15
Procento chyb	0	0	0	0	0	0	0,026	0,038	0	0,003	0,005

2.2 VÝSLEDKY NA TESTOVACÍ MNOŽINĚ DAT

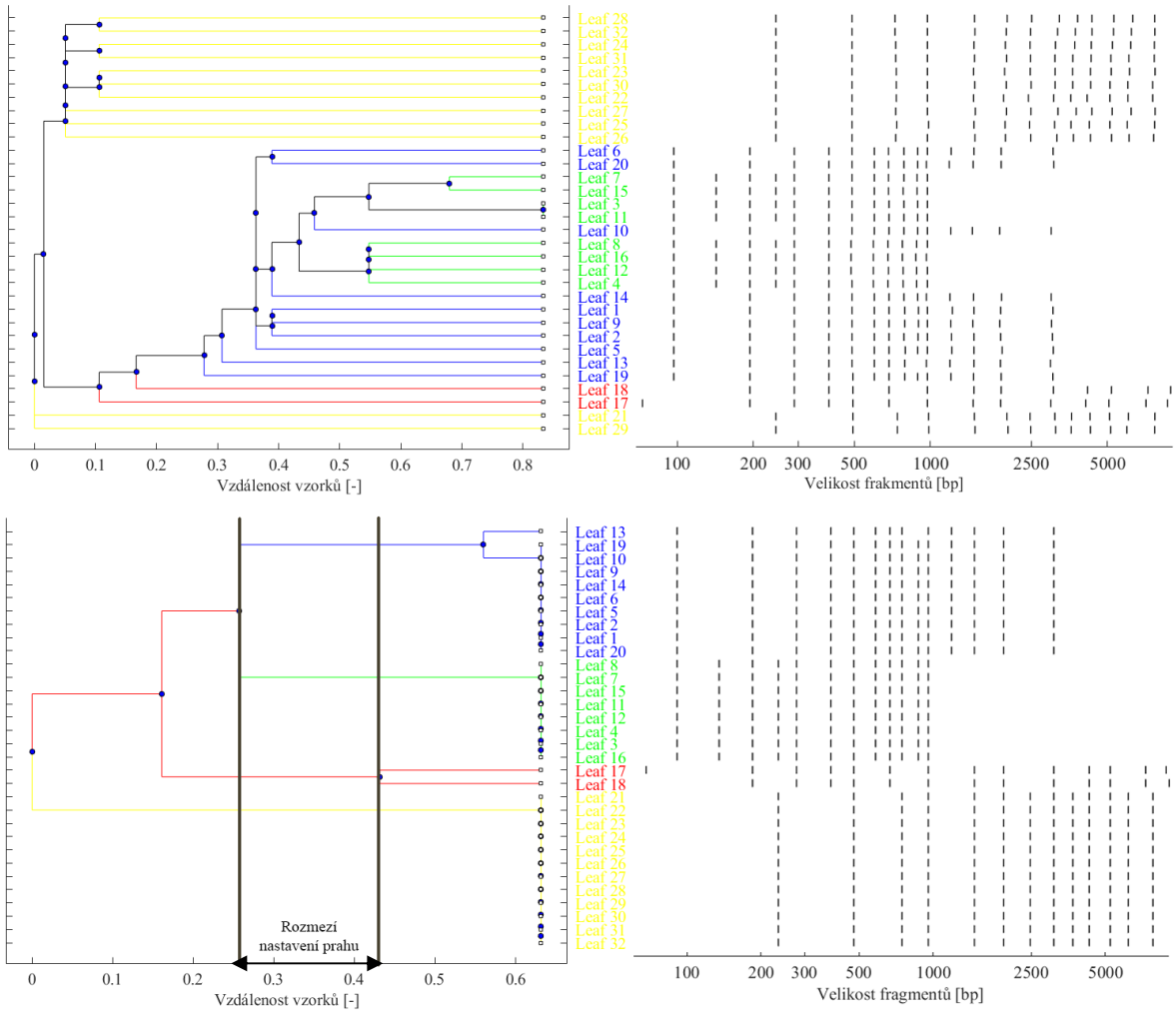
V Dětské nemocnici bylo speciálně naměřeno několik standardizovaných měření za účelem sestavení algoritmu. Na těchto datech lze algoritmus kvantitativně ohodnotit, na reálných datech by kvantifikace nebyla možná. K dispozici bylo 108 měření 4 ladderů (L1-GeneRuler 1 kb DNA Ladder,L2- GeneRuler 100 bp Plus DNA Ladder-GRP,L3- GeneRuler 50 bp DNA Ladder- GR 50 bp a L4 O'GeneRuler 1 kb DNA Ladder-OGR), což dohromady dalo přes 3000 bandů. V Tab. 1 jsou uvedeny hodnoty testování předzpracování dat. Při hodnocení zařazení bandů ke skupině fragmentů bylo špatně zařazeno nejvíce 0,038 % bandů, což hodnotím za dobrý výsledek.

Na Obr. 3 je vyobrazena v levé části klasifikační strom a v pravé části bandy odpovídající dané větvi. Nahoře je zobrazena klasifikace bez úpravy dat, v dolní části je klasifikace po úpravě dat. Zásadním problémem u vrchního obrázku je, obtížnost zvolení prahu pro rozdělení kmenů. V tomto případě pro neupravená data neexistuje práh, který by mohl vhodně oddělit kmeny. Po mnou navržené úpravě dat takový práh existuje a je možné jej volit ve větším rozmezí hodnot (konkrétně v tomto případě od hodnoty 0,25 do 0,43).

3 ZÁVĚR

Pro nemocniční praxi byl navržen algoritmus pro automatickou fylogenetickou klasifikaci bakteriálních kmenů z dat získaných z čipové kapilární elektroforézy a přecházející rep-PCR. Algoritmus byl navržen na 108 měřeních ladderů (více než 3000 bandů). Přestože se i tato standardizovaná měření ukázala značně zkreslená, chybovost předzpracování je menší než 0,04 %. Výsledná genotypizace na ladderech je velmi úspěšná, standardizované vzorky jsou vždy zařazeny do správné skupiny.

K algoritmu bylo sestaveno uživatelské rozhraní, díky němuž je možné program aplikovat v Dětské nemocnici v Brně, která rep-PCR s následnou čipovou kapilární elektroforézou využívá, a která poskytla data k sestavení algoritmu.



Obr. 3: Ukázka klasifikace

REFERENCE

[1] VERSALOVIC, James, Thearith KOEUTH a James R. LUPSKI. Distribution of repetitive DNA sequences in eubacteria and application to fingerprinting of bacterial genomes. Nucleic Acids Research. 1991, 19(24), 6823-6831.

[2] LAUER, Henk H. a Gerard P. ROZING, 2014. *High Performance Capillary Electrophoresis*. 2014. Germany: Agilent Technologies, 174 s. 5990-3777EN.

MULTIDIMENSIONAL DETECTION OF OUTLIERS IN CLINICAL REGISTERS

Branislav Šiška

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xsiska09@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Daniel Schwarz

E-mail: schwarzd@feec.vutbr.cz

Abstract: Incorrect data in clinical registers can lead to inaccurate or wrong results. This project is aimed at monitoring and evaluation of data in clinical registers. Usual methods to identify incorrect data are one-dimensional statistical methods per each variable in the register. Proposed method finds outliers in data using machine learning combined with multidimensional statistical methods that transform all column variables of clinical register to one, representing one record of a patient in the register.

Keywords: clinical register, detection of outliers, data fraud, machine learning

1 ÚVOD

Klinický register je systém jasne definovaných zdravotných, alebo demografických údajov od pacientov so špecifickými zdravotnými charakteristikami, ktoré sú uchované v centrálnej databáze. Klinické registre môžu slúžiť ako monitorovací nástroj na zlepšenie lekárskej starostlivosti, alebo k poskytovaniu informácií o ľuďoch s daným ochorením. Podľa usporiadania konkrétneho registra z neho môžu čerpať informácie pacienti, lekári aj vedci. Dáta v klinickom registri sa zbierajú prostredníctvom formulárov. Pri vyplňovaní formulárov sú často údaje o pacientoch zadané nepresne, alebo sú niektoré polia vynechané. To spôsobuje nepresnosti pri výpočtoch, čo môže viesť až ku nesprávnym záverečným výsledkom klinickej štúdie [1]. Systematické anomálie vznikajú dôsledkom chýb zberného programu, nejasne definovaných parametrov, alebo zneužitia zberu dát. Náhodné chyby vznikajú nepresným prepisom dát, alebo preklepmi pri ich zadávaní. Navrhnutá metóda slúži na zistenie odľahlých hodnôt pri zadávaní dát do databázy klinických registrov. Odhalí chyby zberného programu, chyby vzniknuté z nepozornosti a vďaka multidimenzionálnemu prístupu aj cielené zadávanie fiktívnych hodnôt. Tieto hodnoty sú veľmi ťažko odhaliteľné, pretože sú vo fyziologickom rozmedzí.

2 PREDSPRACOVANIE DÁT

2.1 EXTRAKCIA PREMENNÝCH

Reálne dáta z klinických registrov je nutné pred ďalšou analýzou upraviť. Obsahujú totiž premenné, ktoré nie sú pre následnú analýzu potrebné. Keďže analyzované vstupné dáta dosahovali dostatočnú veľkosť, pre nevyplnenú jednu a viac hodnôt z premenných boli odstránené odpovedajúce pacientske záznamy. Táto metóda je najjednoduchšia, ale treba si uvedomiť, že sa jej použitím stráca určitá informácia a preto treba byť pri jej použití opatrný. Pri analyzovaných súboroch dát menšieho rozsahu sa odporúča chýbajúce hodnoty doplniť priemerom hodnôt, ktoré sú pre danú premennú k dispozícii. Ďalšia z dostupných doplňovacích metód je metóda mnohonásobného regresného modelu.

2.2 TRANSFORMÁCIA NA NUMERICKÝ VEKTOR

Extrakcia potrebných premenných z pôvodného formulára je pre nenumerické premenné nasledovaná ich transformáciou na numerický vektor. Premenné obsahujúce dátumové hodnoty sú transformované na numerický vektor ako počet dní uplynutých od 0. januára roku 0. Pre kvantifikovateľne vymenované premenné sa z usporiadaných hodnôt vytvorí očíslovaná škála pre každú hodnotu danej premennej. Nekvantifikovateľné premenné sa prevedú na binárne premenné.

2.3 ŠTANDARDIZÁCIA

Keďže každá zo skúmaných premenných môže pochádzať z iného rozloženia a rozsahu, ďalším krokom procesu je štandardizácia premenných ich rozpätím na hodnoty od nula do jedna. Na konci procesu predspracovania dát tak každý riadok vybraného formulára klinického registru predstavuje jeden plne vyplnený pacientsky záznam a každý odpovedajúci stĺpec formulára predstavuje numericky reprezentovanú záujmovú premennú .

3 REALIZÁCIA METÓDY

3.1 MODIFIKOVANÝ K-MEANS

Pre každú premennú z formulára registra je vytvorený jeden centroid. Od tohto centroidu sa následne spočíta podobnosť pre každý pacientsky záznam daného formulára. Jeden riadok záznamu v registri, tak už nie je reprezentovaný súborom premenných, ale jednou hodnotou vybranej podobnostnej metriky. Na klasifikáciu podobnosti sa použili tri metriky. Euklidova vzdialenosť ako základná podobnostná metrika založená na Pytagorovej vete. Z dôvodu štandardizácie dát bola zvolená aj kosínová vzdialenosť, ktorá je definovaná ako kosínová podobnosť odpočítaná od 1. Ako tretia bola zvolená Mahalanobisova vzdialenosť, ktorá berie v úvahu koreláciu medzi jednotlivými parametrami a rešpektuje rozdielnu variabilitu dát. Všetky vyššie spomenuté podobnostné metriky sú rozobrané podrobnejšie v [2].

3.2 URČENIE PRAHU

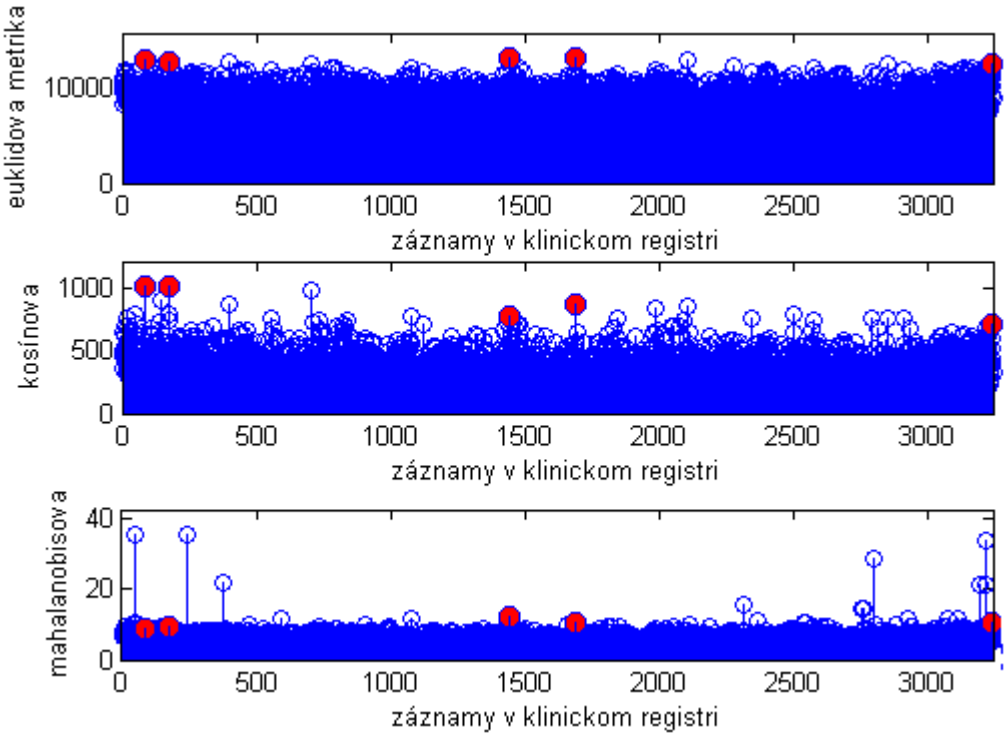
Na určenie hranice podobnosti, za ktorou sa daný záznam v klinickom registri bude označovať za odľahlý sa testovalo viacero metód. Najlepšie výsledky dosahovala hodnota hranice určená ako 1,5 násobok interkvartilového rozpätia pripočítaná k tretiemu kvartilu analyzovanej premennej [3]. Ďalšia z možných metód určenia prahu je založená na detekcii zlomu v krivke závislostí počtu odľahlých hodnôt na hodnote prahu. Tento prah je iterovaný automaticky od minima do maxima danej podobnostnej metriky s konfigurovateľným krokom iterácie. Posledná z testovaných možností na zistenie optimálneho prahu určí za odľahlé hodnoty tie záznamy, ktoré sa v histograme vzdialeností vyskytovali do desiateho percentilu, alebo nad deväťdesiatym percentilom skúmanej vzdialenosti.

3.3 POTVRDENIE DETEKCIE ODĽAHLEJ HODNOTY

Na prehlásenie záznamu v klinickom registri za vysoko odľahlý ho musia za odľahlý zaradiť všetky tri podobnostné metriky. Ak záznam zaradili za odľahlý len dve metriky, ide o stredne odľahlý záznam. Vysoko a stredne odľahlé záznamy by mali byť následne z klinického registru odstránené. Pri zaradení záznamu za nízko odľahlý jednou metrikou je nutné potvrdenie, či sa skutočne jedná o odľahlú hodnotu potrebné schváliť ručne. Pri potvrdení je možné si prehliadnuť doplňujúce informácie o danom zázname v odpovedajúcom formulári. Zobrazuje sa jednoznačný identifikátor pacientskeho záznamu, hodnoty a zobrazenie samotných podobnostných kritérií. Porovnanie troch podobnostných kritérií pre skúmaný formulár je na obrázku 1. Osa y predstavuje 3241 pacientskych záznamov z formulára klinického registra a osa x predstavuje vzdialenosť centroidu od odpovedajúceho pacientskeho záznamu. Čím je hodnota tejto metriky väčšia, tým je sledovaný pacientsky záznam menej podobný centroidu. Červenou farbou sú vyznačené pacientske záznamy, ktoré boli označené za odľahlé všetkými troma podobnostnými metrikami.

3.4 SPRÁVNOSŤ METÓDY

Na testovanie správnosti zvoleného prahu sa využila ROC krivka. Pre správne testovanie je potrebné vedieť pozície skutočných odľahlých hodnôt od skúseného dátového manažéra klinického registru. Tieto hodnoty sa však nepodarilo získať. Preto boli detekované odľahlé hodnoty testované proti náhodne vygenerovaným dátam podobnostných metrík. Plocha pod ROC krivkou bola najnižšia pre Euklidovu podobnostnú metriku s hodnotou 0,65. Pre kosínovú podobnostnú metriku bola plocha pod ROC krivkou s hodnotou 0,76. Najlepšie výsledky dosiahla Mahalanobisova metrika s hodnotou 0,93.



Obrázok 1: Výsledky podobnostných metrík – červenou sú označené pacientske záznamy, ktoré boli za odľahlé určené všetkými podobnostnými metrikami - vysoko odľahlé pacientske záznamy

4 ZÁVER

Navrhnutá metóda detekuje odľahlé hodnoty záznamov v klinických registroch. S použitím multidimenzionálneho prístupu dokáže detekovať aj hodnoty fiktívneho zadávania dát vo fyziologickom rozmedzí, ktoré sú inak veľmi ťažko identifikovateľné. Tieto hodnoty skresľujú výsledky a môžu tak viesť k nesprávnym záverom štúdie. Preto je dôležité týmto hodnotám prikladať zvýšenú pozornosť. Ak sa jedná o úmyselné zneužitie dát, alebo chybu zberného programu, môžu byť zdetekované odľahlé hodnoty po kontrole oprávnenou osobou z klinického registra odstránené. Ak by sa jednalo o chybu pri zadávaní, alebo prepise dát môže sa hodnota jednoducho opraviť a odpovedajúci pacientsky záznam bude ponechaný v klinickom registri.

REFERENCIE

[1] SVOBODNÍK, Adam, Regina DEMLOVÁ a Ladislav PECEN. Klinické studie v praxi. Brno: Facta Medica, 2014. ISBN 978-80-904731-8-8.

[2] HARUŠTIAKOVÁ, Danka. Vícerozměrné statistické metody v biologii. Brno: Akademické nakladatelství CERM, 2012. ISBN 978-80-7204-791-8.

[3] Zar JH. Biostatistical Analysis. 5th edition, Pearson Prentice-Hall, New Jersey, 2010. ISBN 0321656865.

Magisterské projekty

Komunikační technologie a informační bezpečnost

EMULATION OF INFRASTRUCTURE UNIT FOR INTELIGENT TRANSPORT SYSTEM

Juraj Giertl
Master Degree Programme (2), FEEC BUT
E-mail: xgiert01@vutbr.cz

Supervised by: Miroslav Balík
E-mail: balik@feec.vutbr.cz

Abstract: This article describes a characteristics of Cooperative Intelligent Transport Systems (C-ITS) and development of an application used to emulate Road Side Unit (RSU) for proof of concept and testing purposes. Application enables users to easily define common messages used in C-ITS such as intersection geometry and it's traffic lights signals and phases.

Keywords: DSRC, ETSI ITS-G5, C-ITS, MAP, RSA, RSU, SPaT, V2X, V2I, V2V

1 ÚVOD

Inteligentné transportné systémy (ITS) popisujú možnosti a metódy pre zlepšenie dopravnej situácie. V súčasnej dobe ale chýbajú prostriedky pre vybudovanie provizorných infraštruktúr, pomocou ktorých by bolo možné súčasti systémov otestovať. Preto vznikla požiadavka pre vytvorenie aplikácie, ktorá túto funkcionalitu ponúkne.

Cieľom tejto práce je vytvoriť aplikáciu, pomocou ktorej bude môcť užívateľ jednoducho vytvárať geometrie križovatiek a definovať stavy svetelnej signalizácie. Užívateľom vytvorené konfigurácie sú aplikáciou spracované do správ a vyslané do prostredia kooperatívnych systémov inteligentnej dopravy (C-ITS).

2 KOOPERATÍVNY SYSTÉM INTELIGENTNEJ DOPRAVY

Kooperatívny systém inteligentnej dopravy stavia na komunikácii medzi vozidlami (V2V – Vehicle to Vehicle), vozidla a infraštruktúry (V2I – Vehicle to Infrastructure), vozidla a chodca (V2P – Vehicle to Pedestrian) a mnoho ďalších. Všetky varianty komunikácie sa označujú ako vozidlo ku všetkému (V2X – Vehicle to Everything). Pre prenos dát v systémoch C-ITS je v 5 GHz pásme vyhradených sedem kanálov a ich použitie popisuje štandard IEEE 802.11p [3]. Hlavnou myšlienkou tejto komunikácie je výmena užitočných dát, ktoré môžu pomôcť k prechádzaniu rôznym nehodám. Dáta, ktoré sa vymieňajú sú rôzne, vozidlá zvyčajne vysielajú údaje o svojej polohe, smere a rýchlosti, ktorou sa pohybujú. V prípade, že sa trajektórie dvoch vozidiel prekryjú, vodičom sa včas zobrazí upozornenie na túto situáciu, aby mohol adekvátne zareagovať a predísť kolízii. Existuje niekoľko ďalších upozornení viac v článku [4].

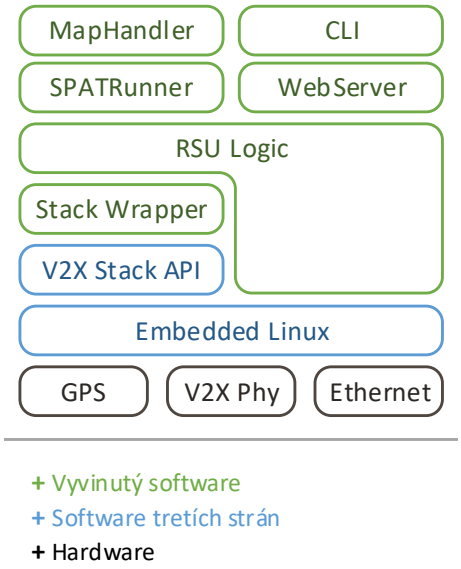
Keďže plný potenciál táto technológia nadobudne, až keď každý účastník cestnej premávky bude vybavený prostriedkami pre komunikáciu so svojim okolím, výrobcovia sa sústreďujú na vývoj infraštruktúrnych jednotiek (RSU – Road Side Unit). Niektoré z veľa rôznych správ, ktoré môže jednotka RSU vysielať, sú napríklad správy o geometrii križovatky a jej svetelných signálov. Na základe týchto správ si vozidlo môže určiť, napríklad či s aktuálnou rýchlosťou prejde bezpečne cez križovatku, alebo už môže spomaľovať, pretože v čase príchodu ku križovatke už bude svietiť červená a vozidlo nebude môcť prejsť. Všetky formáty a typy správ sú popísané v štandarde SAE J2735 [1].

3 APLIKÁCIA PRE DEFINOVANIE KRIŽOVATIEK

Aplikácia umožní užívateľovi vytvoriť geometriu akejkoľvek križovatky, ku ktorej je možné pridať informácie o signáloch a fázach svetelnej signalizácie. Aplikácia taktiež poskytuje rozhranie pre definovanie a spúšťanie výstražných správ (RSA – Road Side Alert). Jednotka RSU, na ktorej bude aplikácia spustená je typ vstavaného počítača, ktorý je osadení V2X kartou, GPS modulom a Ethernetovým rozhraním. Aplikácia je typu klient-server, toto riešenie je vybrané na základe požiadavkov na aplikáciu a možností pripojenia k RSU jednotke.

3.1 SERVEROVÁ ČASŤ APLIKÁCIE

Serverová časť aplikácie má za úlohu vytvoriť a udržovať aktuálne informácie v správach, ktoré sa vysielajú pomocou V2X rozhrania. Údaje pre vytvorenie týchto správ sú poskytnuté v konfiguračnom súbore, ktorý vygeneruje klientska časť programu z užívateľom zadaných dát. Na obrázku 1 možno vidieť všetky základne bloky RSU jednotky a aplikácie, ktorej bloky sú vyznačené zelenou farbou. Aplikácia je napísaná v programovacom jazyku Python. Jazyk Python bol zvolený pre dobrú prenositeľnosť kódu, rýchli a pohodlný vývoj a ladenie napísaných modulov aplikácie.



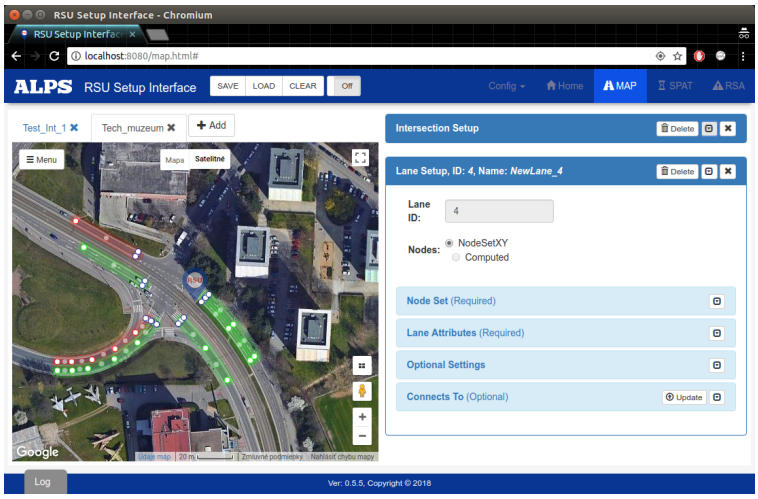
Obr. 1: Stavebné bloky RSU jednotky.

Aplikácia musí obsluhovať viacero prostriedkov a spojení naraz, preto sú jednotlivé bloky napísaná asynchrónne, čo umožňuje tieto bloky spúšťať súbežne a nezávislo na sebe. Pre tento typ implementácie je v jazyku Python dostupná knižnica *asyncio*, ktorá disponuje prostriedkami pre pseudo-súbežné vykonávanie blokov. Každý asynchrónne napísaný blok sa nazýva korutina (coroutine). Korutiny sa postupne pridávajú do jednej slučky pre beh programu. Táto slučka sa spustí v jednom vlákne, čo spustí beh programu. V jednej slučke je vždy spustená len jedna korutina, ktorá musí úlohu vždy uvolniť svoje prostriedky, aby sa spustila ďalšia korutina. Jedná sa teda o spôsob jednoduchého kooperatívneho multitaskingu.

Zelené bloky na obrázku 1 znázorňujú jednotlivé funkčné moduly serverovej časti aplikácie. Modul *RSU* reprezentuje hlavný modul, a disponuje prostriedkami pre manažment V2X správ a spracúva konfigurační súbor, ktorého ucelené časti predáva ostatným modulom, ktoré sú za vykonanie konkrétnej konfigurácie zodpovedné. Modul *SPATRunner* zodpovedá za vytváranie správ obsahujúce údaje o stavoch a fázach svetelnej signalizácie. Modul *MapHandler* má podobnú úlohu ako predošlí modul, s tým rozdielom, že spracúva geometriu zvolenej križovatky. Moduly *CLI* a *WebServer* sprostredkovávajú rozhranie pre ovládanie jednotky RSU.

3.2 KLIENTSKÁ ČASŤ APLIKÁCIE

Klientská časť programu je realizovaná pomocou webového užívateľského rozhrania a má za úlohu vygenerovať konfiguračný súbor pre serverovú časť. Pomerne rozsiahla štruktúra programu napísaná v JavaSkripte umožňuje užívateľovi pohodlne manipulovať s rôznymi objektami a meniť ich vlastnosti. Príkladom môže byť modul *MAP*, zobrazený na obrázku 2. Pomocou tohoto modulu je užívateľovi umožnené vytvoriť geometriu križovatky a nastaviť všetky povinné a nepovinné para-



Obr. 2: Užívateľské rozhranie pre definovanie geometrie križovatky.

metre, pre každý objekt. Objekt v tomto prípade môže byť napríklad pruh. Klientska časť generuje veľkú časť dát pre konfiguračný súbor automaticky, užívateľ doplní len najnutnejšie dáta. Príkladom môže byť jednoduchá svetelná križovatka typu „X“, ktorú užívateľ vytvorí niekoľko málo klikmi a vo výsledku sa pre systém V2X vygeneruje približne 200 parametrov.

Klientska časť sa môže použiť aj samostatne, bez nutnosti komunikácie zo serverom a vytvorene konfiguračné súbory je možné uložiť lokálne a neskôr podla potreby otvoriť požadované konfigurácie. Viac o funkcionalite klientskej časti možno nájsť v semestrálnej práci [2].

4 ZÁVER

Bola vytvorená aplikácia, ktorá jednoduchým spôsobom umožní užívateľovi vytvoriť a vysielať komplexné správy obsahujúce informácie o geometrií a stavoch svetelnej signalizácie križovatky pre kooperatívny systém inteligentnej dopravy. Aplikácia taktiež umožňuje definovať rôzne výstražné správy. Aplikácia bola sprevádzkovaná na testovacej V2X jednotke firmy ALPS Electric. V súčasnej dobe je používaná ako demonštrátor a prebiehajú diskusie o jej použití v pilotných projektoch v oblasti C-ITS v Českej Republike. Vďaka modulárnemu prístupu je možné aplikáciu jednoducho rozšíriť o ďalšie funkčné bloky.

LITERATÚRA

[1] Dedicated Short Range Communications (DSRC) Message Set Dictionary. Surface Vehicle Standard J2735, SAE International, 2016

[2] GIERTL, J. *Emulace infrastrukturní jednotky pro systém inteligentní dopravy.* Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 43 s. Vedoucí semestrální práce Ing. Miroslav Balík, Ph.D.

[3] IEEE Std. 802.11p-2010. *IEEE Standard for Information technology—Telecommunications and information exchange between systems—Specific Requirements—Part 11: Wireless AN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: Amendment 6: Wireless Access in Vehicular Environments.*

[4] Sjoberg, K.; Andres, P.; Buburuzan, T.; aj.: Cooperative Intelligent Transport Systems in Europe: Current Deployment Status and Outlook. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, rok 12. 2. 2017: s. 89–97.

M2M DATA GENERATOR UTILIZING WIRELESS M-BUS WITHIN SMART GRID INFRASTRUCTURE

David Hudec
Master Degree Programme (2), FEEC BUT
E-mail: xhudec27@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Masek
E-mail: masekpavel@vutbr.cz

Abstract: Current forecasts predict that the Industrial Internet of Things (IIoT) will account for about 10 billion devices by 2020. Unique, recently unthought of demands are initiating new ideas, particularly Industry 4.0[1] and SmartGrid networks. In this paper, a newly developed multi-platform software tool capable of testing capabilities of Wireless M-Bus (WM-Bus) networks via simulating sensor-like behavior and communication is presented. As utility companies lack these features, this software implementation and hardware design open the door for initial verification of WM-Bus-based data transmissions without the need to invest money into expensive development and certification where WM-Bus is used for data transmissions.

Keywords: Wireless M-Bus, data generator, testing tool, simulation, sensor behavior

1 INTRODUCTION

The Internet of Things (IoT) stands for one of the most important topics in communications these days. Although the forecast of 50 billion devices by 2020 may be outdated, the general trend that early analysts predicted is unquestionable. It may come as a surprise, that these systems have already been developed and in many places, they are soon to be deployed or even already running – a considerable part of those devices, that are already in duty, uses a wireless communication protocol of Wireless M-Bus (WM-Bus) to communicate with the outer world. The main contribution of this paper is to provide insights into the generator of Wireless M-Bus data, which is being developed.

2 THE ROLE OF WIRELESS M-BUS IN INDUSTRY 4.0

M-Bus (wired) was developed in the early 1990s and extended with its wireless form in 2005 (when the first draft of the EN 13757-4 was published, approved a year later), which is 5 years before the terms of IoT and Industry 4.0 started gaining on popularity in 2011 and even longer before they got to attention of the mass market in 2014. Despite that, Wireless M-Bus presents a solid competition to protocols and networks tailored just for Industrial Internet of Things, such as Sigfox, LoRa or Narrowband-IoT. Since it follows very similar goals (sensor-independence, battery-longevity, meter-automation), but holds a few years advantage, it is even better established, settled and stabilized than most of its competitors [1]. In Europe, including the Czech Republic, WM-Bus commonly operates at the frequencies of 868, 433, 169 MHz. Its communication model is based on the ISO/OSI scheme, but, as M-Bus is not a network, the unnecessary layers are not used and are missing from the specification. Additionally, there is a number of operation modes, which were defined to meet different needs when utilizing the protocol in various scenarios (i.e. Mode F for extended range

[1] Industrie 4.0 is a term coined by the German Federal Government to optimize industrial production and provide smart manufacturing solutions.

communication, Mode T for more frequent data transmission), but ultimately, maximizing battery lifetime at the sensor side is their common goal.

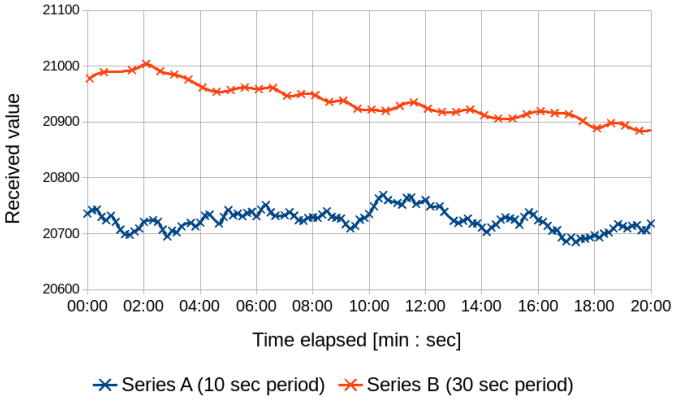
3 DEVELOPED WIRELESS M-BUS SOFTWARE GENERATOR

In order to ease the testing and accelerate the development process of various Wireless M-Bus solutions, whether it be software (for configuration, testing, simulation) or hardware (sensors, data concentrators, other parts of the wireless infrastructure) applications, a software generator has been created. The tool at hand is a multi-platform Wireless M-Bus telegram manufacturing suite, capable of creating arbitrary, yet standard-compliant protocol messages and sending them to the network. Since it is written in Java programming language, it can run on most of the modern computer operating systems where the Java JVM or its derivatives are installed, i.e., Windows, Macintosh, Linux.

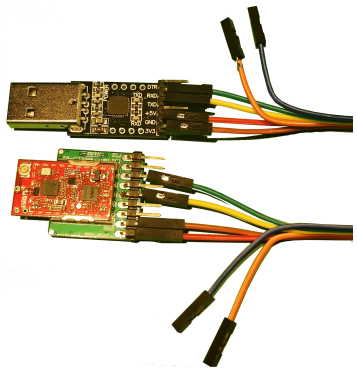
The developed application features two user interfaces: (i) graphical (GUI), and (ii) command-line (CLI). The graphical user interface represents the main way the generator should be approached by a human user. It allows for bit-precise WM-Bus telegram specification with applicable properties [5] ranging from the basics (manufacturer ID, device type), to the special ones (device subunit bit, storage number nibble), in a guided manner with preselected values and lists of choices, and extensions (up to the single WM-Bus telegram's size limit of 255 bytes).

The purpose of command-line access is to allow the application to be controlled either remotely, via a text-based connection like SSH, or by a non-human operator, i.e., a script. Nevertheless, the key features, available in both approaches include, allow to:

- construct a valid WM-Bus telegram based on user's needs, append the message with standard-compliant extensions, checksum and other fields,
- apply one of 4 encryption modes, choose the key and initialization vector,
- save the telegram and create more or edit previously saved,
- choose for data fluctuation and parameterize it,
- schedule any (or more) of the telegram specifications for periodic sending to supported hardware for wireless transmission.



(a) Fluctuated data series as received from the software WM-Bus generator



(b) IQRF module (red), debugger (green), UART bridge (khaki)

Figure 1: Generator output (a), hardware detail (b)

4 HARDWARE

Board used during the development and targeted for the final product is IQRF TR-72D-WMB [4], which is the size of a mini SIM card (commonly referred to as just SIM card). Currently, this is the only hardware the generator can work with. It is an IQRF[2] transceiver, manufactured specifically for Wireless M-Bus. On the board, there are pins to allow for UART (wired) communication, and an embedded antenna for transmitting and receiving WM-Bus telegrams. Thanks to low power demands, this device is predetermined to being battery powered.

The UART interface is meant to provide configuration and management, and is also needed for programming and debugging purposes. In this case, it was connected via two other hardware devices: debugger (IQRF CK-USB-04A [2]), and a USB to UART converter (CP2102 Classic USB Bridge [3]). Complete appliance, assembled from three aforementioned devices, is portrayed in Fig. 1b.

5 TEST SCENARIO AND INDUSTRY USAGE

Within the practical evaluation, a test-scenario was established, where the software generator is utilized together with the hardware, in order to simulate real environment measurements and send data to a remote concetrator. Another device, commercially available conventional sensor, was set to measure the same physical property and send the data to the same concetrator at the same frequency (868 MHz). As it was then feasible to compare both received data series, it can be clearly stated the results from the software multi-platform generator have a data pattern hardly distinguishable from the market product. The key output is represented by the fact the software tool can be used in the very first stage of verification of planned WM-Bus communication between smart meters and data concentrators.

6 CONCLUSION

Presented software generator embodies a powerful tool for testing WM-Bus infrastructure. Running on multiplatform software and using cheap hardware, its features open the door for initial verification of data transmissions for utility companies without the need to invest money into expensive development and certification of smart meter where WM-Bus is used for data exchange.

ACKNOWLEDGEMENT

Research described in this paper has been implemented in the laboratories supported by the SIX project; reg. no. CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operational program Výzkum a vývoj pro inovace.

REFERENCES

[1] E. Kaloudiotis, “A 868 MHz WM-Bus Based Waterand Electricity Metering System”, 2015

[2] IQRF Technology for wireless, IQRF programmer and debugger [online]. Available from: https://www.iqrf.org/products/ck-usb-04a

[3] Silicon Labs, CP2102 Classic USB Bridge development tool [online]. Available from: https://www.silabs.com/products/interface/usb-bridges/classic-usb-bridges/device.cp2102

[4] IQRF Technology for wireless, TR-72D-WMB series, Transceiver for Wireless M-Bus [online]. Available from: https://www.iqrf.org/products/transceivers/archive/tr-72d-wmb

[5] M-Bus, The M-Bus: A Documentation [online]. Available from: http://www.m-bus.com/mbusdoc/md6.php

[2] IQRF is a wireless transmission technology for packet-oriented communication via radio in sub-GHz bands.

MULTIPLATFORM TEST ENVIRONMENT FOR EFFICIENCY ANALYSIS OF CRYPTOGRAPHIC PRIMITIVES USED IN ELLIPTIC CURVES

Josef Brychta
Master Degree Programme (5), FEEC BUT
E-mail: xbrych07@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radek Fujdiak
E-mail: fujdiak@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with design of multiplatform test environment for efficiency analysis of cryptographic primitives used in elliptic curves. The test algorithm to generate 1000 random points on the SEC secp256k1 elliptic curve was used on Raspberry Pi 2/3 devices and compared the measured real-time values of the system usage of these devices.

Keywords: Cryptographic primitives, cryptography, elliptic curves, psutil, Raspberry Pi, secp256k1.

1 ÚVOD

Kryptografie je v dnešní době používána prakticky ve všech oblastech, které jakkoliv souvisí s počítači či sítěmi. Od internetového bankovnictví, platebních karet, šifrování souborů, disků nebo jen zabezpečený přístup na webové stránky. Pro usnadnění práce vývojářům byly navrženy různé kryptografické knihovny, které mají za cíl implementovat požadované kryptografické funkcionality. Těchto kryptografických knihoven je spousta a každá je vhodná na jinou platformu [1, 2, 3]. Motivací této práce bylo usnadnění výběru kryptografických knihoven možností vývojářům zjistit reálnou efektivitu počítání kryptografických primitiv těchto knihoven. Sestrojit multiplatformní testovací prostředí pro analýzu efektivity kryptografických primitiv na eliptických křivkách pro různé hardwarové platformy.

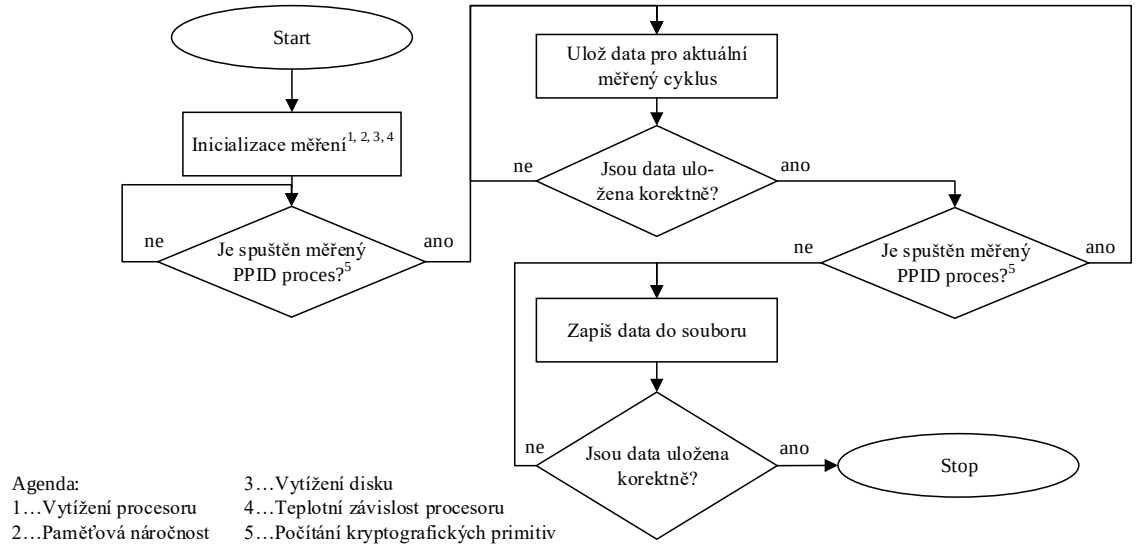
2 ZPŮSOBY MĚŘENÍ EFEKTIVITY KRYPTOGRAFICKÝCH KNIHOVEN

Tato kapitola se zabývá popisem metod, pomocí kterých jsou realizována měření efektivity kryptografických knihoven – počítání kryptografických primitiv s jednotlivými knihovnami. Následující parametry měření jsou realizovány pomocí knihovny psutil a napsány v jazyce Python. Psutil je multiplatformní knihovna pro získávání informací o běžících procesech a využití systému (CPU, RAM, GPU, disky, sítě, čidla) naprogramována v jazyce Python. Je zaměřená primárně na sledování systému, profilování a omezení procesních prostředků a řízení běžících procesů. Implementuje mnoho funkcí nabízených nástroji příkazového řádku systému UNIX, jako jsou: ps, top, lsof, netstat, ifconfig, who, df, kill, free, nice, ionice, iostat, pidof, tty, taskset, pmap.

2.1 POPIS KOMPLEXNÍHO MĚŘÍCÍHO ALGORITMU

Měřící algoritmus obsahuje následující měřící metody: vytížení procesoru, paměťová náročnost, vytížení grafického adaptéru, vytížení disku – ty jsou realizovány pomocí knihovny psutil, která je popsána výše a jsou napsána v jazyce Python. Měřící prostředí čeká s měřením na identifikaci PPID identifikátoru měřené operace v systémových procesech. Neboli po načtení kryptografických knihoven a spuštění výpočetních primitiv těchto knihoven se spustí jednotlivá měření. Měření probíhají v minimálním možném intervalu (procesorových cyklech) pro maximální možnou přesnost měření

v průběhu běhu výpočetních primitiv. Po skončení běhu výpočetních operací se ukončí PPID proces a s ním také měření měřícího algoritmu. Výsledky jednotlivých měření se zapíší do souborů jako hodnoty k následnému zpracování. Vývojový diagram multiplatformního testovacího prostředí pro měření efektivity kryptografických primitiv na eliptických křivkách je znázorněn na Obrázku 1.



Obrázek 1: Diagram multiplatformního testovacího prostředí pro měření efektivity krypt. primitiv.

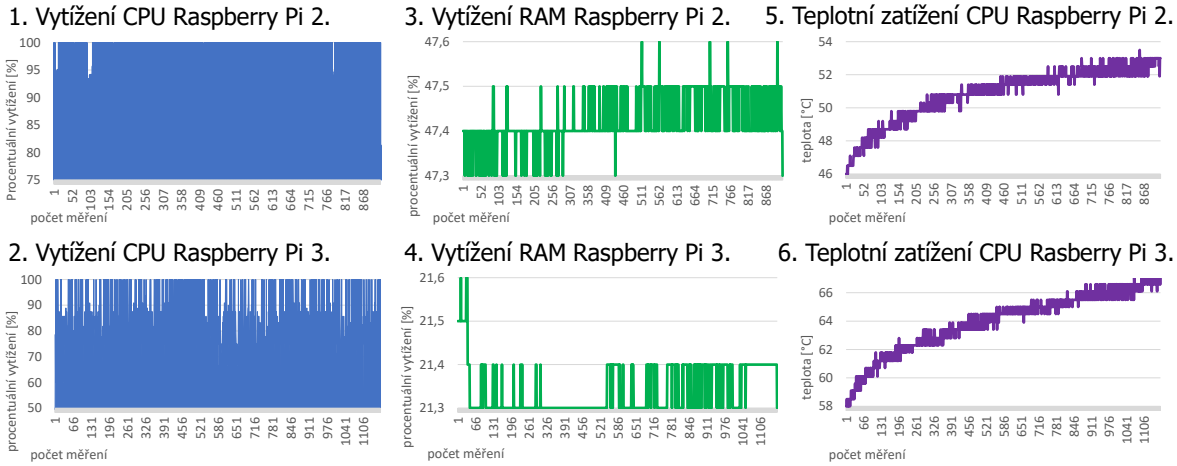
2.2 DALŠÍ MĚŘITELNÉ PARAMETRY

Měření energetická náročnosti je realizováno za pomocí speciální měřícího přístroje citlivého na velmi malé proudy. Další variantou je měření pomocí speciálního přídavného kitu pro Raspberry Pi do I2C sběrnice. Počet strojových cyklů je realizován pouze u projektů, které to umožňují. Například v prostředí Eclipse. Měření časové náročnosti výpočetních operací je realizováno v jazyce Python.

3 MĚŘENÍ NA TESTOVACÍM VÝPOČETNÍM ALGORITMU

Měření probíhalo na dvou zařízeních (Raspberry Pi 2/3). Na obou byl spuštěn skript na vygenerování 1000 náhodných bodů na eliptické křivce secp256k1 ($y^2 = x^3 + 7$) standardu SEC v kryptografické knihovně OpenSSL. Zajímavostí této křivky je, že ji používá ve svém algoritmu Bitcoin. Zařízení Raspberry Pi 2 zvládlo tuto operaci za 38,12 s a Raspberry Pi 3 za 19,37 s. Dalším typem měření bylo procentuální vytížení CPU na jeden procesorový cyklus. Procesor u Raspberry Pi 2 provedl celkem 868 procesorových cyklů. Zatímco procesor u zařízení Raspberry Pi 3 provedl 1106 procesorových cyklů. Z čehož vyplývá, že procesor u Raspberry Pi 2 s taktem 900 MHz na jedno jádro provedl méně cyklů než procesor u Raspberry Pi 3 s taktem 1,2 GHz. Měření vytížení CPU u zařízení Raspberry Pi 2 bylo skoro stále na svém výkonnostním maximu. Je to způsobeno převážně malým výkonem CPU jednotky ARM Cortex-A7 a náročností výpočetního procesu. Na zařízení Raspberry Pi 3 je vidět lepší rozložení výkonu a procesor ARM Cortex-A53 zaměstnává znatelně méně i když se hodnota využití blíží také svému maximu. Dále bylo realizováno měření využití paměti RAM na jeden procesorový cyklus. Nutno podotknout, že testovaná zařízení jsou osazena 1 GB RAM a využití RAM paměti se měnilo pouze v řádu desetin jednotky. Při měření nebyly spuštěny žádné další uživatelské aplikace pro maximální možnou srovnatelnost. Dále bylo realizováno měření procentuálního vytížení paměti FLASH, která nahrazuje u obou zařízení systémový disk. Obě zařízení jsou osazena UHS-I U3 kartou s pamětí 32 GB. Vytížení paměti FLASH při tomto měření bylo konstantní a bylo zjištěno, že

nemá žádný vliv na spuštěné procesy. Proto nejsou přiloženy výsledky tohoto měření. Posledním realizovaným měřením byla teplotní závislosti procesoru na počet procesorových cyklů dané výpočetní operace. Na grafech je vidět, že s časem teplota vzrůstala u obou zařízení ale u Raspberry Pi 3 startovala na vyšší teplotě. Zajímavostí je, že oba procesory u daných zařízení zvýšily svou teplotu o 8 °C. Pro maximální možnou srovnatelnost byla obě zařízení nechána v nečinnosti před samotným měřením. Referenční hodnoty na Raspberry Pi 2 byly: teplota CPU 45,7 °C, vytížení CPU 32,3 % a vytížení RAM 47,3 %. na Raspberry Pi 3 to bylo teplota CPU 57,8 °C, vytížení CPU 15,5 % a vytížení RAM 21,3 %. Výsledky měření vytížení CPU, RAM a teplotní vytížení jsou k dispozici na Obrázku 2.



Obrázek 2: Měření vytížení CPU, RAM a teplotní zatížení na zařízeních Raspberry Pi 2/3.

4 ZÁVĚR

Cílem této práce bylo zrealizovat multiplatformní testovací prostředí pro analýzu efektivity kryptografických primitiv na eliptických křivkách u kryptografických knihoven pro různé hardwarové platformy. Na výše zmíněném testovacím kryptografickém algoritmu byla realizována měření využití CPU, RAM, FLASH a teplotní zatížení na počet jednotek procesorových cyklů daného výpočetního algoritmu na zařízeních Raspberry Pi 2/3. Z výsledků měření je patrné, že Raspberry Pi 3 zvládlo vypočítat měřený kryptografický algoritmus za přibližně polovinu času než Raspberry Pi 2. Raspberry Pi 3 je efektivnější i ve využití systémových prostředků jako jsou CPU i RAM. Rozdíly ve využití maxima výkonu CPU se rapidně liší v závislosti na použitém kryptografickém algoritmu. Navržené měřící prostředí dále umožňuje měření GPU vytížení na procesorový cyklus, měření strojových a procesorových cyklů, čas měření a podrobné nastavení měřených systémových parametrů. Podstatným kritériem pro měření efektivity je také energetická náročnost zařízení, která musí být realizována hardwarově, tj. pomocí přesného multimetru, který umožňuje měřit velmi malé proudy či speciálním doplňkovým měřicím kitem určeným pro zařízení Raspberry Pi 2/3 do I2C sběrnice.

REFERENCE

[1] Bos, W; Halderman, A; Heninger, N a další.: *Elliptic Curve Cryptography in Practice* [online]. 2013, poslední aktualizace 2013. Dostupné z URL: <https://eprint.iacr.org/2013/734.pdf>.

[2] Johnston, O.: *Elliptic Curve Cryptosystems* [online]. 2010, poslední aktualizace 2010. Dostupné z URL: <https://eprint.iacr.org/2010/575.pdf>.

[3] Independent Media.: *Cryptographic Libraries* [online]. 2018, poslední aktualizace 2018 [cit. 9. 03. 2018]. Dostupné z URL: <http://www.tech-faq.com/cryptographic-libraries.html>.

APPLICATION PROTOCOLS TESTING IN JMETER

Tomáš Srnec
Master Degree Programme (2), FEEC BUT
E-mail: xsrnec04@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Číka
E-mail: cika@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with stress testing of HLS (HTTP Live Streaming) and RTSP (Real Time Streaming Protocol) protocols utilizing Apache JMeter application. The main goal lies in design and implementation of plug-in module, that will performs server stress tests of the above-mentioned protocols.

Keywords: performance testing, JMeter, sampler, HLS, RTSP, video on demand

1 ÚVOD

Problematika zátěžového testování je úzce spjata s návrhem každého programu. Kvalitní komerční řešení si žádá alespoň nějakou formu zátěžového testování, což platí zvláště pro multimediální služby. Cílem této práce je navrhnout a zprovoznit moduly v testovacím programu JMeter, které umožní zátěžově testovat protokoly HLS a RTSP.

Zátěžové testování

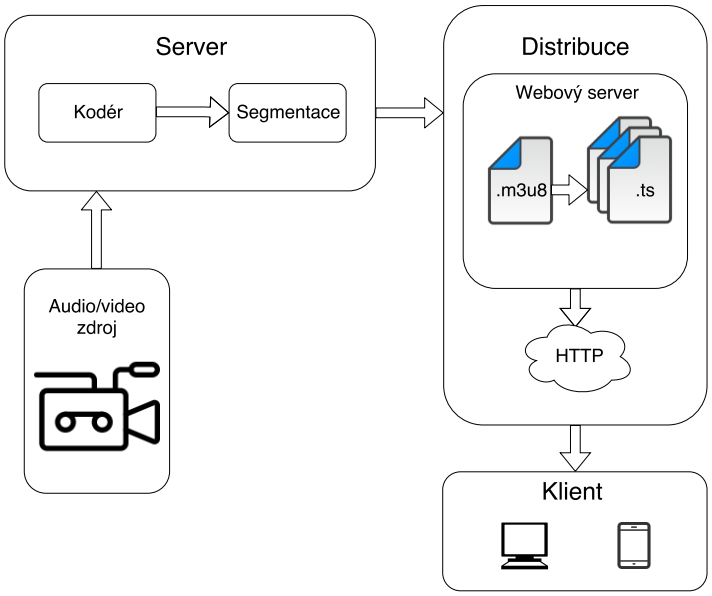
Zátěžové testování slouží zejména k ověření funkčnosti aplikace pří různé velikosti provozu (zatížení). V této kapitole jsou popsány tři základní typy zátěžového testování a to testování výkonu (performance test), zátěžový test (load test) a test hraniční zátěže (stress test).

- **Testování výkonu** Cílem testování výkonu je zjistit, jak se daný systém chová při stanovené zátěži. Nejčastěji jsou sledovány parametry jako propustnost, spolehlivost, škálovatelnost a schopnost odpovídat.
- **Zátěžový test** Cílem zátěžových testů je odhalit chyby funkcionality služby, jenž se projevují pouze pod zátěží systému (např. deadlock, přetečení vyrovnávací paměti nebo únik paměti).
- **Test hraniční zátěže** Test hraniční zátěže (Stress test) je způsob testování systému, při kterém je zatížen nadměrným množstvím zátěže, než na který byl navrhován, s cílem jej poškodit. Test hraniční zátěže může donutit systém k vyřazení některých jeho zdrojů jako například RAM (Random-access memory), paměťový disk.

2 TESTOVANÉ PROTOKOLY

Přenos v reálném čase pomocí Hypertextového přenosového protokolu

Přenos v reálním čase pomocí Hypertextového přenosového protokolu, HLS (HTTP Live Streaming) poskytuje spolehlivý, nákladově nenáročný způsob poskytování nepřetržitého a dlouhotrvajícího videa posílaného přes Internet. Umožňuje příjemci upravovat přenosovou rychlost média v závislosti na síťových podmínkách, za účelem nepřerušovaného přehrávání v co nejlepší možné kvalitě.



Obrázek 1: Streamovací architektura HTTP [1]

Streamovací protokol v reálném čase

Streamovací protokol v reálném čase RTSP je síťový řídicí protokol [2], určený pro použití v zábavních a komunikačních systémech pro řízení streamovacích multimediálních serverů. Protokol se používá pro vytváření a řízení mediálních relací mezi koncovými body. Klienti serverů vydávají příkazy, jako je přehrávání, nahrávání a pozastavení, které usnadňují řízení streamu médií v reálném čase ze serveru na klienta (Video On Demand) nebo z klienta na server.

Testovací program JMeter

Apache JMeter [3] je software s otevřeným zdrojovým kódem, vytvořený v jazyku Java. Aplikace je určená k zátěžovému testování a měření výkonu. Apache JMeter může být použit pro testování výkonu jak na statických, tak na dynamických zdrojích, webových dynamických aplikacích. Může být použit k simulaci těžké zátěže na serveru, skupině serverů, sítích nebo objektech, aby bylo možné otestovat jejich sílu nebo analyzovat celkový výkon v různých typech zatížení.

3 VLASTNÍ PŘÍNOS

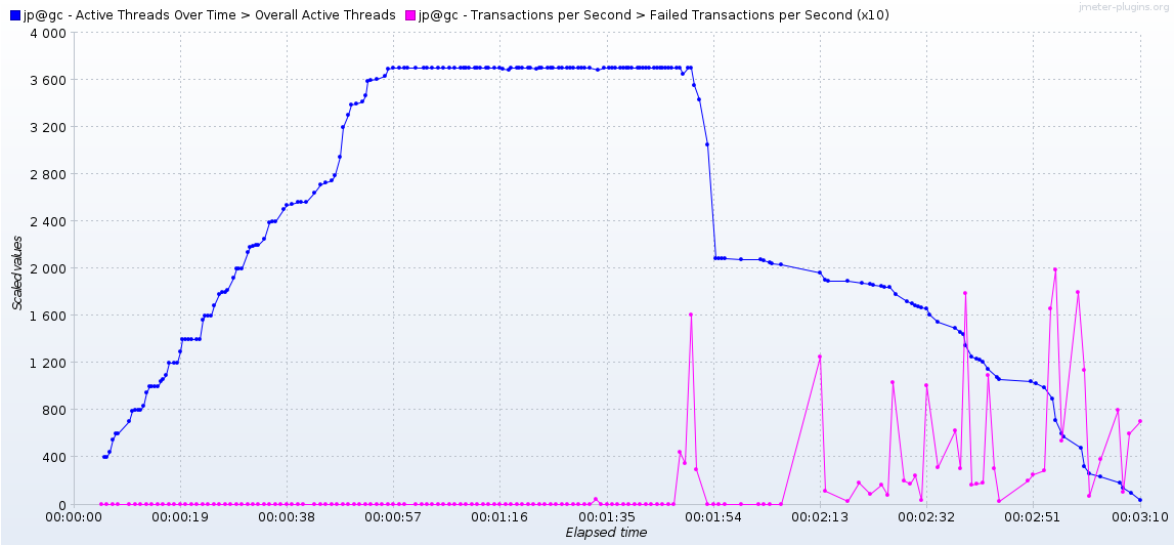
Pro testování protokolů HLS a RTSP byly implementovány nové zásuvné moduly, které umožňují testovat zařízení využívající tyto protokoly.

U protokolu HLS byl vytvořen sampler vysílající na HTTP (Hypertext Transfer Protocol) server dotaz `GET`. Server odpoví zasláním segmentu s videem. Opakováním tohoto dotazu s vysokou frekvencí se testuje schopnost serveru zvládat zátěž.

Vývoj modulu pro RTSP byl obdobný. Na vytvořený RTSP server jsou vysílány požadavky `OPTIONS` a `DESCRIBE`. Sleduje se poměr přijatých a zahozených požadavků.

Pro účely testování byl v JMeteru vytvořen testovací plán. Jeho průběh byl nastaven na schodovité navyšování provozu při počátečním stavu 200 uživatelů na maximum 6000 uživatelů, držení tohoto množství po dobu 10 vteřin a rychlé odhlášení všech uživatelů. Výsledky tohoto testování jsou zobrazeny v grafu 2.

Modrá křivka ukazuje reálné množství přihlášených uživatelů, červená počet chybových spojení.



Obrázek 2: Graf závislosti přihlášených uživatelů a chybovosti na čase.

Z výsledků vyplývá, že největší chybovost generuje náhlá změna uživatelů. Jejich postupné přibývání problémy nevytváří.

4 ZÁVĚR

Cílem této práce bylo nastudovat funkce a možnosti rozšíření testovacího programu JMeter se zaměřením na testování aplikačního protokolů HLS a RTSP. Z důvodu omezeného rozsahu jsou zde popsány pouze výsledky protokolu HLS, u RTSP byly výsledky obdobné. V praktické části jsou realizovány zásuvné moduly pro testování a provedeny testy hraniční zátěže na vytvořených zařízeních. Z výsledků vyplývá že servery nejhůře reagují na náhle změny v množství uživatelů.

REFERENCE

[1] HTTP Streaming Architecture. In: *https://developer.apple.com* [online]. 2016 [cit. 2017-12-06]. Dostupné z URL: <https://developer.apple.com/library/content/documentation/NetworkingInternet/Conceptual/StreamingMediaGuide/HTTPStreamingArchitecture/HTTPStreamingArchitecture.html#//apple_ref/doc/uid/TP40008332-CH101-SW2>.

[2] *Real Time Streaming Protocol (RTSP)*. RFC 2326. The Internet Society, 1998.

[3] Apache JMeter. *Apache JMeter* [online]. Apache Software Foundation, 2018 [cit. 2018-03-14]. Dostupné z URL: https://jmeter.apache.org/ .

EXTENDING SECURITY OF PACKAGE MANAGER WITH DNS

Martin Sehnoutka
Master Degree Programme (2), FEEC BUT
E-mail: xsehno00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Jeřábek
E-mail: jerabekj@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes a method of public key verification based on DNS, that can be used to further increase security of package managers. On top of this method, an extended version is proposed, that can also protect repository metadata. An implementation for the RPM ecosystem is proposed corresponding to the theoretical background.

Keywords: Package management, OpenPGP, DNS, DNSSEC, RPM

1 INTRODUCTION

Package managers are an essential part of every modern Linux distribution. They are usually used to distribute software packages, e.g. Wireshark or Firefox, but in general they can be used to manage any kind of content. The primary method of package delivery is via the Internet, which is inherently insecure, therefore it is necessary to ensure package integrity. This is done by using signatures, as known from the public-key cryptography, and cryptographic hash functions [1]. But the public keys themselves must be obtained somehow and considered trusted before they can be used. In the rest of this paper, a method based on the Domain Name System (DNS) and applied to the RPM Package Manager (the acronym is recursive) will be described, that can be used to further increase security.

Nowadays, when a user of some RPM based distribution (e.g. Fedora or CentOS) wants to install a package for the first time, a series of steps precede the installation itself. First, the public key is downloaded from the Uniform Resource Locator (URL) provided in the repository configuration file. The key is usually a local file or a file available over the Hypertext Transfer Protocol Secure (HTTPS). Then the frontend package manager asks the user whether the key is trusted and this is the tricky part. The user must use a browser to find information about this key and compare the fingerprint manually. The situation is even worse in case of automatic package installation as done by Graphical User Interface (GUI) package managers or automation systems, e.g. Ansible. These systems skip this step altogether as there is currently no way for them to do otherwise. Finally, the key is imported and trusted forever. But again this is a problem because there is no automatic way to inform the package manager, that the key was revoked. The information must be delivered to the user, and he must manually remove the key.

2 STRUCTURE OF AN RPM PACKAGES REPOSITORY

Before the proposed extension can be further explained, an RPM repository needs to be described. It is a server that contains repository metadata and a set of packages. The metadata is stored in 2 files: *repomd.xml* and *primary.xml*. They contain hashes of the provided packages so that they can be tested for corruption during transmission, but it cannot be used to verify authenticity as anyone can create these hashes. The metadata files can be signed but they usually are not unlike in other distributions like Debian or Gentoo, instead RPM includes signatures in every package so that each of them can be verified separately.

3 EXTENDING THE CURRENT SYSTEM WITH DNS

Based on the theoretical background introduced in the previous sections, two ways are proposed in which the current package distribution system can be extended in order to prevent certain types of attacks. The first version, which is called "*minimal*" is supposed to require only minimal changes to the RPM ecosystem and it can prevent Man in the middle (MITM) attacks during the key import phase as well as it can help with key revocation and replacement after a key leakage incident occurres. The second version, called "*extended*", builds on top of the minimal version and it can also prevent so-called freeze attack [1], where the attacker restrains users from installing security updates by providing only outdated packages.

3.1 MINIMAL VERSION

Both versions can be divided into server and client part. The server side represents a packager, a person, a community or in general any entity, that creates packages, signs them and publishes them on a domain (e.g. example.com). An assumption is made, that this entity owns this domain and therefore it can publish new Resource Records (RR) in the authoritative DNS server for this domain. This entity is represented by a Pretty Good Privacy (PGP) key pair, that is used for signing of the packages. PGP keys are tied with an email address (e.g. packager@example.com), which belongs to this domain as well. Conveniently, an RR type for PGP keys has already been standardized [2], so the OPENPGPKEY RR type can be used to publish the public key in the DNS system. Finally, the DNS system itself does not guarantee authenticity of its messages, in order to verify obtained RRs, the Domain Name System Security Extensions (DNSSEC) must be used.

The client side is implemented in the Dandified Packaging Tool (dnf). When the client wants to install a package from this repository for the first time, dnf downloads the PGP key from the web server using HTTPS and now it can automatically verify this key using an implementation of a verifying resolver (e.g. libundound), that downloads the key RR and verifies RR signatures from the key itself up to the root zone. This is known as the DNSSEC chain of trust.

The second application, key revocation, is done by simply replacing the original key with a new one. Whenever dnf wants to install a new package (this applies to updates as well, because an update is basically installation of a new version), it first verifies all the keys and if there is some discrepancy, it can check the web server for a new version of the verification key or it can just reject to install this package.

3.2 EXTENDED VERSION

The DNS with DNSSEC can be utilized to further improve security of the whole package distribution system especially in cases, where plain HTTP connection is used for communication with a repository. As mentioned earlier, the freeze attack can be used against package managers. This attack vector consists of MITM where the attacker provides old, but correctly signed packages and waits for new security vulnerabilities to occur in installed packages (e.g. httpd).

In order to prevent this attack, a hash of the repository metadata and a timestamp can be included in the DNS database. Of course, the timestamp has a short-period timeout, so that the RR cannot be frozen as well. Also, the repository metadata can be signed. This is already supported by RPM, but not widely used in Fedora. It works simply by creating a detached signature using GPG. The key used for this purpose can be and should be different from the key used for signing packages. This structure together with the package verification key resembles The Update Framework (TUF) as proposed in [1] with the difference that it is implemented using DNS. The whole idea of the extended version is captured in Figure 1. The yellow part is the RPM ecosystem that will not be modified, the blue part will be used in the minimal version and the red part is where the extended version is applied.

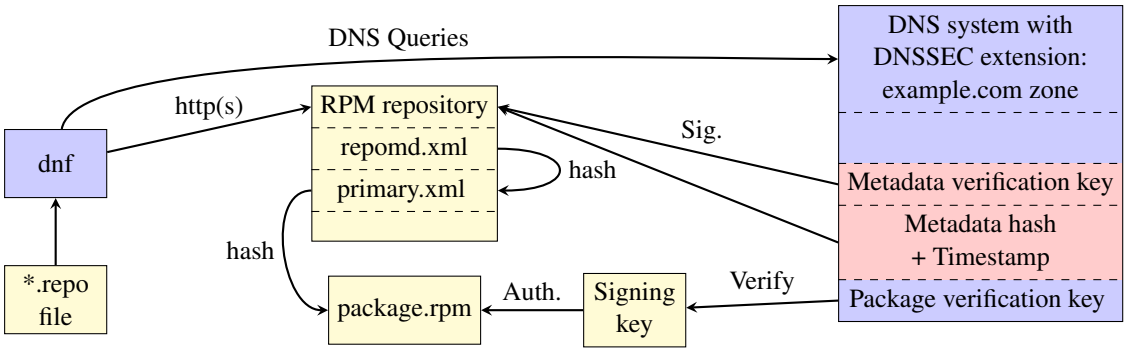


Figure 1: Structure of data stored inside a DNS server,its relation to RPM repository and interaction with dnf

4 IMPLEMENTATION

A proof of concept implementation has been written using the Python language. The libunbound library was used as a resolver implementation with Python API and so was the python-gnupg library, which is a Python wrapper around the GPG tool. A virtual environment was created with a set of DNS servers, that resembles the global DNS system, but it is possible to control it and create correct and broken configurations, so that the implementation is properly tested.

5 CONCLUSION

In this paper, a way was described in which dnf can utilize DNS in order to increase security of package management. Once the implementation is ready for production use, it will be included in the upstream dnf and tested by Fedora users. If the system proves to be useful it can be beneficial especially in cloud and desktop environment, where packages are installed non-interactively.

REFERENCES

[1] SAMUEL, Justin, Nick MATHEWSON, Justin CAPPOS a Roger DINGLEDINE. Survivable key compromise in software update systems. In: *Proceedings of the 17th ACM conference on Computer and communications security - CCS '10*. New York, New York, USA: ACM Press, 2010, s. 61-72. DOI: 10.1145/1866307.1866315. ISBN 9781450302456. Available from: http://portal.acm.org/citation.cfm?doid=1866307.1866315

[2] RFC 7929: DNS-Based Authentication of Named Entities (DANE) Bindings for OpenPGP. *RFC online* [online]. California: Internet Engineering Task Force (IETF), 2016 [cit. 2017-11-07]. Available from: https://tools.ietf.org/html/rfc7929

PROPOSAL OF CRYPTOGRAPHIC ELLIPTIC CURVES GENERATOR

Daniel Herbrych
Master Degree Programme (2. year), FEEC BUT
E-mail: xherbr00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radek Fujdiak
E-mail: fujdiak@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with creation of elliptic curves generator. The purpose is generating disposable elliptic curves for cryptographic protocol. Miracl library is used. The most important issue is to determine the order of the elliptic curve group. SEA algorithm (Schoof–Elkies–Atkin) is used for this purpose. The second goal is to find suitable elliptic curves for the cryptographic purposes.

Keywords: elliptic curves, on the fly, cryptography, group, schoof elkies atkins

1 ÚVOD

Kryptografie se dělí do dvou částí - symetrická a asymetrická. U symetrické kryptografie se používá jeden klíč jak pro šifrování, tak pro dešifrování. Před započetím komunikace je tedy třeba vyřešit distribuci klíče. Eliptické křivky spadají do asymetrické kryptografie. Asymetrické kryptosystémy se používají pro šifrování, podepisování a pro výměnu klíčů symetrických kryptosystémů. Eliptické křivky jsou typicky definovány různými institucemi, např. NIST. Eliptické křivky jsou perspektivní hlavně díky stejné úrovni zabezpečení při menších velikostech klíčů. Díky tomuto důvodu mají menší výpočetní nároky a je výhodné je použít obecně pro zařízení s omezenými zdroji, příkladem budiž IoT, karty atd. Alternativou k použití eliptických křivek, které už byly definovány nějakou institucí, je použití křivek vlastních. Tyto křivky mohou být generovány také pouze pro jednorázové použití, po kterém jsou tyto křivky zahozeny. Eliptické křivky jsou speciální podtřídou kubických křivek, čili polynomů třetího stupně. Obecně rovinnou křivkou rozumíme množinu bodů vyhovující rovnici [3]: $F(x,y) = 0$. Eliptické křivky jsou vždy definovány nad nějakým konečným polem $\mathbb{F}_q$, což ve výsledku vytvoří grupu. Operace jsou pak prováděny nad touto grupou. Eliptická křivka může být definována jako množina [3]:

$$E = \{[x,y] \in F_q^2 \setminus \{[0,0]\}, F(x,y) = 0\} \cup \{\infty\}, \tag{1}$$

kde jako dodatečný bod je třeba definovat tzv. bod v nekonečnu ∞, který úzce souvisí s řádem bodu. Nejmenší kladné celé číslo k tak, že $kP = \infty$, kde P je bod na křivce, se nazývá řád bodu P [3].

$$F(x,y) = y^2 + a_1xy + a_2y - x^3 - a_3x^2 - a_4x - a_5, \tag{2}$$

tato rovnice [3] je tzv. Weierstrassova forma pro eliptické křivky. Tato rovnice se dále zjednodušuje pro jednotlivá tělesa a upravují se podmínky pro koeficienty tak, aby křivka nebyla singulární. Singulární křivky jsou křivky mající nulový diskriminant a pro které je problém diskrétního logaritmu nad eliptickými křivkami redukován na klasický diskrétní logaritmus. V textu dále bude pracováno s prvočíselnými poli, čili $q = p$. U křivek nad prvočíselným polem $\mathbb{F}_p$ je cílem generovat parametry p,a,b,G,n,h. Parametr p je prvočíslo, společně s parametry a,b definuje křivku nad prvočíselným polem pomocí zjednodušené formy Weierstrassovy rovnice [3]:

$$y^2 \bmod p = x^3 + ax + b \bmod p. \tag{3}$$

Dále G je generátor (anglicky také base point), což je bod (x_G, y_G) vybraný pro další operace. Parametr n je řád generátoru. Skalár pro násobení bodů je pak vybírán z intervalu $\langle 0; n-1 \rangle$. Dalším parametrem je h neboli kofaktor, kde $h = \#E(\mathbb{F}_p)/n$. $\#E(\mathbb{F}_p)$ je počet počet prvků grupy nebo také řád grupy, někdy též kardinalita. Znak # pro označení počtu prvků množiny je používán např. ve [3]. Jedná se o tzv. kardinální číslo resp. kardinál, používá se namísto $|x|$. Kofaktor by měl mít nejlépe hodnotu 1, jinými slovy, aby generátor generoval všechny body grupy. V opačném případě, v závislosti na kofaktoru, bude generátor generovat podgrupu o řádu $\#E(\mathbb{F}_p)/h$.

2 NÁVRH GENERÁTORU

Samotné generování křivek zahrnuje několik kroků a způsobů generování je více. U křivek nad prvočíselným polem $\mathbb{F}_p$ se generují všechny parametry p, a, b, G, n, h. Nejčastějším způsobem je Algoritmus 1, což je už samotný generátor, jeho pseudokód je níže. Je velice podobný algoritmu generování z [1]. Vygenerováním náhodných parametrů a, b se definuje křivka nad určitým polem. Následně se určí řád grupy n, a to pomocí SEA algoritmu. Pak se najde vhodný generátor grupy a určit kofaktor už je snadné. Druhou nejčastější metodou je tzv. CM metoda (complex multiplication), která má na vstupu modulus p, výstupem je křivka a generátor. Její výhodou je větší rychlost než první způsob se SEA algoritmem, ale na druhou stranu výstupem jsou více strukturované křivky. Taktéž na implementaci je složitější. Použit je první uvedený způsob, který bude vysvětlen podrobněji. Jako první se zvolí modulus p, což je jeden z parametrů určujících výslednou grupu pro další operace. Modulus může mít různou délku v bitech a ta závisí na požadované úrovni zabezpečení. Druhým krokem je vygenerování náhodných parametrů a a b, které určují už samotnou eliptickou křivku. Zkontroluje se, zda pro generovanou křivku platí, že diskriminant není nulový. Pro diskriminant platí vztah [3]:

$$\Delta = -16(4a^3 + 27b^2). \tag{4}$$

Pokud je nulový, generují se nová a a b. Náhodný generátor konkrétně v tomto případě nemusí být opravdu náhodný, ale stačí pseudonáhodný. Tvar křivky totiž není tajný. V tomto bodě se vypočítá pomocí SEA algoritmu řád grupy nad danou eliptickou křivkou. Pro tento krok je použita knihovna MIRACL. Nyní se najde generátor, bod, který bude generovat podgrupu o dostatečně velkém řádu. K tomu se použije Algoritmus 2 uvedený níže. Pokud by kofaktor, neboli podíl řádu grupy a generované podgrupy, byl příliš velký, začíná se s novou křivkou. Platí [2]:

$$h = \#E(\mathbb{F}_p) \cdot r, \tag{5}$$

kde h je kofaktor, $\#E(\mathbb{F}_p)$ je označení řádu grupy nad eliptickou křivkou a r je velké prvočíslo reprezentující řád generované podgrupy. Nyní je třeba definovat zkratku MOV útok, a to dle pánů Menezes, Okamoto a Vanstone. Ti prezentovali redukci diskrétního logaritmu nad eliptickými křivkami na klasický diskrétní logaritmus, který lze řešit v subexponenciálním čase. MOV podmínka je naopak ochranou proti tomuto MOV útoku. Podmínka je splněna, pokud neexistuje žádné $k \in \{1, \ldots, B\}$ tak, že $\#E(F_p) | q^k - 1$. Hodnota B je kladné celé číslo zvané MOV threshold, které bývá voleno $B \geq 20$. Na závěr se zhodnotí, zda je tato grupa nad eliptickou křivkou vhodná pro kryptografické účely, to zahrnuje vyloučení anomálních křivek a kontrolu MOV podmínek. Anomální křivky patří do třídy křivek s určitými matematickými parametry, na které byl nalezen efektivní útok řešící problém diskrétního logaritmu nad eliptickými křivkami v lineárním čase. Co se týče počítání bodů na křivkách, čili SEA algoritmu, základem je Schoofův algoritmus z roku 1985. Základem algoritmu jsou tzv. dělicí polynomy a Frobeniův endomorfismus [3]:

$$\begin{aligned} \phi_p : E(\mathbb{F}_p) &\to E(\mathbb{F}_p), \\ (x, y) &\mapsto (x^p, y^p), \\ \infty &\mapsto \infty. \end{aligned} \tag{6}$$

Pro každý bod P platí rovnost [3]:

$$\phi_p^2(P) - t\phi_p(P) + pP = \infty, \tag{7}$$

kde $t = p + 1 - \#E(\mathbb{F}_p)$. Tato rovnost se nazývá charakteristická rovnice Frobeniova endomorfismu. Dále je známa Hasseho věta [3]:

$$|p + 1 - |E(\mathbb{F}_p)|| \leq 2\sqrt{p}, \tag{8}$$

která určuje meze, ve kterých se nachází počet prvků grupy eliptické křivky. Za pomoci Čínské věty o zbytcích se dokáže určit hledaný řád grupy eliptické křivky. Frobeniův endomorfismus, jeho charakteristická rovnice a Hasseho věta byly upraveny pro prvočíselná pole $\mathbb{F}_p$ namísto obecných polí $\mathbb{F}_q$. Níže jsou pseudokódy vybraných důležitých částí. Algoritmus 1 je kostra celého generování. Algoritmus 2 je způsob nalezení generátoru s velkým prvočíselným řádem.

Algoritmus 1 Generovani krivek nad $\mathbb{F}_p$

INPUT: modulus p
OUTPUT: usporadana sestice T,
kde $T = (p, a, b, G, r, h)$

1: $a =$ nahodne cislo
2: $b =$ nahodne cislo
3: **if** diskriminant je 0 **then goto** 1
4: $radKrivky =$ SEA(a,b,p)
5: **if** $radKrivky$ je p **then goto** 1
6: **if** kontrolaMOV není OK **then goto** 1
7: $r =$ nejvetsi cislo prvociselneho rozkladu
8: kofaktor $h = \#E(\mathbb{F}_p)/r$
9: **if** h je prilis velke **then goto** 1
10: nalezeni generatoru G
11: **return** T

Algoritmus 2 Nalezeni generatoru grupy

INPUT: usporadana petice $S = (p, a, b, r, h)$
OUTPUT: pokud rad krivky $\#E = hr$, pak generator radu r, jinak false

1: generovani nahodneho bodu P
2: bod $G = hP$
3: **if** G je bod v nekonecnu **then goto** 1
4: bod $Q = rP$
5: **if** Q neni bod v nekonecnu **then**
6: **return** false
7: **else**
8: **return** G

3 ZÁVĚR

Uvedený generátor bude použit v kryptografickém protokolu pro jednorázové generování eliptických křivek, tzv. on the fly. Křivka bude použita pouze jednou a zahozena. V protokolu bude křivky generovat osobní počítač představující server, klient bude zařízení Raspberry Pi 3 model B. Druhotně poslouží jako generátor pro měření efektivity různých eliptických křivek. V případě nalezení nějakého vzoru by to mohlo vést ke generování efektivnějších křivek a tím i ke zrychlení odpovídajících operací. Na potřebnost nových eliptických křivek také ukazuje jejich stávající nedostatečné množství.

REFERENCE

[1] BAIER, H.; BUCHMANN, J. *Generation Methods of Elliptic Curves*. Information-technology Promotion Agency. Japan. 2002.

[2] JOHNSON, D.; MENEZES, A.; VANSTONE, S. *The Elliptic Curve Digital Signature Algorithm (ECDSA)*. International Journal of Information Security. Certicom Research, Canada. Department of Combinatorics and Optimization, University of Waterloo, Canada. 2001.

[3] HANKERSON, D.; MENEZES, A.; VANSTONE, S. *Guide to Elliptic Curve Cryptography* Springer-Verlag New York, Inc., 2003, 332 s. ISBN 0-387-95273-X.

Doktorské projekty

Elektronika a komunikace,
Komunikační technologie a informační bezpečnost

ON THE PERFORMANCE OF OBJECTIVE VIDEO QUALITY METRICS FOR UHD VIDEOS

Jan Kufa

Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT

E-mail: xkufaj00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ladislav Polák

E-mail: polakl@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with the performance evaluation of different objective metrics, used for the assessment of Ultra HD (UHD) video quality. Video sequences are compressed by HEVC video encoder. Objective scores are compared to each other and verified by scores from subjective tests. Such a comparison is completed by a simple correlation analysis. Differences between the objective scores obtained from the metrics implemented in the HEVC encoder and independent tool are explored in the second part of this paper. The PSNR metric is considered in this case.

Keywords: HEVC, UHD, Objective metric, Subjective test, MOS

1 INTRODUCTION

From the viewpoint of the assessment of the video quality in multimedia services [1], using of different objective metrics and subjective methods is essential [2], [3]. Objective metrics, based on mathematical approaches, are able to obtain information about the video quality in a relatively short time. Scores from subjective methods in comparison with scores from objective metrics are more adequate. However, they are expensive and not effective from the time consumption point of view. Therefore there is a big effort to develop advanced objective metrics with scores having a high correlation with subjective scores. The main aim of this paper is to compare performances of three established objective metrics with three advanced objective metrics for the evaluation of the UHD video quality, encoded by High Efficiency Video Coding (HEVC) compression technology. Comparison is completed by the subjective scores and with corresponding correlation analysis.

2 OBJECTIVE METRICS

Six objective metrics (3 established and 3 advanced) are considered altogether, in this article. The PSNR and SSIM metrics were calculated by the VQMT software. The metrics ST-MAD, VSNR and NQM were calculated in program MeTrix MuX [5]. The BVQM software was used to calculate the VQM metric [4].

- ***Peak Signal-to-Noise Ratio (PSNR)***
  It is one of the simplest and most widely used pixel-oriented metric for image and video quality evaluation purposes [2]. The higher is the PSNR value, the higher is the image quality.
- ***Structural Similarity (SSIM)***
  It is a full reference objective metric, based on the Human Visual System (HVS), which measures the similarity between two images [2]. The function is based on the fact that human eyesight is more sensitive to relative changes in brightness than to absolute changes. Value of this metrics is between 0 (low similarity) and 1 (high similarity).
- ***Video Quality Metric (VQM)***
  The VQM metric is fully based on the HVS system and compares the compressed video with the uncompressed video [2]. Index can be between 1 (low quality) and 0 (high quality).

- ***Spatiotemporal Most Apparent Distortion (ST-MAD)***
  This advanced algorithm using Most Apparent Distortion (MAD) method to estimate spatial and motion-based distortions in the video. Its lower value indicates a higher quality of the compressed video sequence [4].

- ***Visual Signal-to-Noise Ratio (VSNR)***
  The VSNR video metric quantifies the visual fidelity of distorted images. It calculates the contrast thresholds, defined as a disturbing against the reference picture with using HVS masking. If the disturbing is evaluated as an over-threshold, then the analysis continues with the perception of the low-level contrast [4]. Lower VSNR value means lower video quality.

- ***Noise Quality Measurement (NQM)***
  The NQM metric is based on the phenomenon that the psycho-visual effects of filtering and noise are separate. Its value is calculated from the measure of the frequency distortion and additive [4] noise. The higher is the NQM value, the higher is the video quality.

3 REALIZATION OF THE SUBJECTIVE TESTS

3.1 VIDEO SEQUENCES

Three short uncompressed raw video sequences were used in this work, downloaded from [6]. More information, including spatial and temporal indexes (SI and TI), can be found in the Table 1. Video sequences were compressed by HEVC video encoding algorithm and the bitrates were 1, 2, 4, 8 and 12 Mbps.

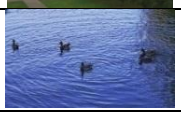
Name	Description	FPS	Resolution	Frames	SI [-]	TI [-]	Time	Thumbnail
Bospor	Floating boat on the river	30	3840x2160	300	15.9	4.4	10s	
Tree	Trees in the park	50	3840x2160	500	35.9	11.3	10s	
Duck	Ducks on the lake	50	3840x2160	500	73.6	15.7	10s	

Table 1: Parameters of the used video sequences.

3.2 SUBJECTIVE TEST SETUP

Results from the objective metrics were complemented with the scores from subjective tests. In such tests, overall 21 people were participated, after the testing of their visual acuity. All these tests were realized in controlled laboratory conditions. The presentation of video sequences was done on a computer connected to the TV. The display device was 49" LG 49UF8527. The viewing distance for all participants equaled to 104 cm (screen height 65 cm multiplied by 1.6). The Absolute Category Rating (ACR) was adopted for the subjective tests due to the lowest time duration. ACR time pattern is shown in Figure 1. The test sequences were randomly presented one at a time. At the end of every single sequence, the participant rated the quality of the video using the simple 5-point continuous scale. The range was from 0 (Bad) to 5 (Excellent). More details are described in [4].

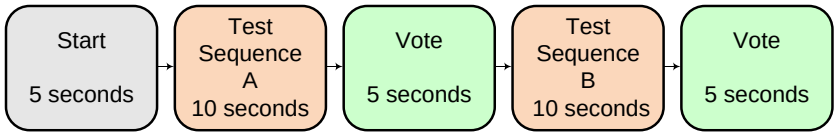


Figure 1: Time pattern for subjective tests using ACR method.

4 EXPERIMENTAL RESULTS

4.1 OBJECTIVE METRICS

The quality of the HEVC encoded UHD videos, evaluated by the above considered objective metrics, are plotted in Figure 2 to Figure 7. According to the theoretical assumptions, the higher is the bitrate, the higher is the objectives score. It is also visible that the performance of objective metrics depending on the features of the video (see Table 1). The performance of VSNR and NQM metrics is similar. Such a similarity is visible between PSNR vs. SSIM and VQM vs. ST-MAD.

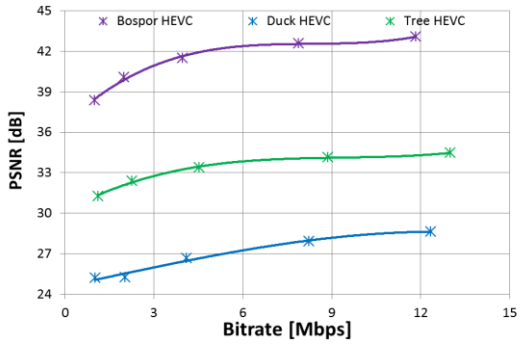


Figure 2: Dependence of PSNR on the bitrate.

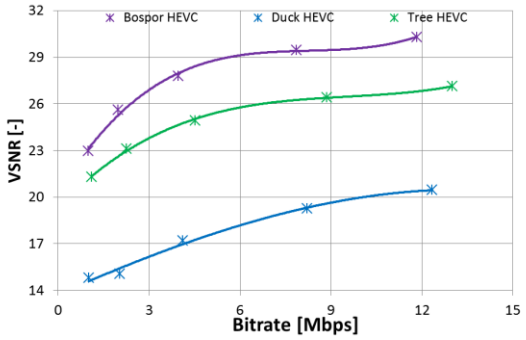


Figure 3: Dependence of VSNR on the bitrate.

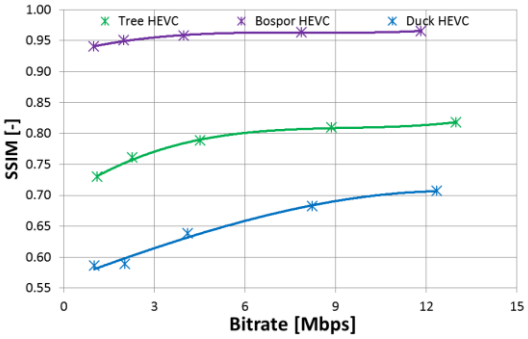


Figure 4: Dependence of SSIM on the bitrate.

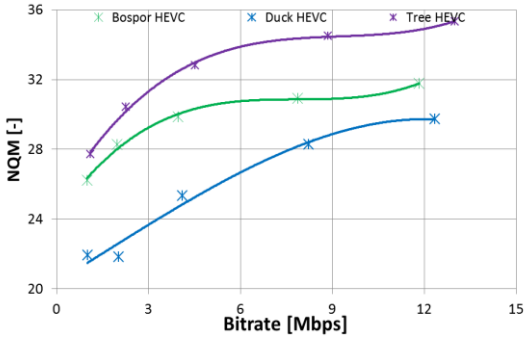


Figure 5: Dependence of NQM on the bitrate.

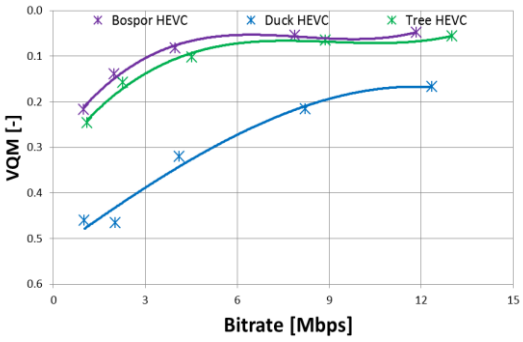


Figure 6: Dependence of VQM on the bitrate.

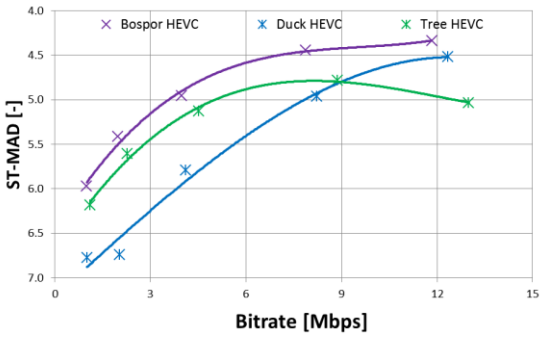


Figure 7: Dependence of ST-MAD on the bitrate.

4.2 SUBJECTIVE TEST

The subjective results from ACR method were processed and the Mean Opinion Scores (MOS) together with 95 % Confidence Interval (CI) were obtained (see Figure 8). In general, the MOS scores correspond to objectively measured quality. For the video "Duck", the obtained MOS curve is almost linear. It is an interesting fact that video "Tree" from bitrate 4 Mbps has slightly higher

MOS scores than video “Bospor”, which is probably caused by the properties of the video sequence.

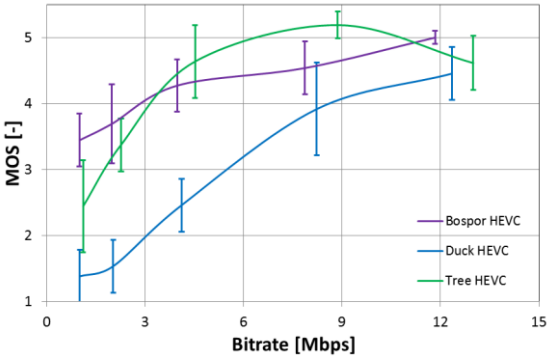


Figure 8: MOS values and 95 % and CI intervals obtained by ACR method for UHD videos.

4.3 CORRELATION OF OBJECTIVE METRICS AND SUBJECTIVE TEST

To evaluate the correlation between the objective and subjective scores, the Pearson Correlation Coefficient (PCC) was computed [1]. The outputs of such a correlation analysis are clearly presented in the Table 2. The PCC scores are between +1 and -1, where -1 and +1 mean total positive and negative linear correlation respectively, and 0 denotes no linear correlation. The VQM and ST-MAD objective metrics have negative values, because their lower score indicates higher video quality. From the obtained results is visible that objective and subjective scores correlate well. More precisely, the VQM, VSNR, NQM and ST-MAD metrics have the highest correlation with the subjective scores (bold values in the Table 2). The ST-MAD metric has the highest average correlation across all videos.

Video	Objective metric					
	PSNR	**SSIM**	**VQM**	**VSNR**	**NQM**	**ST-MAD**
Bospor	0.949	0.948	-0.933	0.972	**0.973**	-0.969
Tree	0.924	0.922	-0.962	0.935	0.945	**-0.995**
Duck	0.975	0.985	-0.989	**0.996**	0.993	-0.995
Average	0.949	0.952	-0.961	0.968	0.970	**-0.986**

Table 2: Correlation between subjective and objective metrics

4.4 PSNR OBJECTIVE METRIC CALCULATION IN THE ENCODER AND INDEPENDENT PROGRAM

Nowadays available video encoders can calculate the PSNR values during the encoding of the video sequences. Compared to professional video quality measurement tools, such a calculation can be less accurate because the encoder tries to display a better value to look more efficient. Figure 9 shows a comparison of PSNR values obtained from the HEVC encoder and VQMT tool [4]. The obtained PSNR versus bitrate curves show that the difference between the PSNR values is not higher than 2 dB.

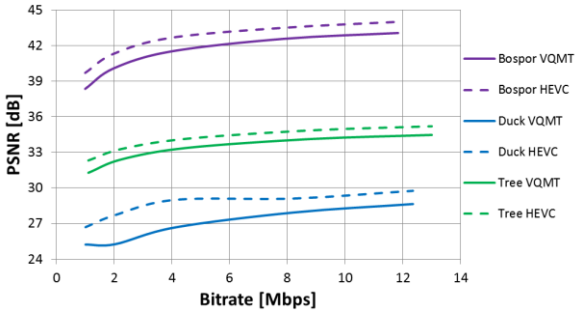


Figure 9: Comparison of PSNR metrics obtained by HEVC encoder and VQMT program.

5 CONCLUSION

Performances of different objective metrics were explored in this paper to estimate the quality of HEVC encoded UHD videos. Objectives scores were extended with scores from subjective tests. The obtained results, according to the PCC computation, show that VSNR, VQM, NQM and ST-MAD objective scores have a good correlation with the subjective scores. The ST-MAD metric has the highest average correlation across all videos. The PSNR metric has the worst correlation. This metric was developed to compare image quality. The obtained MOS for the video “Duck” was almost linearly increasing with set higher bitrate. In the case of videos “Bospor” and "Tree" were not so high increase in quality at higher bitrates. PSNR values estimated by the HEVC encoder and calculated by a professional tool were compared in next part. This comparison revealed small differences (lower than 2 dB) between the PSNR values. The difference is mostly constant for different bitrates and sequences. We can conclude that the metrics built in encoder can be used for accurate comparison of video quality, but only within an HEVC encoder. The built-in metric has to be corrected (normalized) for use to compare the coding efficiency of different encoders.

ACKNOWLEDGEMENT

Research described in this paper was financed by Czech Ministry of Education in frame of National Sustainability Program under grant LO1401. For research, infrastructure of the SIX Center was used. The research published in this submission was financially supported by the Brno University of Technology Internal Grant Agency under project no. FEKT-S-17-4426.

REFERENCES

[1] KUFA, J.; POLÁK, L.; KRATOCHVÍL, T.: HEVC/H.265 vs. VP9 for Full HD and UHD Video: Is There Any Difference in QoE? In *Proceedings 58th Symposium ELMAR*. Zadar, Croatia, 2016, pp. 51-55.

[2] KUFA, J.; KRATOCHVÍL, T.: Comparison of H265 and VP9 Coding Efficiency for Full HDTV and Ultra HDTV Applications. In *Proceedings of 25th International Conference Radioelektronika 2015*. Pardubice, Czech Republic, 2015, pp. 168-171.

[3] SHEIKH, H. R; BOVIK, A. C.: Image information and visual quality. *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 15, no. 2, pp. 430-444, Feb. 2006.

[4] BRŠEL, B.: Porovnání objektivních a subjektivních metrik kvality videa pro Ultra HDTV videosekvence. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 51s. Diplomová práce. Vedoucí práce Ing. Jan Kufa

[5] GAUBATZ, M., MeTrix MuX 1.1 [online]. *Cornell University*. cit. [2018-02-03]. Available from: http://foulard.ece.cornell.edu/gaubatz/metrix_mux/#modernization

[6] Xiph.org:Derf\’s Test Media Collection. Xiph.org Video Test Media. [online]. Available from URL: https://media.xiph.org/video/derf.

DISCRETIZATION OF DECISION VARIABLES IN OPTIMIZATION ALGORITHMS

Martin Marek
Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT
E-mail: xmarek54@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Kadlec
E-mail: kadlecp@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper presents a verification of universal method for discretization of decision space in optimization algorithms. Real-world optimization tasks frequently use discontinuous decision variables and in order to effectively optimize such tasks, it is necessary to exploit an optimization algorithm that meets such requirement. Unfortunately, very few evolutionary algorithms can naturally work with discontinuous decision space. The method that entitles all optimization algorithms to effectively solve problems with discrete variables is here described and experimentally verified.

Keywords: Optimization, evolutionary algorithms, discrete decision space

1 INTRODUCTION

Optimization is a process of finding the best possible solutions. The definition of solution's quality is based on fitness values calculated from fitness functions. Fitness functions describe behaviour of optimized system with properties called decision variables. Optimization process can be thereafter considered as a process of finding minima (or maxima) of fitness values.

If the system is described by one fitness function, the optimization process is called single-objective (SO) optimization. Optimization is called multi-objective (MO) in case of multiple fitness functions. Most real-world optimization problems are multi-objective, where the particular objectives are conflicting. Multi-objective optimization process results in a set of trade-off solutions called Pareto-front.

Parameters of optimized system - decision variables - in common optimization process can be any value from interval limited by prespecified extremes. However, some parameters of the system can be restricted somehow. In real world, there are always some manufacturing precision limits, only limited number of components available in stock, etc. Therefore, a given parameter is discrete and it is not possible to change it continuously. For example, only several dielectric substrates meet a design requirements or capacitors are available in manufacturing series, therefore the permittivity and capacitance used as a decision variable should be discrete.

The naïve approach is to let the optimization run as if all decision variables were continuous and pick final values closest to a set of feasible, discrete values afterwards. However, an optimization algorithm computes with all the possible values - therefore, puts an effort to find best solution with unsuitable values that the user will discard anyway.

A smart approach is to use an optimization method, that can work with discrete decision variables, that, in other words, does not waste computational resources in operating with unfeasible solutions.

Most of the optimization algorithms work with continuous decision variables, but a well known genetic algorithm [1] (and most of its modifications) works with discontinuous decision variables, therefore it uses discrete decision variables by its nature. Actually, the use of continuous decision variables in genetic algorithms is limited by the binary precision of discrete variables.

This suggests that when there is a need to use discrete decision variables, only limited number of optimization algorithms can be exploited. However, this paper presents a simple method, which allows every optimization algorithm to work with discrete decision variables.

Validity of method is verified by comparison of NSGA-II, MOPSO and GDE3 algorithm's performance on several well-known test problems with various discrete decision variables setting. The verification was performed in FOPS (Fast Optimization ProcedureS) optimization toolbox for MATLAB [2] which utilizes appointed discretization method.

All three introduced algorithms are multi-objective optimization algorithms, but the dicretization method can be applied to single-objective optimization methods as well.

Section 2 of this paper briefly describes exploited algorithms - NSGA-II, MOPSO and GDE3. Section 3 discusses principle of a presented method and Section 4 presents testing problems used for experimental verification. Section 5 contains experimental results and Section 6 concludes the paper.

2 OPTIMIZATION ALGORITHMS

2.1 NSGA-II

Elitist Non-dominated Sorting Genetic Algorithm was proposed in 2002 [3]. Principle of genetic algorithm is based on natural genetics and natural selection. Genetic algorithms work with two populations (parent and offspring). Offspring population is derived from parent population in each iteration of genetic algorithm. As the name suggests it is an elitist algorithm and selection operation is substituted by non-dominated sorting.

2.2 MOPSO

Particle Swarm Optimization is evolutionary algorithm which simulates movement of swarm of bees searching for food. The FOPS package implements a version based on [4].

The position of each agent is changed according to its own experience and that of its neighbors. The position $\vec{x}$ of i-th agent in subsequent iteration is changed by adding velocity $\vec{v}$ to a current position:

$$\vec{x}_i(t) = \vec{x}_i(t-1) + \vec{v}_i(t), \tag{1}$$

where the velocity vector $\vec{v}$ is defined as follows:

$$\vec{v}_i(t) = W \cdot \vec{v}_i(t-1) + C_1 \cdot r_1 \left[\vec{x}_{pbest} - \vec{x}_i(t)\right] + C_2 \cdot r_2 \left[\vec{x}_{gbest} - \vec{x}_i(t)\right], \tag{2}$$

where r_1, $r_2 \in \langle 0,1 \rangle$ are random values, W is inertia weight, C_1 and C_2 are cognitive and social learning factors, respectively, $\vec{x}_{pbest}$ is personal best position and $\vec{x}_{gbest}$ is global best position.

The main difference from the single-objective version is the selection of global bests. In single-objective version only one solution is said to be the global best, but a multi-objective problem presents multiple trade-off solutions that are said to be the good ones.

2.3 GDE3

Third version of Generalized Differential Evolution is a multi-objective extension of Differential Evolution algorithm proposed in 2005 in [5].

Initially, random population is generated and in each iteration of algorithm the trial vector $\vec{u}$ is created with certain probability from agent's positions $\vec{x}$ using the equation:

$$u_{i,j}(t) = x_{j,r_3} + F \cdot (x_{j,r_2} - x_{j,r_1}), \tag{3}$$

where j denotes j-th decision variable, r_1, r_2, r_3 are randomly picked, mutually different and different from i-th agent's index and parameter F is a scaling factor. The trial vector $\vec{u}_i$ replaces agent's position $\vec{x}_i$ if $\vec{u}_i$ dominates $\vec{x}_i$.

The multi-objective version extends the single-objective one by the selection rule between decision and trial vector if both solutions are non-dominated. In such cases, both solutions are accepted and the extended population has to be pruned with favoring the diversity of non-dominated set.

3 DISCRETIZATION METHOD

Genetic algorithm - an algorithm which works with discrete decision variables by nature - describes the position of an individual in generation by a set of binary values. Density of discrete decision variable samples is given by binary precision, i.e. number of binary values which represents the given decision variable. A position of agent is varied by inverting randomly picked binary places of position vector (crossover and mutation operation).

On the other hand, algorithms with continuous decision variables usually vary the position vector by summing it with another randomly picked position vector (cf. (1) - (3)). Therefore, two real numbered positions values are summed together and create another real numbered position. The presented discretization method lets an algorithm to generate new agent's position on its own and then forces the decision variable to take one value from the discrete decision values set.

The simplest solution to find corresponding discrete value for a given real value would be to find the closest one in an absolute measure. But if discrete samples are non-homogeneously spaced between decision variables limits, then some discrete value would occur more often than the other.

The solution to this difficulty is to divide the range of decision variable by the number of discrete samples N (4). Then the floored difference between real decision variable and the lower limit divided by discrete samples step (δ) gives us the index of discrete sample corresponding to a real value (I).

$$\delta = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{N}, \tag{4}$$

where $x_{\max}$ and $x_{\min}$ are the limits of a decision variable and N is the number of discrete samples of decision variable. The index of corresponding discrete value is defined by:

$$I = \left\lfloor \frac{x - x_{\min}}{\delta} \right\rfloor, \tag{5}$$

where $\lfloor y \rfloor$ defines the floor function and x is the real-numbered position.

4 TEST PROBLEMS

The comparative study performed to verify discretization method exploited 7 testing problems: DLTZ4, DTLZ6, DTLZ7 [7], ZDT1, ZDT2, ZDT6 and Poloni's problem [6].

ZDT and DTLZ families of testing problems were picked due to their convenient location of true optimal set. In ZDT problems, the solution is optimal, if all decision variables are zeros except the first variable, which utilizes true Pareto-front. DTLZ problems are similar, except that the first and also the second decision variables utilize the true Pareto-front and in case of DTLZ4, remaining decision variables (except first and second) have to be 0.5. Therefore, such values are obtainable even with roughly discretized decision space. On the other hand, Poloni test problem has more complicated

Algorithm	Samples	ZDT1	ZDT2	ZDT6	DTLZ4	DTLZ6	DTLZ7	MOPOL
NSGA-II	2^{20}	21.45	29.49	1919.04	56.58	4227.23	70.43	54.88
	5001	14.98	20.58	1619.15	96.92	2768.14	48.92	73.72
	501	8.75	9.25	683.47	55.20	879.09	32.60	51.52
	51	0.23	0.05	0.05	12.59	3.93	12.58	57.92
MOPSO	∞	17.13	10.15	5465.71	245.31	5226.11	70.86	12.47
	5001	12.31	5.01	385.78	164.69	2073.57	35.27	19.35
	501	8.93	4.06	100.77	106.91	1632.72	35.84	20.52
	51	13.71	4.98	151.23	17.97	845.12	75.06	26.21
GDE3	∞	2.42	1.56	24.58	62.73	72.83	23.77	42.71
	5001	2.30	2.29	72.55	62.86	177.89	22.58	52.48
	501	0.35	1.32	0.13	63.79	116.69	21.34	51.27
	51	0.03	0.04	0.05	0.69	22.60	11.18	63.79

Table 1: Thousandfold generational distance of several test problems with various discretization.

true optimal set (can be seen in [6, Chapter 8]) and the discretization of decision space might prevent the optimization algorithm from locating it. All ZDT and DTLZ problems had 10 decision variables during tests. Poloni test problem has only two decision variables.

5 RESULTS

To verify functionality of presented method, great number of individual simulations were performed in a comparative study suite of FOPS toolbox. There were 3 optimization algorithms - NSGA-II, MOPSO and GDE3 - exploited on 7 testing problems introduced in Section 4. Also there were four different setting of discrete decision variables. The first setting was continuous decision variables. Remaining settings sampled each decision variable to 5001, 501 and 51 discrete samples, respectively.

Therefore, 3 algorithms, 7 testing problems and 4 discrete variables settings results in 84 different optimization tasks. Moreover, each task was repeated 100 times in order to obtain independent realizations of stochastic processes. All three algorithms processed 40 agents over 100 iterations.

The NSGA-II algorithm was set as follows: *Probability of crossover* - 0.9, *Probability of mutation* - 0.7, *Binary precision* (continuous decision variables) - 20.

The MOPSO algorithm was set as follows: *Inertia weight* - linearly decreased from 0.8 to 0.5, *Cognitive learning factor* - 1.5, *Social learning factor* - 1.0, *Boundary type* - reflecting.

The GDE3 algorithm was set as follows: *Scaling factor* - 0.2, *Probability of crossover* - 0.2.

Table 1 contains average values of generational distances obtained in comparative study multiplied by 1000. Generational distance metric represents average of minimal distances from found non-dominated set to true Pareto-front [6].

Each problem was optimized with four different discretization setting. It is obvious that the lower the density of samples is, the easier is to find the true Pareto-front, i.e. the lower the generational distance value should be. This trend is visible in most cases in Table 1, but there are also several exceptions.

The fact that generational distance values produced by MOPSO and GDE3 algorithms decreases with decreasing density of discrete samples verifies the functionality of used discretization method.

Most of the exceptions occur with the use of MOPSO algorithm and only 50 samples per decision variable. The reason is hidden in MOPSO algorithm behavior rather than in discretization method itself. MOPSO uses external archive of found non-dominated solutions. Majority of continuous non-dominated solutions is dominated due to discretization, therefore an external archive holds only few entries. This paralyzes the exploration capabilities of algorithm, because external archive members are used as x_{gbest} in (2).

Also Poloni's problem (**MOPOL**) shows exceptional trends but in this case it is caused by unsuitably located true Pareto-front (see in [6, Chapter 8]), therefore the discretization of decision space prevents the algorithm from reaching the optimum.

6 CONCLUSION

If a binary precision of decision variables in binary-coded NSGA-II algorithm is decreased, the number of possible positions in decision space is also decreased, therefore it is easier for the algorithm to find the optimum.

Discretization method allows optimization algorithm to work normally with continuous decision variables and the discretization of decision space is forced afterwards. But the results obtained in comparative study proves that such technique has the similar effect on the difficulty of optimization problem, in other words the overall decision space is shrunk.

ACKNOWLEDGEMENT

Research was supported by the grant LO1401 of the National Sustainability Program and Internal Grant Agency of Brno University of Technology project no. FEKT-S-17-4713. Infrastructure of the SIX Center was used.

REFERENCES

[1] D. E. Goldberg and J. H. Holland, "Genetic algorithms and machine learning," *Machine learning*, vol. 3, no. 2, pp. 95–99, 1988.

[2] M. Marek, P. Kadlec, and M. Cupal, "FOPS - Fast Optimization Procedures." http://antennatoolbox.com/fops-about.php, 2017. [Online; accessed 31-January-2018].

[3] K. Deb, A. Pratap, S. Agarwal, and T. Meyarivan, "A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II," *IEEE transactions on evolutionary computation*, vol. 6, no. 2, pp. 182–197, 2002.

[4] M. Reyes-Sierra and C. C. Coello, "Multi-objective particle swarm optimizers: A survey of the state-of-the-art," *International journal of computational intelligence research*, vol. 2, no. 3, pp. 287–308, 2006.

[5] S. Kukkonen and J. Lampinen, "GDE3: The third evolution step of generalized differential evolution," in *Evolutionary Computation, 2005. The 2005 IEEE Congress on*, vol. 1, pp. 443–450, IEEE, 2005.

[6] K. Deb, *Multi-objective optimization using evolutionary algorithms*, vol. 16. John Wiley & Sons, 2001.

[7] K. Deb, L. Thiele, M. Laumanns, and E. Zitzler, "Scalable multi-objective optimization test problems," in *Evolutionary Computation, 2002. CEC'02. Proceedings of the 2002 Congress on*, vol. 1, pp. 825–830, IEEE, 2002.

TUNABLE UNIVERSAL FULLY-DIFFERENTIAL FILTER WITH OPERATIONAL TRANSRESISTANCE AMPLIFIER

Zuzana Polesakova
Doctoral Degree Programme (second year), FEEC BUT
E-mail: xpoles03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Jeřábek
E-mail: jerabekj@feec.vutbr.cz

Abstract: The new single-ended (S-E) second order frequency filter providing transfer function of Low Pass (LP), High Pass (HP), Band Pass (BP), Band Stop (BS) and All Pass (AP) is presented in this paper. The cut-off frequency is tunable up to 3 MHz. Also the fully-differential (F-D) version of the filter is presented and so is the transformation method which is in this case the Signal Flow Graph (SFG). The design filter can be implemented with discretive active devices or as an Integrated Circuit (IC). The features of both S-E and F-D filters are verified using PSpice simulations comparing ideal and behavioral models of the active devices.

Keywords: Fully-Differential Frequency Filter, Signal Flow Graph, Universal Filter, OTRA

1 INTRODUCTION

The frequency filters are electronic circuits with frequency-dependent response to the input signal. The most common analog frequency filters are Low Pass (LP), High Pass (HP), Band Pass (BP), Band Stop (BS) and All Pass (AP) filters. The frequency filters modify both magnitude and phase of the input signal. All Pass is an exception as it only modifies the phase in the ideal case [1].

The important features of the filters are also the order and whether it is an active or a passive filter. The order of the filter is given according to the decrease of the magnitude in the stopband. Second order filters, with the descrease of 40 dB per decade, are the most common. Higher-order filters may be designed by simply cascading lower-order filters. It is also possible to design a fractional-order filter with the optional decrease per decade [2].

It is possible to process both differential and non-differential input signals. The F-D filters have several benefits compared to the S-E filters: greater dynamic range, higher common mode rejection ratio and lower harmonic distortion [3]. F-D filter is thus desirable and there is an elegant way to transform the S-E filter into a F-D one presented in this paper [4].

However, there are also drawbacks to the F-D structure: the number of outputs and inputs of the active elements increases, the number of passive elements increases, the power consumption increases, the PCB or IC layout area is bigger and the design is more complicated [3].

2 THE DESIGN

The new filtration structure and the corresponding SFG are shown in Fig. 1. The active elements are Operation Tranconductance Amplifier with balanced output (BOTA), specified by parameter g_{m}, the transconductance. Current Follower (CF), copying or inverting the input current. And Operational Transresistance Amplifier (OTRA), specified by parameter R_{m} [5], the transresistance.

The F-D version of the designed filter and the corresponding SFG is shown in Fig. 2. The transformation begun with the SFG. The SFG was mirrored. The number of loops increased significantly

and the analysis of the graph became much more complicated. However, it can be mathematically proved that the equations describing the S-E filter are the same as the equations describing the F-D one.

There are changes in parameters given by the rules for transformation from S-E to F-D filter: $R_{\mathrm{mD}} = \frac{R_{\mathrm{m}}}{4}$, $C_{\mathrm{D}} = 2.C$ and $G_{\mathrm{D}} = 2.G$. Also the number of the passive elements doubles, as is shown in Fig. 2, and their values change according to the transformation rules [6].

2.1 NUMERICAL DESIGN

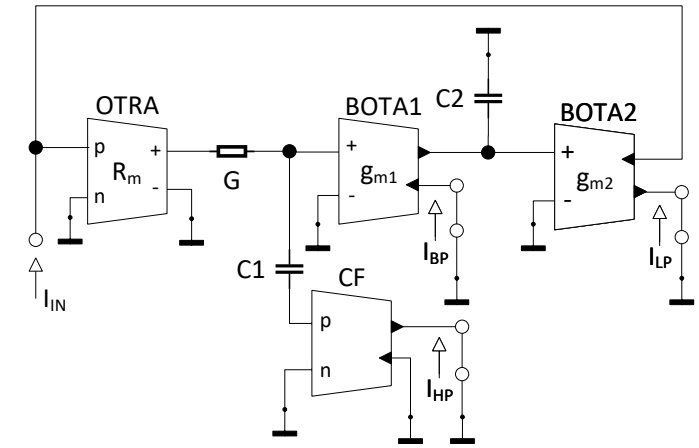
The determinant of the SFG is described by [4]:

$$\Delta = \mathbf{p}^2 C_1 C_2 + \mathbf{p} C_2 G + R_m G g_{\mathrm{m1}} g_{\mathrm{m2}}. \tag{1}$$

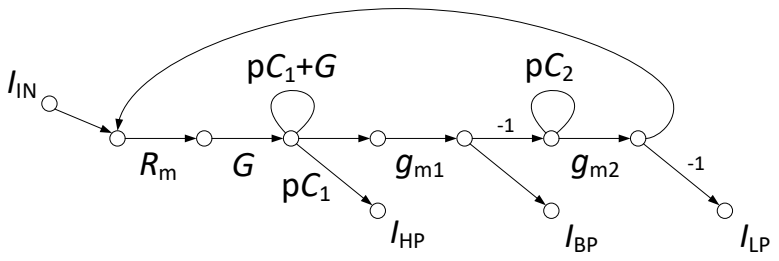
The transfer functions of the HP, BP, LP, BS and AP are described by [1]:

$$\frac{I_{\mathrm{HP}}}{I_{\mathrm{IN}}} = \frac{\mathbf{p}^2 C_1 C_2 G R_{\mathrm{m}}}{\Delta}, \frac{I_{\mathrm{BP}}}{I_{\mathrm{IN}}} = \frac{\mathbf{p} C_2 G R_{\mathrm{m}} g_{\mathrm{m1}}}{\Delta}, \frac{I_{\mathrm{LP}}}{I_{\mathrm{IN}}} = \frac{G R_{\mathrm{m}} g_{\mathrm{m1}} g_{\mathrm{m2}}}{\Delta}, \frac{I_{\mathrm{BS}}}{I_{\mathrm{IN}}} = \frac{I_{\mathrm{HP}} + I_{\mathrm{LP}}}{\Delta}, \frac{I_{\mathrm{AP}}}{I_{\mathrm{IN}}} = \frac{I_{\mathrm{HP}} + I_{\mathrm{LP}} + I_{\mathrm{iBP}}}{\Delta}. \tag{2}$$

There are conditions to be considered to prevent the Band Pass and High Pass from amplifying the input signal. $R_{\mathrm{m}}.G = 1$, $R_{\mathrm{m}}.g_{\mathrm{m1}} = 1$, $G = g_{\mathrm{m1}} = g$. These conditions influence the equations describing

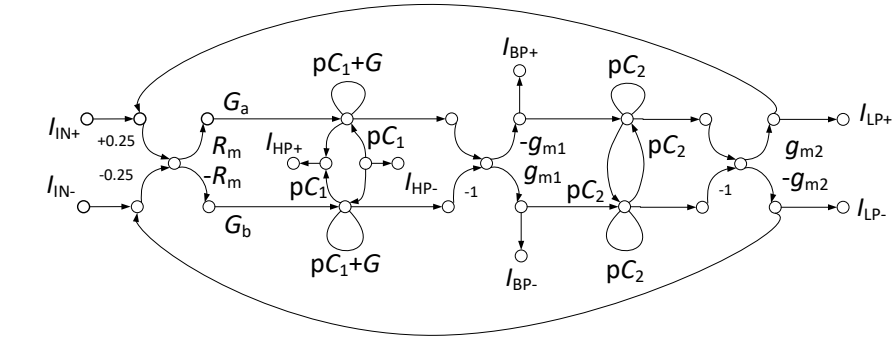


(a)

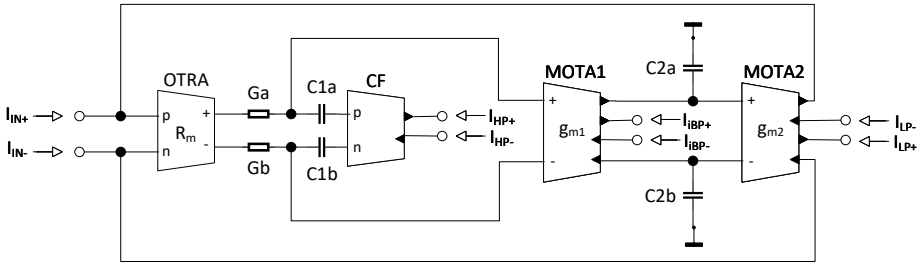


(b)

Figure 1: a) S-E version of the filter, b) corresponding SFG.



(a)



(b)

Figure 2: a) F-D version of the filter, b) corresponding SFG.

the cutoff frequency and quality factor [1]:

$$\omega_{\mathrm{m}} = \sqrt{\frac{1}{R_{\mathrm{m}}C_1}\frac{g_{\mathrm{m2}}}{C_2}},\ Q = \sqrt{R_{\mathrm{m}}C_1\frac{g_{\mathrm{m2}}}{C_2}}. \tag{3}$$

Quality factor and the cutoff frequency depend on each other, which is a disadvantage. To make the design less complicated, we consider $C_1 = C_2 = C$. Then

$$f_{\mathrm{m}} = \frac{1}{2\pi C}\sqrt{\frac{g_{\mathrm{m2}}}{R_{\mathrm{m}}}},\ Q = \sqrt{R_{\mathrm{m}}g_{\mathrm{m2}}}. \tag{4}$$

Now the frequency filter can be changed independently on the quality factor, however, by the change of a capacitor, not electronically. An example design is presented in Table 1 and also simulated, as shown in Fig. $3,4,5 : R_{\mathrm{m}} = 1\mathrm{k}\Omega,\ \mathrm{g_{m2}} = 1\mathrm{mS},\ \mathrm{g_{m1}} = \mathrm{G} = \frac{1}{\mathrm{R_m}} = 1\mathrm{mS},\ \mathrm{Q} = 1.$

f_m [MHz]	C [pF]
1	150
3	50
0.3	500

Table 1: Cut-off frequency depending on parameter C.

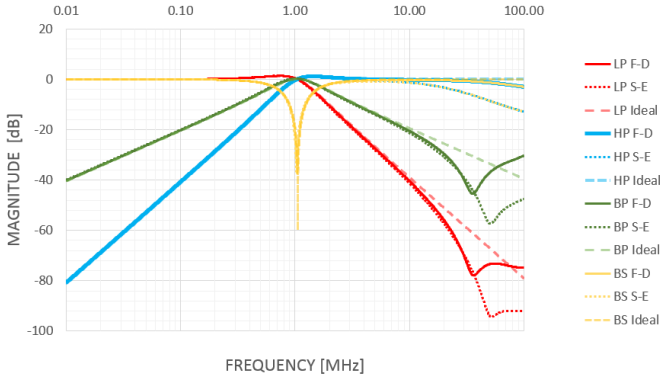
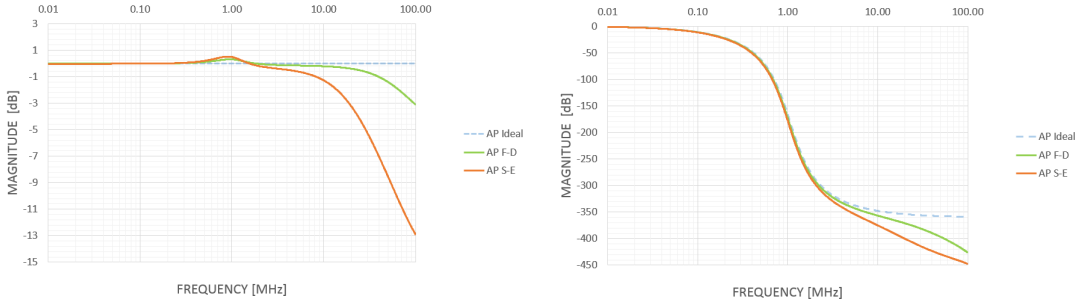


Figure 3: Results of the PSpice simulation using ideal and 3rd order models. Cut-off frequency of 1 MHz.



(a) (b)

Figure 4: Results of the PSpice simulation using 3rd order models. Cut-off frequency of 1 MHz. a) AP magnitude, b) phase frequency characteristic.

3 THE DISCUSSION OF THE RESULTS

The simulation proving the functionality of LP, BP, BS and HP is shown in Fig. 3. There is a result of the simulation with ideal models of the active devices referred to as Ideal in the legend. Results of the ideal simulation prove the design is correct. The ideal results of S-E and F-D simulation are identical.

The ideal 3rd order simulation models introduce parasitic zeros and parasitic poles. A parasitic zero causes the change of the attenuation at frequencies above 20 MHz for the F-D BP and LP and at around 40 MHz for the S-E. However, the results of the F-D HP and BS are more similar to the ideal simulation result compared to the S-E results. The parasitic zero depends on input impedance of the 3rd order models.

The AP simulation is shown in Fig. 4, proving the filter is causal and the phase characteristics of the LP, HP and iBP are correct. F-D version of AP is closer to the ideal filter at higher frequencies (above 3 MHz up to 20 MHz).

The tunability of the filter is verified in Fig. 5. The amplification of the BP increases with the frequency as an udesired side-effect. The F-D filter with behavioral models of the active devices is again closer to the ideal filter for frequencies below 10 MHz.

To achieve higher frequencies, the parasitic zeros and poles of the active devices should be shifted to the higher frequencies. This would require a different choice or settings of the active elements.

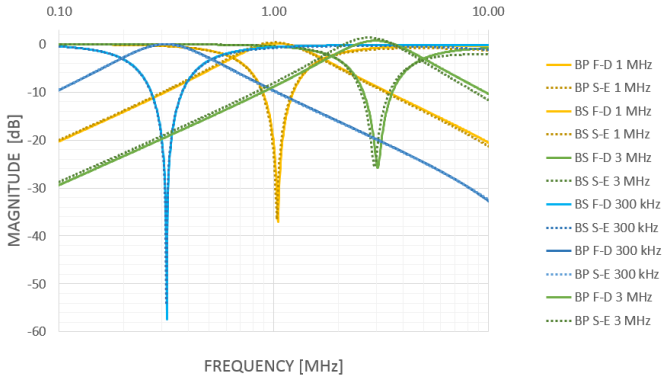


Figure 5: Tuning of the BS and BP filter, cut-off frequencies of 300 kHz, 1 MHz and 3 MHz. F-D (fair colors) and S-E (dark colors).

There is also a possibility to create poles and zeros within the filter architecture, which would cancel each other. However, that would require more capacitors and would make the design more complicated. Not to mention the parasitic side effects, which would again show themselves in the behavioral simulation.

4 CONCLUSION

The universal frequency filter using BOTA, CF and OTRA, providing transfer functions of LP, HP, BP, BS and AP is simulated in both S-E and F-D version using both behavioral and ideal models of the active devices. The transformation from S-E to F-D filter using SGF was successful.

The results of the simulation show that the F-D frequency characteristic resembles the ideal filter characteristic for HP, AP and BS better than S-E filter. The transfer function of the non-ideal filters is influenced by parasitic zero manifested at cca 20 MHz. The filter is not providing the right functionality for higher frequencies.

REFERENCES

[1] Winder, S.: Analog and digital filter design. Amsterdam: Newnes, 450 s, r. 2002. ISBN 0-7506-7547-0.

[2] Koton, J., Kubánek, D., Sládok, O., Vrba, K., Shadrin, A., Ushakov, P.: Fractional-Order Low- and High- Pass Filters Using UVCs. JOURNAL of CIRCUITS SYSTEMS and COMPUTERS, č. 12, 2017, s. 1-22.

[3] Langhammer, L., Jerabek, J.: Fully differential universal current-mode frequency filters based on signal-flow graphs method. International Journal of Advances in Telecommunications, vol. 3, 2014, p. 1 - 12.

[4] Koton, J., Vrba, K.: Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů (Generalized Methods of Frequency Filter Design). Elektrorevue, č. 26, 2008, s. 26-1 - 26-17.

[5] Biolek, D., Biolkova, V., Kolka, Z.: Synthesis of higher- order elements via transimpedance operational amplifiers. In Proc. of New Trends in Signal Processing, L. Mikuláš, 2012, s. 1-6.

[6] Langhammer, L.; Jeřábek, J.; Polák, J.; Pánek, D.: A Single-Ended and Fully-Differential Universal Current-Mode Frequency Filter with MO-CF and DACA Elements. ADV ELECTR COMPUT EN, č. 3, 2016, s. 43-48.

RECONFIGURABE WAVEGUIDE DIVIDER

Miroslav Cupal

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xcupal02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zbyněk Raida

E-mail: raida@vutbr.cz

Abstract: The design and implementation of the textile integrated waveguide (TIW) switch for ISM band is presented. The traveling electromagnetic wave is controlled by conductive posts with a circular slot. PIN diodes are used for switching electromagnetic wave to two directions. The simulations results are presented as parametric analysis.

Keywords: TIW, textile integrated waveguide, divider, reconfigurable, textile.

1 INTRODUCTION

The substrate integrated waveguide (SIW) technology is a common solution for the construction of microwave circuits and antennas. Continuous research of SIW brings new possibilities to employ it as different components in a communication system.

Substrate integrated waveguides are widely used for antennas, antenna feeding networks, reconfigurable filters or phase shifters for phased antenna arrays [1], [2], [3]. Recently a lot of attention is put on designing highly customized systems in order to minimize losses, speed up communication or increase the quality of the service. It can be achieved by a combination of modulation, channel coding, exploitation of different frequency bands, by an antenna arrays support beam steering [4] or by utilization of different radiation properties (omnidirectional vs. directional or different polarization). There are tunable SIW components for new systems, applications as tunable phase shifters, tunable filters and reconfigurable antennas and single pole double throw (SPDT) switches [5].

2 IDEAL DIVIDER AND PARAMETRIC ANALYSES

The textile integrated switch was designed for the knitted, three-dimensional fabric (the 3D textile) Sintex 3D 041 with relative permittivity $\varepsilon_r = 1.22$, $\mathrm{tg}\delta = 0.002$ and the height 3.41 mm. The 3D textile can be used as a part of upholstery in cars or planes.

2.1 IDEAL DIVIDER

The SIW structure in the divider design was approximated by a conventional waveguide of adequate dimensions depicted in Fig. 1. The design of the divider is based on a common T-junction with two shorting pins in each output branch. The conductive posts are connected to the top and bottom layer of the TIW by switching diodes. Each branch can be opened or closed by disconnecting or connecting the diodes in that branch. The number of conductive posts is a compromise between an ideal density of the posts (rules for the SIW design) and the number of switching diodes. This divider was simulated and optimized to obtain the best transmission to the open branch, while the other branch is closed. The approximation of the TIW by a waveguide speeds up initial simulations and gives a good view on the functionality of the structure.

The divider was designed for the ISM band 5.8 GHz and all numerical values in the paper are related to this frequency. The transmission coefficient in the open direction is −0.4 dB, the reflection coefficient at input port is −18.1 dB. While the transmission in the closed direction is −16.13 dB and the

isolation between two output ports is 17.3 dB. The frequency responses are shown in Fig. 1.

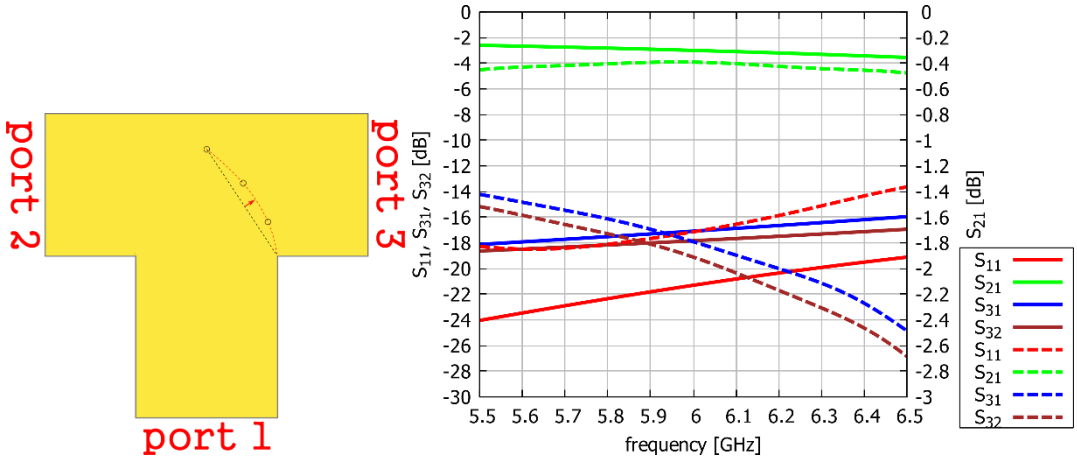


Figure 1: TIW approximated by a waveguide divider and its frequency response of the S-parameters divider with one closed branch (full) and with two closed branches (dots).

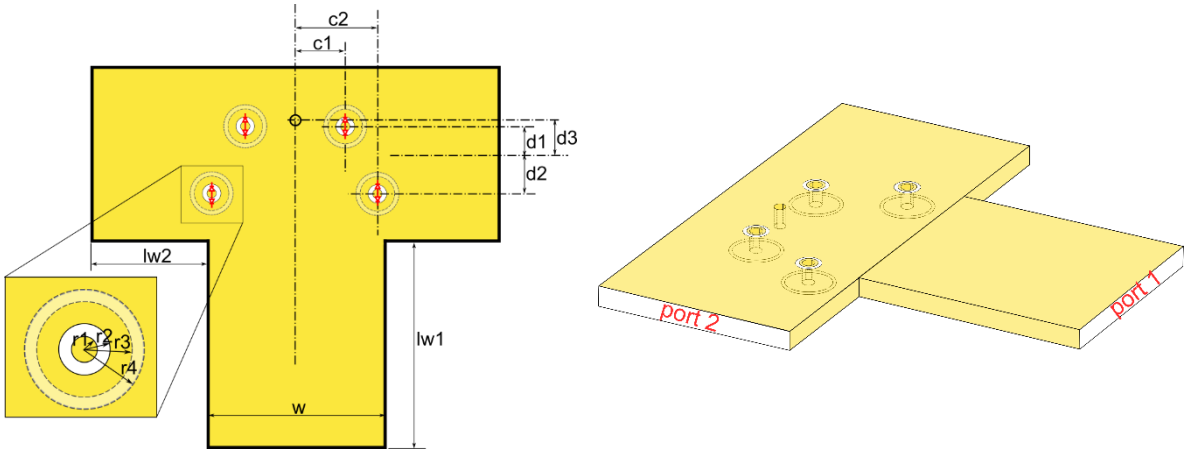


Figure 2: TIW switch with dimensions and PIN diodes.

Reconfigurable walls are created by conductive posts connecting the top and the bottom layer of the TIW. The posts are separated from top and bottom metal layer by circular slots (OFF-state) and the spots are connected to the top layer by PIN diodes on ON-state. The design constraints that were taken into consideration were:

• The size of the ring slots between the conductive layer and conductive post have to be as small as possible and they should be identical on the top and the bottom layer.

• The conductivity between the posts and the conductive top layer must be as high as possible in ON-state and as low as possible in OFF-state.

• Increasing the number of PIN diodes on the top layer enhances the performance of the divider, however higher number of diodes raises the costs of manufacture significantly. If each of the four posts is connected to the top and bottom layer by 4 PIN diodes (4+4)×4 PIN diodes is obtained for one divider.

Therefore we chose to place only two PIN diodes for each post on top layer and leave the bottom layer is unconnected (see Fig. 2). In this way only 8 PIN diodes were used. The radius of the bottom slot is much higher than the radius of the top slot. The dimensions are w = 35.00 mm, C1 = 9.91 mm,

C2 = 21.85 mm, D1 = 5.59 mm, D2 = 7.70 mm, D3 = 7.76 mm, Lw2 = 22.50 mm, Lw1 = 40.00 mm, R1 = 1.50 mm, R2 = 2.00 mm, R3 = 4.00 mm, R4 = 4.30 mm.

2.2 PARAMETRIC ANALYSIS

The parametric analysis were performed for better understanding of how each parameter influences the results. The width of the TIW was computed by an equation in [6] and length was chosen. The number of diodes was chosen as a compromise between electric parameters and the total price of the switch. The attention was turned to basic parameters: posts radius, top and bottom slot radius and the number of the PIN diodes.

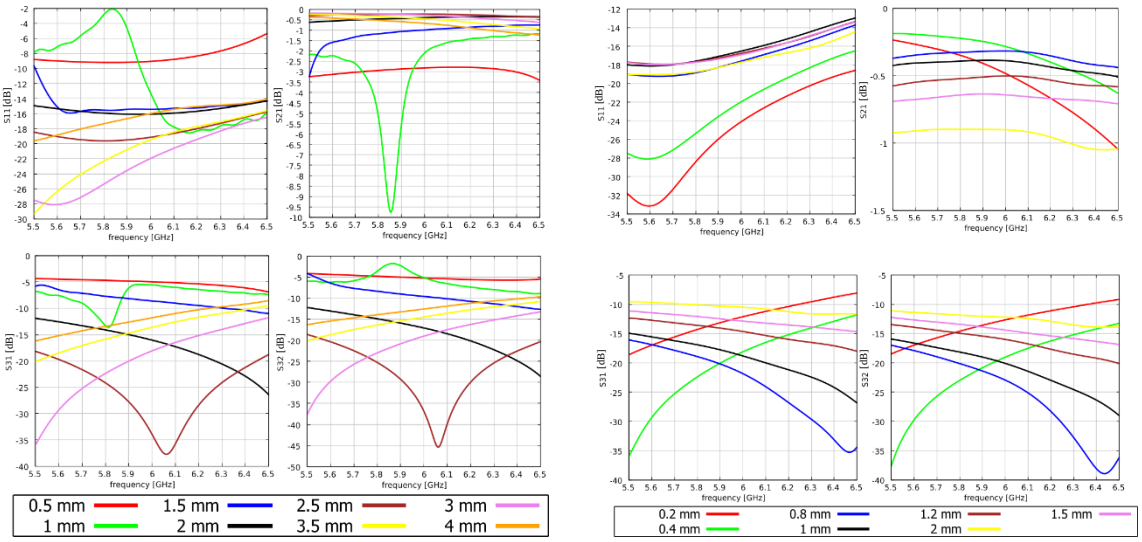


Figure 3: S-parameters of parametric analysis for size of the top slot - r2 (left) and size of the bottom slot -r3 (right).

The results of parametric analysis are in Fig. 3 - 4. All parametric results are simulated on the model with TIW approximated by a waveguide and without PIN diodes (except PIN diodes study). The port 3 is always in OFF-state and port 2 is always in ON-State.

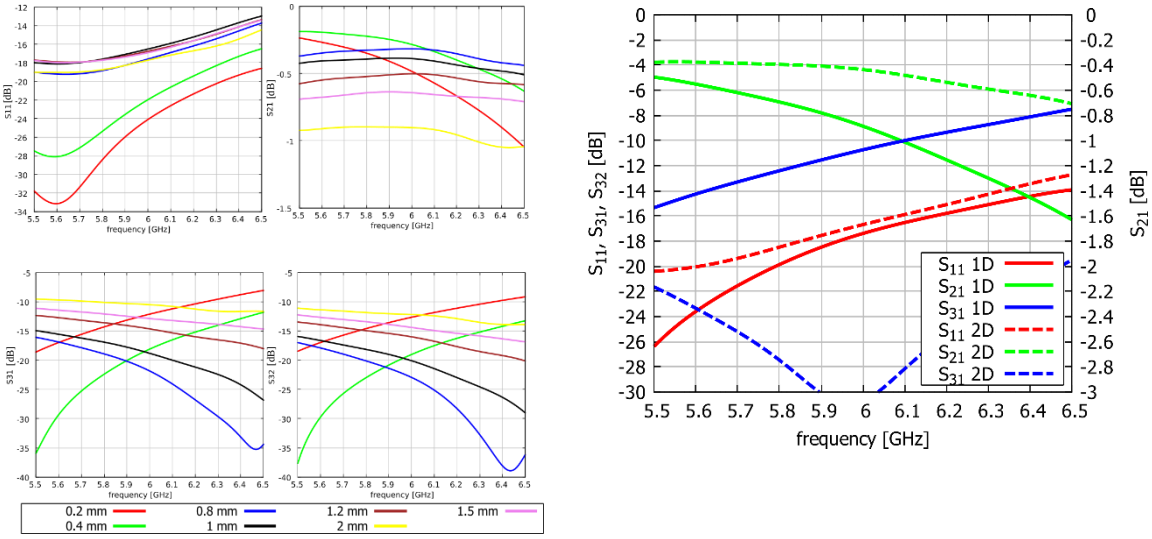


Figure 4: S-parameters of parametric analysis for size - r1 and for the case where there are one or two diodes connecting each post.

III. FABRICATION AND EXPERIMENTAL VERIFICATION

Fabrication of microwave components from textile substrates and conductive threads can be rather problematic. One of the reasons for the manufacture issues is the fact that textile materials have low permittivity varying between 1.1 and 2.0, and their thickness is not constant. Another thing is that the textile substrates are mechanically flexible and not humidity resistant.

Furthermore conductive threads and conductive textiles show higher resistivity than metals. Resistivity of conductive threads varies between 10 Ω and 10 kΩ, and the diameter of threads can change between 0.2 mm and 1.0 mm. As a results of that soldering is impossible for majority of the textile materials, and has to be replaced by fixing conductive parts by conductive glue.

The fabricated switch is shown in Fig. 8. The TIW structure is fed by a microstrip transmission line with an impedance transformer and a SMA connector. The length of the transformer and the microstrip line is 10 mm. The width of the microstrip line has to be 15 mm to reach the characteristic impedance 50 Ω. The width of the transformer is given by [7]. Other dimensions are: w = 35.00 mm, C1 = 9.42 mm, C2 = 17.20 mm, D1 = 3.88 mm, D2 = 8.91 mm, D3 = 8.08 mm, Lw2 = 22.50 mm, Lw1 = 40.00 mm, R1 = 1.50 mm, R2 = 2.40 mm, R3 = 4.12 mm, R4 = 4.62 mm.

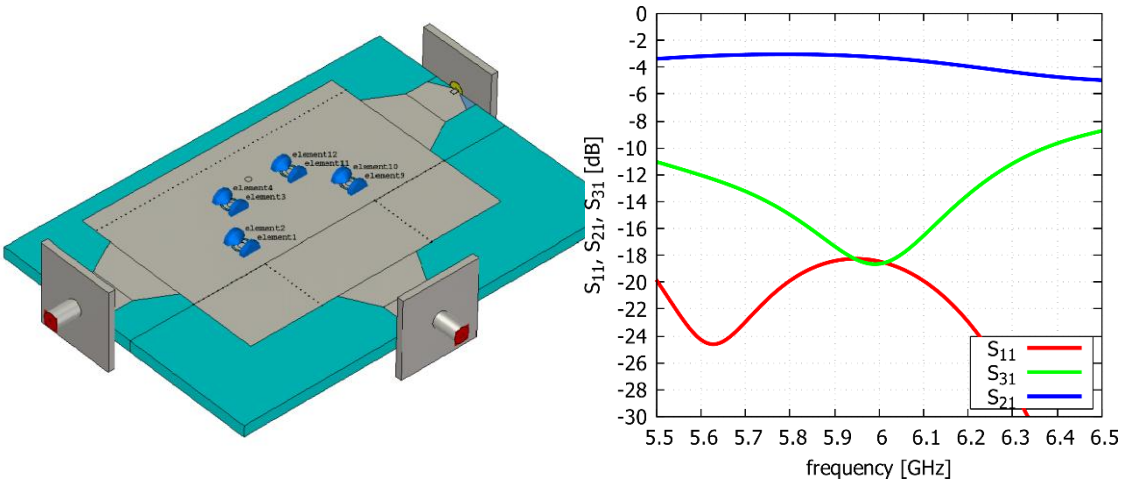


Figure 5: Numerical model of textile-integrated T-junction with output ports switched ON and switched OFF by reconfigurable walls.

The 3D knitted fabric 3D041 (ε_r = 1.22, tanδ = 0.002 and h = 3.41 mm) was used as the substrate. For the manufacturing of side walls of TIW and posts, two types of conductive threads were used:

1. Elitex 440 dtex by Imbut is of the resistivity 14.25 Ω and the diameter 0.2 mm. This thread is optimal for manufacturing side walls of TIW.

2. Shieldtex 560 dtex by Statex is of the resistivity 13.88 Ω and the diameter 0.8 mm. This thread is optimal for implementing the conductive posts.

The PIN diodes SMP1345-040LF for RF applications were chosen as they showed the best performance, with the maximal operation frequency 6 GHz. These diodes have the forward resistivity 3.5 Ω and the capacitance 0.19 pF. The diodes were glued to conductive surfaces by conductive glue. In order to perform a measurements it is necessary to connect the TIW to a coaxial cables. As we wanted to obtain simulation results as close to the actual fabricated structure as possible each of the ports of the switch was connected to a taper transforming the TIW to a microstrip lines which were joined with SMA connectors. The transmission coefficient of the simulated switch with tapers, microstrip lines and the SMA connectors is −2.5 dB and reflection coefficient is under −15 dB at the operating frequency.

3 CONCLUSION

The design of a TIW switch with PIN diodes was presented in the paper. The the structure of the switch is a conventional TIW junction implemented by a textile-integrated waveguide. The 3D knitted fabric SINTEX 3D 041 plays the role of the substrate, conductive surfaces are manufactured from the self-adhesive copper foil, side walls and posts are fabricated from conductive threads.

In output branches of the T-junction, reconfigurable walls controlled by PIN diodes are integrated. The PIN diodes connect the posts with the top surface of TIW. If diodes are in the ON-state, the posts are connected and the posts reflect the signal, therefore close that branch. The designed TIW switch has reflection coefficient lower than −15 dB, and insertion loss is smaller than 2.7 dB at 5.8 GHz.

ACKNOWLEDGEMENT

The presented research was supported by the Grant Agency of Brno University of Technology under the grant no. FEKT-S-17-4713, and by the grant of the Czech Ministry of Industry and Trade no. FV10087. For simulations and experiments, equipment of the SIX Research Center was used thanks to the support of the National Sustainability Program, the grant no. LO1401.

REFERENCES

[1] A. Nafe, F. A. Ghaffar, M. F. Farooqui and A. Shamim, "A Ferrite LTCC-Based Monolithic SIW Phased Antenna Array," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 65, no. 1, pp. 196-205, Jan. 2017.

[2] W. Y. Sam, Z. Zakaria and M. A. Mutalib, "The investigation of reconfigurable SIW filter using varactor diodes," 2016 IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP), Kaohsiung, 2016, pp. 167-168.

[3] T. Urbanec and J. Lácík, "Compact size substrate integrated waveguide phase shifter," 2016 26th International Conference Radioelektronika, Kosice, 2016, pp. 495-497.

[4] S. Moscato, L. Silvestri, N. Delmonte, M. Pasian, M. Bozzi and L. Perregrini, "SIW components for the Internet of Things: Novel topologies, materials, and manufacturing techniques," 2016 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet), Austin, TX, 2016, pp. 78-80.

[5] I. Lim and S. Lim, "Substrate-Integrated-Waveguide (SIW) Single-Pole-Double-Throw (SPDT) Switch for X-Band Applications," in IEEE Microw. & Wireless Comp. Let., vol. 24, no. 8, pp. 536-538, Aug. 2014.

[6] Sen Yan; G. A. E. Vandenbosch; Wearable pattern reconfigurable patch antenna, IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, Puerto Rico, 2016, p. 1665-1666.

[7] M. S. Shakhirul; M. Jusoh; A. H. Ismail; M. R. Kamarudin; P. Nobles; M. K. A. Rahim; T. Sabapathy; M. N. Osman; M. I. Jais; P. J. Soh; Textile antenna with simultaneous frequency and polarization reconfiguration for WBAN, IEEE Access, 2018, vol. 6, p. 7350–7358.

[8] J. E. Rayas-Sanchez and V. Gutierrez-Ayala, "A general EM-based design procedure for single-layer substrate integrated waveguide interconnects with microstrip transitions," 2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Atlanta, GA, USA, 2008, pp. 983-986.

[9] D. Deslandes, "Design equations for tapered microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions," 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Anaheim, CA, 2010, pp. 704-707.

HIGH POWER SINUSOIDAL GENERATOR WITH USE OF PCM-PWM CONVERTER

Stanislav Rozum

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: rozum@feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Šebesta

E-mail: sebestaj@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with the study of generating a sinusoidal signal with output power up to hundreds of watts. Selected microcontroller calculates sinusoidal data which are used as the input for PWM module. Four outputs of the module directly drive four transistors of H bridge which ensures high output power. Purposed method of calculating integer sinusoidal samples allows changing the frequency at any time with minimal latency.

Keywords: sinusoidal generator, Class-D amplifier, fast calculation of sine function

1 INTRODUCTION

There are many branches in electronic where sinusoidal generator with high output power is main part of the device. This paper is based on the generator developed for electromagnetic vibration exciter. However, the same design can be used in car sockets which convert 12 V battery voltage to 230 VAC or some another equipment working with AC supply.

The project is built on microcontroller; therefore, digital to analogue converter needs to be used. Since high output power (up to 1 kW, but actual output power depends on the realization) is required, a power amplifier has to be placed in front of the output. In order to minimize power losses and thus increase efficiency Class-D amplifier has been selected. Chain of DAC and power amplifiers can be substitute by power stage of a Class-D amplifier (H bridge) driven directly from the Pulse Width Modulation (PWM) module of the microcontroller. This substitution brings higher harmonics components in the output signal. On the other hand, it saves some components and gives more freedom of driving the bridge; therefore, the H bridge method has been used.

2 HARDWARE BLOCK DESIGN

Figure 1 shows simplified block diagram of the system and its real implementation. Following subchapters details each block.

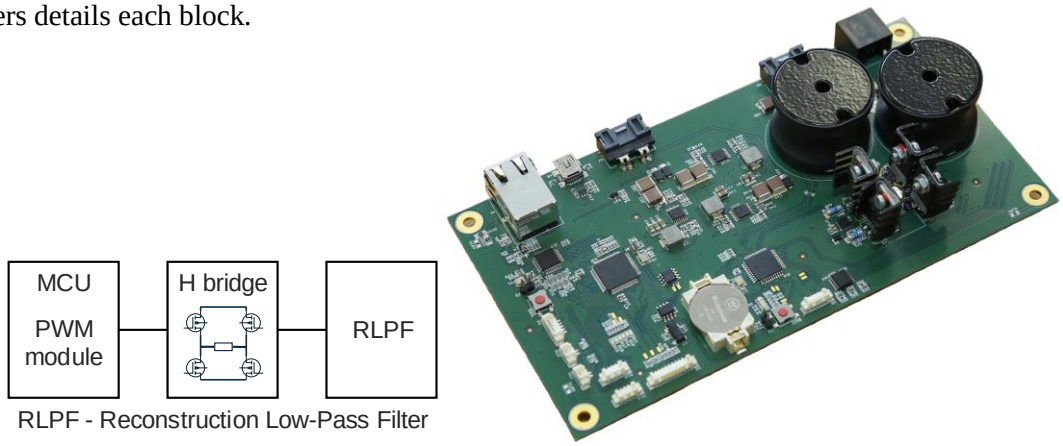


Figure 1: Hardware block diagram and real implementation of generator.

2.1 PCM – PWM CONVERTER

Pulse-Code Modulation – PWM (PCM-PWM) converter creates PWM signal directly from digital signal representation; such signal is commonly called Uniform PWM (UPWM) [1]. The difference between this method and PWM signal acquired by sampling analog signal with a triangular or sawtooth wave (Classical class-D amplifier) is that the UPWM generates a harmonic content of fundamental frequency of input signal. In addition, both have periodic copies of baseband at multiplies of PWM frequency (reciprocal value of PWM period; acting as sampling frequency) [1].

As the author of [1] states another downside of this method is a requirement on a high-speed clock signal of PWM module. The reason is that the resolution of source data expressed as the number of bits N has to be transformed into time resolution of PWM signal. This means that PWM period has to consist of 2^N steps. The module's clock source frequency for single-sided PWM can be calculated as follows [1]:

$$f_{CLK} = f_s \cdot 2^N , \tag{1}$$

where f_S [Hz] is sampling frequency of source wave. With the maximum clock frequency of selected microcontroller (dsPIC33EV256GM004) of the 140 MHz and acceptable bit resolution of 11 bits in mind source signal sampling frequency has been fixed to 68 kHz. Frequency spectrums based on simulation are depicted in Figure 2 [2]. In the line graph at the top is shown digitalized input signal. The second spectrogram spectrum of PWM acquired by PCM-PWM converter is presented. As mentioned earlier, harmonic content of fundamental 5 kHz signal and modulation products can be seen.

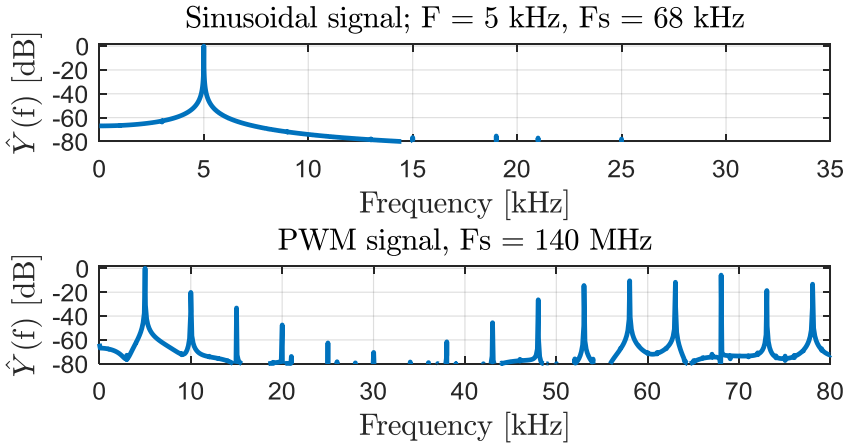


Figure 2: Normalized single-sided spectrums of input sinusoidal signal and PWM signal.

Due to harmonic distortion, 5 kHz has been fixed as the maximum frequency. It is clear that with decreasing fundamental frequency, level of harmonic content decreases as well. For example, the first harmonic frequency of the fundamental frequency of 500 Hz is about 35 dB smaller.

2.2 CLASS-D AMPLIFIER

This design borrows only power stage from a Class-D amplifier, i.e. H bridge. Every single transistor of the bridge is driven by the PWM module. It provides more possibilities to control the process. For example, specific dead time can be adjusted, a load can be shorted or not connected, and mode of operation can be selected just by editing the firmware.

Looking at Figure 3, the most obvious principle of H bridge is alternative switching the crossed transistors. That is while T1L and T2H are switched on, T1H and T2L are switched off; in the next period, the opposite transistors are switched on. This way there are only 2 possible levels across the load. Also, with 0.5 duty cycle, the current flows through load equally and there is observed no useful effect. This switching method is classified as class AD [3].

The second approach to switching transistors builds on an inverted form of the input signal for driving the second branch, more details provide Figure 3 [3]. In this instance, the driving waveform for the second transistor is inverted in level as well as in time within the PWM period. This adds the third state in differential voltage across the load and so eases requirements on the output filter.

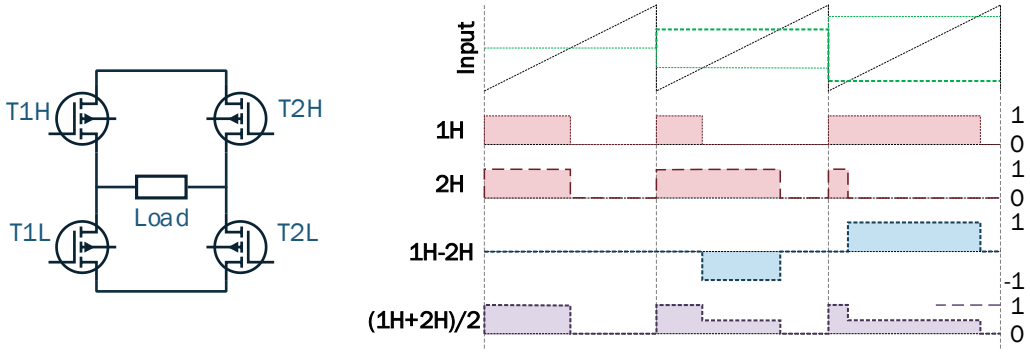


Figure 3: Schematic of H bridge and Class BD oper.; 1H, 2H drive transistors T1H, T2H.

Usually, PWM modules dispose of several channels and outputs, where two outputs can be bind together in a complementary mode. These two outputs cover one half of the bridge; another channel with 2 outputs can be used for the second half. For the BD mode, time base can be the same for both channels and only duty cycle registers have to be updated. Once the duty cycle is calculated for the first channel; the result with minor adjustment (*periodRegister* – *dutyCycle1*) can be used also for the second channel. The use of the periphery is necessary because even a slight time deviation between samples is notable in the output signal.

This method of driving transistors also allows implementing feedback from any digital or analog sensors. However, the speed of feedback is limited by the PWM period.

2.3 RECONSTRUCTION FILTER

In [4] are described calculations of reconstruction filter. The process is based on audio design, but it can be applied to this design as well. Schematic is presented in Figure 4. Care must be taken with capacitance of capacitors; not only that high capacitance increases Q factor, but it also requires enough capacitance to blocking supply voltage. If supply voltage is not blocked properly switching transistors on will draw peak current from the supply source causing considerable drop of the supply voltage. Since the power supply rejection ratio is essentially 0 dB, this peak voltage drop will be also present in the output.

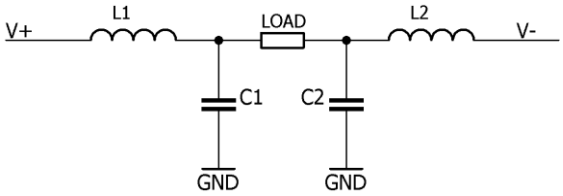


Figure 4: Schematic of reconstruction filter.

3 DUTY CYCLE SAMPLES

In order to enable setting output frequency, the firmware must calculate new sinusoidal sample within PWM period. This is because storing samples for sinusoids of every frequency is impossible and pre-calculating period of the desired sine curve is impractical; it is needed $M = f_{out} / \gcd(f_{out}, f_s)$ periods to seamlessly repeat samples, where f_s (Hz) is sampling frequency (1/ *PWMperiod*) and f_{out} (Hz) is integer output frequency. Output frequencies with decimal part represent even more difficulties. Of course, there is a point in which it would be possible to end sequence of pre-calculated samples with minimal error, but it would mean a different number of elements for each frequency.

3.1 CALCULATION

Calculation of sinusoidal value with use of native C function sin() takes the target MCU about four times longer than PWM period. That makes this approach unsuitable and more effective method must be applicated.

A look up table with pre-calculated sinusoid is a fast way to get a sinusoidal curve, but to get actual value of sin(x) additional calculation have to be performed. The reference table has been created by dividing the period of sine function into $360 \cdot N$ parts, where N depends on available program memory and tolerable error. Because of sinusoidal symmetry, it is sufficient to store only a quarter of the sinusoid. This adds a tiny complication but allows to reach $N = 900$ for target MCU.

Using the reference table, the calculation of new sample is done by adding a constant to a cumulative pointer. Sinusoidal value is read from the table at the index equal to the cumulative pointer. If the pointer is greater than the length of the reference table, this length of the table is subtracted from it. The constant is different for each frequency and can be determined by the equation [2]:

$$Add_{Index} = \frac{f_{out} \cdot N_{ref} \cdot N_{pre}}{f_s}, \qquad (2)$$

where Add_{index} (-) is added to the cumulative pointer to get next sample, N_{ref} (-) is the length of reference table and N_{pre} (-) represents an increase of precision for integer division (N_{pre} shall be 2^N). Since calculating with floating point format is not beneficial in terms of speed and acceptable error is required, the precision increase is necessary to minimize rounding errors.

A downside of the cumulative method in combination with taking rounded integer part from the result of (2) is that the error of a maximum of 0.5 is cumulated with every sample. This means that after 1 second ($68 \cdot 10^3$ samples) the cumulated error would be $34 \cdot 10^3$. Fortunately, samples are divided by N_{pre} before application, hence the error is divided by N_{pre} as well. For integer output frequencies the situation is always the same, at the end of every second accumulated error is reset to zero. The described method is illustrated in Figure 5. However, for non-integer frequencies accumulated error may not be reset (reset is performed if AccumulativePointer / N_{pre} is equal to zero) before it exceeds the value of 2^{16} (N_{pre}). This causes a slow phase shift. If that is an issue, additional corrections have to be made or the following method can be used.

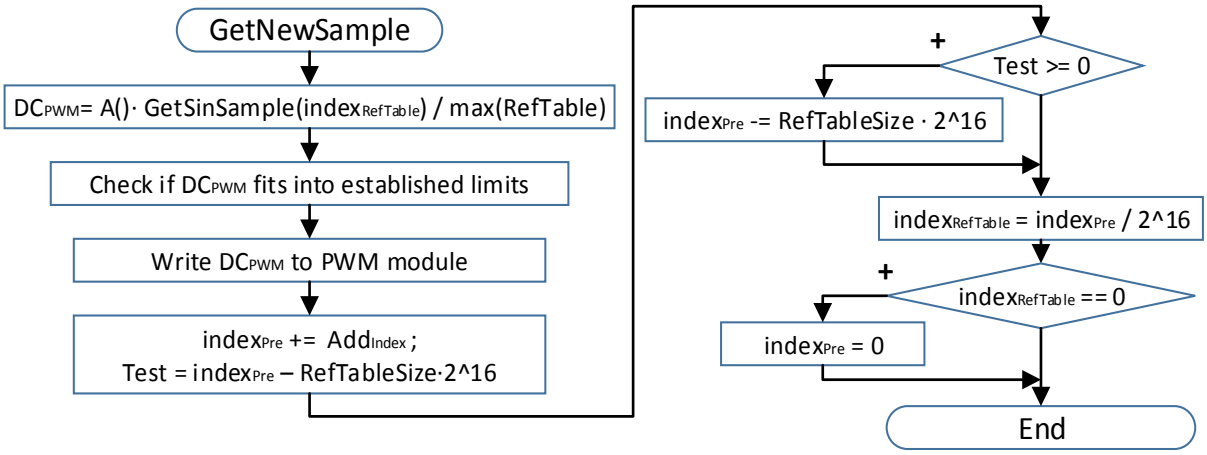


Figure 5: Flowchart of sinusoidal calculation algorithm.

There is no error accumulation when the numerator of (2) is multiplied by *Index* (for each sample the index is incremented by 1) and calculation of each sample is done according to edited (2). Based on a simulation the time required for the execution of edited (2) is about 11 µs, which is ten times greater than the time needed to add two numbers with additional logic (without phase shift correction). Therefore, the second method is not suitable for target MCU. Phase shift correction

could be implemented as a combination of both mentioned methods; edited (2) would be calculated only for every *n*-th sample, where n is between 1000 and 100 000. The accumulated error would be reset in these *n*-th samples (the accumulator would be set to result of edited (2)).

4 MEASUREMENT RESULTS

The spectrum of the measured 500 Hz sine wave is shown in Figure 6. The first harmonic frequency is about 65 dB and the second about 45 dB smaller. Because of inductive character of the vibration generator, which helps to filtrate higher frequencies, measured results are better than results based on simulation. For frequency greater than 2 kHz the generator's amplitude is only a few μm.

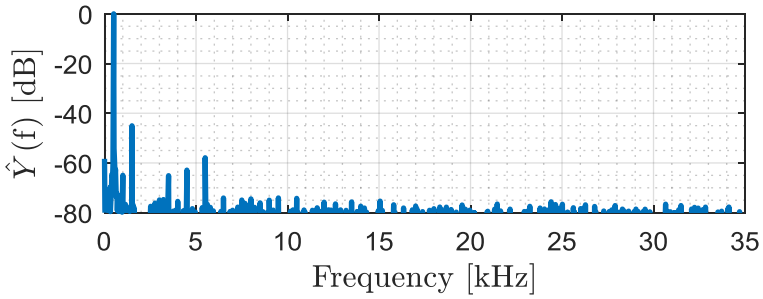


Figure 6: Normalized single-sided spectrum of a measured 500 Hz sinusoid.

5 CONCLUSION

This paper deal with the study of generating a sinusoidal waveform with an output power of hundreds of watts. The power amplifier is realized as H bridge, where each transistor is driven by PWM module of MCU. Sinusoidal integer samples for duty cycle register are calculated directly on board. For fast calculation, all calculations are done in integers. Switch to new frequency is performed at the beginning of the period when new Add_{Index} is ready, i.e. at the latest after one period of current frequency. The manufactured device is able to deliver about 400 W to load with supply voltage about 30 V. The generator can be controlled via Ethernet or USB interface.

ACKNOWLEDGEMENT

Research described in this paper was financed by Czech Ministry of Education in frame of National Sustainability Program under grant LO1401. For research, infrastructure of the SIX Center was used. The research published in this submission was financially supported by the Brno University of Technology Internal Grant Agency under project no. FEKT-S-17-4426.

REFERENCES

[1] Kulka, Z. Application of pulse modulation techniques for class-d audio poweramplifiers [online]. 2007 [cit. 2016-12-12]. Available from: http://acoustics.ippt.gov.pl/ index.php/aa/article/viewFile/720/636. Warsaw University of Technology.

[2] Rozum, S. Vibrační generátor pro zkoušky elektroniky. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2017. 45 s., 23 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Tomáš Frýza, Ph.D.

[3] Marco, Todd P. Comprehensive Study of Class D Amplifier Technology, 2009 [cit. 2016-12-12]. Available from: http://www.slideshare.net/ToddMarco/a-comprehensive-study-of-class-d-amplifiertechnology-todd-marco-2009. The Pennsylvania State University.

[4] Quek, Yang Boon. Class-D LC Filter Design [online]. 2006 [cit. 2016-12-12]. Available from: http://www.ti.com/lit/an/sloa119b/sloa119b.pdf

INFLUENCE OF INTERFERENCES CAUSED BY NON-LINEAR POWER AMPLIFIER IN MULTI-USER GENERALIZED FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX SCENARIO

Michal Harvanek
Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT
E-mail: xharva02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomas Gotthans
E-mail: gotthans@feec.vutbr.cz

Abstract: This article is aimed to the problematic of interferences in multi-user scenarios which can occur in modern mobile communication networks. Hence of new modulation schemes as a Filter Bank Multi Carrier (FBMC), Generalized Frequency Division Multiplex (GFDM) or another modulation scheme with low out of band emission there can occur problems with interferences especially when user equipments are using non-linear power amplifiers. The non-linear system causes radiation into adjacent channel which can lead to interferences with another user transmitting in this channel. This paper explains impact of such interferences to Error Vector Magnitude (EVM) of demodulated signal for different frequency spacing between users and also describe influence of interferences for different signal noise ratio. To remove inter-carrier interferences, the self interference cancellation method is used.

Keywords: Power amplifier, amplifier modeling, distortion, interferences, FBMC, GFDM, 5G

1 INTRODUCTION

Demands for higher data rates in field of mobile communication lead to force network providers to increase their capacity and efficient use of spectrum. However Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) systems allow an efficient equalization and also they are robust to frequency selective channels, these systems are not well suited for next generation mobile communication waveform designs. In presence of carrier frequency offsets, the orthogonal sub-carriers of OFDM are extremely vulnerable to interference and makes the entire OFDM system very sensitive [1]. The second disadvantage of the OFDM waveform is rectangular pulse shaping filter with low Out Of Band (OOB) attenuation which makes it unsuitable for next generation of mobile network. Also requirement for using cyclic prefix limits spectral efficiency of the OFDM system [2]. One possibility to reach higher spectral efficiency is to use post-OFDM modulations. The main advantage of these modulation schemes is sharp spectral shape with low OOB emissions, sufficient to effective spectrum usage. There are several modulation schemes suitable for 5G systems. The FBMC is a very popular technique which using division of spectrum into multiple orthogonal sub-bands [3,4]. Each sub-band is filtered by a prototype filter which can satisfy regulatory requirements in its OOB leakage performance. The absence of cyclic prefix is also an important feature of FBMC [5]. Second effect is that the carriers may be not orthogonal because of the filtering which allow us to control bandwidth and the degree of overlap between sub-carriers. The third effect is that the FBMC sub-bands have not to be synchronized between themselves. This fact can solve problems of possible synchronization and dispersion [6–8]. The GFDM is another modulation scheme which can be possibly used in 5G networks. This modulation scheme is based on the circularly shifted prototype filter in time and frequency domain. Similarly as in the FBMC, the OOB emission is significantly suppressed. This fact allows that the modulation scheme is well suited for transmission on non-contiguous frequency bands

with strict spectral mask constraints [9]. Another popular candidate for 5G network can be filtered OFDM (f-OFDM) with appropriately designed spectrum shaping filter [10].

In point of view of radio-frequency (RF) transmitters it is desirable to work close to saturation point of Power Amplifier (PA) to achieve high transmitter efficiency. Nevertheless because of non-linear characteristic of PA the main advantage of the post-OFDM waveforms-especially sharp spectral shape can be easily destroyed. Non-linear PA characteristic has significant effect on distortion of transmitted signal, but because of the OOB leakage it can also cause interference with another users transmitting in adjacent channels. Moreover in mobile networks scenario where user equipments (UE) are charged from the battery it can be problematic to employ some form of PA linearization, e.g. pre-distorter.

The paper is structured into few parts. The first part describes modulation and demodulation scheme. The second part describes PA model. The third introduces simulations results. Finally the last part rounds up this paper.

2 POWER AMPLIFIER MODEL

The PA is one of the most important parts of the transmitter. The PA properties in hand with Peak to Average Power Ratio (PAPR) of transmitted signal have significant influence to leakage signal into adjacent channel. To investigate the effects of the PA distortion on the transmitting signal we simulate the PA based on the estimation of the real class AB in house fabricated PA. The measurements of practical values of PA, were done with commercially available software defined radio USRP N210. The software radio is equipped with the modified front-end with synchronous receiver and transmitter which provides up to 100 mW of output power and a noise figure of 5 dB. The WBX provides up to 40 MHz of bandwidth in range from 50 MHz to 2.2 GHz. Transmitted signal is amplified by PA and then attenuated and received by the WBX input and corresponding USRP processing chain. In the experiment the sampling frequency was 6.25 MHz and the carrier frequency was 800 MHz. The motivation for the choice of such frequency lies in the prospective use of bands below 1 GHz (especially 700 MHz) for 5G machine-type and Ultra Reliable Low Latency Communications (URLLC). On the contrary, for the high bitrate-type communications, rather the spectrum in 1-6 GHz bands or even in millimeter-waves will be allocated. For PA modeling memory polynomial model [11] is used where discrete baseband PA output y is given by:

$$y(n) = \sum_{k=1}^{K} \sum_{q=0}^{Q} b_{k,q} x(n-q)|x(n-q)|^{k-1} \tag{1}$$

the equation describes non-linear system (e.g. PA), where x is input signal, K describes number the polynomial order and Q describes the memory length. Total number of coefficients is determined by definition $K(Q-1)$.

3 USED MODULATION

For further experiments, we decided to use the GFDM signal, because this particular scheme, or some of its very close alternatives, has been recommended as perspective waveform for 5G system. The GFDM modulator can be described by equation

$$\vec{y} = \mathbf{A}\vec{d} \tag{2}$$

where $\vec{d}$ is data vector consisting of data samples $d_{m,k}$ corresponding to the data element which is transmitted on m-th subcarrier and k-th sub-symbol. $\mathbf{A}$ is a matrix with dimension $[KM \times KM]$ where K is total number of sub-symbols and M is total number of sub-carriers which structure contains

frequency and time shifted pulse shaped filters $\mathbf{A} = (g_{0,0} \ldots g_{M-1,0} \ldots g_{M-1,K-1})$. where g is described by equation:

$$g_{m,k}(n) = g[(n - kK) mod N] e^{j2\pi \frac{m}{M} n} \tag{3}$$

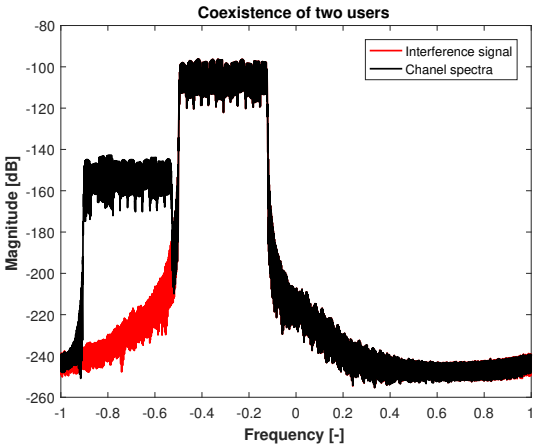
The demodulation can be described by equation:

$$\vec{d} = \mathbf{B}\vec{y} \tag{4}$$

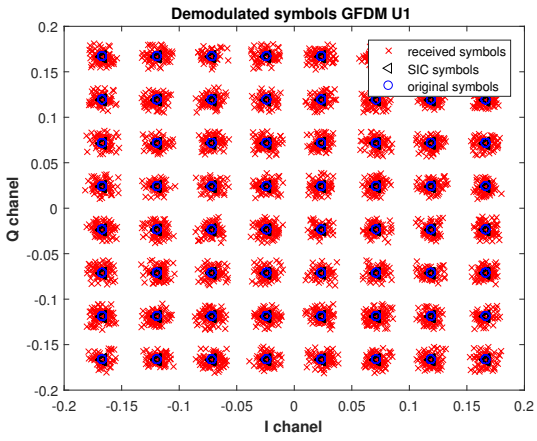
where for zero-forcing receiver is matrix $\mathbf{B} = \mathbf{A}^{-1}$ and where y is received vector. Calculation of the inverse of a matrix $\mathbf{A}$ can be problematic, because matrix can be close to singular. The problem can be solved by using of Moore-Penrose pseudo-inverse. For matched filter demodulator, is $\mathbf{B} = \mathbf{A}^H$ where $\mathbf{H}$ is hermite transpose operator. In our experiment we used demodulator which operate as matched filter. Hence of Inter Carrier Interference (ICI) which is self-generated by the system itself due to the inherent non-orthogonality of the subcarriers because of Root Raised Cosine (RRC) pulse shaping [12], the double sided serial interference cancellation procedure is employed to match the theoretical performance of the well studied OFDM [1, 12]. The example of demodulated data in scenario with ideal channel is depicted on figure 1b. where red crosses depict demodulated symbol with residual EVM without using Self Interference Cancelation (SIC), black triangles depict demodulated signal with using SIC and blue circles depict origin transmitted symbols.

4 RESULTS

Main investigated metrics is EVM. The level of non-linearity of PA is defined by Adjacent Channel Power Ratio (ACPR) which define ratio of the transmitted power into adjacent channel to transmitted power in the main channel. We considered the normalized bandwidth of main channel 0.375 and frequency distance between sub-carriers is 0.03125. The both number are relative to the sampling frequency in range from -1 to 1, it follows that main channel of one user occupy approximately 20% of spectrum. The both users used same sub-carriers frequency distance. Hence of SIC implementation the oversampling factor is defined as $N = 8$. The influence of interferences to adjacent channel is simulated for two scenarios. For illustration let the figure 1a a depict ideal state when the stronger right user - user 2 transmits with linear PA. The second scenario differs by non-linear working point of the PA of right user. The influence of interferences to EVM of demodulated signal of weaker user - user 1 is depicted in figures 1b and 2b, where figure 1b a depicts ideal demodulated data and figure 2b depict demodulated data with interferences from user 2. It is shown that the interference by

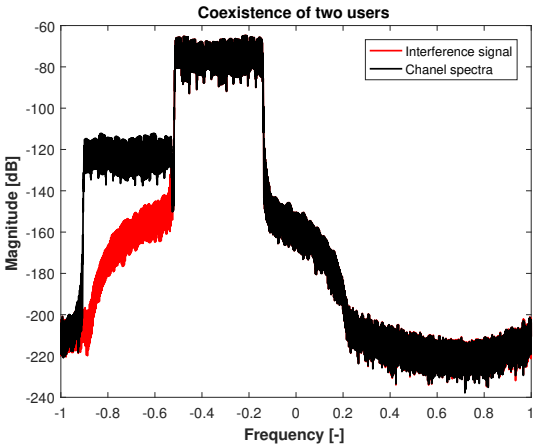


(a) Two users scenario with ideal PA

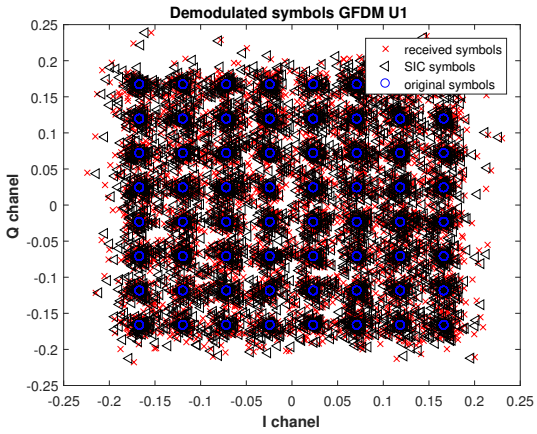


(b) Demodulated symbols without interferences

Figure 1: Without interferences



(a) Two users scenario with non-linear PA



(b) Demodulated symbols with interferences

Figure 2: With interferences

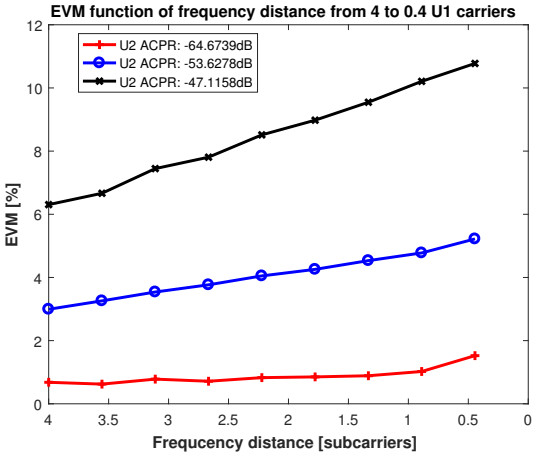


Figure 3: EVM as function of freq. spacing

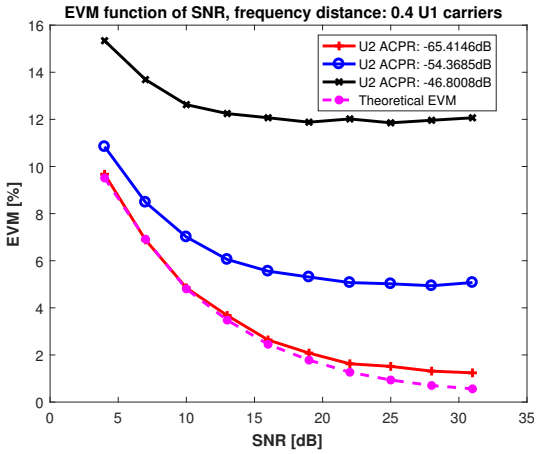


Figure 4: EVM as function of different SNR

non-linear user can have significant influence to EVM. The quantification of interferences for varying users spacing is depicted in figure 3, where the spacing between users is measured in multiples of sub-carrier width. The influence of interferences for varying SNR is depicted in figure 4.

5 CONCLUSION

In this paper, we have evaluated the influence of interferences from adjacent, non-linearly-distorted user to GFDM signal. The simulation results show the EVM as a function of the PA working point and spacing between two users (due to spectrum scarcity, this is an important aspects of future wireless communication networks). We have pointed out, that although in ideal case, the two users of filtered multi-carrier modulations (such as GFDM) can be allocated tightly to each other, in real systems this can result in increase of bit error ratios (measured in EVM). The steepness of EVM as a function of user frequency spacing depends on the adjacent channel emissions of the interfering user. The effect of interference can be suppressed by introducing guard band in cost of decreased spectral efficiency. As the alternative, we are currently working on the application of interference-cancellation techniques.

ACKNOWLEDGEMENT

The presented research has been supported by the internal BUT project FEKT-S-17-4426.

REFERENCES

[1] Rohit Datta and Gerhard Fettweis. Improved aclr by cancellation carrier insertion in gfdm based cognitive radios. In *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2014 IEEE 79th*, pages 1–5. IEEE, 2014.

[2] Tao Cui, Feifei Gao, Arumugam Nallanathan, and Chintha Tellambura. Ml cfo and po estimation in dct ofdm systems under non-circular transmissions. In *Communications, 2007. ICC'07. IEEE International Conference on*, pages 6275–6280. IEEE, 2007.

[3] Tao Yunzheng, Liu Long, Liu Shang, and Zhang Zhi. A survey: Several technologies of non-orthogonal transmission for 5g. *China Communications*, 12(10):1–15, 2015.

[4] Xiang Li, Wen-De Zhong, Arokiaswami Alphones, Changyuan Yu, and Zhaowen Xu. Channel equalization in optical ofdm systems using independent component analysis. *Journal of Lightwave Technology*, 32(18):3206–3214, 2014.

[5] Juwendo Denis, Mylene Pischella, and Didier Le Ruyet. A generalized convergence criterion to achieve maximum fairness among users in downlink asynchronous networks using ofdm/fbmc. *IEEE Communications Letters*, 18(11):2003–2006, 2014.

[6] Hamid Saeedi-Sourck, Saeed Sadri, Yan Wu, and Behrouz Farhang-Boroujeny. Near maximum likelihood synchronization for filter bank multicarrier systems. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2(2):235–238, 2013.

[7] Wonsuk Chung, Beomju Kim, Moonchang Choi, Hyungju Nam, Hyunkyu Yu, Sooyoung Choi, and Daesik Hong. Synchronization error in qam-based fbmc system. In *Military Communications Conference (MILCOM), 2014 IEEE*, pages 699–705. IEEE, 2014.

[8] José A Lopez-Salcedo, Esteban Gutierrez, Gonzalo Seco-Granados, and A Lee Swindlehurst. Unified framework for the synchronization of flexible multicarrier communication signals. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 61(4):828–842, 2013.

[9] Hao Lin and Pierre Siohan. An advanced multi-carrier modulation for future radio systems. In *Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2014 IEEE International Conference on*, pages 8097–8101. IEEE, 2014.

[10] Wei Cao, Lefeng Zhang, Weidong Hu, Jing Lei, and Xiaoyong Du. Ofdm ambiguity function improvement with fbmc prototype filter for passive radar. In *Radar Symposium (IRS), 2017 18th International*, pages 1–9. IEEE, 2017.

[11] J. Kim and K. Konstantinou. Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory. *Electronics Letters*, 37(23):1417–1418, Nov 2001.

[12] Rohit Datta, Nicola Michailow, Michael Lentmaier, and Gerhard Fettweis. Gfdm interference cancellation for flexible cognitive radio phy design. In *Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2012 IEEE*, pages 1–5. IEEE, 2012.

DIRECT LEARNING ARCHITECTURE FOR DIGITAL PREDISTORTION WITH REAL-VALUED FEEDBACK

Jan Král, Tomáš Král
Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT
E-mail: kral.j@lit.cz

Supervised by: Tomáš Götthans
E-mail: gotthans@feec.vutbr.cz

Abstract: The power efficiency is a key parameter of modern comunication systems. Efficient nonlinear power amplifiers are linearised using digital predistorters. Conventional predistorters require two ADCs in the feedback. In this paper we have proposed a modification of the direct learning architecture using solely one ADC in the feedback and an RF mixer instead of a quadrature mixer. This allows us to minimise the system complexity and power consumtion and maximise the efficiency. The proposed architecture has been verified experimentally and compared to the conventional digital predistorters. We have shown that it can achieve same linearisation performance as the conventional architecture with two ADCs. Moreover the proposed method outperformed the conventional DPD with indirect learning architecture.

Keywords: digital predistortion, direct learning architecture, real-valued feedback

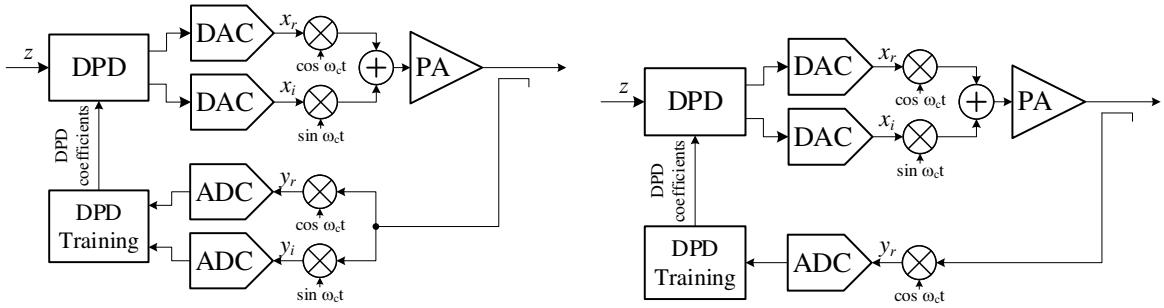
1 INTRODUCTION

Modern wireless communication systems are required to provide still more and more data throughput. This demand is usually satisfied by increased communication bandwidth and utilisation of spectrum-efficient modulations. The most of these modulations are linear, e.g. quadrature amplitude modulation (QAM), orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM), or filter bank multicarrier (FBMC) and its variants as candidates for 5G cellular networks, and require usage of linear power amplifiers (PA). The linear PAs are usually low power-efficient. Therefore they operate close to saturation in the nonlinear region and are linearised or compensated to achieve linear behaviour.

One of the linearisation technique is digital predistortion (DPD) which is based on sensing the PA output, comparing it with the desired signal, and introducing a correction of the transmitted signal (predistortion) to get the desired signal at the PA output. A typical representative of such DPD can be a baseband predistorter depicted in Fig. 1a. All the signal processing is performed in the digital domain which assumes an analogue-to-digital converter (ADC) to be used for sampling the PA output and a digital-to-analogue converter (DAC) to generate the transmitted signal.

Wideband communication systems require two high-speed ADCs in the feedback path. These ADCs are power hungry and increase design complexity and price. Nowadays research shows the interest to relax demands on these ADCs. Liu [1], and Huang [2] focused in their work mainly on lowering the sampling frequency of the ADCs. Wang in the paper [3] and Zhang in [4] extended the undersampling DPD for multiband and wideband transmitters. Zhang et al. followed different approach in their papers [5] where they presented the DPD with the feedback ADCs replaced by high-speed DACs accompanied with high-speed comparators which allowed them to reduce system power consumption.

Power consumption and the system simplification was also main object of Chani-Cahuana et al. in their paper [6]. They proposed an architecture with a single ADC and an RF mixer instead two ADCs with a quadrature mixer employing the iterative learning control (ILC) algorithm which they



(a) Conventional DPD (b) DPD with Real-Valued Feedback

Figure 1: Diagrams of the baseband DPDs

presented formerly in [7]. Besides the reduced power consumption and system complexity, the real-valued feedback provides certain advantage of reduced sensitivity to in-phase and quadrature (IQ) imbalance of the feedback quadrature mixer which we have presented in [8].

In this paper we propose the DPD employing direct-learning architecture DLA for estimation of DPD parameters. DLA is an iterative algorithm which usually estimates DPD coefficients better than the used indirect learning architecture (ILA) [9]. The most recent paper [10] independently published by Guan partially overlaps with results in our paper.

2 DPD WITH REAL VALUED FEEDBACK USING DLA

Consider that PA is modelled by memory polynomial model [11]. The discrete baseband PA output y is given as [11]

$$y(n) = \sum_{k=1}^{K} \sum_{q=0}^{Q} b_{k,q} x(n-q)|x(n-q)|^{k-1} \tag{1}$$

where x is the PA input, $b_{k,q}$ is a coefficient of the PA model, and P and Q represent the maximum PA nonlinearity order and memory length respectively. The product $x(n-q)|x(n-q)|^{k-1}$ is often called a basis waveform or a basis function. We denote it as

$$\phi_{k,q}(n) = x(n-q)|x(n-q)|^{k-1}. \tag{2}$$

The input samples x, model coefficients $b_{k,q}$, and the basis waveforms $\phi_{k,q}(n)$ can be arranged into vectors and a matrix as

$$\begin{aligned}
\phi_{k,q} &= \begin{bmatrix} \phi_{k,q}(0) & \phi_{k,q}(1) & \dots & \phi_{k,q}(N) \end{bmatrix}^T \\
\mathbf{x} &= \begin{bmatrix} x(0) & x(1) & \dots & x(N) \end{bmatrix}^T \\
\mathbf{y} &= \begin{bmatrix} y(0) & y(1) & \dots & y(N) \end{bmatrix}^T \\
\mathbf{b} &= \begin{bmatrix} b_{1,0} & b_{1,1} & \dots & b_{1,Q} & b_{2,0} & \dots & b_{K,Q} \end{bmatrix}^T \\
\mathbf{X} &= \begin{bmatrix} \phi_{1,0} & \phi_{1,1} & \dots & \phi_{1,Q} & \phi_{2,0} & \dots & \phi_{K,Q} \end{bmatrix}^T
\end{aligned}$$

where $\mathbf{b}$ is column vector with $K(Q+1)$ rows, and the size of the matrix $\mathbf{X}$ is $N \times K(Q+1)$.

DLA is a method which tries to directly solve $A(x) = y$ as $x = A^{-1}(y)$ with $A()$ being a nonlinear transfer function of the PA. A solution of this nonlinear problem can be obtained by the Gauss-Newton method. This method can be defined for DPD as [12]

$$\mathbf{b}(m+1) = \mathbf{b}(m) - \mu \mathbf{e}(m) \tag{3}$$

where m is the iteration, $\mathbf{b}(m)$ and $\mathbf{b}(m+1)$ are previous and new DPD coefficients, μ is the iteration step size, and $\mathbf{e}(m)$ is the coefficient error vector. For the m-th iteration it is given as the least square (LS) solution of

$$\mathbf{x}-\mathbf{y}=\mathbf{X}\mathbf{e}. \tag{4}$$

Eq. 4 can be split into the real and imaginary parts, denoted as $(.)_r$ and $(.)_i$ respectively, with $\Delta=\mathbf{x}-\mathbf{y}$ as

$$\Delta_r+j\Delta_i=(\mathbf{X}_r+j\mathbf{X}_i)(\mathbf{e}_r+j\mathbf{e}_i)$$

$$\Delta_r+j\Delta_i=\mathbf{X}_r\mathbf{e}_r+j\mathbf{X}_i\mathbf{e}_r+j\mathbf{X}_r\mathbf{e}_i-\mathbf{X}_i\mathbf{e}_i$$

$$\Delta_r=\mathbf{X}_r\mathbf{e}_r-\mathbf{X}_i\mathbf{e}_i \quad \wedge \quad \Delta_i=\mathbf{X}_i\mathbf{e}_r+\mathbf{X}_r\mathbf{e}_i$$

and by matrix reordering we get two matrix equations

$$\Delta_r=\mathbf{x}_r-\mathbf{y}_r=\begin{bmatrix}\mathbf{X}_r & -\mathbf{X}_i\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{e}_r\\ \mathbf{e}_i\end{bmatrix} \quad \wedge \quad \Delta_i=\mathbf{x}_i-\mathbf{y}_i=\begin{bmatrix}\mathbf{X}_i & \mathbf{X}_r\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{e}_r\\ \mathbf{e}_i\end{bmatrix}. \tag{5}$$

To get the solution of $\mathbf{e}$, it is sufficient to solve only one of the two equations in Eq. 5. Advantageously each equation requires only real or imaginary samples of the PA output $\mathbf{y}$. Since the matrix $\mathbf{X}$ is fully known and Eq. 5 are overdetermined we can get $\mathbf{e}$ as the LS solution of Eq. 5 using real feedback samples

$$\begin{bmatrix}\mathbf{e}_r\\ \mathbf{e}_i\end{bmatrix}=(\mathbf{M}_a^H\mathbf{M}_a)^{-1}\mathbf{M}_a^H(\mathbf{x}_r-\mathbf{y}_r) \tag{6}$$

or using imaginary feedback samples

$$\begin{bmatrix}\mathbf{e}_r\\ \mathbf{e}_i\end{bmatrix}=(\mathbf{M}_b^H\mathbf{M}_b)^{-1}\mathbf{M}_b^H(\mathbf{x}_i-\mathbf{y}_i) \tag{7}$$

where

$$\mathbf{M}_a=\begin{bmatrix}\mathbf{X}_r & -\mathbf{X}_i\end{bmatrix} \quad \wedge \quad \mathbf{M}_b=\begin{bmatrix}\mathbf{X}_i & \mathbf{X}_r\end{bmatrix}. \tag{8}$$

Back substitution of the vector $\mathbf{e}$ solution to the Eq. 3 yields the new DPD coefficients

$$\begin{bmatrix}\mathbf{b}_r(m+1)\\ \mathbf{b}_i(m+1)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{b}_r(m)\\ \mathbf{b}_i(m)\end{bmatrix}-\mu(\mathbf{M}_a^H\mathbf{M}_a)^{-1}\mathbf{M}_a^H(\mathbf{x}_r-\mathbf{y}_r). \tag{9}$$

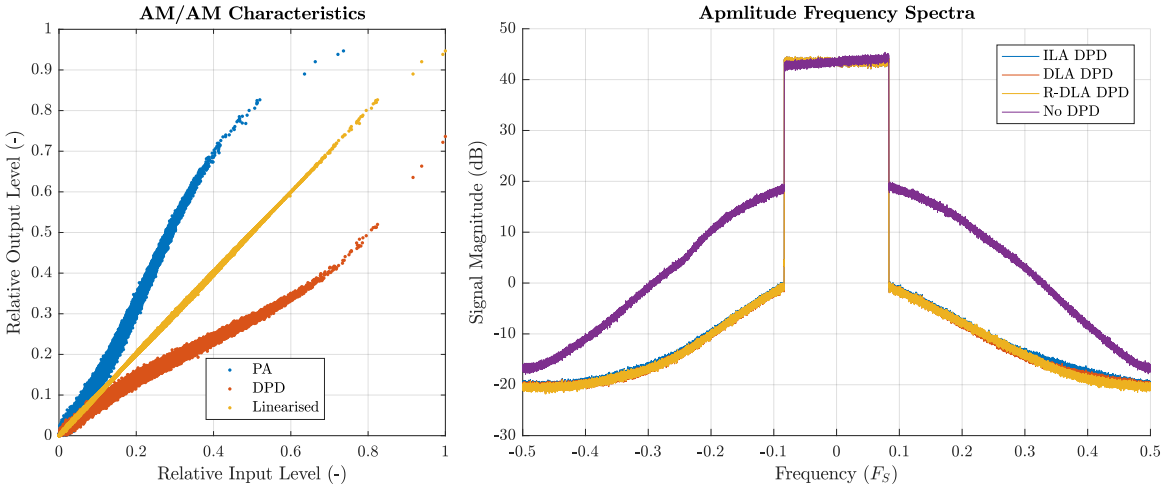
A similar solution can be obtained for imaginary feedback samples.

Usage of only real or imaginary feedback samples allows us to modify DPD structure and dispose of one feedback ADC. The resulting structure is depicted in Fig. 1b.

3 EXPERIMENTAL RESULTS

We have verified the above procedure by simulation of a system with a nonlinear PA model and predistorter for its linearisation. For predistorter performance comparison we have simulated three different architectures – ILA, DLA, and DLA with real valued feedback denoted as R-DLA. The PA model has been extracted from measurements of a real PA of the AB type with LDMOS transistors[1]. For the testing, FBMC signal has been used. For the further evaluation of results, we have done 200 iterations, in the each a new FBMC signal with random data has been generated.

[1]For the extraction of the PA coefficients a signal with 2 MHz channel bandwidth at carrier frequency of 450 MHz was used. Output power has been set to 33 dBm with back-off of 4 dB. Measurements were performed using direct-conversion radio architecture with 8-times oversampling.



(a) AM/AM characteristics for R-DLA DPD

(b) Frequency spectra of the PA output signal

Figure 2: AM/AM characteristics and output signal spectra

Table 1: Simulation results of average NMSE, ACPR in 1st and 2nd adjacent channel

DPD architecture	NMSE (dB)	ACPR-1st (dB)	ACPR-2nd (dB)
No DPD	-19.9	-29.6	-46.4
ILA DPD	-40.5	-49.6	-60.4
DLA DPD	-40.8	-49.8	-61.0
R-DLA DPD	-40.8	-49.8	-61.0
No DPD	-19.9	-29.6	-46.4

Fig. 2a shows AM/AM characteristics for R-DLA after the R-DLA converged to the solution. The blue plot is the characteristics of the PA, the red is the predistorter and the yellow is the linearised characteristic of the system. The average spectra (calculated after convergence of DLA DPDs) are shown in Fig. 2b. In the spectra plots, we can see that the ILA, DLA, R-DLA perform very similar.

Performance of different architectures has been evaluated based on the normalised mean square error (NMSE), adjacent channel power ratio (ACPR) in the 1st and 2nd adjacent channels. We evaluated NMSE as $NMSE = 10\log_{10}[(\mathbf{z}-\mathbf{y})^H(\mathbf{z}-\mathbf{y})(\mathbf{z}^H\mathbf{z})^{-1}]$ and ACPR for the 1st adjacent channel which is $1B$ wide and with $1.1B$ offset, and for the 2nd adjacent channel which is $1B$ wide too and with $2.2B$ offset. ACPRs from the left and right channels are averaged separately for the 1st and 2nd adjacent channels and presented as a single value per the adjacent channel. The results averaged over the iterations are presented in Tab. 1.

4 CONCLUSION

In this paper we have proposed a new method for DPD with one ADC in the feedback path employing direct learning architecture to train DPD coefficients. The proposed method has been verified experimentally in simulations. The simulation results show that the proposed method linearisation performance is the same as for conventional architecture with two ADCs. In terms of linearisation performance the proposed method is better than commonly used DPD with the indirect learning architecture. While the linearisation performance of the presented DPD has been preserved, we achieved to minimise system design complexity, power consumption and system cost.

ACKNOWLEDGEMENT

The presented research has been supported by the internal BUT project FEKT-S-17-4707.

REFERENCES

[1] Y. Liu, J. J. Yan, H. T. Dabag, and P. M. Asbeck, "Novel technique for wideband digital predistortion of power amplifiers with an under-sampling adc," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 11, pp. 2604–2617, Nov 2014.

[2] H. Huang, P. Mitran, and S. Boumaiza, "Digital predistortion function synthesis using undersampled feedback signal," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 10, pp. 855–857, Oct 2016.

[3] Z. Wang, L. Guan, and R. Farrell, "Undersampling observation-based compact digital predistortion for single-chain multiband and wideband direct-to-rf transmitter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 12, pp. 5274–5283, Dec 2017.

[4] Q. Zhang, W. Chen, Z. Wang, and G. Su, "A single feedback architecture for dual-band digital predistortion with under-sampling technique," in *2016 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS)*, March 2016, pp. 1–4.

[5] H. Wang, G. Li, C. Zhou, W. Tao, F. Liu, and A. Zhu, "1-bit observation for direct-learning-based digital predistortion of rf power amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 7, pp. 2465–2475, July 2017.

[6] J. Chani-Cahuana, M. Ă–zen, C. Fager, and T. Eriksson, "Digital predistortion parameter identification for rf power amplifiers using real-valued output data," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 64, no. 10, pp. 1227–1231, Oct 2017.

[7] J. Chani-Cahuana, P. N. Landin, C. Fager, and T. Eriksson, "Iterative learning control for rf power amplifier linearization," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 9, pp. 2778–2789, Sept 2016.

[8] T. Gotthans, R. Marsalek, M. Pospisil, T. Urbanec, J. Kral, and J. Blumenstein, "On the lower i/q imbalance sensitivity using real-valued feedback of digital predistortion," in *2018 IEEE Topical Conference on RF/Microwave Power Amplifiers for Radio and Wireless Applications (PAWR)*, 2018, pp. 79–82.

[9] H. Paaso and A. Mammela, "Comparison of direct learning and indirect learning predistortion architectures," in *2008 IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems*, Oct 2008, pp. 309–313.

[10] N. Guan, N. Wu, and H. Wang, "Digital predistortion of wideband power amplifier with single undersampling adc," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 11, pp. 1016–1018, Nov 2017.

[11] J. Kim and K. Konstantinou, "Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory," *Electronics Letters*, vol. 37, no. 23, pp. 1417–1418, Nov 2001.

[12] Z. Yu, H. Xie, and E. Zhu, "Wide-band linear characteristic compensation for dpd systems with direct learning," in *2013 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, Nov 2013, pp. 790–793.

PLATFORM FOR COLLECTING USER IDENTIFIERS ON IEEE 802.11 WIRELESS NETWORKS

Petr Ilgner
Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT
E-mail: xilgne00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Dan Komosný
E-mail: komosny@feec.vutbr.cz

Abstract: At the present time the widely used Wi-Fi networks provide comfort by zero configuration settings. However it leads to serious privacy issues. The article is focused on user information which can be extracted from service communication. The article presents several ways how to collect these information and introduces the platform for collecting user data. In the first part there is described the available network discovery mechanism followed by section about designed methods for obtaining user information. The last part describes the implemented platform in detail.

Keywords: wifi, wireless, privacy, beacon frame, probe request, user identification, browser fingerprint

1 INTRODUCTION AND RELATED WORK

Using a wireless data network, often referred to as Wi-Fi, to connect end devices such as mobile phones, tablets or laptops has become widespread among common users. Most of the new mobile devices are not equipped with a wired network card which can be used for connecting to a data network.

Some users use public wireless for connecting to the Internet almost anywhere, and it is common that they perform available wireless networks scanning as one of the first activities after entering a public space such as restaurant, coffee house, airport hall or library.

Users except from Wi-Fi networks zero configuration and do not want to solve technical details or specify connection parameters, it leads to the general public not know the ways how is the connection to wireless access points done. The method used for scanning available networks in IEEE 802.11 prefers comfort over privacy of users.

This article discusses the principles and methods used for wireless clients associating to the access points with emphasis on the process of searching for available networks. Several parts which can provide certain data about user resulting in the disclosure user identity are considered.

Several researches related to the use of service information in IEEE 802.11 wireless networks has been published. Their authors have identified privacy issues associated with Wi-Fi probe requests, such as leaking past access points identifiers and user mobility. Some researches also refer to the use of radio waves of a wireless Wi-Fi connection for disclosing information about nearby users, such as [6].

The way how a mobile device and its apps can inadvertently broadcast user personal information through wireless network is introduced in [7]. The paper firstly discusses wireless network security and side-channels which can be used to gain private information. In its main part, authors selected mobile apps and explored plus described the character and content of broadcast data.

A more detailed description of privacy hazards caused by preferred network list leaking is introduced

in [4]. Authors work with almost 3000 entries data set of MDNS and SSID broadcasted by mobile devices as a mobile phones, computers and various multimedia devices. They find out that more than half of collected names includes the real name of user. They also performed an online survey and found that about 29 % users do not know their exact device name.

The aim of this work is to design and implement platform for logging data acquired from wireless traffic to obtain data set about captured network information based on discussed principals. The resulting platform should provide an environment to capture described data from various capturing points. The whole platform should consist of low-power capture points devices and server part which collects all captured data and performs the requested analysis. On the basis of the captured data it was observed how tested platform are working with preferred networks list during association to wireless networks.

2 WIRELESS NETWORKS DISCOVERY MECHANISM

In our work we focused on an infrastructure mode, in which require at one wireless access point (AP) and one or more associated wireless client (further marked as client). This topology is called as BSS (Basic Services Set), sometimes called as a cell. This cell is identified by BSSID (BSS Identifier) which is generated from access point physical link address. More BSS can be interconnected together creating an ESS (Extended Service Set) as result. Because in this set more various acccess points are typically present, the ESS bears also its logical name, which is called as ESS Identifier (ESSID), often marked just as SSID. Using this name provides to user the easy remember network identifier and allows logical network definition independently on physical network devices and its location. [2] One BSS can also use more ESSID.

To ensure simple connection process IEEE 802.11 wireless network provides the available networks list. For generating this list there is used a simple principle that in Target Beacon Transmission Time (TBTT), each BSS access point transmits a Beacon frame. It includes information about timestamp, beacon interval, capability info, ESSID identifier and some network specific data as supported speed rates profiles, QoS capabilities. [3]. It can also include certain specific vendor data as information about neighboring APs. The probing interval depends on device platform or administrator network settings. In location where the wireless network radio range highly is utilized, TBTT is reduced. On the other hand, the client requires a quick reconnecting to the network, typically when user wakes up the suspended laptop, he requires the fast reconnection. Also in roaming, where the client is moving across different APs, is required as little time as possible. The typical process of client association to BSS with beacon frame is shown on the figure 1.

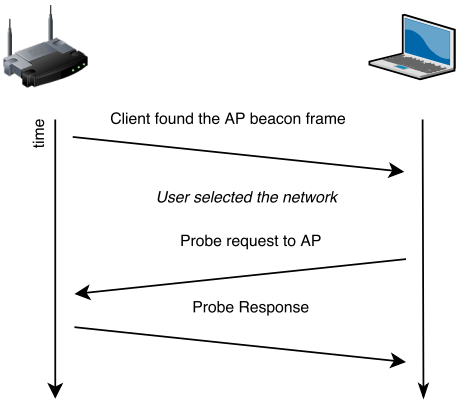


Figure 1: Client association to network diagram.

To ensure automatic and fast connecting to known networks network managers integrated in operating systems hold the list of preferred networks with all of necessary information for connecting. When client is not connected, network manager is periodically trying to connect these preferred networks. As a optimization most of platforms do not wait for beacon packet with corresponding ESSID but send the probe requests directly to all saved networks. It helps the devices to make quick connection. After receiving some valid probe response from any AP, the devices are associated to network.

Although modern wireless security methods provides an encryption of transmitted data with different encryption keys for all BSS clients, services frames which include probe request and response, beacon frames are not encrypted [2]. This data allow the user identification – summarized, from this service data, we are able to get for all clients in neighbor extract the unique identification profile, which includes the set of user preferred networks and user's wireless radio unique physical address [3].

3 OBTAINING USER GEOLOCATION AND OTHER DATA

Each saved network can be further examined. If the ESSID network name is enough unique we can try to find the saved network location. For extract this data we can use some SSID public database, for example the WiGLE service [5]. This service provides an API data access and allow using this data for research. This database contain about more than 420 millions saved network with precious coordinates entries aquired by more then 200,000 stumblers.

3.1 SOCIAL AND MEMBERSHIP DATA

When some user uses wireless connection on his device often it is able to compile his connection location history from the detected network geographical location. The implemented logging platform perform the location queries to database for all received preferred network. By analyzing the most frequently occurring location we can guess the user estimated location.

If user is using the free WiFi hotspot on different places while traveling we can find out which kind of business attends, eg. class of restaurant, cinema, stores. It can provide the indices to determinate user estimated age or interests. As network managers stores networks associated successfully in the past, we can infer that user which sends probe requests to employers only network is its employer. In a similar way if we captured probe request to academic network called 'eduroam' we can say that this user is academic related.

4 IMPLEMENTED CAPTURING PLATFORM

In the Introduction were listed the requirements for the logging system. The designed architecture consist of collecting device. For ensuring the low-power requirement and low price of collecting devices we used the ESP8622 based boards. It comes with integrated IEEE 802.11 b/g/n wireless chip. The board is also equipped with 4 MB flash memory which can be used for storing the captured data. The collecting program is written in C++. The board in sniffing mode can be easily powered by power bank what enable to place it to hard-to-reach places for example corridors or another public places. The reached battery live is about 2-3 days on 10.000 mAh USB power bank.

As a second type of capturing device was used the TP-LINK TL-WDR3600 wireless router with installed OpenWRT Linux distribution for embedded devices. The collecting program has been ported to this platform – the probe requests data are retrieved from `aircrack-ng` suite. Thanks to the presence of Ethernet interface, the device can be connected to local network. This device is equiped with two independent radios, which allows to scan on 5 GHz band at the same time.

As a server part is used the created Python application which is connected to PostgreSQL database. It provides TCP server for data storing and interfaces for displaying and export the collected data.

4.1 CAPTURING PROCESS

Due the European rule, the probe request can be received on overall 13 channels [[2]] on 2.4Ghz band. The capturing on all channels is ensured by frequency hopping technique. It is implemented as infinite loop in which is every one second changed the channel. It can result in potentially missed beacon frames. In the environment where users only pass through with their mobile devices should be better to divide the spectrum into two half and use dedicated devices to every half.

The collected data delivery is made by sending over another Wi-Fi network around. The capturing board stores the captured probes for every device in local stack with time stamp. When is the stack filled or after one hour, all saved data are send over TCP session to collecting server. During sending stack, the collecting process is interrupted. It typically takes about 6 second including the board wireless connection time. The architecture of capturing devices is shown on figure 2.

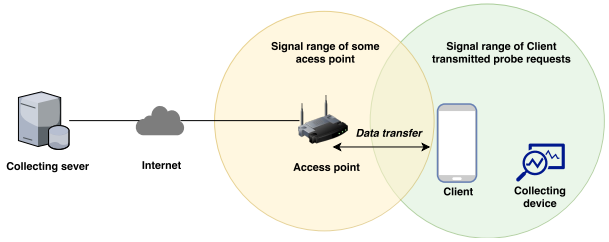


Figure 2: Collecting boards architecture.

5 TEST SCENARIO AND COLLECTED DATA

This section looks at performed platform deployment which aims to verify the platform design usability and provide some data about its performance. They were used two ESP8266 capture boards and one TP-LINK router. First board together with the router was placed into the computer lab. The test showed that devices are capable to grab probe requests from devices in the neighboring rooms. Second board was installed to the main corridor close to the faculty library and was powered by power bank. Every student who accesses the computer lab should go through the main corridor. This testing was performed for two working days. Overall collection statistics for capturing devices can be found in Table 1. 36 % of devices detected in computer lab was found and identified in the main corridor, which is lower then excepted. It can be caused by insufficient time of presence in the range of capture board. It is possible to observe that the router solution was more effective in the count of detected devices, which is caused by more powerful radio part at the price of much higher power requirement. On the basis of performed test, can be said that the platform is able to track the wireless devices completely passive.

Using the Wigle API [5], it was examined for how many of captured SSID can be determined a probable position. We considered as location-determinable these ones for which API returned acess points with identical location. Overall, 14 % of founded SSID was location-determinable. Although it is a relatively small number, for 67 % of detected clients was found more than two location-determinable SSIDs.

6 CONCLUSION

Users of wireless mobile devices are exposed to passive tracking without detection possibility. The information which can be grabbed are personal, it can include the employer or estimated place of residence. Using an short active attack can be on some platform acquired the user browser fingerprint which can be identified with fingerprint acquired on any web page.

Table 1: Number of probe requests captured and devices detected

	COMPUTER LAB		MAIN CORRIDOR
	TP-LINK router	1st capture board	2nd capture board
Totally captured requests	42 124	31 059	98 468
Unique devices detected	681	520	1 406

The practical output of work is implemented collecting platform. Using their data we can track the location of persons which are occurring near the collecting points. By longer term operation of this platform can provide data which can be used in various research or and analyze differences in the behavior of different operating systems as future work.

REFERENCES

[1] *Free WiFI map: List of public places with free WiFi* [online]. [cit. 2018-03-10]. Dostupné z: https://wifispc.com/

[2] *Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks: Wireless LAN Medium Access Control and Physical Layer Specifications*. New York, USA: IEEE, 2016. DOI: 10.1109/IEEESTD.2016.7786995. ISBN 978-1-5044-3645-8.

[3] CALHOUN, P., M. MONTEMURRO a D. STANLEY. *RFC416: Control and Provisioning of Wireless Access Points (CAPWAP) Protocol Binding for IEEE 802.11*. IETF, 2009. Dostupné také z: https://tools.ietf.org/html/rfc5416

[4] KONINGS, Bastian, Christoph BACHMAIER, Florian SCHAUB a Michael WEBER. Device Names in the Wild: Investigating Privacy Risks of Zero Configuration Networking. In: *2013 IEEE 14th International Conference on Mobile Data Management* [online]. IEEE, 2013, 2013, s. 51-56 [cit. 2018-03-15]. DOI: 10.1109/MDM.2013.65. ISBN 978-0-7695-4973-6. Dostupné z: http://ieeexplore.ieee.org/document/6569062/

[5] *WIGLE.net: All the networks. Found by Everyone.* [online]. [cit. 2018-03-03]. Available from: https://www.wigle.net

[6] ZHANG, Jin, Bo WEI, Wen HU a Salil S. KANHERE. WiFi-ID: Human Identification Using WiFi Signal. In: *2016 International Conference on Distributed Computing in Sensor Systems (DCOSS)* [online]. IEEE, 2016, 2016, s. 75-82 [cit. 2018-03-15]. DOI: 10.1109/DCOSS.2016.30. ISBN 978-1-5090-1460-6. Available from: http://ieeexplore.ieee.org/document/7536315/

[7] ATKINSON, John S., John E. MITCHELL, Miguel RIO a George MATICH. Your WiFi is leaking: What do your mobile apps gossip about you?. *Future Generation Computer Systems* [online]. 2018 [cit. 2018-03-15]. DOI: 10.1016/j.future.2016.05.030. ISSN 0167739X.

[8] MARTIN Jeremy, MAYBERRY, Travis and DONAHUE Collin. A Study of MAC Address Randomization in Mobile Devices and When it Fails. *Proceedings on Privacy Enhancing Technologies* [online]. De Gruyter Open, 2017, 365-383 [cit. 2018-03-15]. DOI: 10.1515/popets-2017-0054. ISSN 2299-0984.

[9] SCHRITTWIESER, S., P. RESCHL a M. LEITHNER. Fast and Reliable Browser Identification with JavaScript Engine Fingerprinting. *Web 2.0 Security&Privacy 2013* [online]. 2013 [cit. 2018-03-15]. Available from: https://www.sba-research.org/wp-content/uploads/publications/jsfingerprinting.pdf

NARROWBAND INTERNET OF THINGS: PROTOTYPE DESIGN AND HANDS-ON EXPERIENCES

Martin Stusek, Jiri Pokorny
Doctoral Degree Programme 2nd year, FEEC BUT
E-mail: xstuse01@vutbr.cz, jiri.pokorny@vutbr.cz

Supervised by: Jiri Hosek
E-mail: hosek@feec.vutbr.cz

Abstract: With the IoT (Internet of Things) and upcoming next-generation communication systems, demand for low-power devices keeps growing on the worldwide scale. This paper presents a design of a universal device prototype for LPWAN (Low-Power Wide Area Network) technology called NB-IoT (Narrow Band Internet of Things), the latest member of the 3GPP family standardized in Release 13. Prototype board and its components are introduced alongside with the application that controls all the elements and the communication. In the end, initial measurements of power consumption, transmission reliability and delay are shown and evaluated.

Keywords: LPWAN, NB-IoT, PSM, Industry 4.0, IoT

1 INTRODUCTION

LPWAN technologies become more and more popular with the currently hot topic of IoT. The number of low-power devices connected to the Internet for purposes of sensing, smart metering, and others is rapidly growing. Most widely used representatives of LPWAN technologies are (i) LoRa, (ii) SigFox and now they have been joined by (iii) NB-IoT [1]. What is common for all of them is the low transmission speed and narrow bandwidth. The biggest difference between them is the frequency spectrum they use for the communication. First two technologies fall into unlicensed spectrum category which can be shared with other technologies, whereas NB-IoT gains the advantage from the licensed spectrum [2]. There are obvious drawbacks of the shared spectrum, and that is interference with other devices [3].

2 DEVELOPED NB-IOT PROTOTYPE

The authors decided to evaluate NB-IoT technology as its novelty has brought many challenges. At the time when the research has begun the NB-IoT infrastructure was far from release state. Moreover, the availability of NB-IoT modules was strictly limited to the vendor's partners. At this point, the cooperation with telco operator Vodafone had been established, which provided researchers with first modules and the access to network infrastructure. Following the above, in the sections below, the particular steps of the prototype design are elaborated in more details.

2.1 NB-IoT SPECIFICATIONS

NB-IoT specifications were standardized in LTE (Long Term Evolution) Release 13 as complementary LPWAN service of cellular oriented networks in licensed bands. The aim of the 3GPP was to come up with technology which fulfills MTC (Machine Type Communication) demands: (i) long battery life, (ii) enhanced coverage, (iii) the coexistence of a large number of devices, (iv) low complexity, and (v) price. The NB-IoT meets all these specifications and provides battery life longer than 10 years, and extended coverage with maximum coupling loss up to 164 dB, which is 20 dB

more than GPRS (General Packet Radio Service) can provide. The NB-IoT is possible to deploy in three different ways in the LTE carrier (in-band), in the guard band (guard-band) or as an independent band (standalone). Our research partner operates its NB-IoT network in guard band at 800 MHz with different frequencies for uplink and downlink. To reduce costs of the NB-IoT deployment the principles of modulation, coding schemes, and higher-layer protocols are taken from LTE and reused in a new way, which allows coexistence of these technologies at one time. The main difference between NB-IoT and LTE is that NB-IoT introduces 3.75 kHz subcarrier spacing whereas LTE supports only 15 kHz spacing.

The complexity of the NB-IoT devices was reduced by using only 200 kHz band for both uplink and downlink. The constructed device works only in half-duplex mode with frequency division duplex requiring only one antenna. Long battery life is achieved by technologies eDRX (Extended Discontinuous Reception) which allows the device to remain inactive for long period of time and PSM (Power Saving Mode) that completely turn off the radio module for a specific time in accordance with 3GPP TS 24.008 GPRS timer 2 and 3 respectively [3], [4].

2.2 PROTOTYPE BOARD

The developed prototype board is based on the NB-IoT module designated as SARA-N210[1] manufactured by company uBlox. This module is controlled by AT commands transferred via serial line (RS-232). The generator of the serial communication is a microcontroller STM32F103CBT6[2] which is used for controlling the rest of the components placed on the prototype board.

To comply with IoT requirements, powering the board by a LiPol battery was enabled through a power charging IC (Integrated Circuit) MAX8903[3]. The IC is able to charge the battery and power the circuit at the same time. The power is delivered via micro USB (Universal Serial Bus) connector. When the USB is unplugged, the circuitry is automatically powered from the battery.

Very important part of the development board is an on-board GPS (Global Positioning System) receiver Quectel L86-M33[4] with integrated antenna. It was placed there for special use cases where one of them was cargo tracking. The GPS in comparison with NB-IoT is more power consuming so that a power MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) was placed on board for the purpose of switching on and off the power to the GPS.

MCU (Microcontroller Unit) is capable of operating various types of sensors due to its hardware capabilities. It can communicate via serial port, I2C, and SPI (Serial Peripheral Interface). Most of the currently available sensors use these communication interfaces and can be tested on our development board in role of data generators.

2.3 SOFTWARE CONTROLLERS

NB-IoT module is, as detailed above, controlled via standard AT commands. Still, the whole instruction chain contains a variety of commands that are not easy to remember and requires execution in exact order. Therefore, the whole process of network registration is automatized, and all data is logged into the console or text file. As it is depicted in Figure 1, the process is divided into three phases. First, the device attempts to register into the network. Going further, in the second step, the UDP (User Datagram Protocol) socket is open. And finally, in the third section, the messages are received or sent. The last step is repeated with the time period specified in command parameters until the application is terminated.

[1] See "SARA-N2 series", 2018: `https://www.u-blox.com/en/product/sara-n2-series`
[2] See "STM32F103CBT6", 2018: `http://www.st.com/en/microcontrollers/stm32f103cb.html`
[3] See "MAX8903", 2018: `https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX8903A.pdf`
[4] See "Quectel L86", 2018: `https://bit.ly/2GEQsYE`

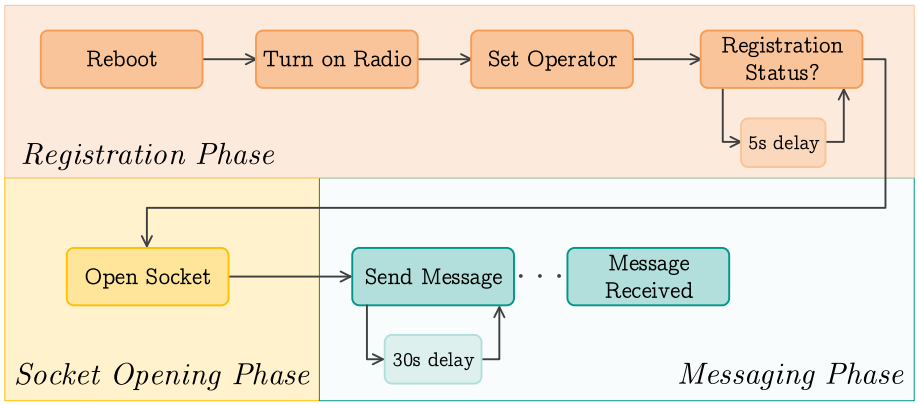


Figure 1: Software controller block diagram.

3 PROTOTYPE EVALUATION

LPWAN communication units are usually considered as battery-powered sensing devices with expected lifespan in orders of years. Therefore authors took into account this premise and focused on the measurements of NB-IoT module's power consumption, reliability, and transmission delay.

3.1 MEASUREMENT METHODOLOGY

Measurements of the current consumption were conducted on Agilent N6705A DC power analyzer with measurement resolution of 1 μA and sampling period of 0.08 ms. This value is a tradeoff between sufficient sampling frequency and required recording time due to the limited internal memory of analyzer. Measurements took 120 s for all the different operating modes of the NB-IoT module to be displayed, see Figure 2.

Transmission delay was calculated from time stamp taken at the beginning of the transmission. This time was subtracted from the time the message was received on the server side. For the transmission delay to be precisely calculated, the time stamps on both ends were synchronized with NTP (Network Time Protocol) using *tik.cesnet.cz* server. Format of the used time stamps was the UNIX time in milliseconds (calculated from 1.1.1970) to facilitate the mathematical operations on the values.

3.2 POWER CONSUMPTION

For battery powered devices power consumption represents the most important parameter. Since NB-IoT is a cellular technology, the differences in consumption should vary during each phase, i.e., network registration, paging, and PSM. Usually, power consumption is considered a product of electric current and voltage in watts. However, if the device is equipped with voltage regulator, as in this case, the voltage is constant, and the only fluctuating variable is electric current. Therefore in this paper, the power consumption is considered as the electric current flowing through the device.

The power consumption profile could be divided into five phases as depicted in Figure 2. In the first phase, the module is attempting to register into the network. The current consumption in this phase is high (about 270 mA) because of data transmission to the network. In the second phase, access to the network is granted, and the device may receive messages. Also, the consumption dropped to 80 mA. In phase three, the message to the remote server is sent, consumption is similar to phase one. The utilized module supports only UDP thus successful transmission is not guaranteed. Fourth phase represents the cyclic paging reception where message reception is still possible. The duration of this phase is determined by GPRS Timer 2 (T3324) [4] and can be changed via AT command – during the measurements it was set to 60 seconds. When the timer expires, the power saving mode

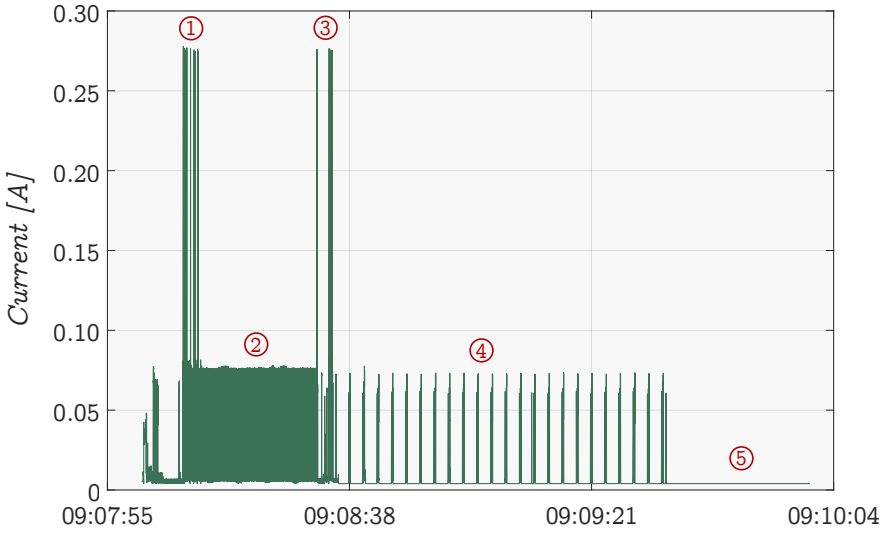


Figure 2: Power consumption of NB-IoT module in different modes: ① Network registration ② Network grant ③ Message transmission ④ Paging reception ⑤ Power saving mode.

is activated. It is expected that device will spend most of the time in this mode because of the low power consumption which does not exceed 4 μA. It is needed to say that in this mode device does not communicate with the network at all and message reception is not possible. Once the device receives a command via the serial link, it switches back to the active mode. Otherwise stays in PSM until the GPRS Timer 3 (T3412) [4] expires.

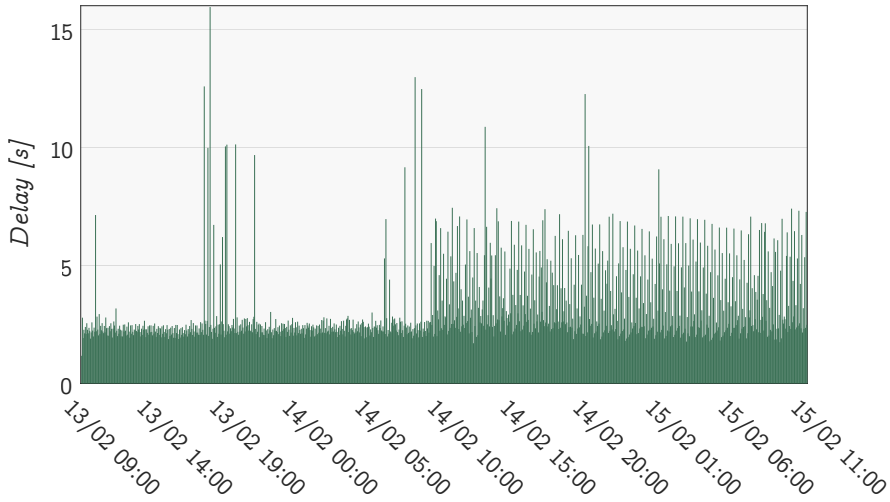


Figure 3: NB-IoT transmission delay in uplink.

3.3 Transmission Reliability and Delay

The transmission reliability is one of the key parameters in case of smart sensing devices. However, it is strongly dependent on radio channel conditions which may vary through the time. Therefore, long-term measurements of transmission reliability and delay were conducted during 53 hours with message period of 3 minutes and size 450 B[5]. Measurements took place in an indoor office environment at a distance between NB-IoT module and base station not exceeding 500 meters with average

[5]The common size of the message is significantly smaller, i.e., 12 B in maximum in case of Sigfox.

signal strength -60 dBm and SNR (Signal to Noise Ratio) 17 dB. Uplink reliability reached 100% when all 1066 messages were successfully received on the server. Downlink channel indicates some losses, while only 976 messages were received. Nevertheless, it is still 91.7% success rate.

Besides the reliability, the uplink transmission delay was evaluated. As it is depicted in Figure 3, the average transmission delay did not exceed 3 seconds until the middle of measurements. After that, the delay values varied significantly through the time. This deviation could be due to worse radio conditions. Even the message size could play a significant role in this case. Maximum TBS (Transport Block Size) in uplink is 1000 bits therefore 450 B message have to be split into at least four blocks. The NB-IoT module has to transmit this block one by one via radio channel with random access. The system, however, allows only limited number of attempts in the case of failure. If just one block is not sent, the whole message is lost. However, this presumption was rebutted by following measurements. The reliability in downlink did not increase even with smaller messages 20 B and 200 B respectively. At this point, only the mistake in operators infrastructure or modules firmware comes into consideration. As the cooperation with telco operator continues, the authors are entrusted to analyze aforementioned problems.

4 CONCLUSION

In this paper, NB-IoT prototype evaluation was detailed. Authors verified the theoretical parameters of SARA-N210 NB-IoT module; particularly it means its reliability and power consumption. From the perspective of power consumption, the module fulfills all parameters given by datasheet, i.e., 4 μA in PSM, 6 mA in active mode, 280 mA during transmission and 70 mA in reception mode. With only a few messages per day, the 10 years battery life is plausible. The reliability of transmission is at a very high level – in uplink, the transmission is 100 % reliable. In the downlink, the values are lower, but overall reliability is still almost 92 %. Slight disappointment comes with transmission jitter. The transmission delay should not overcome 10 s. However, during the measurements, the delay raised up to 17 s. In spite of this flaw, NB-IoT is promising technology. Based on author's knowledge of NB-IoT roadmap, it will become a key player among the others LPWAN technologies in the close future.

ACKNOWLEDGEMENT

The described research was supported by the National Sustainability Program under grant LO1401. For the research, the infrastructure of the SIX Center was used.

REFERENCES

[1] W. Yang, M. Hua, J. Zhang, T. Xia, J. Zou, C. Jiang, and M. Wang, "Enhanced system acquisition for nb-iot," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 13 179–13 191, 2017.

[2] M. Chen, Y. Miao, Y. Hao, and K. Hwang, "Narrow band internet of things," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 20 557–20 577, 2017.

[3] A. Hoglund, X. Lin, O. Liberg, A. Behravan, E. A. Yavuz, M. Van Der Zee, Y. Sui, T. Tirronen, A. Ratilainen, and D. Eriksson, "Overview of 3gpp release 14 enhanced nb-iot," *IEEE Network*, vol. 31, no. 6, pp. 16–22, 2017.

[4] P. Lambert, "Mobile radio interface layer 3 specification; core network protocols; stage 3 rel 13.12.0," 3GPP, Tech. Rep., 12 2017.

VECTOR GRAPHICS IN LaTeX FOR ACADEMIC PAPERS

Pavel Seda
Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT
E-mail: xsedap01@feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiri Hosek
E-mail: hosek@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with issue of creating vector graphics in LaTeX. In these days most of technical academic papers are written in LaTeX, so it is very important to know how to create vector pictures directly in it, because it will usually looks better than if it is created in 3rd party tool. The output of this article are created models, where one of them is published in world wide open source project summarizing LaTeX vector graphics.

Keywords: LaTeX, vector graphics

1 INTRODUCTION

In these days, when books and scientific papers are written usually in LaTeX, it is common to use some kind of pictures, schemas or other graphical objects. These objects are usually integrated directly into text. It is very important to choose adequate tool for creating these pictures. These days it is hard to imagine that our parents had written diploma thesis in typewriter and bluffing it or writing with ink [1].

The disadvantage of creating vector objects in 3rd party open source tools is that it could not be compatible with older versions and also they could be removed from free market place. It means that if you create some objects and you want to reopen it in this 3rd party tool again it is not certain that it would be possible. Another disadvantage is that you need to always transfer these pictures with document source code and also it is sometimes hard to adapt external pictures into text (size of each picture, font size, font style etc.) [1].

The advantage of using LaTeX vector graphics is that it is created directly in text and also it is perfectly adapted in it. The disadvantage is that it takes some time to learn it.

2 BASE PACKAGES

This section will introduce some of possible packages to create vector graphics in LaTeX. Graphical objects in LaTeX (or TeXin general) document could be created in few ways (i) directly in LaTeX with packages and macros (ii) with programs as `METAFONT` or Integrating graphical objects from external sources and inserting LaTeX commands in it [1]. `METAPOST`.

Some of them are suitable for mathematical objects, some of them for electrotechnical schemas etc.

2.1 PACKAGE `PICTURE`

Package `picture` is in standard LaTeX installation. The signature of this package is following:

```
\begin{picture}(hx,hy)(dx,dy)
...
\end{picture}
```

where hx, hy are coordinates of the upper right corner and dx, dy are the coordinates of the lower left corner of the rectangle that the system will reserve for the image.

Inside this environment could occur only commands for inserting picture objects as `put` and `multiput`. This environment is suitable for creating lines, frames, arrows, circles, bezier curves and so on.

The example of creating picture with this environment is shown in the Figure 1.

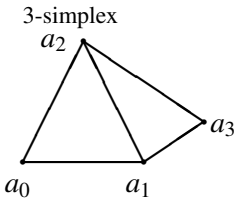
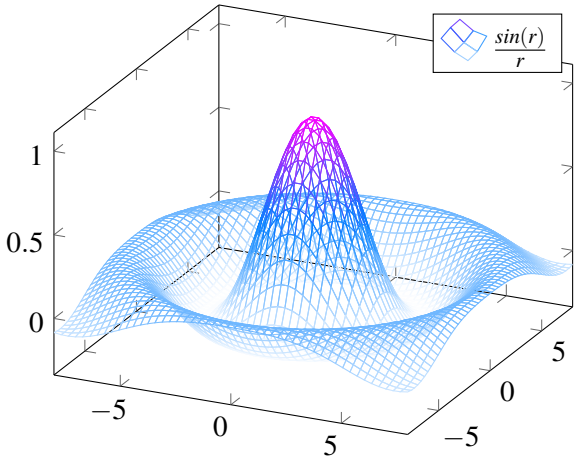


Figure 1: Example of graphical object with picture environment.

```
\begin{picture}(12,4)
    \thicklines
    \put(8,3.3){{\footnotesize $3$-
        simplex}}
    \put(9,3){\circle*{0.1}}
    \put(8.3,2.9){$a_2$}
    \put(8,1){\circle*{0.1}}
    \put(10,1){\circle*{0.1}}
    \put(9.7,0.5){$a_1$}
    \put(11,1.66){\circle*{0.1}}
    \put(8,1){\line(1,0){2}}
    \put(8,1){\line(1,2){1}}
    \put(10,1){\line(-1,2){1}}
\end{picture}
```

2.2 TIKZPICTURE AND PGFPLOTS

Tikzpicture environment is one of the most powerfull LaTeX environments these days for vector graphics, it enables to create really nice figures. Approximately 70 % of the figures which could be found in economic literature can be drawn with the tikzpicture commands [3, 4] .




```
\begin{tikzpicture}
\begin{axis}[
    colormap/cool,
]
\addplot3[
    mesh,
    samples=50,
    domain=-8:8,
]
{sin(deg(sqrt(x^2+y^2)))/sqrt(x^2+y^2)};
\addlegendentry{$\frac{sin(r)}{r}$}
\end{axis}
\end{tikzpicture}
```

Figure 2: Example of 3D plot [5].

In the Figure 2 is shown example of possibility to plot 3D picture, as you can see the source code in LaTeX for it is very short. Another example which is very common in scientific papers are bar graphcs. Bar graphs could be also very easily created with tikzpicture environment. Following example (see Figure 3) shows sample of it.

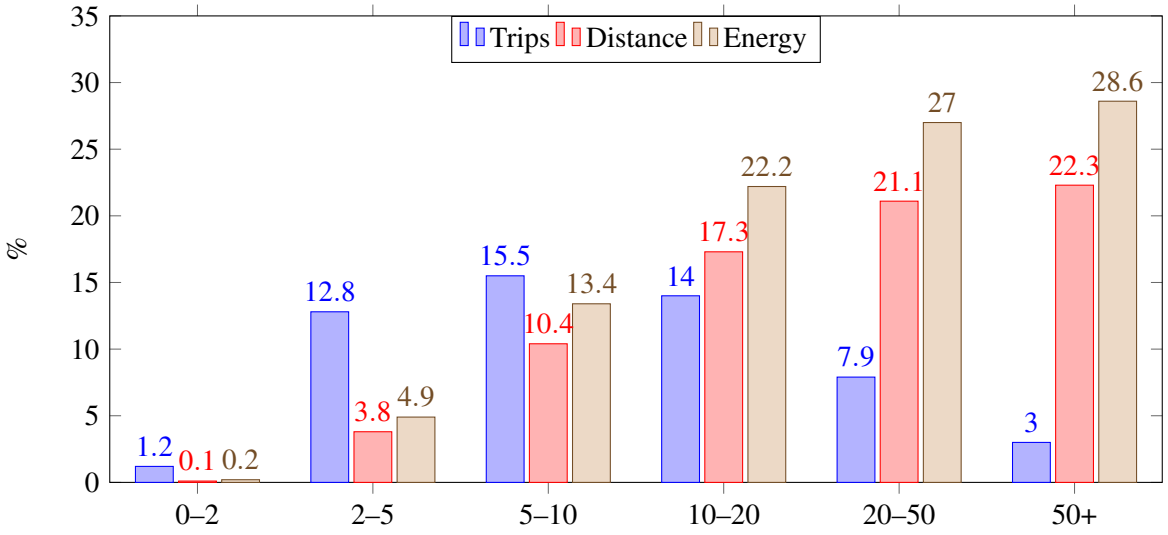


Figure 3: Bar chart example [5].

Source code of this example is quite longer, so there is the link to see this source code [1]. In this figure are two important facts, one is that it is possible to make table with data and another that there is option in `axis` to load these data into bar chart.

Tikz package is very widespread in the LaTeX community. Consequently, there are a lot of aggregates in this package that are dedicated to a specific industry. For example in the Figure 4 is shown a schema from electrotechnics branch regarding dynamic inverse-gamma-equivalent circuit.

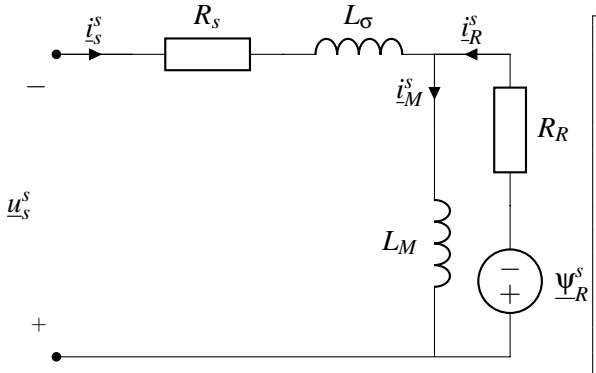


Figure 4: Example of dynamic inverse-gamma-equivalent circuit for an induction machine [6].

```
\begin{circuitikz}[american voltages]
    \draw
      % rotor circuit
      (0,0) to [short, *-] (6,0)
      to [V, l_=$\mathrm{j}{\omega}_m \
          underline{\psi}^s_R$] (6,2)
      to [R, l_=$R_R$] (6,4)
      to [short, i_=$\underline{i}^s_R$]
          (5,4)
      % stator circuit
      (0,0) to [open, v^>=$\underline{u}^s_s
          $] (0,4)
      to [short, *- ,i=$\underline{i}^s_s$]
          (1,4)
      to [R, l=$R_s$] (3,4)
      to [L, l=$L_{\sigma}$] (5,4)
      to [short, i_=$\underline{i}^s_M$]
          (5,3)
      to [L, l_=$L_M$] (5,0);
\end{circuitikz}
```

In next section is described the process of deploying pictures to open source community.

3 RESULTS

Motivation of this paper was to create vector pictures and publish it to open source community. This was achieved with created flow chart diagram (see Figure 5), which was published on world wide

[1] `https://tex.stackexchange.com/a/157028`

open source project summarizing LaTeX vector graphics[2]. Source code of this picture is quite long, so the full version of it is ommited from this paper, but it could be found on the following page[3].

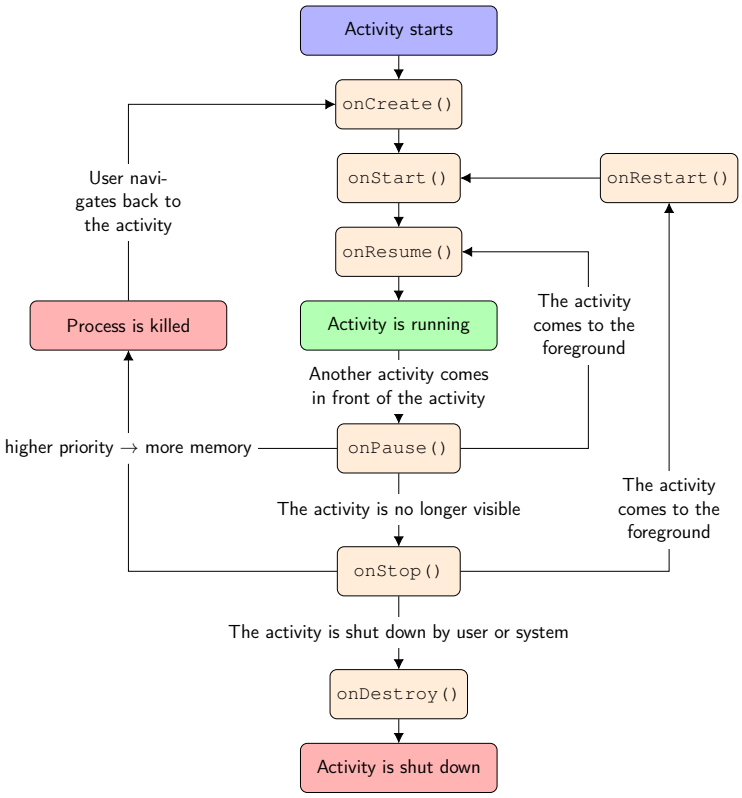


Figure 5: Example of flow chart diagram, which was published on `http://texample.net/tikz/examples/android/` site.

On the page it is possible to see that it is really easily possible to create nodes and connect them with the lines.

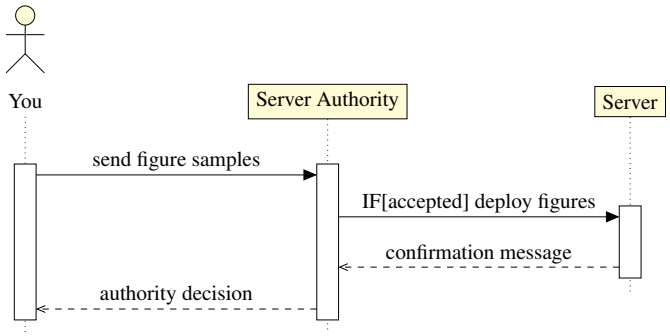


Figure 6: The process of deploying figures to TeXample server.

The next part after picture creation is to publish it. It is necessary to contact Stefan Kottwitz, who is one of the most famous book author in LaTeX community, and takes care of this page. To upload some vector figure on this page it is necessary to contact him and send him sample figures. If he decides that one of these samples is quite good than it will be uploaded there.

[2] http://texample.net/

[3] `http://texample.net/tikz/examples/android/`

The process of deploying vector figure on TEXample server is shown in Figure 6.

4 CONCLUSION

This article describes possibilities of creating vector figures in LATEX. This is really hot topic, because these days the most papers in technical area are written in LATEX. Some key packages for creating vector graphics were presented. The most important package these days for fancy figures is package `tikz` with combination of `pgfplots` and other derivatives from it. This article also describes a process of deploying LATEX vector figures to world wide open source page for vector graphics. The most important result is that one of the sample figures was published on world wide page for vector LATEXgraphics[4]. The advantages and disadvantages of using LATEX and other 3rd party tool were also discussed.

REFERENCES

[1] KOTTWITZ, Stefan. *LaTeX: beginner's guide*. Birmingham: Packt Publishing, 2011. ISBN 978-1847199867.

[2] H. ROSE, Kristoffer. *XY-pic User's Guide* [online]. , 16 [cit. 2017-10-20]. Addressed from: `http://www.math.wichita.edu/~pparker/personal/latex/xyguide`

[3] TANTAU, Till. *TikZ and pgf: Manual for version 1.18* [online]. , 405 [cit. 2017-10-20]. Addressed from: `https://www.bu.edu/math/files/2013/08/tikzpgfmanual.pdf`

[4] CRÉMER, Jacques. *A very minimal introduction to TikZ* [online]. , 24 [cit. 2017-10-20]. Addressed from: `http://cremeronline.com/LaTeX/minimaltikz.pdf`

[5] SHARELATEX. *Pgfplots package: 3D Plots* [online]. [cit. 2017-10-22]. Addressed from: `https://cs.sharelatex.com/learn/Pgfplots_package`

[6] PENTZIN, Erno. *Dynamic inverse-gamma-equivalent circuit for an induction machine* [online]. In: . [cit. 2017-10-20]. Addressed from: http://texample.net/tikz/examples/induction-machine/

[4] `http://www.texample.net/tikz/examples/author/pavel-seda/`

Doktorské projekty

Kybernetika a automatizace,
Zpracování signálů, obrazu a dat

CREATING A RANDOM CHARACTERS FOR CAPTCHA SCHEMES FROM EXISTING FONTS

Ondrej Bostik
Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT
E-mail: bostik@feec.vutbr.cz

Supervised by: Karel Horak
E-mail: horak@feec.vutbr.cz

Abstract: For nearly a two decades, development of new mechanisms for securing web applications from unwanted traffic caused by automated programs called CAPTCHA schemes are under constant improvement. As significant fraction of this defense mechanisms are based on known issues of Optical Character Recognition methods, attackers must help to improve current algorithms to overcame the security measures.

The focus of this work is to present an idea of randomly generated pseudo characters for purpose of forming the text-based Captcha challenges. The main part of this article is dealing the problem of transforming the common computer fonts into abstract characters.

Keywords: OCR, CAPTCHA, Bubble Captcha, computer vision

1 INTRODUCTION

An anonymity of web services often leads to the situation when computer programs substitute humans in monotonous interaction with essential web services. Automated services can watch stock markets, make contracts and earn or lose money in a matter of moment without human interaction.

This situation leads to the creation of an automatic system to differentiate the human user from a machine. Resulting test was called CAPTCHA (Completely Automated Public Turing Test to tell Computers and Humans Apart) [1]. It is defined as a general task that must be very easy for the humans to solve, but it must be enormously difficult to create an autonomous machine to solve the task both for the computing resources and for the algorithm complexity.

Calling Captcha a Turing test is notable because in the original meaning of the concept arbiter must be a human, not the machine.

2 TEXT-BASED CAPTCHA SCHEMES

Common most used approach to Captcha implementation for web services is based on OCR (Optical Character Recognition) problem. Current OCR algorithms can be very robust, but they have some weakness. This imperfection limits the usage of this algorithms but can be utilized for Captcha purposes with great advantage. The server sends an image (as can be seen in fig. 1) with a sequence of characters to the client side. This image is prepared in the way that uses known OCR issues against the computers. At the same time, people who try algorithmically solve this kind of Captcha challenges helps to improve OCR algorithms ([2]).

This kind an iteration process help booth sides, but development advanced so far, that current Captcha schemes are very complex for both computers and humans. Many current Captcha challenges are so complicated, that humans cannot solve them, but machines can. Automated versatile systems for cracking Captcha can beat many schemes without any kind of human interaction. Some of these

systems can be tweaked to learn new unknown Captcha challenge. As previous research shown us in [3], this kind of system can overcome almost any possible Captcha scheme with high success rate.

Previous study [3] recommend several techniques to improve the security of Captcha schemes. The first to consider is to utilize some kind of anti-segmentation technique. Many systems use lines crossing the letters, but the common mistake is to use long lines (longer than the size of a letter), that can be filtered with Hough transformation. The most straightforward technique is to use variable keyword length, that makes more difficult to guess the position of individual letters.

The next stage of security is at the level of single characters. It is good practice to apply characters of different fonts types, sizes, and rotations. On the other hand, it is not recommended to use of random noise because the current algorithms are better suited to handle the noise than human brains. It is also not recommended to use alike characters like number 0, letter O and big D, which cannot differentiate either by computer either by a human.

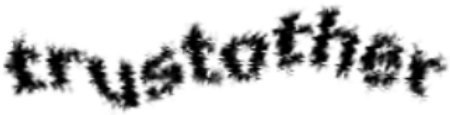


Figure 1: Wikipedia Captcha, example of ordinary Captcha scheme, (taken from [3])

A very interesting idea called reCaptcha was described in [4]. The further development and improvements were later held in Google. The rough estimations published in [4] indicated about 100 million Captcha challenges solved every day with various time from 5 to 20 seconds. This leads us to a situation when humanity wasted dozens of years every day solving Captcha schemes.

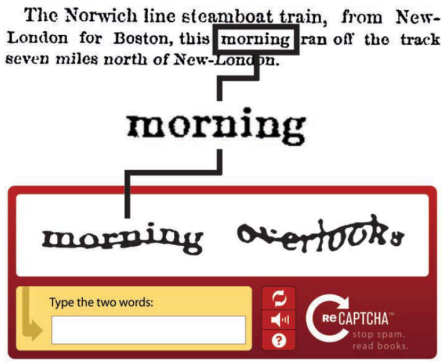


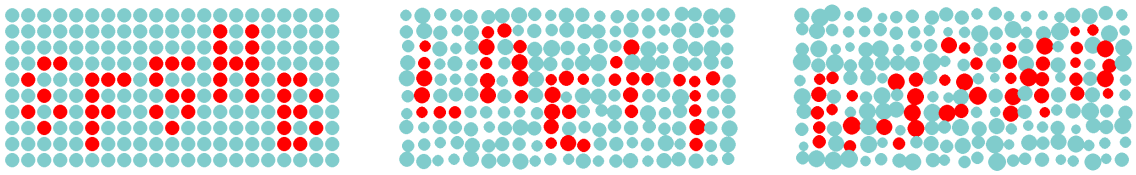
Figure 2: Sample of Google reCaptcha text scheme, (taken from [4])

Professor Ahn and his team ask a question, how to utilize this time to help humanity. The solution is simple. Archives contain a great number of documents which are not digitalized and so not available for further processing. Original system reCaptcha (see fig. 2) consist of two parts. The preparation stage utilizes two OCR algorithms, that tries to transcribe submitted document independently. Outputs are then compared. Matched parts are then marked as correctly solved. Any disagreement in outputs is used to create Captcha challenge [4].

2.1 Bubble Captcha Concept

In previous work [5], we developed elementary bi-color Captcha scheme with randomly positioned circles/bubbles forming the font. The system was designed as a web application in PHP. The main

reason was to prepare a platform for rapid Bubble Captcha testing with a wide variety of people. The system can be parameterized and can be used to generate single Captcha challenge for security purposes on web pages or can be used to quickly generate the set for testing OCR algorithms.



(a) (b) (c)

Figure 3: Bubble Captcha variants overview with (a) no displacement - answer 6F5HB (b) medium displacement - answer LNE4T (c) big displacement - answer RJ3HN (from our previous work [5])

A two-dimension array representing binary grid for every character used is one of the key elements entering the algorithm. Generative algorithm randomly selects characters from used character set and position them bubble by bubble to generate our Captcha scheme alongside with bubbles of different color. Every bubble is randomly positioned approximately to its correct position in the grid and randomly scaled in size within predefined limits. The three different variants (denoted as *a*, *b* and *c* hereinafter) of Bubble Captcha are generated in this way as an input dataset of the supervised machine learning algorithms.

Implemented Captcha scheme is shown in the figure 3 displaying 3 main levels of randomness in the picture. Differences between the three variants are the rate of randomness in bubble diameters and in bubble placements. The simplest variant (a) presented on figure 3(a) contains every bubble in precise centers of the grid with uniform diameters for each bubble.

Variant (b) and (c) presented on figure 3(b) and 3(c) respectively contains various rate of randomness in positioning and bubble diameters. All the parameters of all three variants are presented in table 1.

Variant [−]	Buble diameter [*px*]	Buble variation [%]	Grid dimension [*px*]	Grid variation [%]	Number of letters [−]
a	30	0 %	35	0 %	5 - 7
b	30	10 %	35	20 %	5 - 7
c	30	15 %	35	30 %	5 - 7

Table 1: Buble Captcha parameters for each variant (from our previous work [5])

3 PROPOSED CHARACTER GENERATION ALGORITHM

One of the recommended design ideas for every Captcha scheme stated in [3] is to use various fonts. The next section expands this idea and presents an algorithm to randomize every font to make the Captcha challenge more secure.

3.1 INITIAL IDEA

In previous work [5] we used simple 5x3 pixel font to generate the Bubble captcha scheme. The font was created from scratch by us, but some of the characters used were not easily distinguishable one from another. For example, the numbers 5 and 6 differed only in one pixel and many humans cannot differentiate one from the other.

During the initial testing with human subjects, we came with the idea to use a higher resolution. One reason is making the letters be more readable for humans. The other one is to make more space to variate the letters. The variations of the font are achieved by randomizing the common text font into a new one as presented in the following section.

3.2 IMPLEMENTATION

The process of generating each new letter for the Bubble Captcha scheme starts with empty square canvas with each side measure exactly 100 *px*. Then a letter of selected font is placed to the image. The size of the letter is chosen as a half of the image side. As we tried to keep this binary, the color of the character is white. To speed up the process in next steps and lower the computational costs, the image is now cropped out of the blank space.

The next step is slightly tilting the letter. For initial testing, we choose random tilting only in the range of $\pm 18^{\circ}$. In this part, we can utilize more transformation to furthermore disrupt the letter.

The most crucial part of the algorithm is to downscale the image to low resolution. The goal of this is to bring up some error which leads to the entirely new and abstract font. In our case, the resulting image has the resolution of 6x10 pixels.

The last part of the process is binary thresholding with fixed level. The resulted image is then saved to PHP file and used as an input to the Bubble captcha scheme.

The whole process of generating a letter Z is depicted in figure 4.

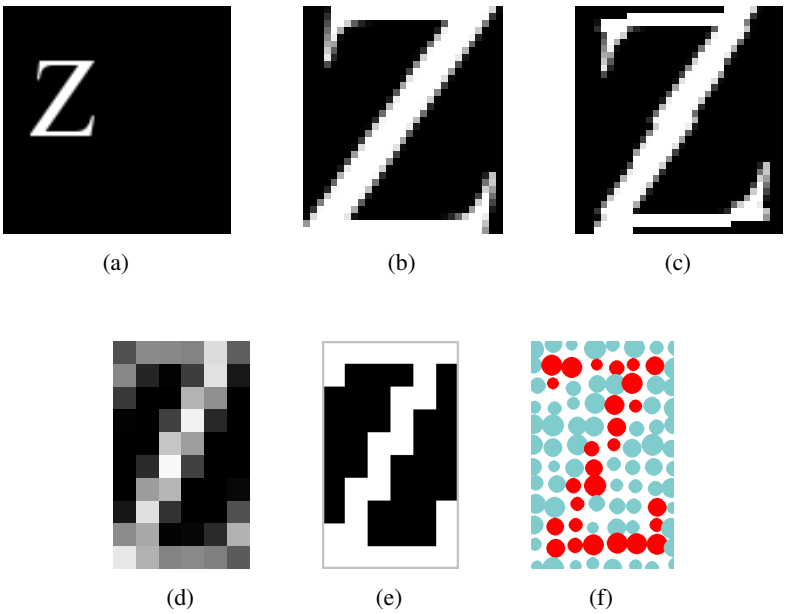
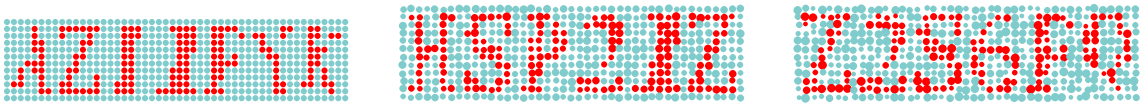


Figure 4: Process of generation new font (a) initial step with a letter of selected font draw into blank image (b) cropped image without a blank space (c) tilted image (d) rescaled image to 6x10px (e) binary image (f) resulted Bubble captcha letter

4 RESULTS OF EXPERIMENT

The generated font from previously described algorithm was used as the input for our Bubble captcha scheme. The resulting Bubble captcha challenges are shown in figure 5.



(a) (b) (c)

Figure 5: Sample of generated Bubble Captcha scheme from random fonts (a) with no displacement - answer AZILFYK (b) with medium displacement - answer HSP2IZ (c) with big displacement - answer Z2S6FQ

As can be seen, the resulting Bubble captcha challenges are much more user-friendly than the previous version. In contrast, we believe, that this kind of randomness will bring more difficulty to the Optical Character Recognition algorithms used to solve the Captcha algorithmically.

5 CONCLUSION

This paper extends our previous work on Bubble captcha scheme. We present a new way how to randomize font during Captcha challenge construction. With this concept, we are able to create unique Captcha challenges which utilize one of the greatest weaknesses of Optical Character Recognition algorithm to better protect web services from automated machines. At the same time, human users are more likely to recognize the letters as the rough outlines are preserved.

The following work will focus on the implementation of some advanced anti-segmentation techniques like using dynamically selected colors to increase the difficulty of Bubble Captcha scheme. The next idea is to generate more object and stack them layer on layer to achieve more complex structure.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - 'Industry 4.0 in automation and cybernetics' financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology and Competence Center realized by TACR (reg. number TE01020197).

REFERENCES

[1] L. von Ahn, M. Blum, N. J. Hopper, and J. Langford, "CAPTCHA: Using Hard AI Problems for Security," in *Lect. Notes Comput. Sci.*, pp. 294–311, Springer, Berlin, Heidelberg, 2003.

[2] K. Kaur and S. Behal, "Designing a Secure Text-based CAPTCHA," in *Procedia Comput. Sci.*, vol. 57, pp. 122–125, Elsevier, 2015.

[3] E. Bursztein, M. Martin, and J. C. Mitchell, "Text-based CAPTCHA strengths and weaknesses," *Proc. 18th ACM Conf. Comput. Commun. Secur.*, vol. 2011, pp. 125–138, 2011.

[4] L. von Ahn, B. Maurer, C. Mcmillen, D. Abraham, and M. Blum, "reCAPTCHA: Human-Based Character Recognition via Web Security Measures," *Science (80-.).*, vol. 321, pp. 1465–1468, sep 2008.

[5] O. Bostik, K. Horak, J. Klecka, and D. Davidek, "Bubble Captcha - A Start of the New Direction of Text Captcha Scheme Development," in *Mendel 2017, 23rd Int. Conf. Soft Comput.*, vol. 23 of *23*, pp. 57–64, Brno University of Technology, 2017.

COMPARISON OF DIFFERENT APPROACHES TO ADAPTATION OF UNSCENTED KALMAN FILTER FOR NON-ODOMETRY SLAM

Jan Klečka

Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT

E-mail: xkleck01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Karel Horák

E-mail: horak@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper is aimed at utilizing of an Unscented Kalman filter (UKF) for application on non-odometry SLAM problem. Non-odometry SLAM problem lacks state transitions function for part of state vector so theoretical part of the paper describes the derivation of three proposed modifications. The experimental part then shows experiments which evaluate modifications performance in reference to Extended Kalman filter. Experiments are based on simulation of monocular photogrammetry reconstruction problem.

Keywords: Unscented Kalman filter, UKF, SLAM, Recurrent estimation

1 INTRODUCTION

Simultaneous Localization and Mapping (SLAM) algorithms are an approximately three-decades-old scientific topic which has originally sprung from demands of mobile robotics. The basic concept is that observer i.e. robot moves and periodically makes observations of surrounding environment in order to get its position and virtual model of explored environment i.e. map. SLAM algorithms are then the methods used to the recurrent processing of environment observations into position and map. The methods recurrence is essential for algorithms real-time feasibility. [1]

Even though SLAM origins are strictly related to robots, and such platform almost directly imply that algorithm will have access to odometry data, nowadays no every device which utilizes such algorithm is capable to provide data for any motion model. SLAM algorithms capable of function without any motion model I refer as non-odometry. Non-odometry SLAM has compared to odometry SLAM its own challenges. The one I consider as crucial is the marginalization of the obsolete position information. It is a process which highly depends on the position estimate consistency and typically the algorithms based on the propagation of probability using linearization fails here.

In this paper, I describe my process of utilizing of a fairly new modification of Kalman filter referred as Unscented for non-odometry. This modification realizes the uncertainty propagation on deterministic sampling and I want to explore its performance because when compared in the context of other non-linear modifications of Kalman filter is often referred as ‘slightly better’.

2 MATHEMATICAL BACKGROUND

Let’s briefly approach the online non-odometry SLAM problem from the probabilistic point of view. The recurrent update step is defined as:

$$p(\mathbf{x}_i, \mathbf{m} \mid \mathbf{z}_{0:i}) = \eta p(\mathbf{z}_i \mid \mathbf{x}_i, \mathbf{m}) \int p(\mathbf{x}_{i-1}, \mathbf{m} \mid \mathbf{z}_{0:N-1}) d\mathbf{x}_{i-1} \tag{1}$$

Where $\mathbf{x}_i$ is vector describing position and orientation in time i, $\mathbf{m}$ is a mathematical representation of the environment and $\mathbf{z}_{0:i}$ is set of observations captured from time to time i. Convenient for noticing is the integral term of the equation which represent the marginalization step.

$$p(\mathbf{m} \mid \mathbf{z}_{0:i-1}) = \int p(\mathbf{x}_{i-1}, \mathbf{m} \mid \mathbf{z}_{0:i-1}) d\mathbf{x}_{N-1} \tag{2}$$

However, result in form of the probability distribution is challenging either to obtain and also to work with. The Kalman filter simplifies the problem by estimating two statistical moments of the estimate's distribution – the mean and the covariance.

2.1 STANDARD UKF

For comparison and because of several definitions I firstly present the standard UKF algorithm which is in detail described in [2]. Let's have a non-linear dynamic system:

$$\boldsymbol{\theta}_i = \mathrm{f}(\boldsymbol{\theta}_{i-1}, \mathbf{u}_i) + w \tag{3}$$

$$\mathbf{z}_i = \mathrm{h}(\boldsymbol{\theta}_i) + v \tag{4}$$

Where v and w are stochastic variables with zero mean and covariance $E[vv^T] = \mathbf{R}$ $E[ww^T] = \mathbf{Q}$.

Then the first part is a prediction step:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{i|i-1} = \sum_{k=0}^{2L} W_k^{(m)} \mathrm{f}(\boldsymbol{\chi}^{\boldsymbol{\theta}}_{i-1|i-1,k}, \mathbf{u}_i) \tag{5}$$

$$\mathbf{P}_{i|i-1} = \mathbf{Q} + \sum_{k=0}^{2L} W_k^{(c)} \left(\mathrm{f}(\boldsymbol{\chi}^{\boldsymbol{\theta}}_{i-1|i-1,k}, \mathbf{u}_i) - \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i|i-1}\right)\left(\mathrm{f}(\boldsymbol{\chi}^{\boldsymbol{\theta}}_{i,N-1|N-1}, \mathbf{u}_N) - \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i|i-1}\right)^T \tag{6}$$

Where $L = \dim(\boldsymbol{\theta})$, $\lambda = \alpha^2(L + \kappa)$, α, β, κ are some free parameters, $W_k^{(m,c)}$ is weights defined as: $W_0^{(m)} = \frac{\lambda}{L+\lambda}$, $W_0^{(c)} = \frac{\lambda}{L+\lambda} + 1 - \alpha^2 + \beta$, $W_k^{(c,m)} = \frac{1}{L+\lambda} \forall k \neq 0$. And the variable $\boldsymbol{\chi}$ is set of so-called sigma points which are mathematically defined:

$$\boldsymbol{\chi}^{\theta}_{i-1|i-1,0:2L} = \left(\hat{\boldsymbol{\theta}}_{i-1|i-1} \mid \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i-1|i-1} \pm \sqrt{(L+\lambda)\mathbf{P}_{i-1|i-1}}\right) \tag{7}$$

Where the term $\sqrt{(L+\lambda)\mathbf{P}_{i-1|i-1}}$ is the square root of a matrix. By [3] is recommended to compute it using Cholesky decomposition for its numerical stability.

This step is followed by update step which begins with determining the optimum value of Kalman gain

$$\hat{\mathbf{z}}_i = \sum_{k=0}^{2L} W_k^{(m)} \mathrm{h}(\boldsymbol{\chi}^{\boldsymbol{\theta}}_{i|i-1,k}) \tag{8}$$

$$\mathbf{S}_{i|i-1} = \mathbf{R} + \sum_{k=0}^{2L} W_k^{(c)} \left(\mathbf{h}(\boldsymbol{\chi}^{\boldsymbol{\theta}}_{i|i-1,k}) - \hat{\mathbf{z}}_i\right)\left(\mathbf{h}(\boldsymbol{\chi}^{\boldsymbol{\theta}}_{i|i-1,k}) - \hat{\mathbf{z}}_i\right)^T \tag{9}$$

$$\mathbf{K}_i = \left[\sum_{k=0}^{2L} W_k^{(c)} \left(\boldsymbol{\chi}^{\boldsymbol{\theta}}_{i|i-1,k} - \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i|i-1}\right)\left(\mathbf{h}(\boldsymbol{\chi}^{\boldsymbol{\theta}}_{i|i-1,k}) - \hat{\mathbf{z}}_i\right)^T\right] \mathbf{S}^{-1}_{i|i-1} \tag{10}$$

After obtaining of Kalman gain is the algorithm same as the original Kalman filter:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{i|i} = \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i|i-1} + \mathbf{K}_i(\mathbf{z}_i - \hat{\mathbf{z}}_i) \tag{11}$$

$$\mathbf{P}_{i|i} = \mathbf{P}_{i|i-1} - \mathbf{K}_i \mathbf{S}_{i|i-1} \mathbf{K}_i^T \tag{12}$$

2.2 UKF FOR NON-ODOMETRY SLAM

The first main difference from standard application came from lack of motion model. Because there is no link between two consequent state vectors $p(\mathbf{x}_i \mid \mathbf{x}_{i-1}) = p(\mathbf{x}_i)$ the prediction step contains only the marginalization which the estimate is represented by a mean vector and a covariance matrix is a simple selection of a subvector and a submatrix corresponding strictly to map parametrization.

$$\hat{\mathbf{m}}_{i-1} = (\mathbf{0} \mid \mathbf{I}) \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{x}}_{i-1} \\ \hat{\mathbf{m}}_{i-1} \end{pmatrix} \tag{13}$$

$$\mathbf{P}_{i|i-1} = (\mathbf{0} \mid \mathbf{I}) \mathbf{P}_{i-1|i-1} (\mathbf{0} \mid \mathbf{I})^T \tag{14}$$

Then the update step:

$$\hat{\mathbf{z}}_i = \sum_{k=0}^{2L} W_i^{(m)} \mathrm{h}\left(\boldsymbol{\chi}^x_{i|i-1,k}, \boldsymbol{\chi}^m_{i|i-1,k}\right) \tag{15}$$

$$\mathbf{S}_{i|i-1} = \mathbf{R} + \sum_{k=0}^{2L} W_i^{(c)} \left(\mathrm{h}\left(\boldsymbol{\chi}^x_{i|i-1,k}, \boldsymbol{\chi}^m_{i|i-1,k}\right) - \hat{\mathbf{z}}_i\right)\left(\mathrm{h}\left(\boldsymbol{\chi}^x_{i|i-1,k}, \boldsymbol{\chi}^m_{i|i-1,k}\right) - \hat{\mathbf{z}}_i\right)^T \tag{16}$$

$$\mathbf{K}_i = \left[\sum_{i=0}^{2L} W_i^{(c)} \left(\begin{pmatrix} \boldsymbol{\chi}^x_{i|i-1,k} \\ \boldsymbol{\chi}^m_{i|i-1,k} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \sum_{k=0}^{2L} W_i^{(m)} \boldsymbol{\chi}^x_{i|i-1,k} \\ \hat{\mathbf{m}}_{i-1} \end{pmatrix}\right)\left(\mathrm{h}\left(\boldsymbol{\chi}^x_{i|i-1,k}, \boldsymbol{\chi}^m_{i|i-1,k}\right) - \hat{\mathbf{z}}_i\right)^T\right] \mathbf{S}^{-1}_{i|i-1} \tag{17}$$

$$\begin{pmatrix} \hat{\mathbf{x}}_{i|i} \\ \hat{\mathbf{m}}_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{x}}_{i|i-1} \\ \hat{\mathbf{m}}_{i-1} \end{pmatrix} + \mathbf{K}_i \left(\mathbf{z}_i - \hat{\mathbf{z}}_i\right) \tag{18}$$

$$\mathbf{P}_{i|i} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{P}_{i|i-1} \end{pmatrix} - \mathbf{K}_i \mathbf{S}_{i|i-1} \mathbf{K}_i^T \tag{19}$$

The last thing left to define is a way to compute sigma points. Obtainment of sigma points for $\mathbf{m}$ is fairly straightforward – as in standard algorithm the square root of covariance matrix can be used:

$$\boldsymbol{\chi}^m_{i|i-1,0:2L} = \left(\hat{\mathbf{m}}_{i-1} \mid \hat{\mathbf{m}}_{i-1} \pm \sqrt{(L+\lambda)\mathbf{P}_{i|i-1}}\right) \tag{20}$$

However, about the variable $\mathbf{x}_i$, we have initially no information so there is no mean and covariance matrix to utilize. This is the core problem of modifying UKF for non-odometry SLAM and so main subject of following experiments. I developed three ways to compute these sigma points.

Firstly, the mean is computed for all variants using the Maximum likelihood method:

$$\hat{\mathbf{x}}_{i|i-1} = \underset{\mathbf{x}_i}{\operatorname{argmax}} \left(\boldsymbol{\ell}\left(\mathbf{x}_i \mid \mathbf{z}_i, \hat{\mathbf{m}}_{i-1}\right)\right) \tag{21}$$

Constant value:

As the name probably suggest the first method doesn't take into consideration any variability of position while varying the map representation:

$$\boldsymbol{\chi}^x_{i|i-1,k} = \hat{\mathbf{x}}_{i|i-1} \tag{22}$$

Linear correction:

The second method uses a linear transformation to reflect changes in the map into position estimation. The intuition for it is based on first-order Taylor expansion around $\hat{\mathbf{x}}_{i|i-1}$ of observation function in the derivative of (21) based on normally distributed noise assumption

$$\frac{\partial \boldsymbol{\ell}\left(\mathbf{x}_i \mid \mathbf{z}_i, \hat{\mathbf{m}}_{i-1}\right)}{\partial \mathbf{x}_i} = \mathbf{H}_x^T \mathbf{R}^{-1} \left(\mathrm{h}\left(\hat{\mathbf{x}}_{i|i-1}, \hat{\mathbf{m}}_{i-1}\right) + \mathbf{H}_x \left(\boldsymbol{\chi}^x_{i|i-1,k} - \hat{\mathbf{x}}_{i|i-1}\right) + \mathbf{H}_m \left(\boldsymbol{\chi}^m_{i|i-1,k} - \hat{\mathbf{m}}_{i-1}\right) - z\right) \tag{23}$$

Which for ML estimate ($\boldsymbol{\chi}^{x}_{i|i-1,k} = \hat{\mathbf{x}}_{i|i-1}$ and $\boldsymbol{\chi}^{m}_{i|i-1,k} = \hat{\mathbf{m}}_{i-1}$) is equal to zero vector. To be zero-valued also for non-mean values of $\boldsymbol{\chi}^{m}_{i|i-1,k}$ we can compensate by substituting

$$\boldsymbol{\chi}^{x}_{i|i-1,k} = \hat{\mathbf{x}}_{i|i-1} - \left(\mathbf{H}_x^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}_x\right)^{-1} \mathbf{H}_x^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}_m \left(\boldsymbol{\chi}^{m}_{i|i-1,k} - \hat{\mathbf{m}}_{i-1}\right) \tag{24}$$

Maximum likelihood:

The third and the last method I proposed to compute sigma points for position variable utilizes the maximum likelihood method:

$$\boldsymbol{\chi}^{x}_{i|i-1,k} = \underset{\mathbf{x}_i}{\operatorname{argmax}} \left(\boldsymbol{\ell}\left(\mathbf{x}_i \mid \mathbf{z}_i, \boldsymbol{\chi}^{m}_{i,N|N-1}\right)\right) \tag{25}$$

3 EXPERIMENTS

To evaluation performance of different variants of position sigma points generation, I decided to realize a simulation based on the reconstruction of a virtual environment using the monocular camera model. I did so because monocular reconstruction is a highly non-linear process and so I assumed that any differences in performance will be clearly observable.

I created a virtual environment composed of 32 3D points. These points were uniformly spaced and lied on two planes. The camera trajectory was a spiral around environment points and the camera is always oriented in a way that its optical axis perpendicularly intersects the horizontal axis of environment frame and I generated a set of 200 observations with positions and orientations are evenly spaced on this trajectory. This set of perfect observations was then degraded by adding a 100 different realizations of normally distributed noise to it. And this was my testing data: 100 sets of 200 noised observations.

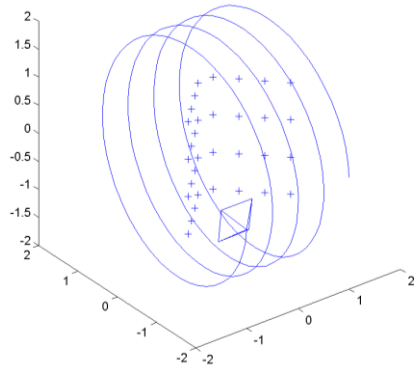


Figure 1: Virtual environment and camera trajectory

However, every recurrent algorithm needs an initial estimate. To expand the scope of my experiments I used 5 initial estimates to evaluate the performance of proposed variants. First, two initial estimates were given by adding a Gaussian noise to environment points one with $\sigma = 0.01$ and the second with $\sigma = 0.1$. Last three initial estimates were results of maximum likelihood method which uses the first n observations. The n was 4,16 and 64 respectively. Using this five ways of generating initial estimates I processed all 100 set of observations and compute two statistics. First was the sum of estimations errors for each point in the Euclidian norm, which should express how precise is the result.

$$Err_{Euclid} = \sum_{k=1}^{32} \left\| \mathbf{m}_k - \hat{\mathbf{m}}_{200,k} \right\| \tag{26}$$

Where $\mathbf{m}_k$ is the k-th point from the set of environment points.

And the second statistic should represent whether is the estimate consistent with reality. I commuted the Mahalanobis distance and normalize it by dimensionality which assuming the normally distributed reconstruction error should be unit in average:

$$Err_{Mahanobis} = (\hat{\mathbf{m}}_{200} - \mathbf{m})^T \mathbf{P}_{200}^{-1} (\hat{\mathbf{m}}_{200} - \mathbf{m}) / \dim(\mathbf{m}) \tag{27}$$

The results are of following graphs. Because large differences I had to put then into logarithmical scale.

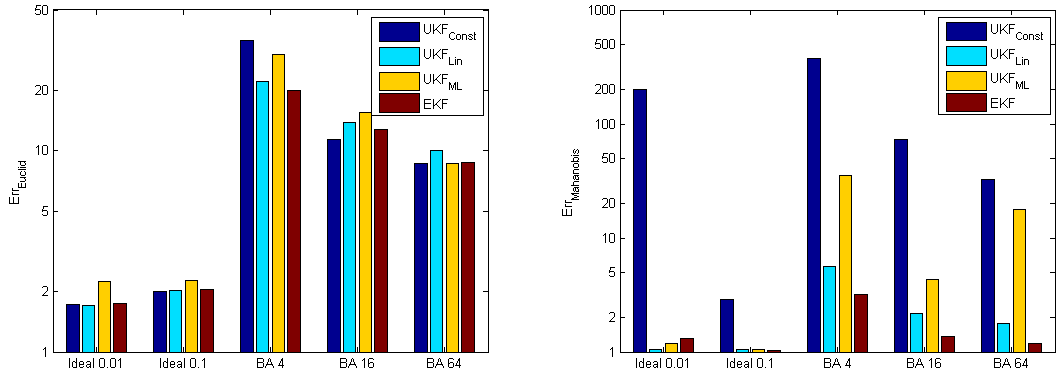


Figure 2: Median of Euclid (left) and Mahalanobis (right) errors

4 CONCLUSION

During our experiments, the UKF algorithm did not show any properties which would make it superior to EKF. The first variant produces estimates highly inconsistent with reality because no variability in position variable causes loss of uncertainty from position estimation. The third method is compared to the others computational significantly more demanding and also fairly unstable – sometimes nonlinear optimization during sigma points computation fails and occasionally this variant produces covariance matrix which is not positive-definite.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - „Industry 4.0 in automation and cybernetics" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology and Competence Center realized by TACR (reg. number TE01020197).

REFERENCES

[1] DURRANT-WHYTE, H. and T. BAILEY. Simultaneous localization and mapping (SLAM): Part I. IEEE Robotics and Automation Magazine [online]. 2006, 13(2), 99-108

[2] WAN, E.A. and R. VAN DER MERWE. The unscented Kalman filter for nonlinear estimation. In: Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and Control Symposium 2000. AS-SPCC. The IEEE 2000 [online]. IEEE Publishing, 2000, s. 153-158 ISBN 0-7803-5800-7.

[3] JULIER, S.J. and J.K. UHLMANN. Unscented filtering and nonlinear estimation. Proceedings of the IEEE [online]. USA: IEEE, 2004, 92(3), 401-422 [cit. 2018-03-09]. DOI: 10.1109/JPROC.2003.823141. ISSN 0018-9219.

AN ALLAN VARIANCE COMPUTATION FROM VERY LARGE DATASETS

Jan Kunz
Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT
E-mail: xkunzj00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Beneš
E-mail: benesp@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with calculating an Allan variance from a large datasets, which does not fit into a RAM memory. For this reason a parallel method is implemented in LabVIEW 2015 and tested on four different configurations of personal computer. An execution time was measured for a dataset of 2 754 448 000 samples. The time varies in dependence on calculated samples and the configuration of the computer. For the faster computers execution takes several minutes, whereas on the slower one the longest tested calculation of 100 samples per decade takes about two hours, which is still practical.

Keywords: Allan variance, large file, MEMS, gyroscope

1 INTRODUCTION

An Allan variance, firstly introduced in [1], is a method for evaluating stochastic parameters of sensors. The method calculation (1) together with parameters extraction are for instance described in [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8], for this reason the Allan variance calculation will not be further discussed in this paper.

$$\sigma(\tau) = \frac{1}{2(N-2n)} \sum_{k=1}^{N-2n} \left[\overline{\Omega}_{k+1}(\tau) - \overline{\Omega}_k(\tau)\right]^2 \tag{1}$$

where σ is the Allan variance for time τ, N is the number of samples, n is the number of samples in a group Ω for time τ and $\overline{\Omega}$ denotes an average value from the group Ω

The Allan variance was initially intended to use for etalon characteristics.[1] Later, it was established as a standard for frequency stability.[2] Then, as the sensor quality increases, this method became to be important for a characterisation of sensors.[3, 5, 9] The knowledge of the stochastic parameters is extremely important especially for inertial navigation gyroscopes, where its output is integrated to get an angular position, which is essential for orientation, so the noise causes significant error. [4]

Furthermore, the sensors are gradually improved and stochastic parameters are therefore better which makes them more difficult to measure. The only way how to measure them is to collect data so long that the parameters reveal itself. [5, 7, 8] The necessary measurement time varies from several days for MEMS gyroscopes to several weeks for fibre optic gyroscopes. [10, 11] This leads to very long measurements, which generates large datasets.

2 DATA LENGTH

To evaluate the parameters it is necessary to have a data which covers them. On one hand there exist a stochastic parameters such as a quantization or a white noise, which are significant on a higher frequencies so, to measure them it is necessary to sample the data with a high sample rate, usually

several tens of kilohertz. Whereas on the other hand, parameters such as a bias instability or an exponentially correlated noise (rate random walk) needs quite a long time to be significant. For example, in case of MEMS gyroscopes ADXLS61x it is more than 50 000 s.[10, 12] Moreover, for some fibre optics gyroscopes it is more than several hundreds hours. [11]

Furthermore, to calculate them it is necessary to measure ten times, for the Allan variance, and five times, for a total variance, longer.[2, 13] To estimate all aforementioned noises it is required to sample with a high sample rate for a very long time. This leads to several billions measured values. For example, in case of MEMS gyroscope a measurement with sampling frequency f_s = 10 kHz and for t = 300000 s yields in 3 billions samples which in double precision (8 bytes per sample) takes up 24 GB of data. Moreover, the measurement can take much longer [1] or the sampling frequency can be higher to evaluate the high frequency noises. In conclusion, when calculating the Allan variance, it can be necessary to process data which does not fit into the RAM memory therefore, it is necessary to use a different approach.

On the other hand, to calculate the Allan variance it is not necessary to store everything with the same sampling frequency. Data for a calculation of higher cluster times can be sampled with a lower sampling rate, which results in a smaller dataset, which could fit into the RAM memory. However, lowering the sampling rate could lead to some information losses for an other data processing. This together with almost unlimited and cheap storage capacity makes this attitude obsolete so, it will not be further discussed.

3 CALCULATION LIMITS

When processing a large dataset it has to be taken into account that computers are not built for them hence, it brings some issues which has to be solved. The algorithm is developed in LabVIEW because in the same environment is also processed the measurement due its connectivity to a measurement hardware and other advantages mentioned for example in [14].

For example, LabVIEW using for indexing arrays I32 data-type, which has the maximal represented value $2^{31} - 1 = 2\ 147\ 483\ 647$ so, even if that big array fitted into the RAM memory, it would not be possible to access all elements. Of course, this inconvenience can be solved quite easily by splitting the array to several shorter ones or in a two dimensional array, however these limitation has to be taken into account.

Furthermore, as a part of the Allan variance calculation average values from the input data are calculated.[1, 2] The average can be calculated, in case of a total variance, from a whole input array.[13] In that case, a proper calculation can be limited by a dynamic range of a double number representation, which is used for calculation and has a dynamic range of 52 bit, or 313 dB [2].[15] Furthermore, for a proper summation of two numbers of the same bit length the result has to be a one bit longer. Using the same logic a sum of $2^{10} = 1024$ elements requires the result to be ten bits longer. That means that summation of three billions ($\approx 2^{33}$) samples, which has a 20 bit precision, needs a dynamic range 53 dB which exceeds the double precision dynamic range. On the other hand, this inconvenience can be solved quite easily by doing several consecutive averages and then a final average, however it needs to be considered.

[1] For instance, data for Allan variance for aforementioned Fibre optic gyroscope should be measured at least for 1000 hours, which yields, with the sampling frequency f_s = 10 kHz, in 288 GB dataset.

[2] DR = $20 \cdot log_{10} 2^{52} = 20 \cdot \frac{log_2 2^{52}}{log_2 10} \doteq \frac{20 \cdot 52}{3.32} = 313\ dB$

4 PROCESSING POSSIBILITIES

To calculate the Allan variance from a large dataset can be used the same attitude as with normal dataset length. This means that the variance value is calculated point-to-point, so all data are processed for one cluster length and then for the other. This method is simple and needs just a minor changes in the implementation, however it requires to load a whole dataset for each calculated sample. For example calculation of 100 samples from aforementioned data would require reading of 2,4 TB of data, which is extremely time consuming, considering a disk read speed 80 MB/s the reading would take more than 8 hours and therefore, ineffective.

4.1 PARALLEL COMPUTATION

To improve the computation speed and decrease the amount of data to read in general it is better to use a parallel calculation. Moreover, this method allows iteration parallelism which also greatly improve the performance. The parallelism is provided automatically by the LabVIEW environment.[16] For this reason, it is enough to just enable this feature to speed-up the computation.

In contrast to the previous method this one loads the data only once. From each data part loaded for processing a partial average for all groups is calculated. This attitude requires some additional calculations such as number of samples remaining to finish each group and the number of completed elements in each group. Despite that these additional calculations requires some time it is still faster and more convenient for the hard drive than the previous method.

The algorithm can be described (fig. 1) in three steps for each loaded data part. Firstly, an average calculation for all uncompleted groups is finished, the result is subtracted from the previous one, the difference is squared and added to the previous sum.[1, 2] In case that there is not enough data to complete a particular group, whole actual samples are summed and the result together with an actual count of addends are passed to the next iteration. Then, an average from whole complete groups available in the remaining data are calculated, the difference is done and summed. Finally, the rest of samples for each group is pre-calculated for the completion in the next iteration. After all the data are processed the Allan variance is calculated for each group from the sum of the squared differences.

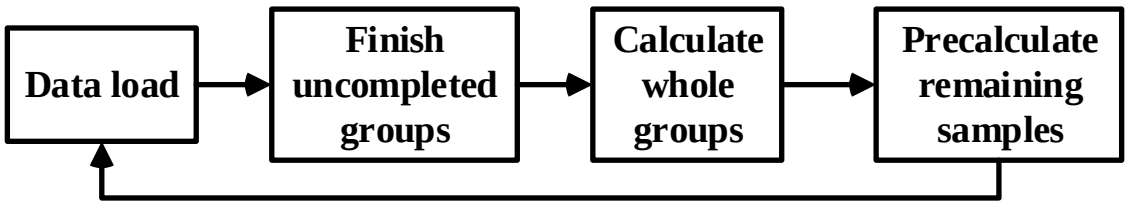


Figure 1: Parallel computation algorithm of an Allan variance

This algorithm was implemented in LabVIEW 2015 on a computer with Windows 10 64-bit operating system. The algorithm is able to calculate the Allan variance from a very large files in a reasonable time, which varies in dependence on the calculated samples. For testing was used a 20 GB file and the durations for different number of calculated samples per decade are in table (1).

The different duration for different computer configurations (tab. 1) shows that the speed of computation is highly dependent on a disc speed for less calculated samples, whereas for more calculated samples processors play more important role. For all cases it is approximately twice faster to use 64-bit LabVIEW version, which can be explained by wider registers and better usage of memory.[17] On the other hand, the 32-bit version offers wider range of tool-kits and hardware drivers so this is often the only installed LabVIEW version.[18] Hence, the installation of 64-bit LabVIEW version

Table 1: Table of durations of an Allan variance calculation from 2 754 448 000 samples in dependence on samples per decade and different computer configurations. PC1 has processor AMD Phenom II X4 840 3,2 GHz, 8 GB DDR3 1333 MHz RAM and 500 GB WD blue HDD. PC2 has processor Intel i5-4460 3,4 GHz, 8 GB DDR3 1600 MHz RAM and 1TB Seagate Desktop HDD. PC3 has processor Intel i5-4460 3,4 GHz, 8 GB DDR3 1600 MHz RAM and 240 GB Intel SSD 535 Series SSD. PC4 has processor Intel i5-7600K 3,8 GHz, 16 GB DDR4 2400 MHz RAM and 1 TB Seagate 7200 rpm HDD.

Sample per decade [N]	LabVIEW 2015 64-bit				LabVIEW 2015 32-bit			
	PC1 [s]	PC2 [s]	PC3 [s]	PC4 [s]	PC1 [s]	PC2 [s]	PC3 [s]	PC4 [s]
1	366	172	129	156	393	206	164	183
2	407	186	141	168	458	255	207	215
5	594	237	186	203	791	357	313	282
10	935	311	250	256	1287	478	435	376
20	1606	475	374	357	2223	733	702	551
50	3455	765	749	645	4910	1459	1440	1074
100	6373	1311	1294	1094	9102	2685	2655	1928

is convenient only if the Allan variance is calculated often, otherwise the 32-bit version satisfy the needs. Moreover, in many cases it is enough calculate the Allan variance with 10 or 20 samples per decade which is done within several minutes. In case that higher amount of samples per decade is necessary the Allan variance can be easily calculated on the slowest tested computer overnight, which is enough as this type of calculation is performed only in special cases.

5 CONCLUSION

This paper presents a method of an effective calculation of the Allan variance from a very large datasets which does not fit into a personal computer RAM memory. Also processing of that amount of data are beyond the limits of LabVIEW 2015 programming environment, where the algorithm is programmed.

Two possible ways of the algorithm implementation are considered, however the sequential one is not implemented due its extreme demand on data to load, which is very time demanding and therefore ineffective. For this reason, only parallel implementation is explained, programmed and tested on several different computer configurations.

From the result is visible (tab. 1), that the execution time is highly dependent on LabVIEW version, where the 64-bit version is approximately twice faster than the 32-bit version. Moreover, the time is for less samples per decade dependent mostly on the disc speed, whereas for more samples per decade the time is dependent more on the processor speed than on the disc. On the other hand, the execution times are for all tested configuration still reasonable. In conclusion, the implemented method is able to calculate the Allan variance from a very large files (tens of gigabytes) within a reasonable time on a normal personal computer, which is very practical and convenient for further research.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - „Industry 4.0 in automation and cybernetics" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

[1] David W Allan. Statistics of atomic frequency standards. *Proceedings of the IEEE*, 54(2):221–230, 1966.

[2] James A Barnes, Andrew R Chi, Leonard S Cutler, Daniel J Healey, David B Leeson, Thomas E McGunigal, James A Mullen, Warren L Smith, Richard L Sydnor, Robert FC Vessot, et al. Characterization of frequency stability. *IEEE transactions on instrumentation and measurement*, 1001(2):105–120, 1971.

[3] David W Allan and Judah Levine. A historical perspective on the development of the allan variances and their strengths and weaknesses. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 63(4):513–519, 2016.

[4] Priyanka Aggarwal. *MEMS-based integrated navigation*. Artech House, 2010.

[5] Naser El-Sheimy, Haiying Hou, and Xiaoji Niu. Analysis and modeling of inertial sensors using allan variance. *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*, 57(1):140–149, 2008.

[6] Miroslav Matejček and Mikuláš Šostronek. Computation and evaluation allan variance results. In *New Trends in Signal Processing (NTSP)*, pages 1–9. IEEE, 2016.

[7] Jintao Li and Jiancheng Fang. Not fully overlapping allan variance and total variance for inertial sensor stochastic error analysis. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 62(10):2659–2672, 2013.

[8] Jintao Li and Jiancheng Fang. Sliding average allan variance for inertial sensor stochastic error analysis. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 62(12):3291–3300, 2013.

[9] Ieee standard specification format guide and test procedure for coriolis vibratory gyros. *IEEE Std 1431-2004*, pages 1–78, Dec 2004.

[10] Analog Devices. Adxrs610.

[11] iXblue. Ixblue ultimate-performance fiber-optic gyroscope.

[12] Analog Devices. Adxrs613.

[13] David A Howe. Total variance explained. In *Proc. 13th European Frequency and Time Forum*, pages 1093–1099, 1999.

[14] National Instruments. Whitepaper: Advantages of labview in academic research.

[15] Dan Zuras, Mike Cowlishaw, Alex Aiken, Matthew Applegate, David Bailey, Steve Bass, Dileep Bhandarkar, Mahesh Bhat, David Bindel, Sylvie Boldo, et al. Ieee standard for floating-point arithmetic. *IEEE Std 754-2008*, pages 1–70, 2008.

[16] National Instruments. Whitepaper: Improving performance with parallel for loops.

[17] National Instruments. Whitepaper: Announcing 64-bit labview.

[18] National Instruments. Whitepaper: National instruments product compatibility for microsoft windows 10.

GENERALIZED LAGUERRE FUNCTIONS TO CALCULATE THE INVERSE LAPLACE TRANSFORM

Vilém Kárský
Doctoral Programme (1), FEEC BUT
E-mail: xkarsk01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Jura
E-mail: jura@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper concentrates on using generalized Laguerre functions to calculate the inverse Laplace transform. The actual application of the method is demonstrated via transforming two transfer functions, one ranging within the integer-order category and the other being of the fractional-order type.

Keywords: Inverse Laplace transform, generalized Laguerre functions, fractional order systems

1 INTRODUCTION

The popularity of employing fractional order transfer functions for system description has been rising in recent years. This trend arises from the fact that such description is more accurate for some systems. However, using the technique is also associated with certain problems, prominently including the significantly increased complexity of each computational cycle. The drawback then relates mainly to the computation of the inverse Laplace transform.

2 MATHEMATICAL BACKGROUND

2.1 GENERALIZED LAGUERRE FUNCTION

Generalized Laguerre polynomials are underlying generalized Laguerre functions. The polynomials are defined as

$$L_n^{\alpha}(x) = \frac{\mathrm{e}^x x^{-\alpha}}{n!} \frac{\mathrm{d}^n}{\mathrm{d}x^n} \left(x^{n+\alpha} \mathrm{e}^{-x} \right) [1]. \tag{1}$$

According to [2, 3], useful formulae are available for generalized Laguerre polynomials with $\alpha = 1$, as shown below:

$$L_{n-1}^1(x) = -\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x} L_n(x), \tag{2}$$

$$L_n(x) = L_n^1(x) - L_{n-1}^1(x). \tag{3}$$

The Laplace transform of non-generalized Laguerre polynomials is

$$\mathscr{L}\left\{L_n(x)\right\} = \frac{1}{s}\left(\frac{s-1}{s}\right)^n. \tag{4}$$

It then follows from formulae 2 to 4 that the Laplace transform of generalized Laguerre polynomials with $\alpha = 1$ reads

$$\mathscr{L}\left\{L_n^1(x)\right\} = (-1)\left(\frac{s-1}{s}\right)^{n+1}. \tag{5}$$

Generalized Laguerre polynomials are orthogonal in $\langle 0,\infty)$, with weight function $w(x) = x^{\alpha}e^{-x}$. Using substitution $x = 2\lambda t$, we can write

$$\int_0^{\infty} \frac{n!(2\lambda t)^{\alpha}}{\Gamma(n+\alpha+1)} \sqrt{2\lambda t} e^{-\lambda t} L_n^{\alpha}(2\lambda t) \cdot \sqrt{2\lambda t} e^{-\lambda t} L_m^{\alpha}(2\lambda t) dt = \begin{cases} 0 \; for \; m \neq n \\ 1 \; for \; m = n \end{cases}. \tag{6}$$

Applying equation 6 enables us to define generalized Laguerre functions as

$$l_n^{\alpha}(2\lambda t) = \sqrt{2\lambda t} e^{-\lambda t} L_n^{\alpha}(2\lambda t). \tag{7}$$

2.2 MITTAG-LEFFLER FUNCTION

Mittag-Leffler functions embody a generalization of the exponential function. As proposed in [4], Mittag-Leffler functions are defined by formula

$$E_{\alpha,\beta}(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{z^k}{\Gamma(\alpha k + \beta)}, \tag{8}$$

where $\Gamma(k)$ is the Gamma function.

2.3 LAPLACE TRANSFORM OF FRACTIONAL ORDER DERIVATIVE

As outlined in [3], the Laplace transform of the Caputo fractional order derivative is

$$\mathscr{L}\left\{D_0^{\alpha} f(t)\right\}(s) = s^{\alpha} F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^{\alpha-k-1} f^{(k)}(0). \tag{9}$$

3 INVERSE LAPLACE TRANSFORM USING GENERALIZED LAGUERRE FUNCTIONS

In integer-order transfer functions, several well-known methods can be utilized to solve the inverse Laplace transform. When calculating the inverse Laplace transform of a fractional order transfer function, we can employ the formulae from [4]; the solution, however, takes the form of an infinite series. Another (and considerably more advantageous) method is characterized in [3]; this procedure exploits generalized Laguerre functions to calculate the inverse Laplace transform. Let us assume a system expressed as

$$F(s) = \frac{\sum_{m=0}^{M} b_m s^{qm}}{\sum_{n=0}^{N} a_n s^{qn}} = \sum_{i=0}^{I} \frac{K_i}{(s^q - w_i)^{r_i}}. \tag{10}$$

We can then write $g(t)$ in the form

$$g(t) = \sum_{i=0}^{\infty} c_i^1 l_i^1 = \sqrt{2\lambda} e^{-\lambda t} \sum_{i=0}^{\infty} c_i^1 L_i^1(2\lambda t). \tag{11}$$

According to [3], the coefficients c_i^1 are computable using the formula

$$c_i^1 = \frac{-\sqrt{2\lambda}}{(i+1)!} \left[\frac{d^{i+1}}{dz^{i+1}} F(z) \right]_{z=0}, \tag{12}$$

where $F(z)$ is our transfer function after being subjected to the bilinear transform in the form

$$s = \lambda \frac{1+z}{1-z}. \tag{13}$$

4 APPLICATIONS

This section introduces two examples of solving the inverse Laplace transform via generalized Laguerre functions. The given procedures transform the transfer functions of an integer-order and a fractional-order system, respectively.

4.1 INTEGER ORDER SYSTEM

The first example consists in an integer-order system with the transfer function

$$F(s) = \frac{1}{s^2+s+1} = \frac{\mathrm{j}\frac{\sqrt{3}}{3}}{s+\frac{1+\mathrm{j}\sqrt{3}}{2}} - \frac{\mathrm{j}\frac{\sqrt{3}}{3}}{s+\frac{1-\mathrm{j}\sqrt{3}}{2}}. \tag{14}$$

Using well-known formulae, we can then transform both partial fractions independently to obtain

$$\mathscr{L}^{-1}\left\{\frac{1}{s^2+s+1}\right\} = \frac{2}{\sqrt{2}}\mathrm{e}^{-\frac{1}{2}t}\sin\left(\frac{\sqrt{3}}{2}t\right). \tag{15}$$

The process is illustrated by the blue line in Fig. 1.

We can nevertheless calculate the inverse Laplace transform by means of generalized Laguerre functions; here, those of the eight order with $\lambda = 0.4175$ are used. First, the bilinear transform has to be employed to yield

$$F(z) = \frac{\mathrm{j}\frac{\sqrt{3}}{3}}{\lambda\frac{1+z}{1-z}+\frac{1+\mathrm{j}\sqrt{3}}{2}} - \frac{\mathrm{j}\frac{\sqrt{3}}{3}}{\lambda\frac{1+z}{1-z}+\frac{1-\mathrm{j}\sqrt{3}}{2}}. \tag{16}$$

Subsequently, we can evaluate the coefficients c_0^1 to c_7^1; the corresponding values are summarized in Table 1. The final approximation is represented by the green line in Figure 1.

Table 1: The coefficients' spectrum: the integer-order transfer function

i	0	1	2	3	4	5	6	7
c_i^1	0.8986	-0.1216	-0.3350	-0.0386	0.1048	0.0382	-0.0260	-0.0103

4.2 FRACTIONAL ORDER SYSTEM

The second example is embodied in the fractional-order transfer function

$$F(s) = \frac{1}{s^{1.4}+s^{0.7}+1} = \frac{\mathrm{j}\frac{\sqrt{3}}{3}}{s^{0.7}+\frac{1+\mathrm{j}\sqrt{3}}{2}} - \frac{\mathrm{j}\frac{\sqrt{3}}{3}}{s^{0.7}+\frac{1-\mathrm{j}\sqrt{3}}{2}}. \tag{17}$$

First of all, we calculate the inverse Laplace transform, using the equation

$$\mathscr{L}\left\{t^{\alpha k+\beta-1}E_{\alpha,\beta}^{(k)}(\pm at^{\alpha})\right\} = \frac{k!s^{\alpha-\beta}}{(s^{\alpha}\mp a)^{k+1}} \quad [4]; \tag{18}$$

thus, we get

$$\mathscr{L}^{-1}\left\{\frac{1}{s^{1.4}+s^{0.7}+1}\right\} = \mathrm{j}\frac{t^{-0.3}}{\sqrt{3}}\left[E_{0.7,\,0.7}\left(-\frac{1+\mathrm{j}\sqrt{3}}{2}t^{0.7}\right) - E_{0.7,\,0.7}\left(-\frac{1-\mathrm{j}\sqrt{3}}{2}t^{0.7}\right)\right]. \tag{19}$$

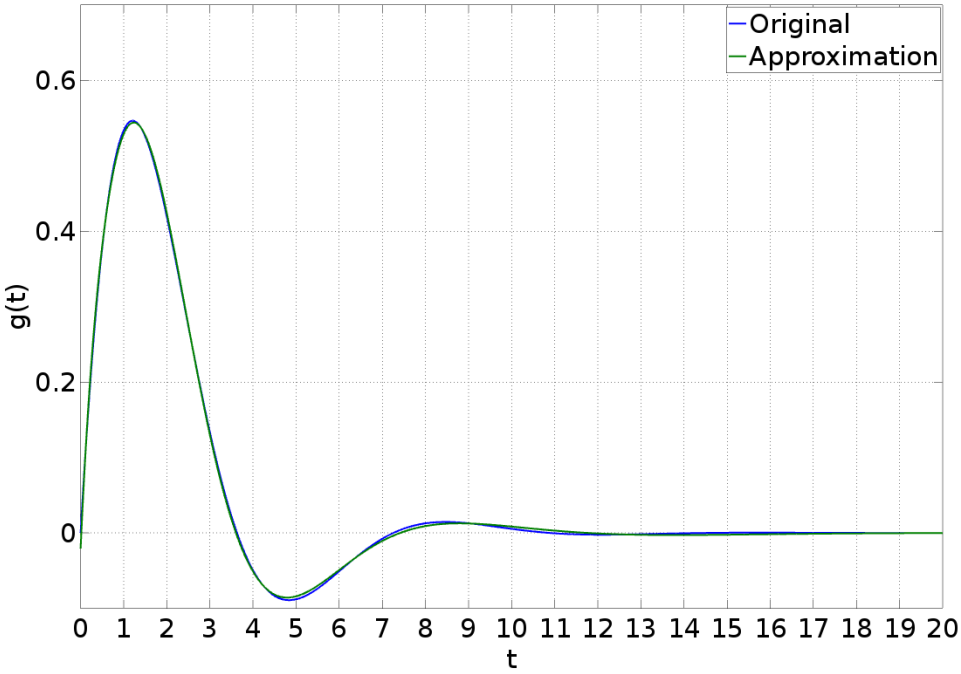


Figure 1: The approximation of the integer-order system

The process is plotted via the blue line in Figure 2; for the given purpose, the initial 50 terms were utilized.

At this stage, we transform the system, using the first eight generalized Laguerre functions with the time-scale
$\lambda = 0.5805$. Naturally, the bilinear transform needs to be applied to yield

$$F(z) = \frac{\mathrm{j}\frac{\sqrt{3}}{3}}{\left(\lambda\frac{1+z}{1-z}\right)^{0.7} + \frac{1+\mathrm{j}\sqrt{3}}{2}} - \frac{\mathrm{j}\frac{\sqrt{3}}{3}}{\left(\lambda\frac{1+z}{1-z}\right)^{0.7} + \frac{1-\mathrm{j}\sqrt{3}}{2}}. \tag{20}$$

It is then possible to evaluate the coefficients c_0^1 to c_7^1; the corresponding values are indicated within Table 2. The final approximation is represented by the green line in Figure 2.

Table 2: The coefficients' spectrum: the fractional-order transfer function

i	0	1	2	3	4	5	6	7
c_i^1	0.6826	-0.2148	0.0246	-0.0288	0.0110	-0.0139	0.0073	-0.0070

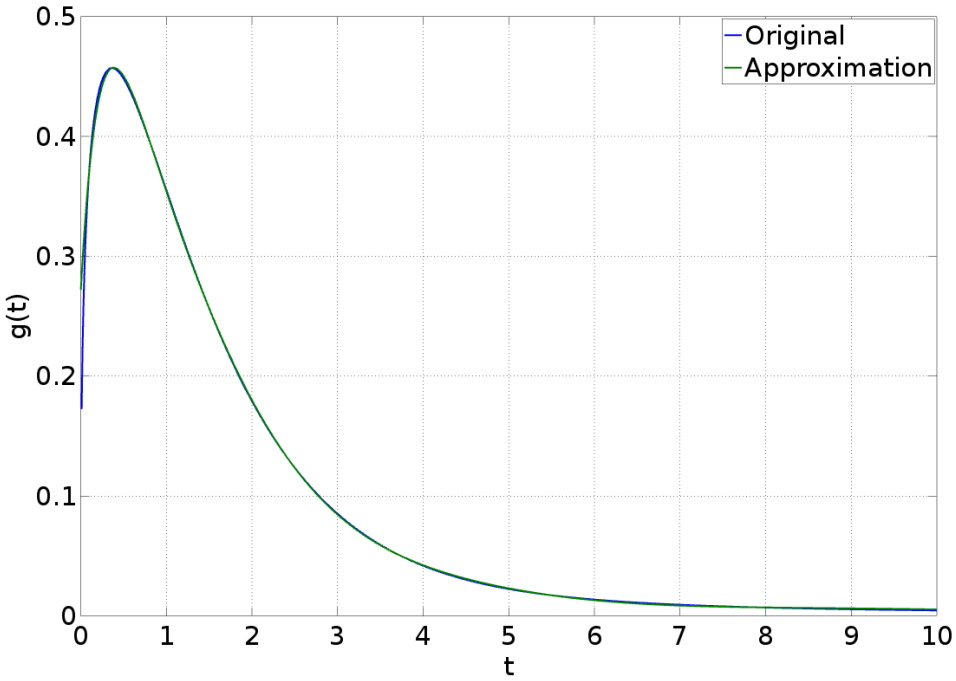


Figure 2: The approximation of the fractional-order system

5 CONCLUSION

As proposed through the demonstration above, the generalized Laguerre function is a suitable tool to compute the inverse Laplace transform, mainly for fractional order transfer functions. Generalized Laguerre functions converge considerably faster than Mittag-Leffler functions; however, there still remains the question of how to choose an applicable time-scale (parameter λ), which embodies a factor having remarkable effect on the quality of approximation.

ACKNOWLEDGEMENT

The research was funded from grant No. FEKT-S-17-4234 - "Industry 4.0 in automation and cybernetics" and further supported through the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

[1] Associated Laguerre Polynomial. *Wolfram Math World* [online]. 2017 [cit. 2018-03-11]. Available from: <http://mathworld.wolfram.com/AssociatedLaguerrePolynomial.html>

[2] WOLFRAM RESEARCH. *The Wolfram Functions Site: Polynomials* [online]. 2017 [cit. 2017-05-14]. Available from: <http://functions.wolfram.com/Polynomials/>

[3] MAIONE, G. Inverting fractional order transfer functions through Laguerre approximation. *Systems and Control Letters*, 52(5), 387–393, 2004.

[4] PODLUBNÝ, Igor. *Fractional differential equations: an introduction to fractional derivatives, fractional differential equations, to methods of their solution and some of their applications*. San Diego, Calif.: Academic Press, c1999. Mathematics in science and engineering, v. 198. ISBN 0-12-558840-2.

ROBOTIC LOCALIZATION OF RADIOLOGICAL SOURCES

Tomas Lazna

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xlazna00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ludek Zalud

E-mail: zalud@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper presents current means in the field of the autonomous robotic localization of gamma radiation sources. It introduces a method for speeding up the localization which is based on a partially direction-sensitive two-detector system and its limitations. In comparison with a referential radiation mapping, the method offers three times faster localization preserving the similar accuracy. Finally, an integration of the results into the multi-robotic system ATEROS via the augmented reality is outlined.

Keywords: radiological sources, mobile robot, GNSS, autonomous search, augmented reality

1 INTRODUCTION

At present, radiological sources can be found in many industrial, medical, and scientific facilities. Under some circumstances, these sources may become a target of a criminal act and consequently get lost or even dispersed in an urban zone during a 'dirty bomb' attack. In order to minimize the negative impact of such an incident, the first responders should be equipped appropriately. Our team at the Faculty of Electrical Engineering and Communication is developing the multi-robotic system ATEROS (autonomous telepresence robotic system), in which a robot capable of autonomous localization of radiological sources is included.

The goal of this paper is to introduce methods for speeding up the process of source localization using an unmanned ground vehicle (UGV). Different methods for the localization can be found in the scientific literature. The traditional way is represented by helicopter-borne detection systems [1]. A modern approach consists in utilizing unmanned aerial vehicles (UAVs) [2]. Although these methods are usually fast, they have relatively limited accuracy due to the large distance from the sources. Conversely, UGVs do not share this disadvantage and can be employed when the accuracy embodies a crucial parameter. Solutions based on mobile robots are outlined in, e.g., [3].

The paper is organized as follows: Sec. 2 describes the technical equipment. Algorithms for the source localization using the two-detector system are presented in Sec. 3. In Sec. 4, the directional detection system is introduced. Sec. 5 offers an overview of the achieved results. Sec. 6 deals with the visual presentation of the results. The overall outcomes are summarized and discussed in Sec. 7.

2 SYSTEM DESCRIPTION

Our team developed advanced reconnaissance robot Orpheus-X4 and it is available for our research without restraint, therefore all algorithms are demonstrated using it. Orpheus-X4 is a mid-size four-wheeled robot with a differential drive; the whole system (including the equipment) is shown in Figure 1 (left).

Beside the robotic platform, the system consists of a precise Global Navigation Satellite System (GNSS) receiver Trimble BD982 with the dual antenna input that enables measurement of the azimuth. The device works in the Real Time Kinematic (RTK) mode, thus is able to measure the robot's position with the error under one centimeter. The navigation module for the robot is described in [4].



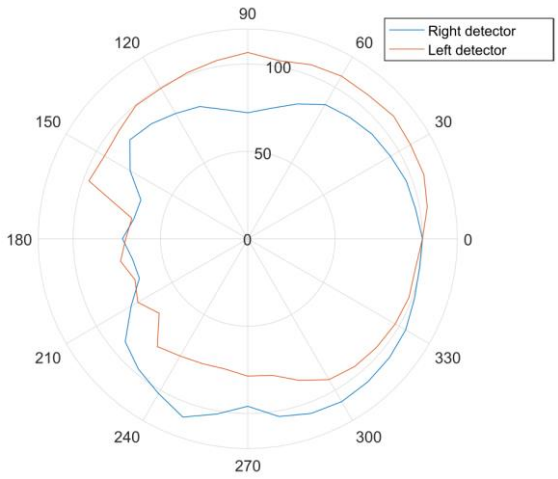


Figure 1: The Orpheus-X4 (left), the directional sensitivity of the two-detector system (right)

The robot also carries a radiation detection system embodied by two detectors and counting electronics. Two-inch crystals of sodium iodide doped with thallium (NaI(Tl)) serve as the detectors. The measured signal is processed in analyzers Nuvia NuNA MCB3 which are also responsible for a communication with the control module. The reason for using two detectors consists in a partial directionality of the resulting system; it is in addition improved by a 4 mm thick lead layer placed between the detectors. Achieved directional sensitivity is charted in Figure 1 (right).

The robotic system includes miniature network camera AXIS P1214-E which is designed for outdoor surveillance. It comprises a main unit which is hidden inside the robot and a separate sensor unit mounted on the robot's sensor head.

3 LOCALIZATION ALGORITHMS

The essential algorithm for the localization of lost radiation sources in a pre-defined region of interest is denoted as a *radiation mapping*. It is based on the conventional approach of surveying the ROI along parallel lines. The advantage of this algorithm consists in an independence of the result on initial conditions; it is capable of dealing with all kinds of scenario, e.g. a presence of area or anisotropic sources. However, the utilization of the radiation mapping constitutes great time requirements and is not suitable for a quick survey of large areas.

The idea is that adding another type of information could lead to speeding up the process of the localization; for example a direction from which the radiation is coming. Since the directionality of the used detectors is rather indistinctive it is beneficial to explore the area along closed loops such as a circle; the measurements taken on one should form a cyclic signal containing peaks in points that correspond to directions of sources in a detectable distance from the circle.

Due to the statistics of the radiation decay, the measurements usually do not form a smooth signal; it tends to be full of insignificant peaks that need to be ignored (a peak is defined as a point having greater value than its two neighboring points). Only those peaks whose value multiplied by a constant denoted as *prominence* is greater than the corresponding reference level are accepted. It is possible that the highest value does not correspond to the direction in which the source is. Moreover, the measurement results in rather rough quantization of the directions. Considering these circumstances, better estimation of the direction should be achieved by utilizing the interpolation. Then, by applying the two-detector system it is possible to decide on the direction of the source unambiguously (whether it is located inside or outside the circle).

The direction itself does not constitute a sufficient piece of information for determining the location of the source. It is not possible to decide whether the radiation is emitted by a near weak source or a far strong source. There are several approaches to acquire additional data to localize the source. First, it is possible to send the robot in the estimated direction and measure data along this line. In accordance with the intensity increase rate it is possible to calculate the distance from the inverse square law [5]. However, the estimation of the direction is usually not accurate, therefore, the source is approached under some non-zero angle which is not known, thus cannot be compensated.

Second, the robot follows the directional line until a local maxima of the radiation intensity is passed. Again, due to the inaccurate estimation of the direction coordinates of the maxima generally do not correspond to coordinates of the source. First possible fix is to measure additional data along a line segment perpendicular to the directional line intersecting it in the local maximum. Another fix consists in a continuous update of the robot's direction to minimize the difference between intensity measured by both detectors: if the controller is set well, the maximum should correspond to the source's location. Finally, the source can be detected from multiple points and its location estimated as the intersection of directional lines. Given this idea, the process of the sources localization could be speeded up by covering the region of interest by circular trajectories where each circle provides partial information.

The radiation measurements are generally inaccurate for the described scenario due to the statistical character of the radiation decay, a randomness induced by the radiation background and a short integration period insufficient to suppress these effects. One way to improve the estimation of the source's location comprises a model of the radiation field and its iterative update of parameters using gradient methods. The modelling of the radiation is outlined in [3]. The Gauss-Newton algorithm [6] was chosen as a candidate for the improvement of the model's parameters.

4 RESULTS

The suggested algorithms were verified using real radiological sources. The region of interest was defined as an irregular polygon with the area of 438 m^2. In the first experiment the radiation mapping algorithm was tested. Spacing of parallel lines was equal to 1 meter, consequently the mapping took 15 minutes. The result after the interpolation of the radiation map using a Delaunay triangulation can be found in Figure 3 (left), the black crosses mark estimated position of sources. In order to evaluate results, the accurate position of the sources had been measured prior to the experiment. Achieved accuracy was equal to 6.3 cm RMS.

In the second experiment the circular algorithm was employed to perform the localization. Three radionuclides with similar intensities were used for the verification, the ROI was covered by six circles. With this setup, the data acquisition took approximately 5 minutes. Then the Gauss-Newton algorithm was applied resulting in the accuracy of the localization was equal to 17.8 cm RMS. The measured data as well as the sources' reference position and estimations are shown in Figure 3 (right).

5 PRESENTATION OF A THREAT TO A HUMAN OPERATOR

Once the points of interest are localized, they can be presented to a human operating robots via the telepresence using a technique called the *augmented reality*. The idea is to calculate the position of the points within the image frame acquired by the onboard camera and then visualize them for the operator and optionally add detailed information on the point. The task can be divided to two major steps: first, the coordinates of a point are transformed from the world coordinate system to a local coordinate system of the camera, second, the point is projected to the camera's image plane.

Approximately zero tilt of the robot is considered in this paper for simplification due to limitations of the GNSS receiver. In order to measure all components of the orientation, it would be necessary to extend the system with an inertial measurement unit (IMU). Considering this constraint, the transformation of the point's coordinates to the system originating in the center of the robot O_R consists only in a translation and a rotation along the z-axis.

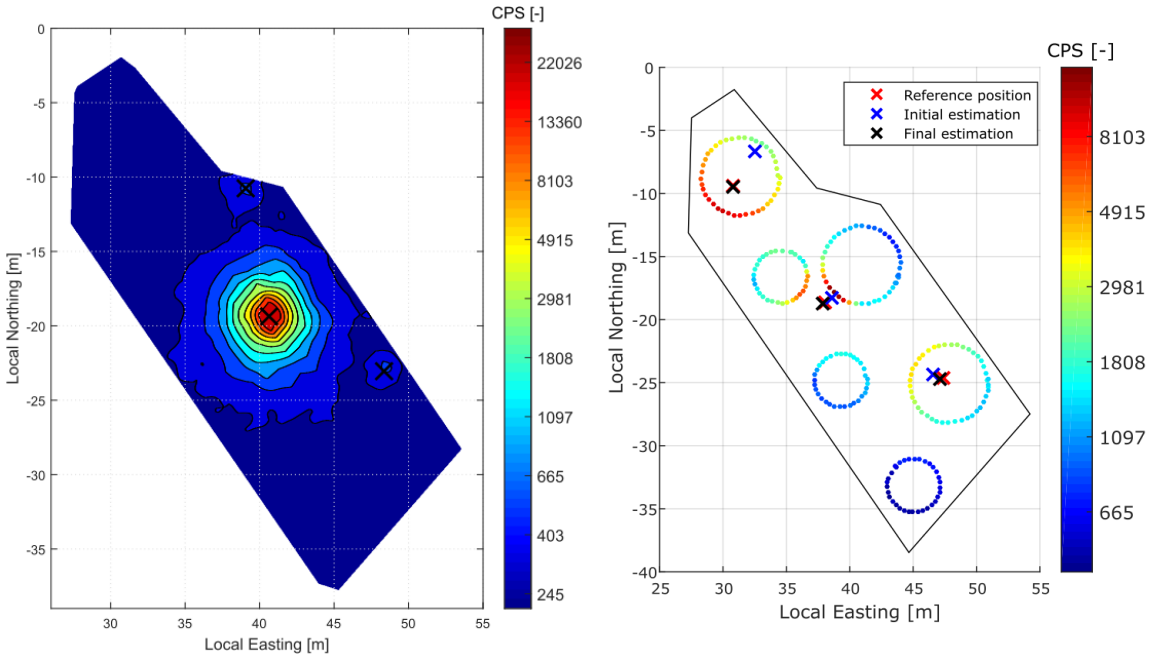


Figure 2: The result of the radiation mapping algorithm (left), the result of the circular algorithm followed by the Gauss-Nexton method (right)

A kinematic scheme of the robot which is used for the transformation of coordinates from the system O_R to the system originating in the optical center of the camera O_C is presented in Figure 4 (left). The calculation of coordinates of the point in the image plane of the camera is described in [8]. To do so, intrinsic parameters of the camera need to be identified during a process called the *camera calibration*. It is based on taking several pictures of a chessboard-like pattern with a different position and orientation. The calibration itself was performed utilizing the GML C++ Camera Calibration Toolbox [9] which was supplied with 8 images containing two different calibration patterns.

The augmented reality was integrated to the robot control system and tested using data previously measured during the radiation mapping. Resulting screenshot taken from the operator's station can be found in Figure 4 (right). The source of radiation is represented by the ionizing radiation hazard trefoil accompanied by a distance from the source.

6 CONCLUSION

The paper presented techniques for the localization of gamma radiation sources using a mobile robot. The solution exploits the advanced robotic platform Orpheus-X4 equipped with radiation detectors and precise self-localization module based on the RTK GNSS technology. The algorithm which takes advantage of the partial directional sensitivity of the two-detector system was suggested and tested in comparison with the radiation mapping; it proved that the algorithm is able to cover the same area faster. However, it is necessary to consider disadvantages of the algorithm, namely, a limitation to point sources only, impossibility to correctly localize sources that are not well separated by a space. In any case, the algorithm represents a beneficial fundament for the further development.

The task of the localization of sources is one of possible missions for the multi-robotic system ATEROS. The idea is to extend the system with other functions such as an autonomous map-difference identification which seems to be applicable in the Industry 4.0. The robot equipped with a wide range of sensors, e.g. a three-dimensional optical scanner, a thermographic camera, a chemical detector, may be used for building a multispectral map of the environment. A difference in the map could indicate a trespassing of an unauthorized person, a technological accident or a leak of dangerous substance. It is assumed that some algorithms used for the autonomous gamma radiation sources

localization can be applied in the area guarding as well. Although the dangers are planned to be detected autonomously, in specific scenarios it may be required to explore the object by the experienced personnel. In this case, the detected threats may be presented to the personnel using the augmented reality which was described in this paper as well.

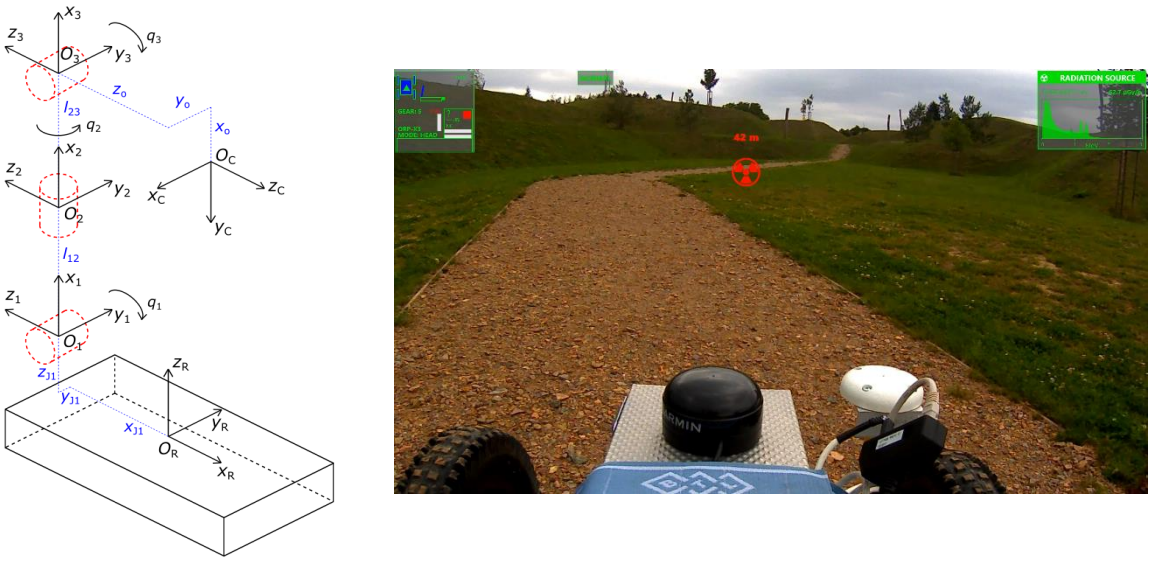


Figure 3: The kinematic scheme of the Orpheus-X4 (left), the screenshot from the operator's station illustrating the augmented reality (right)

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - „Industry 4.0 in automation and cybernetics" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

[1] Joshi, T., et al.: Measurement of the Energy-Dependent Angular Response of the ARES Detector System and Application to Aerial Imaging. IEEE Transactions on Nuclear Science, PP(99), 2017.

[2] Hartman, J., Barzilov, A., Novikov, I.: Remote sensing of neutron and gamma radiation using aerial unmanned autonomous system. In: 2015 IEEE Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference (NSS/MIC), 2015.

[3] Ristic, B., Morelande, M., Gunatilaka, A.: Information driven search for point sources of gamma radiation. Signal Processing, 90(4), 2010, pp. 1225–1239.

[4] Jilek, T.: Autonomous field measurement in outdoor areas using a mobile robot with RTK GNSS. IFAC-PapersOnLine, 28(4), 2015, pp. 480–485.

[5] Knoll, G. F.: Radiation Detection and Measurement. Hoboken, New Jersey, John Wiley, 2010. 3rd Edition. ISBN 978-0470131480.

[6] Deuflhard, P.: Least Squares Problems: Gauss-Newton Methods. In: Newton Methods for Nonlinear Problems, Berlin, Springer, 2011, pp. 173–231.

[7] Zhang, Z.: Flexible camera calibration by viewing a plane from unknown orientations. In: Proceedings of the Seventh IEEE International Conference on Computer Vision, 1999.

[8] Vezhnevets, V., Velizhev, A., Yakubenko, A., Chetverikov, N.: GML C++ Camera Calibration Toolbox. Graphics and Media Lab, 2013.

FIBER-OPTIC DISPLACEMENT SENSOR BASED ON FABRY-PÉROT INTERFEROMETER

Michal Skalský
Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT
E-mail: xskals01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdeněk Havránek
E-mail: havranek@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes a simple and inexpensive fiber-optic sensor for dynamic displacement measurement with sub-nanometer resolution. The principle is based on creating a resonator cavity between measured surface and a single-mode fiber, working as a Fabry-Pérot interferometer. The fundamental principles like diffraction, spatial filtration or the role of reflectivity are analyzed theoretically and their effect on the sensitivity is explained. The sensor is then tested experimentally with an uncoated fiber tip and a gold mirror. Based on the spectral analysis, the effect of working distance on interference visibility is explained.

Keywords: Fiber-optic sensors, Fabry-Pérot interferometer, interferometric measurement, vibration sensing, acoustic emission.

1 INTRODUCTION

Accurate sensing of small distance or displacement is important for various applications, e.g. material surface scanning. For this purpose, methods like atomic force microscopy (AFM) or electron microscopy has been developed [1]. However, this method normally enables only static measurement, where the displacement is not changing over time. Many applications, like vibration analysis of MEMS structures or acoustic emission measurement, require sensing of vibrations in particular point and obtaining a corresponding time-dependent signal within wide frequency range. To satisfy this condition together with sub-nanometer accuracy, the optical interferometry is the best and the most common method [2, 3].

Nevertheless, the optical interferometers are usually complex and large devices, usually requiring stable reference (Michelson interf.) or frequency modulation (heterodyne interf.), and their price can be thus very high. This can be overcome with using optical fibers. For mentioned purpose, various intrinsic or extrinsic fiber-optic interferometers were proposed [4]. However, the highest accuracy combined with relative simplicity was achieved with structure based on extrinsic cavity resonator working as a Fabry-Pérot interferometer, where a noise density of fm/$\sqrt{\text{Hz}}$ was reached [3].

The sensing probe consists of an ordinary single-mode (SM) fiber, whose tip is placed near the sensed surface (Fig. 1). Like in any interferometer, the output is given as an interference of two waves, one of which is influenced by the measured physical quantity. In this case, the interference occurs between the light reflected from the fiber edge and the light propagating to the air cavity and coupling back to the fiber. In comparison to the free-space interferometers, this setup has many advantages. Not only the sensing probe is very subtle and the phase of the reference beam is fixed well, but especially the fact that the sensing beam can pass through the cavity many times means that it can operate as a high-finesse resonator [5]. As a result, the sensitivity can be increased many times in comparison to the two-beam interferometers.

The best known utilization of the fiber-optic sensor based on Fabry-Pérot interferometer is the atomic

force microscopy mentioned before, where the vibrations of the oscillating cantilever are sensed [1, 3]. In this case, the frequency of the vibrations is measured, whereas the amplitude is maintained in its maximum by adjusting the cavity length. However, for dynamic surface vibrations sensing, it is important to transfer the surface displacement to the phase shift directly and also measure the amplitude. In this paper, the basic principles of the fiber-optic small displacement sensor are described theoretically and the first experimental data are provided.

2 THEORY

The main sensing part consists of a cleaved SM fiber tip, which is placed close to the sensed reflective surface, so there exists a plane-parallel air-filled cavity working as a resonator, as show in fig. 1. The principle is similar to the Fabry-Pérot interferometer. Due to the Fresnel reflection on the boundary of the fiber and the cavity, one part of the incident light is reflected back, whereas the other part is propagating to the cavity. This light beam is then reflected back from the sensed surface and partially coupled back to the fiber with the phase shift equal to

$$\Delta\phi = \frac{4\pi n d}{\lambda}, \tag{1}$$

where n is the refractive index (in air is close to 1), λ is used wavelength and d is the width of the cavity. After the interference of both beams the output intensity is given as

$$I_{\text{out}} = I_0 \left[1 + V \cdot \cos(\Delta\phi)\right], \tag{2}$$

where V is a visibility of the interference and I_0 is a mean value, because the powers of the beams are usually not equal. Most of the light propagating through the cavity is not coupled to the fiber core, but instead, is reflected back by another Fresnel reflection. The portion of reflected power can be increased by various metal coatings (the reflectivity of silica glass is normally only about 4 %). The beam can thus bounce between the reflective sensed surface and the partially reflective fiber facet many times before it is coupled back to the fiber. In this case, a more complex effect of a multiple-beam inteference occurs in the sensing fiber. Neglecting any losses, the output intensity is now given as

$$I_{\text{out}} = I_{\text{in}} \frac{F \sin^2 \frac{\Delta\phi}{2}}{1 + F \sin^2 \frac{\Delta\phi}{2}}, \tag{3}$$

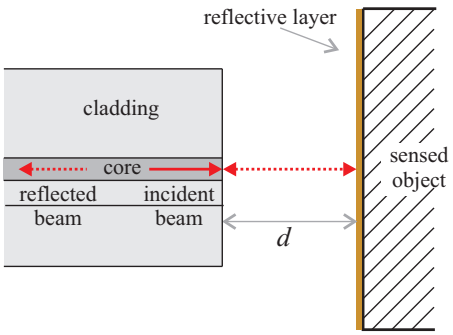


Figure 1: Schematic of the sensing part of the fiber-optic displacement sensor.

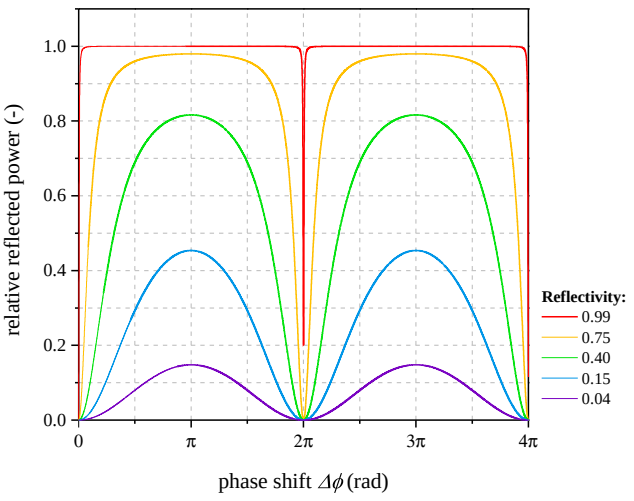


Figure 2: Normalized interference characteristics of the sensor when the reflectivity r is changed.

where I_{in} is the input intensity and F denotes the finesse of the resonator, which basically determines the sharpness of the resonance, and can be defined as $F = 4r/(1-r)^2$, assuming the both reflectivities are equal to r. It can be shown that for small reflectivity, and thus small finesse, the output response may be simplified to the form given by eq. 2. The calculated dependence of the output intensity on the phase shift by different values of the reflectivity is displayed in fig. 2. It is obvious that the slope of the portions which are approximately linear is rapidly increasing if the reflectivity is high, so the sensitivity to displacement changes Δd is large.

However, the high reflectivity is not the only requirement for reaching the high sensitivity. To achieve high visibility, the reflectivity of the sensed surface must be balanced with the effective reflectivity of the fiber facet. This is related to the another issue, which is a spatial filtration of the SM fiber. Virtually, the beam escaping from the fiber tip is always diverging. The divergency angle is given especially by the fiber diameter, its numerical aperture and used wavelength. As consequence, only a small portion of the reflected beam can be coupled back to the core of the fiber. Most of it is either coupled to cladding or reflected back, so it continues in diverging until it is diffracted outside the resonator. Further, the cladding modes with different phase shift can interfere with the core modes which also has a negative influence on the total sensitivity.

To summarize, it is especially the mentioned effects of diffraction and the spatial filtration which make this principle more complex than the ideal Fabry-Pérot interferometer. The amount of these unwanted effects can be eliminated by making the working distance d small enough, so a sufficient portion of the light can be coupled back even after multiple reflections inside the cavity. Also, it is very crucial to align both surfaces precisely, otherwise only one reflection can occur. The total sensitivity is thus dependent not only on the reflectivities and their mutual balance, but also on the working distance, alignment and SM fiber parameters.

3 EXPERIMENTAL SETUP

As mentioned before, the highest sensitivity to the displacement changes Δd can be reached when the static phase diffence $\Delta\phi$ for the working distance d corresponds to the steepest part of the curves in fig. 2. Moreover, within some small region around these points, the response characteristics can be considered to be approximately linear. It is thus convenient to maintain the distance d within this region, so the output intensity directly tracks the actual vibrations $\Delta d(t)$. Since the optimal working distance is in order of units or tens of micrometers, the best way to adjust the working distance is to use a piezoelectric-driven actuator. The similar principle is also used in AFM, where the small vibrations of the cantilever are sensed. Here the source is usually a laser diode coupled to a SM fiber. The output is then detected by a photodiode and after processing it is fed back to the actuator maintaining the distance d in the optimal region.

The test setup used for the experimental implementation of described fiber-optic sensor is schematically illustrated in fig. 3. In this case, an ordinary telecom SM fiber SMF-28 is used, with a precise cleave at the end, without any additional coating. Therefore, the portion of the light reflected on the fiber-air boundary is relatively low. The fiber tip is attached to a glass base, which is fixed to a 3-axes precise positioning stage. As a sensed material, a mirror with a gold coating is utilized to achieve high reflectivity (> 0.95) for used wavelength range. The mirror is attached to a differential kinematic mount, which allows very fine adjustment of the incident angle. To investigate the resonance cavity characteristics in a wider range, a broadband superluminiscent diode (SLD) source Thorlabs S5FC1005S (wavelength rage 1290-1650 nm) was used. To separate the input and the output beam, an optical circulator was used. The output power was then measured by the optical spectrum analyzer (OSA) Advantest Q8384 (resolution 10 pm) controlled by the LabVIEW program for fast data acquisition. As a consequence, a response of the cavity for multiple wavelengths is obtained in the same time. It can be shown that this is equivalent to the measuring of the response for single wavelength

when the stage is linearly moved towards or from the mirror plane. However, if the sensing fiber is moved, the effective reflectivity is also changing slightly so the result could be non-uniform. Therefore, the wavelength sweep is more robust and effective method of cavity response characterization.

4 TEST MEASUREMENT

The output spectral response of the fiber-optic interferometer was measured for different values of the distance d ranging from 170 µm to about 2.6 mm. The relative amount of reflected power for particular wavelength is plotted in fig. 4. For each distance, the tilt of the mirror was adjusted to achieve the maximum of the power coupled back to the fiber. Within the displayed region, all the spectral responses can be considered as periodical functions of wavelength. The period is given by the free spectral range (FSR), which can be expressed as

$$FSR = \frac{\lambda^2}{2d}, \tag{4}$$

so it is also wavelength dependent. It can be seen that the total reflected power is increased when the fiber is closer to the mirror. It can be easily explained by the fact that the beam inside the cavity is diverging, so the total re-coupled power is indirectly proportional to the distance d.

Further property which can be noticed from the fig. 4 is the dependence of the visibility $V(d)$, or the contrast of the interference. The visibility, and thus high dynamic range of distance sensing, is maximal when the powers of interfering beams are equal. Since the portion of the light reflected by Fresnel reflection on the boundary between the fiber and air cavity is low, it can be easily exceeded by the power reflected from the mirror and coupled back to the fiber for smaller distances d. This is the case of the curve corresponding to the distance $d = 170$ µm. On the other hand, when the distance is too large, the power re-coupled is very low and also the visibility is decreasing. The optimal distance for the bare SM fiber was approximately 364 µm, when the output intensity can drop down by more than 21 dB between constructive and destructive interference.

Assuming the spectral resolution to be $\Delta\lambda_{\text{min}}$, the resolution of the distance detection is

$$\Delta d_{\text{min}} = \frac{\lambda \cdot \Delta\lambda_{\text{min}}}{2 \cdot FSR}. \tag{5}$$

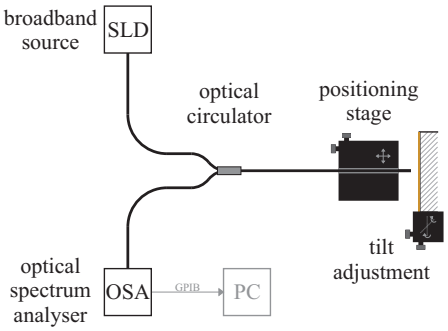


Figure 3: Schematic of the experimental setup.

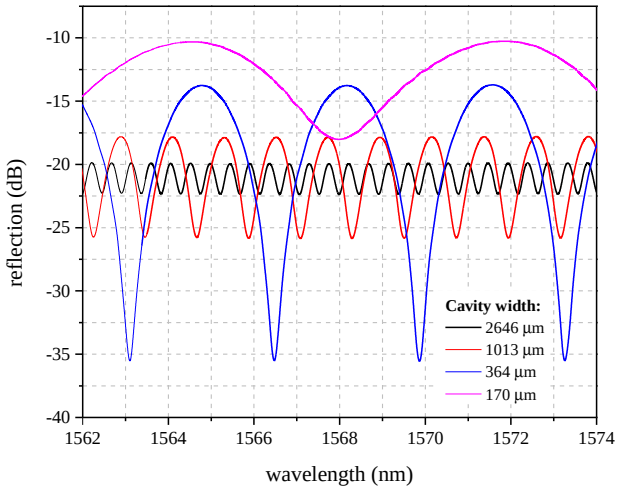


Figure 4: Relative spectral reflectivity of the fiber-optic sensor with different cavity width d.

With the used OSA, the resolution achieved for $d = 170$ μm is therefore about 1 nm. However, the detection from the spectrum can only be used for static distance sensing, whereas for vibrations measurement an intensity by single wavelength is sensed, as described before. Therefore, the sensitivity is determined by the visibility and the slope of the resonance dip. In this experimnetal setup, the interference characteristics corresponded to the curve in fig. 2 with $r = 0.04$. From the fig. 2 it is obvious that the sensitivity could be yet increased by many times when the fiber edge would be coated.

5 CONCLUSION

The fiber-optic sensor for accurate displacement measurement was studied theoretically as well as tested by the experiment. In comparison to the common free-space interferometers, the described principle has advantage of reduced size, low price due to its simplicity, and also avails from the robustness of fiber-optic sensors. Further, the sensitivity can be highly increased by the resonator nature of the cavity, similar to the Fabry-Pérot interferometer. However, it was discussed and showed by the experiment that the behavior of the extrinsic fiber cavity is strongly influenced by the reflectivity of both surfaces, their matching, alignment, but also the effects of dispersion and spatial filtration of the SM fiber. It was also shown that for a given fiber reflectivity, there exists some optimal sensing distance, where the visibility reaches the maximum. Further, the total sensitivity could be increased by adding a fiber coating.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - „Industry 4.0 in automation and cybernetics" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology. I would also like to express my special thanks to Photonics Reseach Centre, Dublin Institute of Technology, for providing laboratory and to prof. Yuliya Semenova for valuable discussions.

REFERENCES

[1] RUGAR, D., H. J. MAMIN a P. GUETHNER. Improved fiber-optic interferometer for atomic force microscopy. *Applied Physics Letters*. American Institute of Physics, 1989, **55**(25), 2588-2590. DOI: 10.1063/1.101987. ISSN 00036951.

[2] RASOOL, Haider I., Paul R. WILKINSON, Adam Z. STIEG a James K. GIMZEWSKI. A low noise all-fiber interferometer for high resolution frequency modulated atomic force microscopy imaging in liquids. *Review of Scientific Instruments*. 2010, **81**(2), 023703-1-10. DOI: 10.1063/1.3297901. ISSN 00346748.

[3] HOOGENBOOM, B. W., P. L. T. FREDERIX, J. L. YANG, et al. A Fabry–Perot interferometer for micrometer-sized cantilevers. *Applied Physics Letters*. 2005, **86**(7), 074101-1-3. DOI: 10.1063/1.1866229. ISSN: 0003-6951.

[4] LEE, Byeong, Young KIM, Kwan PARK, Joo EOM, Myoung KIM, Byung RHO a Hae CHOI. Interferometric Fiber Optic Sensors. *Sensors*. Basel: MDPI, 2012, **12**(3), 2467-2486. DOI: 10.3390/s120302467. ISSN: 1424-8220.

[5] KILIC, Onur, Michel J. F. DIGONNET, Gordon S. KINO a Olav SOLGAARD. Asymmetrical Spectral Response in Fiber Fabry-Pérot Interferometers. *Lightwave Technology, Journal of*. USA: IEEE, 0912, **27**(24), 5648-5656. DOI: 10.1109/JLT.2009.2032135. ISSN 07338724.

SOFTWARE FOR AUTOMATIC MODEL SIMULATION IMPLEMENTATION

Ondřej Bartík

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xbarti07@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Blaha

E-mail: blahap@feec.vutbr.cz

Abstract: In the industry, it is always a problem to run an algorithm on the real device because, of the possible unpredictable behavior. This behavior could lead to the temporary malfunction of the device or, in the worst scenario, to the permanent damage of the device. Because of this, it is necessary to perform a simulation with suitable model of the device, which reflects the reality as much as possible. The way in which the simulation is done needs to be considered as well. Model In the Loop (MIL) simulation approach and Hardware In the Loop (HIL) are suitable to test the whole system before it is commissioned. The real time operateability of the models is necessary to run these types of simulations. A suitable platform and form of the models need to be chosen for these purposes. OpenModelica provides wide range of possibilities to create desired model and also provides the possibility to export model in Functional Mock Up (FMU) format. The NI Compact Rio platform provides many options with customization due to the FPGA and real-time Linux based operating system. As it is, NI CompactRIO is suitable platform for MIL/HIL model implementation.

Keywords: OpenModelica, FMU, NI CompactRIO, Autogenerate simulation

1 INTRODUCTION

The industry of these days aims to best financial efficiency, shortest time-to-market and the safety of all processes. Initiative industry 4.0 works with tools as digital twins and digital factory to suppress as many hazards as possible and to increase efficiency of all process in the industry. The MIL and HIL simulations have their place among those tools where HIL simulations become more preferred in these days [1], [2]. It is more reliable, cost and time effective then its virtual alternative Model In the Loop (MIL), which is the scenario that doesn't evaluate any data exchange based on the sensors and actuators, which are used in real device. MIL based simulation requires real time operation of the model and system and appropriate link connection between each block of simulation [3]. The HIL based simulation could use the same model as MIL based scenario, but in the case of the HIL, the model is supplemented by appropriate sensors and actuators to get it as close as possible to the comparison with the real system.

The correct choice of the model is always a tradeoff between complexity of the model and its accuracy. But the care of which platform to create a model and how it supposes to be migrated to the target platform should be taken into account as well. Today market is full of tools for modeling the dynamic systems. For instance: MATLAB/Simulink environment, OpenModelica, and Dymola. Last two mentioned are based on Modelica language, which is language to describe a mathematical and physical behavior of the dynamic systems. Modelica language allows create the acausal models. Where acausality in shell means thus signals can flow both direction from the input to the output and vice versa. With this functionality, it is possible to capture the behavior of the real electric machine, motor. Where electric motor can operate as energy converter in two operation modes. First is to transform the electrical energy to the mechanical energy (motor mode) and second is to transform the mechanical energy to the electrical energy (generator mode). Both of these operations

modes can be captured within a single simple model created with Modelica language. For purposes of this paper, OpenModelica Connection Editor environment [4] is chosen. Very important feature of OpenModelica Connection Editor is exporting the model in FMU format. More reading about FMU features, possibilities and structure is in the appropriate section *FMU Structure*.

National Instruments CompactRIO [5] is platform based on FPGA and processor based on ARMv7 architecture with real-time operating Linux based system (RTOS). The platform has wide connectivity option via NI plug-in cards and modules. The purpose of this platform is use the processor with RTOS to run model in real-time, which is the condition of MIL, respectively HIL simulations.

The main aim of this paper is to introduce the software based solution to autogenerate executable simulation with model instantiated on the NI CompactRIO platform. The model is in the FMU form exported from OpenModelica Connection Editor and the co-simulation mode of FMU is used to use the solver provided by OpenModelica environment.

The paper is organized as follows. Firstly, there is description of the FMU file in the section *FMU Structure*. Its structure, features are discussed in this section. Next, there is *Software for automatic FMU model implementation* section, which describes the issue of the model automatic implementation.

2 FMU STRUCTURE

FMU is open standard for model exchange among several custom simulation platforms [6]. The FMU file itself is an archive containing model description in *.xml file format, C sources files of the model, and compiled dynamic link libraries (*.dll, *.so). The model encapsulated in the FMU file is accessed by FMU interface (FMI) which is standardized. The interface is used for the simulation control (fetch inputs, do step, get outputs, etc.). It depends on how the FMU was exported from Modelica environment. In general, there are two approaches. First is FMU for model exchange only, that means thus only model was exported and if it contains any differential equations, or any other calculation (integration mainly), there need to be provided an external solver to handle this. Second approach is co-simulation. This means that model is encapsulated with the solver and FMI interface is mean only to control the simulation.

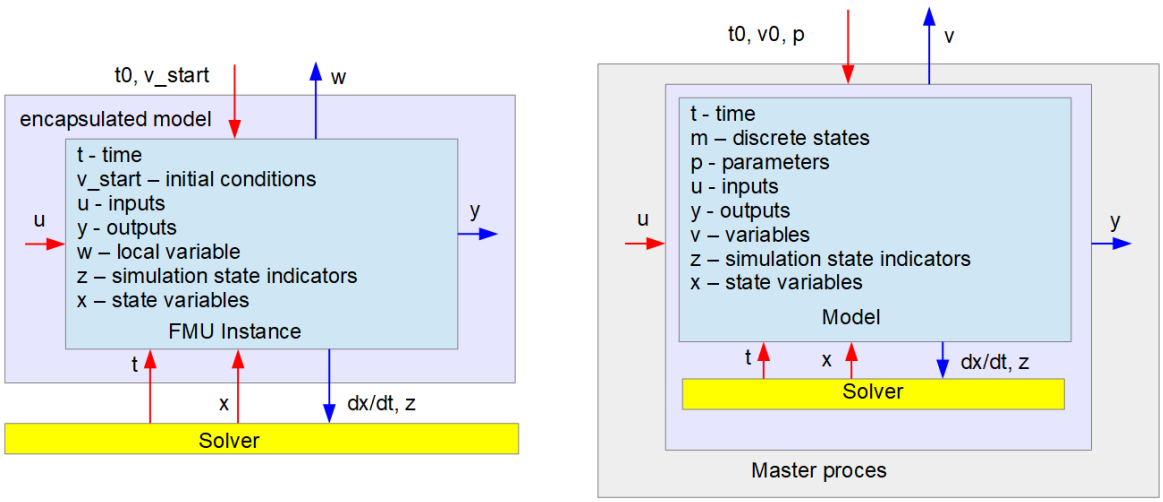


Figure 1: Model exchange model structure (left) and co-simulation model structure (right)

As mentioned above, FMU file is archive containing *.xml description file and source files. Description file contains GUID identification number for model handshake (instance creation), the name of the model, number of inputs and outputs of the model, number of internal variables and

states of the model. Another important information stored in the *.xml file is time horizon of the simulation and simulation step size (sampling period). All this information is defined during the model creation in the OpenModelica Connection Editor environment. Sources files could be split into two groups. The first one contains sources of the model itself. One of these is *<name>_FMU.c*, which creates an instance of the model. It also includes functions for parameters and variables handshake and ensures interconnection of the model source files with the FMI sources. As it was mentioned before, FMI ensures control of the model simulation, custom model parameter configuration, time horizon settings, and etc. The second group of source files are independent sources on the model and common for any model implemented, encapsulated in the FMU file. This group includes FMI sources, solver sources, additional functions for memory management and so on.

In the FMU archive, there is also a compiled model in dynamic link library form. That means, that there is *.dll or *.so file present, dependently on which platform (Windows or Linux) was the OpenModelica Connection Editor environment installed and FMU exported. Anyway, this library is compiled for x86/x64 platform and the desired platform is base on ARMv7 architecture, hence there is no importnat attention payed on this file within this paper.

It is important to mention, that the model, as it is exported in the FMU format, cannot run as a bare metal application on any platform. But the implementation expects some, kind of the operational system executing it.

Another important note, which must be kept on mind is, that OpenModelica environment has several restrictions of the model export. If the use of the Co-simulation is desired (which in this paper is), only FMU format version 2.0 could be used. Another restriction is thus OpenModelica Connection editor environment provides only Forward Euler solver for Co-simulation mode.

3 SOFTWARE FOR AUTOMATIC FMU MODEL IMPLEMENTATION

In order to get the model running on the NI CompactRIO platform, all the sources must be recompiled for the target ARMv7 architecture. There are two ways how to do it. The first one is to move all the sources from x86/x64 platform, where the model was created and FMU exported, onto the platform and run the compilation there. Then the second way is to use of the Cross-Compiler and stay on the x86/x64 platform, where the model was created and FMU file exported and run the compilation there. This platform was in the case of this paper a virtual PC with Ubuntu Linux distribution. To ease the recompilation as much as possible, there is an autogenerated makefile through the configuration script provided by OpenModelica Connection Editor environment. Unfortunately, the configure script and makefile are not ready for the Windows platform yet. This is the reason why the model creation and model recompilation must be done on the Linux platform. Another problem is caused by the National Instruments hardware driver support for Linux based systems. There is no driver software for Linux based systems. Due to these inconveniences, there must be switching between platforms (Linux/Windows). But the makefile support for Windwos from OpenModelica environment should be fixed in the future and hence, get rid of the necessity to recompile the model sources on the Linux platform. Once, when the sources are recompiled for ARMv7 architecture into the *.so file, there needs to a Master process be added to handle the simulation and the model. See Figure 1 for better view. The master process must get all necessary information from the *.xml file. The master process source is a template with the state machine inside. State machine is for the simulation handling. All information from the *.xml file is parsed into this template to create compilable source.

In order, to make these steps automatic, there are two scripts to handle this. The first one is aimed for the Linux platform and there for, it is a shell script *.sh. The purpose of the script is only to prepare makefile (define the compiler path, library extension, etc.), extract the source files from FMU archive, and run compilation. Then the compiled sources altogether with the *.xml file need to be moved onto the windows platform. The second script, extracts the information from the *.xml

file (name, number of the inputs and the outputs of the model, number of inner variables inside the model, etc.). Next the script modifies the master process template source and then, runs the compilation via the same Cross-Compiler, as the one used for the model recompilation on the Linux platform. Next operation done by script is opening the SSH communication channel and move the final application onto the NI CompactRIO and run it. Simulation results are stored on the CompactRIO and after finishing the simulation, it is moved through SSH to the *.log file, situated on the host PC. Figure 2 highlights the procedure.

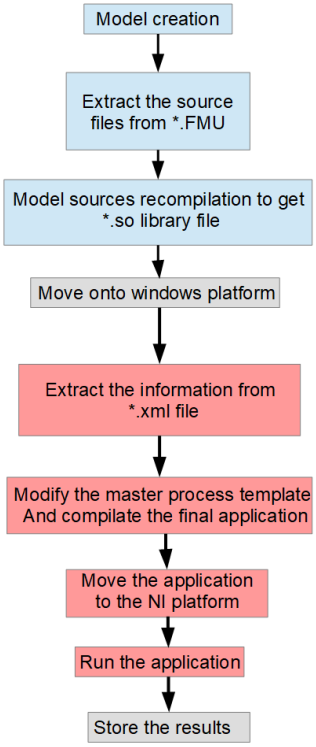


Figure 2: Automatic model implementation procedure

For better understanding, the blue blocks represent part which is done on the Linux platform and the red blocks represent part which is done on the Windows platform. Extra attention must be paid to step *Model creation*. It very depends on which Platform (Windows or Linux) is this step done. Because in dependency on the chosen platform, the appropriate makefile is enclosed to the FMU. On the other hand, once the model sources are recompiled into the dynamic link library form (*.so or *.dll), the final application (*Modify the master process template and compilate the final application* step) can be created

and compilated on both platforms (Windows, Linux). The compilation is platform independent process because of use the National Instruments Cross compilator. But for any operation with CompactRIO platform (SSH connection excluded) National Instruments drivers and hence, the Windows platform needs to be used.

4 CONCLUSION

This paper presented a way how to approach to the automatic model implementation using the model from OpenModelica Connection editor environment. Using the FMU standard and Co-simulation mode with solver included. Approach presented in this paper uses the NI CompactRIO as a target platform with ARMv7 architecture and real-time operation system on it. With the real-time functionality, the model implementation could be used as a basic element for the HIL simulation. The big advantage of this approach, thus it uses the OpenModelica environment, which is free and hence, no extra resources need to be spent on the modeling tools. Unfortunately, due the problem with the makefiles for custom recompilation of the models exported from OpenModelica environment, it is impossible to recompile the models on the Windows platform and Linux based system needs to be used. On the other hand, National Instruments does not officially provides any driver for its hardware for the Linux based platform. This platform inconsistency leads to the fact, that whole procedure cannot be done automatic and in certain point, the whole job must be moved to the different platform by human. This problem should be fixed by providing the finished makefiles for model sources recompilation by OpenModelica. For now, only elementary test tamplete is used. The template only runs the simulation as it is with no extra post parameter changing (change of time horizon for instance). The goal of the future work is create a modular-like template to give more options to run and control the simulation of the model.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - „Industry 4.0 in automation and cybernetics" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

[1] TAVANA, Nariman Roshandel and Venkata DINAVAHI. Real-Time Nonlinear Magnetic Equivalent Circuit Model of Induction Machine on FPGA for Hardware-in-the-Loop Simulation. *IEEE Transactions on Energy Conversion* [online]. 2016, **31**(2), 520-530 [cit. 2017- 07-24]. DOI: 10.1109/TEC.2015.2514099. ISSN 0885-8969. URL: http://ieeexplore.ieee.org/document/7381688/

[2] DUMAN, Erkan, Hayrettin CAN and Erhan AKIN. FPGA based Hardware-in-the-Loop (HIL) simulation of induction machine model. 2014 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition [online]. IEEE, 2014, , 616-621 [cit. 2017-07- 24]. DOI: 10.1109/EPEPEMC.2014.6980564. ISBN 978-1-4799-2060-0. URL: http://ieeexplore.ieee.org/document/6980564/

[3] MEWS, Marcus, Jaroslav SVACINA and Stephan WEILEDER. From AUTOSAR Models to Co-simulation for MiL-Testing in the Automotive Domain. 2012 IEEE Fifth International Conference on Software Testing, Verification and Validation [online]. IEEE, 2012, , 519-528 [cit. 2017- 07-24]. DOI: 10.1109/ICST.2012.137. ISBN 978-0-7695-4670-4. URL: http://ieeexplore.ieee.org/document/6200149/A

[4] "OpenModelica", *OpenModelica*, 2018. [Online]. Available: https://www.OpenModelica.org/. [Accessed: 13-Mar.-2018].

[5] "NI cRIO-9068", *Zone.ni.com*, 2018. [Online]. Available: http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/373197K-01/cserieshelp/ni_9068/. [Accessed: 13-Mar.-2018].

[6] "Functional Mock-up Interface for Model Exchange and Co-Simulation", in *Fmi-standard*, 2018.

DATA ACQUISITION SENSORY FRAMEWORK FOR AUTONOMOUS ROBOTS

Adam Ligocki
Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT
E-mail: xligoc01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Luděk Žalud
E-mail: zalud@feec.vutbr.cz

Abstract: In this paper there are described the basic hardware idea of complex sensory framework design and construction. This framework will be used to develop high bandwidth data acquisition system in the first phase and lately to use collected data to propose highly antonomous algorithms for field-operating robots. Entire system is divided into four parts. The scalable sensory cluster with highly modular architecture which allows to connect practically arbitrary number of sensing devices, the data acquisition unit, high computational power computer which aggregates all sensor data, preprocess them and storage them in database to provide future access and usage for following applications. The third part is interconnecting network, which provides high bandwidth communication channels to exchange data between sensors and central computer. The last part is battery-based power supply system designed to fulfill 500W energy requirements of entire mobile framework system.

Keywords: Data Acquisition, Camera, LiDAR, IMU, GNSS, Odometry, Data Fusion

1 INTRODUCTION

This paper describes the basic concepts of data acquisition framework which is initial part of the new project of the Robotics and Artificial Inteligence research group of Department of Control and Instrumentation of FEEC BUT .

This first phase of the entire long-term project is aimed to design sensory framework and high bandwidth data acquisition system. This task includes problems like proper sensor selection with wide range of output data types, communication channel that would interconnect sensors with acquisition unit and finaly desing and realization of the acquisition unit.

2 AUTONOMOUS ROBOTS

Robotics and AI research group is long-time focusing on developing robotic systems with high level of autonomy and human independent behavior. Let's mention for example the ATEROS [7] robotic system, which is primarily designed to operate in environments which are dangerous for human beings, like radiation or chemical contaminated surroundings called Urban Search and Rescue (USAR). ATEROS consists of more types of robots to cover different types of mission requirements. In this days this system is succesfully deployed in military sector [5].

To make system even more autonomous there is need to provide to the ATEROS member robots like Orpheus[6] the informations and data acquisition about their surrounding environment that would be used in more complex mission planning algorithms or better environment visualization for operator who is supervising entire mission.

This sensory framework will be primarly used to develope new technical approaches to collect large amount of data and in the second phase this data will be used to develop new algorithms for au-

tonomous robot behavior and data fusion by using wide range of various sensory types.

3 CONCEPT

As shown in Figure 1, system is divided into four separated logical structures. The first cluster contains all sensors which are installed on the framework. Each sensor entity represents the physical sensor (HW) as well as the software driver (SW), which provides communication interface between sensor and data acquisition unit. Sensor list is described more in detail in section 4. The second part of framework is Power Supply block. Because of mobile purpose of this project when framework will be very often installed on mobile robost or platforms, there will be no access to electrical grid so we have to ensure solid battery power supplement.

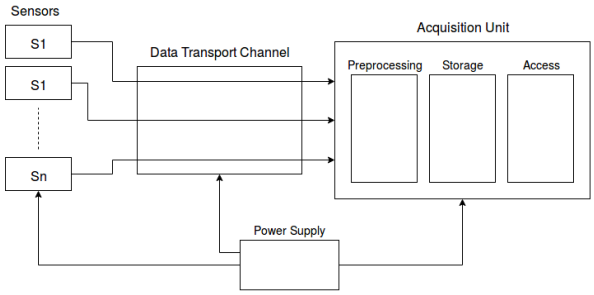


Figure 1: Data acquisition system schematic.

3.1 NETWORK

The network cluster is aiming on data flow and information transition between every single sensor and central acquisition unit. The communication network between endnodes have to provide very high data bandwith because current configuration of all sensors generates nearly 10Gb/s data flow, which could even expand in the future.

Entire communication is deployed on TCP/IP and UDP/IP protocol and physicaly all sensors are connected to network by FTP Patch cable with CAT6 standart and RJ45 end cap.

As a central point of this block the configurable switch DGS-1510-20 has been choosen. It has sixteen common 1Gb/s ports which should cover all in the future installed sensors and two 10Gb/s SPF+ ports, which will be used as a main input channel into data acquisition unit where all data flow will be agregated into single link. For short distances the 10Gb/s channel will be realised by cooper twisted pair. For longer distance communication it could be replaced by the optical interface. Internal data bandwidth of mentioned switch is 76Gb/s which is far larger than we currently expect.

3.2 ACQUISITION UNIT

The acquisition unit is the core of entire sensory framework. It collects all sensor data and process them in the way that other systems can use this collected data for their specific task.

In our case acquisition unit is common PC architeture computer, but during configuration specification there were very strong requirements for high computational power and strong paralelism so the high number of concurency tasks and data processing processes could operate at the same time. For this purpose the high-end CPU and GPU have been choosen, specifically the 32-thread AMD RYZEN Threadripper 1950X CPU at 4GHz core frequency and 64 PCIe lines and NVidia GTX 1080Ti graphic card with 3584 stream processors, Cuda technology and 11GB of memory.

Configuration above provides very high computation power but also this hardware has very high power consumption (talking about 400W in peak) which is quite chellenging to fill them up with battery powered system.

3.3 POWER SOURCE

Sumarizing all the elements tohether, the total power consumption is approximetly about 500W in peak. As a solution the Li-pol batery concept has beep proposed.

There has been proposed original batery packag. It contains 30 Li-pol cells, which are organised in five branches by six cells in a series. Every cell has 3500mAh capacity and is able to provide 2C discharge current. In five branchech for single batery pack it gives 22.8V by 35A which is nearly 798W power in peak. Also total capacity of this single battery pack is 399Wh so it is able to power entire sensory framework for nearly 50 minutes.

4 SENSORS

4.1 CAMERAS

Cameras are the backbone of entire sensory grid. For our solution the layout of 5 cameras has beed proposed. Two devices are frontal, so there is possibility to use precise stereo vision in front of the robot.

The main feature of the camera sensor cluster is that all cameras are proposed in a way that they create 360deg field of view (FoV). This is very useful bacause it gives us large amount of data about surrounding environment and in the future there will be a possibility to develop very sophisticated algorithms based on all-direction vision.

The layout of all cameras is shown in Figure 2. The front cameras have appproximitly 70 deg FoV and the two lateral cameras and the rear one are proposed to have about 120deg FoV so the entire system will have full 360 deg vision information. For this puprpose it will be nececary to implement camera image registration tool which will be able to connect all five images into single panoramic mosaic.

4.2 LIDARS

LiDAR is laser based time of flight (ToF) sensor which measures distance to the obsteacle by raycasting laser beams and measuring time in which the beam returns.

For this project two Velodyne HDl-32e sensors had been choosen. Every sensor has 360 deg Fov with 0.2 deg resolution and 41.33 deg of vertical FoV with 1.33 deg resolution. Every sensor has a GNSS time synchronisation, so the output data has us precision time stamp synchronisation.

Every LiDAR steams about 30Mb/s which requires 100Mb/s physical link.

It is also very important that Velodyne rotates ten times per second so the entire 360 deg measurement takes 100ms. If this solution will be deployed on robots or cars that are moving several meters per second, the large translation distorcion large could appear and it has to be compensated.

4.3 IMU

Inertial unit is used to precise rotation estimation of the entire framework (roll, pitch, yaw angles) as well as short therm dynamic acceleration data. This data mentioned above will help to cempensate measurement error like for example camera to ground projection, or LiDAR's point cloud prepro-

cessing. For this project Xsens MTi-G-710 unit has been choset. I provides output data with 2kHz frequency and precision of 0.2 deg/s for gyro and 5mg for acceleromenter.

4.4 GNSS

To extimate absolute robot position there will be installed Trimble BC982 GNSS receiver with a pair of differencial antennas. This device is compatibile with GPS L5, GLONASS L3, and Galileo signals. Durign good conditions this device provides 5cm RMS precision.

With two receiver antennas located one meter from each other it is also possible to estimate robot asimut with few degrees precision. This information can be used for long-term gyro yaw angle drift compensation.

4.5 ODOMETRY

Odometry is proposed in a way that external data source will be sending data about wheels rotation into acquisition unit and central will be calculating the motion model in realtime [4]. In this case we can think about odometry as a abstract sensor, which will be implemented as a wrapper above physical encoders.

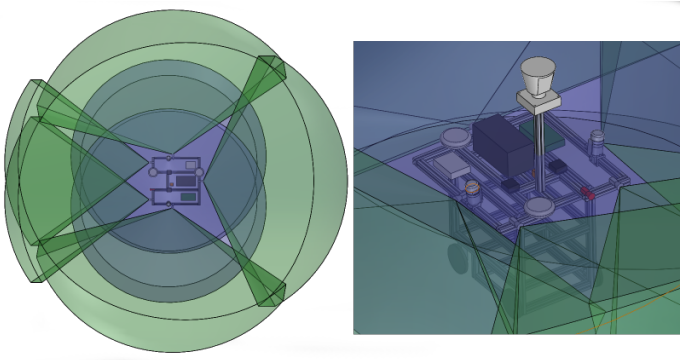


Figure 2: Floor plan and real deployment visualization of proposed sensory framework hardware. Green: Proposed FoV of cameras. The edge of frame is one meter long.

5 RELATED WORKS

The main inspiration for this framework comes form [2]. This benchmark dataset represents the current state-of-art database of self-driving-car oriented learning data. There are benchmarks to test odometry, camera and LiDAR based object detection, tracking and clasification, etc. This project is aiming to be able to create large scale learning data for autonomous robots, like [1] or [3].

6 CONCLUSION

During this project the hardware concept of complex sensory framework has been theoreticaly proposed and the prototype has been physicly realised. (shown at Figure <image>). The main frame is made out of dural profile to ensure wigh durabiliti and low weight. The most of the devices are mounted to the schasee by 3D printed PLA costruction elements, so entire framework is very easly disassembled. Network TCP/UDP communication is based on configurable switch withc 1 and 10Gb/s ports and with 76Gb/s maximum bandwidth capacity. All connection are realizeb by RF45 patch cables of CAT6 standard. The acquisition unit is highly paralelized PC computer platform with

32 thread 4GHz AMD procesor and NVidia 1080Ti. The whole hardware configuration is powered by two 400Wh Li-pol battery packs.

Final product has been mounted on experimental robotic platform and wide range of power consuption and network connectivity tests have been performed, all with positive results.

In the future this plaftorm will be used to generate large scale learning and validation datasets to develop new authonomous algorithms for wide range of robotics puposes.



Figure 3: First version of real deployment of sensory framework.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - „Industry 4.0 in automation and cybernetics" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

[1] M. Cordts, M. Enzweiler, R. Benenson, S. Ramos, T. Scharw, U. Franke, S. Roth, D. a. G. R, T. U. Darmstadt, M. P. I. Informatics, and T. U. Dresden. The Cityscapes Dataset. *Cvpr*, 2015.

[2] A. Geiger, P. Lenz, C. Stiller, and R. Urtasun. Vision meets robotics: The KITTI dataset. *International Journal of Robotics Research*, 32(11):1231–1237, 2013.

[3] W. Maddern, G. Pascoe, C. Linegar, and P. Newman. 1 year, 1000 km: The Oxford RobotCar dataset. *International Journal of Robotics Research*, 36(1):3–15, 2017.

[4] S. Thrun, W. Burgard, and D. Fox. Probabilistic robotics (intelligent robotics and autonomous agents series). *Intelligent robotics and autonomous agents, The MIT . . .* , 45:52, 2005.

[5] L. Zalud. Orpheus - Universal reconnaissance teleoperated robot. In Nardi, D and Riedmiller, M and Sammut, C and SantosVictor, J, editor, *ROBOCUP 2004: ROBOT SOCCER WORLD CUP VIII*, volume 3276 of *LECTURE NOTES IN COMPUTER SCIENCE*, pages 491–498, HEIDELBERGER PLATZ 3, D-14197 BERLIN, GERMANY, 2005. SPRINGER-VERLAG BERLIN.

[6] L. Zalud. Orpheus - Universal reconnaissance teleoperated robot. In Nardi, D and Riedmiller, M and Sammut, C and SantosVictor, J, editor, *ROBOCUP 2004: ROBOT SOCCER WORLD CUP VIII*, volume 3276 of *LECTURE NOTES IN COMPUTER SCIENCE*, pages 491–498, HEIDELBERGER PLATZ 3, D-14197 BERLIN, GERMANY, 2005. SPRINGER-VERLAG BERLIN.

[7] L. Zalud. ARGOS - System for heterogeneous mobile robot teleoperation. In *IEEE International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pages 211–216, 2006.

IMAGE BIT-DEPTH EXPANSION METHOD BASED ON SPARSE REPRESENTATIONS

Pavel Záviška
Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT
E-mail: xzavis01@vutbr.cz

Supervised by: Pavel Rajmic
E-mail: rajmic@vutbr.cz

Abstract: In this paper, a method for restoration of low bit-depth images based on sparse representations is presented. Proposed method is independent on the transform used, however for the purposes of experiments, Discrete Cosine Transform (DCT) and Discrete Wavelet Transform (DWT) are used. The experiments show that our method enhances the visual quality of low bit-depth images and performs better, in terms of PSNR, than basic bit-depth expansion methods.

Keywords: Image processing, Bit-depth expansion, Quantization, False Contours, Sparse Representations, Douglas-Rachford Algorithm

1 INTRODUCTION

The term bit-depth denotes the number of bits used to represent the color value of the pixel, i.e. the number of quantization levels. Standard bit-depth is usually 8 bits per channel (bpc) which means 24 bits per pixel (bpp) for the color image. However, some low-end devices capture only 16 bpp images, where Red, Green and Blue are represented by 5, 6, and 5 bits, correspondingly. Such devices usually suffer from poor image quality due to visual artifacts caused by low bit-depth (LBD). The main problems of LBD images are a sparse histogram, causing displaying only a part of all colors possible, and the visually annoying false contours artifact (also called posterization) that affects mainly low-frequency components of the image and displays hard transitions instead of smooth gradients.

To achieve a sufficient visual quality, it is necessary to perform a bit-depth expansion that approximates the original (non-quantized) image as closely as possible, which in the case of LBD image restoration reduces the false contour artifact as well.

In the past, several methods have been introduced to increase the bit-depth of images. Some of the simplest methods like Zero padding [6], Multiplication by an ideal gain [6] or Bit-replication [8] perform only color mapping which does not increase the number of used colors and therefore do not help to improve the contouring problem. Other, more sophisticated methods, are based on image filtering [1, 4, 7], flooding [3, 9], probability [5] or optimization [10].

In this paper, a method exploiting the sparsity prior is introduced and compared with basic bit-depth expansion methods.

2 SPARSE REPRESENTATIONS

Methods based on sparse representations assume that a signal $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^N$ can be approximated by linear combination of a few columns of a dictionary $\mathbf{D} \in \mathbb{C}^{N \times P}$, i.e. $\mathbf{y} \approx \mathbf{D}\mathbf{x}$, where $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^P$ has only a few non-zero coefficients (is sparse). These methods basically solve a linear equation $\mathbf{D}\mathbf{x} = \mathbf{y}$ with the requirement that $\mathbf{x}$ is sparse. That leads to optimization task

$$\arg\min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{x}\|_0 \quad \text{s.t.} \quad \mathbf{D}\mathbf{x} = \mathbf{y}. \tag{1}$$

This task can be extended by adding additional constraints depending on a specific application (denoising, inpainting, etc.). Images can be also processed by vectorizing a pixel matrix. These methods have found wide use in image processing, signal processing, machine learning, and many more applications.

Finding the sparsest solution of (1) is NP-hard, nevertheless, there exist several algorithms that approximate the solution. The computation cost is redeemed with a slight inaccuracy. In this paper, we use proximal algorithms [2], which are iterative algorithms designed to find a minimum of a sum of functions by sequential evaluation of proximal operators associated to each minimized function.

3 PROBLEM FORMULATION

Assume $\mathbf{y}$ represents the original analog signal that has been uniformly quantized with the quantization step α. The quantized signal will be denoted $\mathbf{y}_\mathrm{q}$. From the definition of uniform quantization can be assumed, that the samples of $\mathbf{y}$ must have lied in the range from $-\alpha/2$ to $\alpha/2$ from the respective quantization level. Thus, it is desirable to find samples fulfilling the following condition:

$$\forall i : -\alpha/2 \leq [\mathbf{y}_\mathrm{q}]_i - [\mathbf{D}\mathbf{x}]_i \leq \alpha/2, \tag{2}$$

where $[\cdot]_i$ denotes i-th element of the vector.

In this paper, we surrogate the non-convex ℓ_0-norm with the closest convex norm, which is the ℓ_1-norm. To enforce condition (2), we use the ℓ_∞-norm selecting the largest value of the vector, i.e. if the largest difference is smaller than $\alpha/2$, all other samples must fulfill the condition as well. This leads to following convex optimization problem:

$$\arg\min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{x}\|_1 \quad \text{s.t.} \quad \|\mathbf{y}_\mathrm{q} - \mathbf{D}\mathbf{x}\|_\infty \leq \alpha/2. \tag{3}$$

4 SPARSE DEQUANTIZATION ALGORITHM

4.1 DOUGLAS-RACHFORD ALGORITHM

To solve the optimization problem (3) by a proximal algorithm, it is necessary to convert this problem to the unconstrained form, where both requested properties (sparsity and additional constraint (2)) are expressed as a sum of two functions. The unconstrained form of optimization task (3) is:

$$\arg\min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{x}\|_1 + \iota_C(\mathbf{x}), \tag{4}$$

where we define C as the set of all feasible solutions satisfying (2), i.e.

$$C = \{\mathbf{x} \mid \|\mathbf{y}_\mathrm{q} - \mathbf{D}\mathbf{x}\|_\infty \leq \alpha/2\} \tag{5}$$

and $\iota_C(\mathbf{x})$ denotes the indicator function returning zero if $\mathbf{x} \in C$ and ∞ otherwise. If projection onto C is available, the optimization task (4) can be solved by the Douglas-Rachford algorithm [2] shown in Algorithm 1.

Algorithm 1: Douglas-Rachford algorithm solving (4)

Input: Set starting point $\mathbf{x}_0 \in \mathbb{R}^N$.
Set parameters $\lambda = 1, \gamma > 0$.
for $i = 0, 1, \ldots$ **do**
  $\tilde{\mathbf{x}}^{(n)} = \mathrm{proj}_C \mathbf{x}^{(n)}$
  $\mathbf{x}^{(n+1)} = \mathbf{x}^{(n)} + \lambda \left(\mathrm{soft}_\gamma(2\tilde{\mathbf{x}}^{(n)} - \mathbf{x}^{(n)}) - \mathbf{x}^{(n)}\right)$
return $\mathbf{x}^{(n+1)}$

4.2 PROXIMAL OPERATORS

The Douglas-Rachford algorithm in Algorithm 1 uses two proximal operators in each iteration. Firstly, it is the soft thresholding $\text{soft}_\lambda(\mathbf{c})$, which is a proximal operator of ℓ_1-norm, enforcing the reconstructed signal to be sparse. This operator is defined as:

$$\text{soft}_\gamma(\mathbf{c}) = \begin{cases} \text{sgn}(\mathbf{c})\,(|\mathbf{c}| - \gamma) & \text{if} \quad |\mathbf{c}| > \gamma, \\ 0 & \text{if} \quad |\mathbf{c}| \leq \gamma \end{cases} \tag{6}$$

and is applied element-wise to each element of $\mathbf{c}$. Secondly, a projection onto C is evaluated in each iteration, which is a proximal operator of indicator function ι_C, enforcing the reconstructed signal to fulfill (2). To find the projection $\text{proj}_C(\mathbf{x})$ means to solve the optimization task

$$\arg\min_{\mathbf{z}} \|\mathbf{x} - \mathbf{z}\|_2 \quad \text{s.t.} \quad \mathbf{z} \in C, \tag{7}$$

that can be computed using a quadratic programming, for instance. This approach is possible, however, the computational cost is quite expensive. However, in the particular case of orthonormal basis by exploiting the unitary property, the task (7) can be written as:

$$\hat{\mathbf{z}} = \arg\min_{\mathbf{z}} \|\mathbf{D}\mathbf{x} - \mathbf{D}\mathbf{z}\|_2 \quad \text{s.t.} \quad \mathbf{z} \in C. \tag{8}$$

If we substitute $\mathbf{D}\mathbf{z}$ with $\mathbf{u}$, i.e. $\mathbf{z} = \mathbf{D}^{-1}\mathbf{u}$, we obtain the equivalent problem:

$$\hat{\mathbf{z}} = \mathbf{D}^{-1} \cdot \arg\min_{\mathbf{u}} \|\mathbf{D}\mathbf{x} - \mathbf{u}\|_2 \quad \text{s.t.} \quad \mathbf{u} \in \mathbf{D} \cdot C, \tag{9}$$

which can be rewritten into form:

$$\text{proj}_C(\mathbf{x}) = \mathbf{D}^{-1} \cdot \text{proj}_{\mathbf{D}\cdot C}(\mathbf{D}\mathbf{x}), \tag{10}$$

where the symbolic term $\text{proj}_{\mathbf{D}\cdot C}(\mathbf{D}\mathbf{x})$ is simple element-wise mapping in the domain of pixels.

5 EXPERIMENTS AND RESULTS

For the experiments, we selected 5 different greyscale images, 512×512 pixels in size and 8 bpc bit-depth that are standard testing images in image processing (Baboon, Boat, Lena, Peppers and Sunset). These images represent either images with high details such as Baboon and also images with very slow gradients, such as Sunset.

We created LBD images ($\mathbf{I}_L$) from original 8 bpc images ($\mathbf{I}_H$) according to

$$\mathbf{I}_L = \left\lfloor \frac{\mathbf{I}_H}{2^{(H-L)}} \right\rfloor, \tag{11}$$

where H and L denotes bit-depth of original and LBD image, respectively. These LBD images were restored by the proposed algorithm with the Discrete Cosine Transform (DCT) and the Discrete Wavelet Transform (DWT) with the wavelet Daubechies5 as the dictionary $\mathbf{D}$. We performed 2 sets of tests for bit-depth expansion: 2 bpc to 8 bpc and 4 bpc to 8 bpc. Results of 4 to 8 bpc bit-depth expansion by proposed algorithm for Lena and Sunset images are presented in Fig. 1 and Fig. 2, respectively.

The quality of image restoration was evaluated by Peak Signal to Noise Ratio (PSNR) which for 8 bpc images is given by:

$$\text{PSNR} = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{255^2}{\text{MSE}}\right), \tag{12}$$

where MSE is a Mean Squared Error which is defined for two greyscale images $\mathbf{I}$ and $\mathbf{K}$ with $m \times n$ pixels as:

$$\text{MSE} = \frac{1}{mn}\sum_{i=0}^{m-1}\sum_{j=0}^{n-1} \|\mathbf{I}(i,j) - \mathbf{K}(i,j)\|^2. \tag{13}$$



(a) Original 8-bit image **(b)** Quantized 4-bit image **(c)** Restored (DCT) **(d)** Restored (DWT)

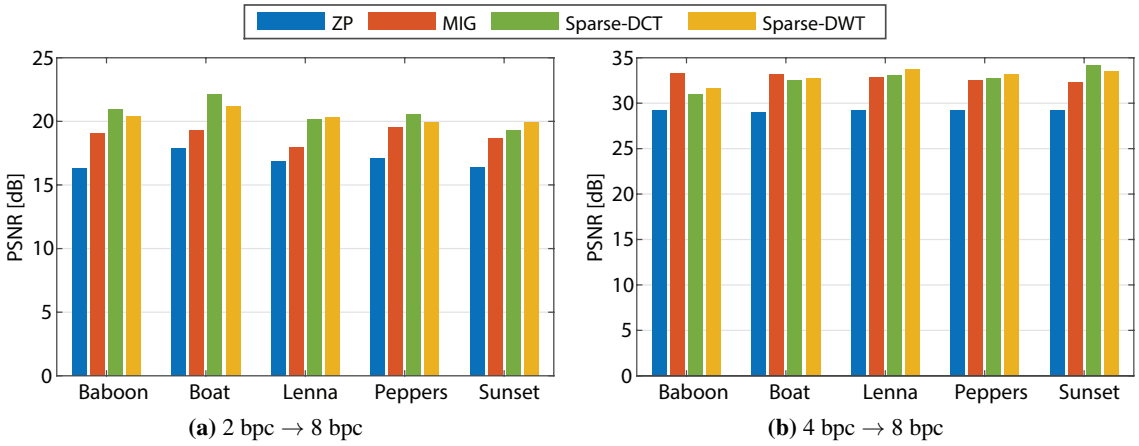
Figure 1: Results of proposed method on Lena image.



(a) Original 8-bit image **(b)** Quantized 4-bit image **(c)** Restored (DCT) **(d)** Restored (DWT)

Figure 2: Results of proposed method on Sunset image.

Fig. 3 presents PSNR results for 5 tested images and bit-depth expansion from 2 to 8 bpc (3a) and from 4 to 8 bpc (3b). For the comparison purposes, the graphs also contain PSNR values of ZP and MIG methods. The graphs indicate that for highly distorted images (2 to 8 bits restoration), the DCT performs somewhat better than Wavelets. On the contrary, in the second test set (from 4 to 8 bpc) the DWT has obtained slightly higher PSNR values. Only when restoring high-detailed images (Baboon and Boat) from 4 bpc, MIG obtained the highest PSNR of all tested methods. The explanation of this effect is a fact that on high-detailed images the false contouring effect is not present, therefore a simple color mapping can be the most similar to the original image and thus get the highest PSNR values.



(a) 2 bpc → 8 bpc **(b)** 4 bpc → 8 bpc

Figure 3: PSNR results for bit-depth expansion for 5 testing images. Here ZP refers to Zero-Padding [6], MIG refers to Multiplication by an ideal gain [6], Sparse-DCT and Sparse-DWT refer to the proposed Sparse method with the usage of DCT and DWT basis as a dictionary.

6 CONCLUSION

In this work, a sparse method for restoring low bit-depth images, i.e. for bit-depth expansion was introduced. This method uses the Douglas-Rachford algorithm to solve the dequantization optimization problem. As a dictionary, practically any type of transform can be used, however, on account of the computational cost of the projection step, we used the DCT and the DWT orthonormal transforms. The proposed method can be used from any bit-depth to any bit-depth expansion. It can also be used for color images by applying on each component (R, G and B) separately.

Experiments performed on 5 greyscale images for bit-depth expansion from 2 and 4 to 8 bpc yield satisfactory results and indicate that the proposed method overcomes basic bit-depth expansion methods like ZP or MIG in terms of PSNR and also in subjective image quality.

Comparing two used transforms, the DCT slightly tends to add some noise to the restored images. On the contrary, the DWT smoothes some details from the restored image and sometimes adds some unwanted artifacts. Thus, further work might be devoted to finding an optimal dictionary for this purpose or to use redundant systems (frames) instead of the orthonormal basis.

REFERENCES

[1] AU, O. C.; FU, M. S.; WONG, P. H. W.; WONG J. W. C.; GUO, Z. Hybrid Inverse Halftoning using Adaptive Filtering. *Circuits and Systems* [online]. 1999, pp. 259–262, print ISBN: 0-7803-5471-0.

[2] COMBETTES, L. P.; PESQUET, J. C.: *Proximal splitting methods in signal processing*. Fixed-Point Algorithms for Inverse Problems in Science and Engineering, 2011, p. 28.

[3] CHENG, Ch.; AU, O. C.; LIU, Ch.; YIP, K. Bit-depth Expansion By Contour Region Reconstruction. *Circuits and Systems* [online]. 2009, pp. 944–947, E-ISBN: 978-1-4244-3828-0.

[4] LIU, Ch. H.; AU, O. C.; WONG P. H. W.; KUNG, M. C.; CHAO, S. Ch. Bit-Depth Expansion By Adaptive Filter. *Circuits and Systems* [online]. 2008, pp. 496–499, E-ISBN: 978-1-4244-1684-4.

[5] MITTAL, G.; JAKHETIYA, V.; JAISWAL, S. P.; AU, O. C.; TIWARI, A. K.; WEI, D. Bit-Depth Expansion Using Minimum Risk Based Classification. *Visual Communications and Image Processing (VCIP)* [online]. 2012, pp. 1–5, E-ISBN: 978-1-4673-4406-7.

[6] QIAO, M.; WANG, W.; NG, M. K. A Variational Method for Expanding the Bit-Depth of Low Contrast Image. *Energy minimization methods in computer vision and pattern recognition: 9th International Conference, EMMCVPR 2013* Lund, Sweden. 1st edition. 2013, pp. 54–65, ISBN: 3642403948.

[7] TAGUCHI, A.; NISHIYAMA, J. Bit-Length Expansion By Inverse Quantization Process. *Signal Processing Conference (EUSIPCO)* [online]. 2012, pp. 1543–1547, ISSN: 2219-5491.

[8] ULICHNEY, R.; CHEUNG, S. Pixel Bit-Depth Increase by Bit Replication. *Proc. Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers* [online]. 1998.

[9] WAN, P.; AU, O. C.; TANG, K.; GUO, Y.; FANG, L. From 2D Extrapolation to 1D Interpolation: Content Adaptive Bit-Depth Expansion. *2012 IEEE International Conference on Multimedia and Expo (ICME)* [online]. 2012, pp. 170–175, ISSN: 1945-7871.

[10] WAN, P.; CHEUNG, G.; FLORENCIO, D.; ZHANG, C.; AU, O. C. Image bit-depth enhancement via maximum-a-posteriori estimation of graph AC component. *2014 IEEE International Conference on Image Processing (ICIP)* [online]. Paris, 2014, pp. 4052–4056.

NEW METHODOLOGY OF PARKINSONIC DYSGRAPHIA ANALYSIS BY ONLINE HANDWRITING USING FRACTIONAL DERIVATIVES

Ján Mucha
Doctoral Degree Programme (2.), FEEC BUT
E-mail: xmucha05@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdeněk Smékal
E-mail: smekal@feec.vutbr.cz

Abstract: Parkinson's disease (PD) is the second most frequent neurodegenerative disorder. One typical hallmark of PD is disruption in execution of practised skills such as handwriting. This paper introduces a new methodology of kinematic features calculation based on fractional derivatives applied on PD handwriting. Discrimination power of basic kinematic features (velocity, acceleration, jerk) was evaluated by classification analysis (using support vector machines and random forests). For this purpose, 37 PD patients and 38 healthy controls were enrolled. In comparison to results reported in other works, we proved that FDE in online handwriting analysis brings promising improvements. The best result of multivariate analysis was achieved with 83.89 % classification accuracy in combination with 5 features using only one handwriting task (overlapped circles). This study reveals an impact of fractional derivatives based features in analysis of Parkinsonic dysgraphia.

Keywords: Binary classification; fractal calculus; fractional derivative; online handwriting; overlapped circles; Parkinson's disease

1 INTRODUCTION

Parkinson's disease (PD) is a progressive neurodegenerative disorder with prevalence rate estimated to approximately 1.5 % for people aged over 65 years [1]. The most significant biological finding associated with the disease is a rapid degeneration of dopaminergic cells in *substancia nigra pars compacta* [2], however the exact pathophysiological cause of PD has not yet been discovered. The cardinal motor symptoms incorporate tremor in rest, rigidity, bradykinesia, and loss of postural reflexes. Also, PD accompanies several non-motor symptoms such as sleep disorders, cognitive deficits, depression, dementia, etc. [3].

Handwriting is a highly skilled and complex coordinated motor activity [4]. Considering motor dysfunctions in people suffering from PD some recent studies have suggested that handwriting can be used as a significant biomarker for PD diagnosing [5]. PD patients tend to perform sequential movements in a more segmented fashion. Continuous handwriting and similar motor tasks are performed more slowly than in a healthy case and hesitations and pauses are more often observed [6]. Because the disorders are not limited to micrographia only, Letanneux et al. (2014) introduced a more general term: PD dysgraphia [7].

Several tasks were proposed for analysis of PD handwriting such as the Archimedean spiral, overlapped circles, characters, words or sentences [3, 4, 8]. Discrimination power of handwriting features in previous related papers (2014–now) were evaluated by correlation analysis (Spearman) [8, 9], classification analysis (SVM, ANN, K-NN) [3, 4, 10, 11] or analysis of variance (ANOVA) [12, 9]. For the purpose of this work, overlapped circles task was selected.

The aim of this paper is to introduce advanced kinematic features that replace the conventional ones

by utilizing fractional derivative (FDE) and to confirm our previous results. The potential of FDE in PD dysgraphia quantification is demonstrated by classification analysis and a discrimination power of the newly designed features is compared with a baseline [3, 4, 10, 11].

2 MATERIALS AND METHODS

2.1 DATASET

The dataset consisted of 75 participants: 38 healthy controls (HC) with (mean $\pm$ std) age: 62.42 $\pm$ 11.24 years, and 37 PD patients with (mean $\pm$ std) age: 69.32 $\pm$ 10.82 years, PD duration: 8.38 $\pm$ 4.73 years, UPDRS V (Unified Parkinson's disease rating scale, part V: Modified Hoehn & Yahr staging score): 2.27 $\pm$ 0.83 and LED (L-dopa equivalent daily dose): 1432.19 $\pm$ 695.19 mg. The participants were enrolled at the First Department of Neurology, St. Anne's University Hospital in Brno, Czech Republic. All participants reported Czech language as their native language and all participants were right-handed. The PD patients completed the tasks approximately 1 hour after their regular L-dopa medication. All participants signed an informed consent form approved by the local ethics committee.

2.2 DATA ACQUISITION

The overlapped circles task is a part of the PaHaW database [3]. Participants had several attempts for drawing the overlapped circles where the last attempt was taken for analysis. Online handwriting signals were recorded using the Intuos 4M (Wacom technology) digitizing tablet, with sampling rate 100 Hz. The tablet was overlaid with an empty paper template. The following features were acquired (time sequences): x and y coordinates – $x[t]$, $y[t]$; time-stamp – t; in-air/on-surface status – $b[t]$; pressure – $p[t]$; azimuth $az[t]$; and tilt $al[t]$.

2.3 FRACTIONAL DERIVATIVE

There are several approaches of calculation FDE [13, 14]. In this paper, the implementation of FDE by Jonathan Hadida, which follows the Grünwald-Letnikov approximation was used. The Grünwald-Letnikov approximation reads [14]:

$$D^{\alpha}y(t) = \lim_{h\to 0} \frac{1}{h^{\alpha}} \Delta_h^{\alpha} y(t), \tag{1}$$

where $D^{\alpha}y(t)$ means a derivative with order α of function $y(t)$, and h represents sampling lattice. In our case, the FDE substitutes the conventional differential derivative during calculation of the kinematic features. A detailed description of the FDE can be found at [13, 14].

2.4 HANDWRITING FEATURES

To demonstrate the impact of FDE in analysis of PD dysgraphia only basic on-surface kinematic features were extracted [3, 4]: velocity, acceleration, jerk and their horizontal and vertical variants. These features were calculated for different orders α of the FDE in range from 0.1 to 1.0 with 0.1 steps. Consequently, statistical properties of the features were described using following statistics: mean, median, standard deviation (std), and maximum (max) [3, 4, 11]. In total 360 features were extracted.

2.5 STATISTICAL ANALYSIS

To evaluate a discrimination power of the features, univariate binary classification (PD/HC) models (stratified 7-fold cross-validation with 50 repetitions) based on random forests (RF) and support vec-

tor machines (SVM) with radial basis function (RBF) were employed. Next, some improvements in classification accuracy were done by multivariate approach with the same classifiers and the same cross-validation settings. In this case, the sequential floating forward selection (SFFS) algorithm was used in order to select the most appropriate combination of the features. Classification performance was evaluated by the Matthew's correlation coefficient (MCC), classification accuracy (ACC), sensitivity (SEN) and specificity (SPE).

3 RESULTS

Results of the univariate and multivariate analysis are summarized in Table 1. Regarding the univariate classification, only the best features (in terms of the MCC values) are reported. The best feature of the univariate classification is mean of horizontal acceleration with $\alpha = 0.6$, where ACC $= 75.79\,\%$ (classified by SVM). Behaviour of ACC depending on order α of FDE for mean of horizontal acceleration is visualized on Figure 1. Regarding the multivariate classification analysis, ACC of $83.89\,\%$ (MCC $= 0.69$) was achieved using combination of 5 features classified by RF. The set of these features as gradually selected by SFFS and their α is: horizontal acceleration (mean) $\alpha = 0.6$; velocity (std) $\alpha = 0.9$; vertical acceleration (median) $\alpha = 1.0$; horizontal acceleration (mean) $\alpha = 0.7$; horizontal acceleration (mean) $\alpha = 0.2$.

Table 1: Results of the univariate and multivariate classification analysis

Univariate analysis						
Classifier	Feature	α	MCC	ACC [%]	SEN [%]	SPE [%]
SVM	horizontal acceleration (mean)	0.6	0.52	75.79	69.57	81.84
SVM	vertical velocity (mean)	0.9	0.50	75.17	73.78	76.52
SVM	horizontal acceleration (mean)	0.2	0.49	74.03	62.20	85.47
SVM	horizontal acceleration (mean)	0.1	0.47	72.75	66.38	80.26
SVM	horizontal acceleration (mean)	0.3	0.46	72.59	60.59	84.58
SVM	vertical velocity (mean)	1.0	0.45	72.51	69.01	76.00
SVM	vertical velocity (mean)	0.3	0.45	72.45	63.73	81.05
SVM	horizontal velocity (mean)	1.0	0.45	72.34	66.27	78.47
RF	horizontal acceleration (mean)	0.6	0.44	72.05	70.27	74.36
Multivariate analysis						
Classifier	Number of features		MCC	ACC [%]	SEN [%]	SPE [%]
RF	5		0.69	83.89	83.05	85.56
SVM	17		0.52	76.68	63.54	88.21

α – order of fractional derivative; RF – random forests; SVM – support vector machine;
MCC – Matthew's correlation coefficient; ACC – accuracy; SEN – sensitivity; SPE – specificity.

4 DISCUSSION

According to the reported results, previous hypothesis that application of the FDE in calculation of kinematic features brings promising potential in automatic diagnosis of PD dysgraphia can be confirmed. Considering, that only the basic kinematic features such as velocity, acceleration, and jerk were extracted, the results of discrimination analysis are promising, in comparison with previous related papers (baseline) [3, 4, 15, 11]. The top results of univariate analysis are mostly achieved by SVM classifier (see Table 1). The best result of multivariate analysis (ACC $= 83.89\,\%$, MCC $= 0.69$) was achieved by the RF classifier in combination with 5 features selected by SFFS. Considering, that results in this paper were achieved based on quantification of one handwriting task only, it can be argued that FDE in handwriting analysis brings promising improvement. Especially in comparison to the baseline where the accuracy of classification is 82–89 % [3, 4, 15, 11] for combination of features

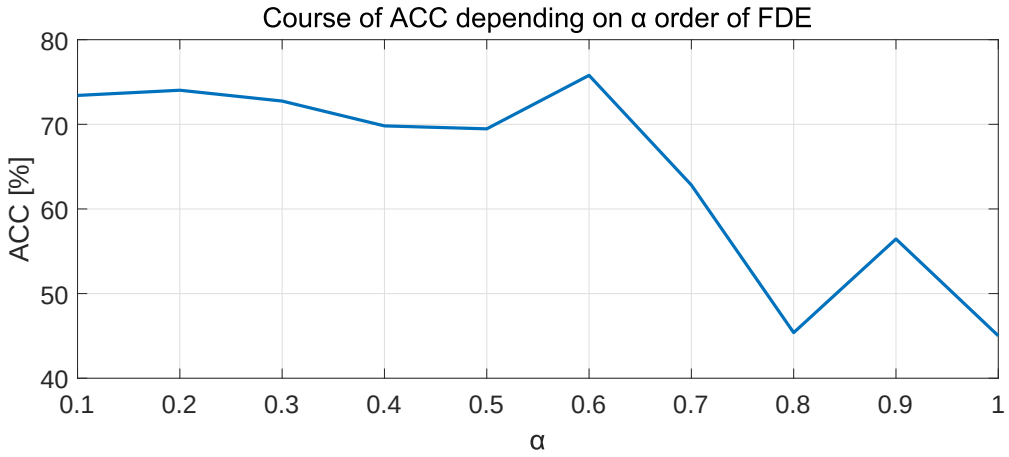


Figure 1: Behaviour of ACC according to α order of FDE for mean of horizontal acceleration.

extracted from different handwriting tasks. Moreover, from the feature description of univariate and multivariate analysis, it is evident that most of the parameters were based on $\alpha \neq 1$, which confirms full utilization of the FDE. Also, it's appropriate to note that mean of horizontal acceleration in different α variations is the most frequent feature in our results. From the results summarized in Figure 1 we can also confirm utilization of the FDE in the case of mean of horizontal acceleration where the highest ACC is achieved around $\alpha = 0.6$. Considering, that this feature describes rate at which the velocity of pen changes with time we can confirm reduced movement abilities in PD cohort, which is caused mainly by rigidity and bradykinesia [16].

5 CONCLUSION

With respect to the results we can conclude, that using the FDE in kinematic analysis brings new improvements in quantitative PD dysgraphia processing and add-on to the existing conventional techniques. This study is considered as a pilot one and its conclusions should be confirmed and extended by further research. For instance, it would be interesting to combine the newly developed parameters with other features such as temporal, spatial or dynamic ones. Moreover, the other tasks (e.g. Archimedean spiral, words, drawings) could be quantified. Another implementation of the FDE should be evaluated as well. Finally, a bigger dataset must be used to be able to generalize the conclusions.

REFERENCES

[1] S. Sapir, L. Ramig, and C. Fox, "Speech and swallowing disorders in Parkinson disease," *Curr. Opin. Otolaryngol. Head Neck Surg.*, vol. 16, no. 3, pp. 205–10, 2008.

[2] O. Hornykiewicz, "Biochemical aspects of Parkinson's disease," *Neurology*, vol. 51, no. 2 Suppl 2, pp. S2–S9, 1998.

[3] P. Drotar, J. Mekyska, I. Rektorova, L. Masarova, Z. Smekal, and M. Faundez-Zanuy, "Evaluation of handwriting kinematics and pressure for differential diagnosis of Parkinson's disease," *Artificial Intelligence in Medicine*, vol. 67, pp. 39 – 46, 2016.

[4] P. Drotar, J. Mekyska, Z. Smekal, I. Rektorova, L. Masarova, and M. Faundez-Zanuy, "Contribution of different handwriting modalities to differential diagnosis of Parkinson's disease," in *Medical Measurements and Applications (MeMeA), 2015 IEEE International Symposium*, 2015, pp. 1–5.

[5] S. Rosenblum, M. Samuel, S. Zlotnik, I. Erikh, and I. Schlesinger, "Handwriting as an objective tool for Parkinson's disease diagnosis," *Journal of neurology*, vol. 260, no. 9, pp. 2357–2361, 2013.

[6] J. L. Contreras-Vidal, P. Poluha, H.-L. Teulings, and G. E. Stelmach, "Neural dynamics of short and medium-term motor control effects of levodopa therapy in Parkinson's disease1supported in part by ninds grant ro1 ns33173, the flinn foundation and the bryng bryngelson fund.1," *Artificial Intelligence in Medicine*, vol. 13, no. 1, pp. 57 – 79, 1998.

[7] A. Letanneux, J. Danna, J.-L. Velay, F. Viallet, and S. Pinto, "From micrographia to Parkinson's disease dysgraphia," *Movement Disorders*, vol. 29, no. 12, pp. 1467–1475, 2014.

[8] S. Broeder, E. Nackaerts, A. Nieuwboer, B. Smits-Engelsman, S. Swinnen, and E. Heremans, "The effects of dual tasking on handwriting in patients with Parkinson's disease," *Neuroscience*, vol. 263, pp. 193–202, mar 2014.

[9] E. Heremans, E. Nackaerts, S. Broeder, G. Vervoort, S. P. Swinnen, and A. Nieuwboer, "Handwriting impairments in people with Parkinson's disease and freezing of gait," *Neurorehabilitation and Neural Repair*, vol. 30, no. 10, pp. 911–919, jul 2016.

[10] P. Drotar, J. Mekyska, I. Rektorova, L. Masarova, Z. Smekal, and M. F. Zanuy, "Decision support framework for Parkinson's disease based on novel handwriting markers," *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, pp. 1–1, 2015.

[11] P. Drotar, J. Mekyska, I. Rektorova, L. Masarova, Z. Smekal, and M. Faundez-Zanuy, "Analysis of in-air movement in handwriting: A novel marker for Parkinson's disease," *Computer Methods and Programs in Biomedicine*, vol. 117, no. 3, pp. 405–411, 2014.

[12] E. Heremans, E. Nackaerts, G. Vervoort, S. Vercruysse, S. Broeder, C. Strouwen, S. P. Swinnen, and A. Nieuwboer, "Amplitude manipulation evokes upper limb freezing during handwriting in patients with Parkinson's disease with freezing of gait," *PLOS ONE*, vol. 10, no. 11, p. e0142874, nov 2015.

[13] S. G. Samko, A. A. Kilbas, O. I. Marichev *et al.*, "Fractional integrals and derivatives," *Theory and Applications, Gordon and Breach, Yverdon*, vol. 1993, p. 44, 1993.

[14] I. Podlubny, *Fractional differential equations an introduction to fractional derivatives, fractional differential equations, to methods of their solution and some of their applications*. San Diego: Academic Press, 1999.

[15] P. Drotar, J. Mekyska, I. Rektorova, L. Masarova, Z. Smekal, and M. Faundez-Zanuy, "A new modality for quantitative evaluation of Parkinson's disease: In-air movement," in *13th IEEE International Conference on BioInformatics and BioEngineering, BIBE 2013, Chania, Greece, November 10-13, 2013*. IEEE Computer Society, 2013, pp. 1–4.

[16] M. Thomas, A. Lenka, and P. K. Pal, "Handwriting analysis in Parkinson's disease: Current status and future directions," *Movement Disorders Clinical Practice*, vol. 4, no. 6, pp. 806–818, 2017.

FMUTOOLBOX CROSS CHECK IMPLEMENTATION AND FMI STANDARD COMPLIANCE RESULTS

Jan Glos
Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT
E-mail: xglosj00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Václavek
E-mail: vaclavek@feec.vutbr.cz

Abstract: FMI Cross Check is very important extension of FMI standard, as it defines rules for FMU compatibility verification of exporting and importing tools. This paper provides a brief overview of implementation of Cross Check for FMUtoolbox and reports results of executed check of this tool.

Keywords: FMU, FMI, Functional Mock-Up Interface, Functional Mock-Up Unit, Modelica, Cross Check, Matlab, Simulink

1 INTRODUCTION

FMUtoolbox is a tool which enables simulation of Functional Mock-Up Units (FMU) in Matlab/ Simulink environment [2]. It can be beneficially used for importing and simulating both the Model Exchange and Co-Simulation FMUs in Matlab and Simulink. A screenshot of FMUtoolbox graphical user interface is shown in Fig. 1, which is one possible way to control the FMUtoolbox. Also Matlab command line control of this toolbox is possible and this feature was used for Cross Check implementation, which is described within this paper.

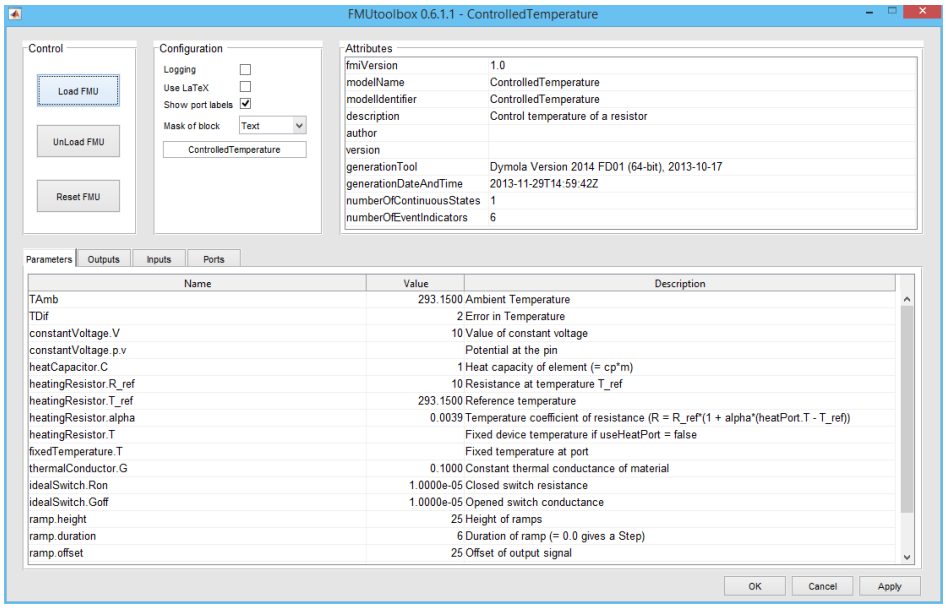


Figure 1: FMUtoolbox graphical user interface

FMUtoolbox was created with the aim to be compatible with most of FMU exporting tools. The compatibility should be ensured by FMI standard, which strictly defines the FMU exchange format. Nevertheless, during FMUtoolbox development a lot of issues and inaccuracies were found, especially

in FMUs exported by other vendor tools. That is the reason, why automatic FMI Cross Check was implemented. It allows bulk check of set of FMUs, which can be for example downloaded from FMI Standard repository (test FMUs from different tools).

Cross Check was used as verification tool for proving the FMUtoolbox compatibility with FMI standard and to demonstrate FMUtoolbox applicability for FMU simulation in Matlab Simulink.

2 CROSS CHECK RULES

FMI Cross Check rules were defined in [3] in order to establish a standardized approach of FMU compatibility testing. The reason for that was poor FMU compatibility between different vendor tools, what damaged reputation of FMI standard. The goal of Cross Check is improving FMU conformance with FMI standard, helping vendors to detect and fix the possible FMU incompatibilities and improving FMI reputation.

In [3] there are eleven Cross Check rules, which are written comprehensibly and it should be easy to fulfill them. These rules were followed during FMUtoolbox Cross Check implementation (see next section).

Improvements of FMI Cross Check and thus FMU compatibility are continuously ongoing. The issues with FMU compatibility were discussed in [1] and reference FMUs were proposed to improve FMI standard compliance for both the FMU exporting and importing tools.

3 IMPLEMENTATION

FMUtoolbox provides both the Simulink GUI interface and also pure Matlab interface (using Matlab command line). Using the Matlab interface it was possible to prepare automatic Cross Check execution, which is beneficial for evaluating compatibility of multiple FMUs at once.

The Cross Check scripts require path to folder with downloaded FMUs (whose compatibility with FMUtoolbox should be verified). The script expects the same foder structure as used in FMI standard SVN repository
`https://trac.fmi-standard.org/browser/branches/public/Test_FMUs`. The script goes through the directory structure with different vendors and for each FMU it prepares data for simulation (provided inputs, parameters etc.), executes the simulation and then processes the simulation results.

By using a FMUclass constructor an empty object instance with name “myFMU” is created. Subsequently a FMU is loaded (e.g. the zip file is unpacked, xml file is read and other preparation tasks are performed).

```
1 myFMU = FMUclass(fmuFile,"myFMU");
2 myFMU.loadFMU;
```

The settings of simulation should be provided by exported FMU vendor in file `{FMUName}_ref.opt`, which is parsed for every FMU and the extracted data are then used for FMU simulation settings. The function `setSimulationParameters` was prepared to allow detailed settings of simulation parameters.

```
1 setSimulationParameters ( startT, stopT, solverType,...
2                           Solver, fixedStepSize,...
3                           minStepSize, maxStepSize,...
4                           relTol, absTol)
```

For each FMU a set of input values can be used (not obligatory, depends on particular model in FMU). These values are also parsed before simulation and passed to FMUclass instance to be used during simulation.

```
myFMU.setInputValues(inputValues);
```

A large set of FMUs (and their vendors) do not mark variables as outputs, what would lead to no output data in FMUtoolbox (as it saves only the data required explicitly required to keep the simulation as fast as possible). To solve this issue a function `setModelVariableAsOutput` was introduced. It allows to mark a model variable as output based on provided variable name and thus the variable values are logged for further use.

```
myFMU.setModelVariableAsOutput("J1.phi",true);
```

Function `simulate` is intended for starting the simulation. It prepares the Simulink model for FMU simulation by inserting FMU Simulink block, Scopes and From Workspace blocks, sets up and connects all the blocks and then starts the simulation.

```
myFMU.simulate();
```

The resulting data from FMU outputs are logged into `FMUclass` property `savedSimData` and then used to compare against reference result data from FMU exporting tool. These reference data should be provided inside `{FMUName}_cc.csv` file.

For each FMU multiple outputs are automatically generated. First of all and the most important, the file indicating the overall result of check of that FMU (“passed”, “rejected” or “failed”) is created. Secondly, a comma-separated value (CSV) file with time and value series is exported for later investigations. Lastly, a comparison of reference and simulated outputs are printed into a figure and then exported into graphic file.

The outputs described above were prepared to strictly comply with Cross Check rules.

4 CROSS CHECK RESULTS

In Fig. 2 there is an example of result of FMUtoolbox Cross Check. A FMU Coupled Clutches (generated by Dymola) was selected to demonstrate the results of Cross Check. Both the reference and the simulated outputs values are printed into graphs for four different output variables. It is obvious that simulation results correspond to the reference model solution. There is only very small inaccuracy, which can be caused by different sampling periods during simulations.

In Table 1 there is an example of CSV output file (also the result of Cross Check of combination of FMUtoolbox and FMU Coupled Clutches). This file is automatically exported after FMU Cross Check execution using FMUtoolbox.

In Table 2 there is a summary of FMUtoolbox Cross Check. The first number (green) of each cell represents a number of successfully imported FMU of given tool and platform, the second number (yellow) stands for number of rejected FMUs and the last number (red) represents a number of failed FMUs. In addition to the standard we added a value “N/A”, which means that for this combination of tool and platform there is no test FMU available.

The platforms `win64` and `win32` are marked green, as the criterion for status “Available” is fulfilled (at least for three tools three different FMUs were successfully imported). The platform `linux64` is not marked, as there were not enough test FMUs available in FMI repository to perform a detailed check.

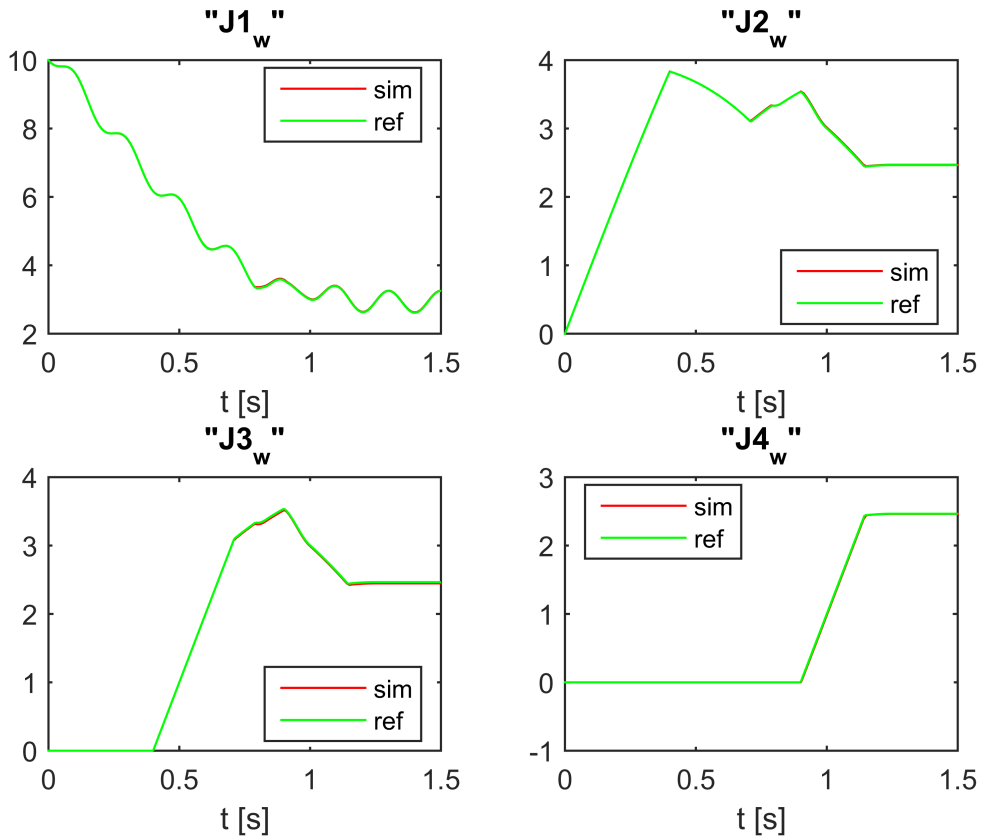


Figure 2: FMUtoolbox Cross Check result for FMU CoupledClutches

Quite a lot of FMUs were rejected due to different reasons. For example, FMUs from CATIA had no variables marked as output (so it wasn't clear, which variables should be compared), FMUs from ControlBuild have incompatible format of XML file inside FMU and a lot of test FMUs were not properly completed with required metadata (exported by JModelica.org, OPTIMICA_Studio, LMS_Virtual.Lab_Motion etc.).

5 CONCLUSION

This paper provides an overview of FMUtoolbox FMI Cross Check implementation and the verification results. As the FMI standard is intended for cooperation of different modeling and simulation tools, it is crucial to ensure the compatibility of FMUs between exporting and importing tools.

However experiences show that some vendors have even problems to provide the test FMUs in required format with all the needed metadata. On the other hand some tools provides both the FMUs and the metadata, which strictly comply to the Cross Check specification.

The compatibility of FMUtoolbox and several FMU exporting tools was examined. The overall result is that FMUtoolbox is available for FMU import for `win32` and `win64` platforms and for platform `linux64` the tests were not conclusive. However the overall status of the FMU compatibility is not satisfactory from my point of view, since quite large number of FMUs were rejected or the simulation failed. From the overall perspective the Cross Check is a very useful tool for FMU compatibility assessment and it has the potential to gradually improve the FMU compatibility between different modelling and simulation tools.

Table 1: Result data of Cross Check of FMU CoupledClutches

time	J1_w	J2_w	J3_w	J4_w
0	10	0	0	0
0.01	9.915592	0.099998	-5.00E-16	-4.99E-16
0.02	9.860831	0.199981	-9.99E-16	-9.98E-16
0.03	9.831307	0.299933	5.55E-17	5.74E-17
0.04	9.82014	0.399839	-3.89E-16	-3.86E-16
0.05	9.818661	0.499683	1.11E-15	1.11E-15
0.06	9.817257	0.599449	2.11E-15	2.11E-15
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

Table 2: FMUtoolbox Cross Check result summary

platform	win64	win32	linux64
AMESim	2 0 0	3 0 0	3 0 0
CATIA	0 3 0	0 3 0	N/A
ControlBuild	0 3 0	0 3 0	N/A
Dymola	7 0 0	7 0 0	N/A
FMIToolbox_MATLAB	N/A	0 3 0	N/A
JModelica.org	N/A	4 0 0	0 3 0
LMS_Virtual.Lab_Motion	N/A	0 1 0	N/A
MapleSim	3 0 0	3 0 0	0 2 0
OpenModelica	N/A	3 0 0	N/A
OPTIMICA_Studio	N/A	0 3 0	N/A
Silver	N/A	1 2 0	N/A
SimulationX	4 0 1	4 0 1	N/A

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - „Industry 4.0 in automation and cybernetics" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

[1] Christian Bertsch, Awad Mukbil, and Andreas Junghanns. Improving Interoperability of FMI-supporting Tools with Reference FMUs. In *Proceedings of the 12th International Modelica Conference*, pages 533–540, Prague, 2017. Linköping University Electronic Press. Available from: http://www.ep.liu.se/ecp/article.asp?issue=132&article=60, doi:10.3384/ecp17132533.

[2] Jan Glos. FMUtoolbox for Matlab/Simulink. In *Proceedings of the 22nd Conference STUDENT EEICT 2016*, pages 426–430, Brno, 2016. Vysoké ucení technické v Brne, Fakulta elektrotechniky a komunikacních technologií.

[3] Andreas JUNGHANNS. FMI Cross Check: How to Improve FMI Compliance. [Online], 2014. Available from: https://svn.fmi-standard.org/fmi/branches/public/CrossCheck_Results/FMI_Cross_Check_Rules_v3.1_2015_07.pdf.

MATLAB SIMULINK CODE GENERATION SUPPORT FOR LIN COMMUNICATION

Matúš Kozovský
Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT
E-mail: xkozov00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Blaha
E-mail: blahap@feec.vutbr.cz

Abstract: The microcontroller units often use communication buses to interface with sensors or actuators. The communication bus must be selected with respect to communication speed, reliability and also overall solution price. Transmitted data needs to be organised according predefined structures in case of using any communication. Combination of rapid prototyping tools for automatic code generation and communication busses can be problematic for this reason.

This paper deals with possibility to use MATLAB/Simulink code generation for communication interfaces. Local Interconnect Network (LIN) interface was used for testing. Same principles can be used also for Controller Area Network (CAN) interface. Presented method can simplify using of communication buses in Simulink.

Keywords: AURIX, LIN, CAN, RAPID PROTOTYPING

1 INTRODUCTION

Rapid prototyping tools are widely spread and preferred when creating an software for embedded system. Nowadays, software is often generated using specialised tools for example MATLAB/Simulink. These tools allow to simulate the behavior of the entire system or visualise individual state variables over time [1]. Debugging of application is also very easy due to these possibilities. Whole process can be realised without compiling and flashing new program to Electronic Control Unit (ECU). Generated code can be used in real hardware after finished process of tuning in simulations. Real system often uses communication buses [2].

Communication bus can be used between ECU and sensors or actuators. For example, using thermal systems, position of valves can be controled and sensors can measure temperatures. Communications are often used due to reduced price of final product, to provide modularity of whole solution and to simplify serviceability in case of failure (possibility to replace system parts individualy) [3].

Discrete control algorithm typically uses sampled measured data (input from sensors). New action values are calculated after input data measuring. Finally, new required value is send to actuator. Actuators and sensors can be connected to one communication bus as can be seen in Fig. 1 [4].

LIN communication between master and slave devices is servised periodicaly. Messages are send typically every 100 ms. This communication timing is specifed in LIN ldf file (lin descritpion file). Description of complete LIN bus is also included in this file. Control task often has the same sampling period as communication. Because every control algorithm calculation should operate with new data [5]. Control scheme created in MATLAB/Simulink has inputs and outputs. Most typically integers or float data types are used. Simulink also support bus data type. This buses are converterted into structures during automatic code generation process. The code generation process can be partially adapted according to user requirements. Generated control function can operate as function with inputs and outputs (reusable function). Another possibility is non-reusable function. This function

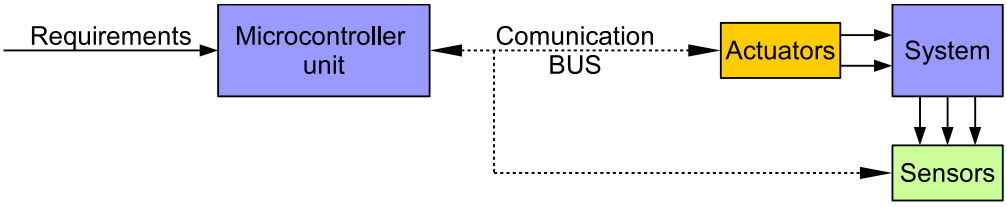


Figure 1: Microcontroller connection to system

operates with global variables. If the generated code is able to operate with data structures used for sending and receiving messages then the additional computing time for moving and converting is not required.

2 LIN INTERFACE

LIN communication is typically used for communication between vehicle components. LIN communication was developed as cheaper variant of CAN interface. LIN is a broadcast serial network. Up to 15 slave nodes can be connected to one LIN bus. The LIN communication is always initialised by the master. Every frame contains synchronization break. This signal is able to interrupt any processing communication. All slave nodes should become ready to receive message during this synchronization break. Synchronization break is followed by synchronization byte (0x55). This byte can be used to synchronise master and slave clocks [4].

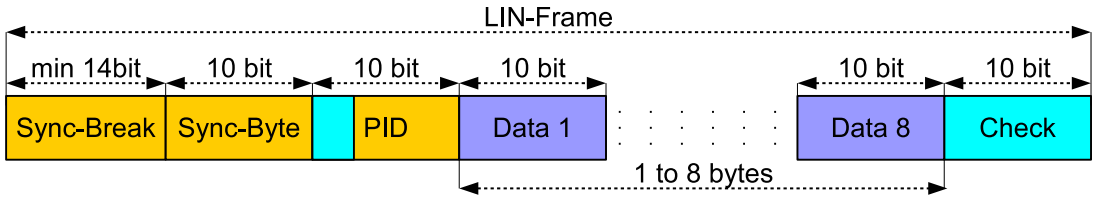


Figure 2: LIN frame

Last headed part information is identifer (PID). PID is used to distinguish target device. PID also defines direction of communication (mater to slave or slave to master). Data frame contains up to eight bytes. If more data need to be transferred to one slave node, another header with different PID is used. Data bytes are followed by checksum. Different versions of LIN uses different methods to calculate checksum. LIN data frame is shown in Fig. 2.

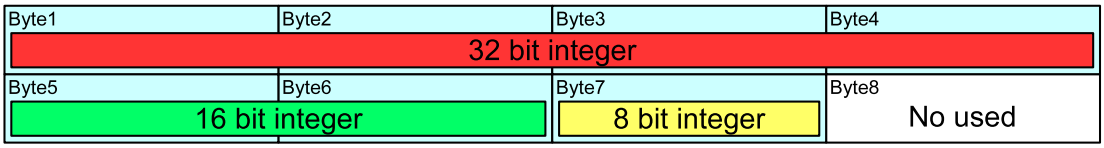


Figure 3: Simple organisation of data.

Maximum size of data bytes per one frame is eight. Useful information can be stored in these bytes in different ways. The most simple way is using whole bytes or multiple bytes per one variable. This

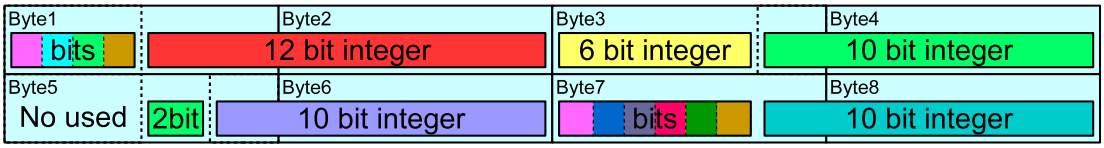


Figure 4: Complex organisation of data.

method is shown in Fig. 3. LIN slaves often uses diagnostic bits or short state information. Integers of different lengths can be also used. Example of this organisation is shown in Fig. 4.

3 MATLAB SETTINGS FOR CODE GENERATION

MATLAB/Simulink allows to convert modeling scheme into C code. Modeling scheme contains input ports and output ports. Input or output data type can be configured by the user. Several possibilities to attach generated code from modeling scheme to communication framework will be demonstrated. Simulink constant block can be used as alternative to input port. Variable in constant block can be directly connected to specific C global variable during code generation process, or extern global variable can be created. The same data can be used in communication framework. Communication framework functions to send and receive data use pointer to data area and size of data to send/read.

3.1 STAND ALONE COMMUNICATION FRAMEWORK

Firs possibility to connect generated code to communication interface is to use separate control function generated by MATLAB/Simulink and communication framework. Communication framework is responsible for sending and receiving data. Receive and send functions are prepared by user, or low level drivers are often provided. Both functions operate with data buffers (pointer to data). Receive function can optional generate interrupt when new data are received.

Operation steps required for proper functionality using separated program parts are followed. Received data are copied from communication buffer into individual input variables of generated function. Data types can be also changed according to prepared control function. Control function is processed after all required input data are prepared. Output variables of control function are subsequently organised into output buffer and send to LIN bus using communication framework send function.

This method contains unnecessary copying of data from input buffer to control function input variables and also copying from control function output variables to send buffer. Variable range must be checked during this process. This checking function needs to be prepared in C code by user.

3.2 PREPREPARED C STRUCTURES

Another possibility is to prepare C header file with input and output structures. These structures must be compatible with data placement in communication buffer. Most suitable is to define a structure with bit fields. Maximum size of one data frame is eight bytes. One 64-bit integer can be used as structure background. Size of individual transmitted parts can be configured according LIN frame documentation. Padding for unused data can be created as unnamed bitfield of corresponding size.

Pointer to prepared structure can be used as send or receive buffer as well as for input and output parameters for generated control structure. Data type of input and output ports of Simulink model was configured to bus. These buses were created using MATLAB bus editor. Names of bus items

must be the same as names of prepared C structure items. Code generation options for buses need to be adapted. Header file name of pre-prepared structure needs to be filled. Data scope must be configured to imported.

Another important point is variables size. MATLAB can operate with variables of user defined sizes. Fixed point numbers can be used for this purpose. Minimal size of this variable can be one bit. Signed or unsigned fixed point numbers are supported. Fixed point numbers can also contain offset. Signed numbers are send using sifted unsigned integers according LIN specification. This mechanism is directly supported by MATLAB and simplifies conversions, because conversion is part of data type. Conversion is automaticaly included in generated code. Computing time required for data moving and conversion is reduced. Variable ranges are checked only if overflow can appear.

3.3 AUTOMATED GENERATION OF STRUCTURES

Last and more suitable solution especially in larger projects is to use automatic generation for structures from busses. Busses can be also automaticaly generated from LIN ldf files. Ldf file contain all transmitted data over specific LIN bus.

Ldf file can be converted into MATLAB buses. C structures can be automatic generated from MATLAB busses, however this approach is suitable only if data are organised without blank spaces. Automaticaly generated structures need to be postprocesed. Blank spaces can be added during processing. Final structure is realised as packaged structure. Sizes of individual variables need to be configured according bus item sizes.

Another possibility is to generate C structure directly from lfd file. In this case, padding bits are filled according ldf definition. Whole process is fully automatized and can be used for all structures in a project. Preparation of converting script is more complicated in comparison with previous solutions, however final script can be used for more projects and minor changes in data structures are automatically adapted.

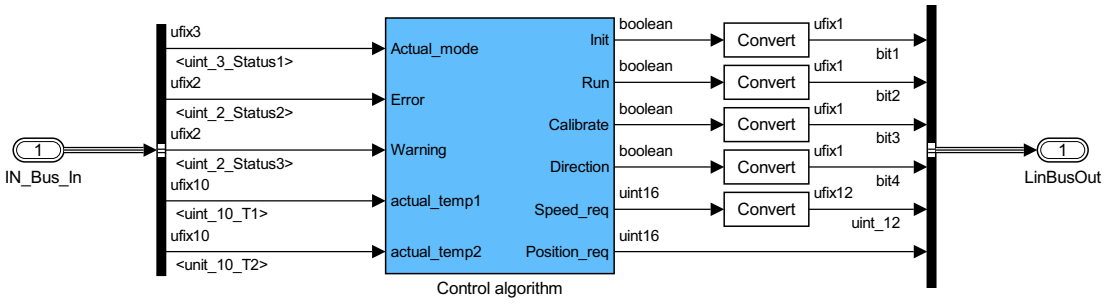


Figure 5: MATLAB Simulink upper control structure

4 CONCLUSION

This paper demonstrates possibility to use MATLAB/Simulink as effective rapid prototyping tool for embedded systems with communication buses. Generated code can effectively cooperate with preprepared communication framework.

This method in compare to traditional hand writing code save developing time. Same structures used in communication functions as well as in control algorithm reduces computing time required for copying and packaging data. Demonstrated method was tested for LIN interface, nevertheless can be

also used for CAN or for other communication busses with little modifications. Modification of this method was tested for ethernet communication frames too.

Fig. 5. shows the usage of communication structures in MATLAB/Simulink environment. Output data are converted from boolean data types into one bit integers. Data of same type do not need to be converted. Final generated code contains only necessary conversions and range checks. Range check is realised using specified bus data types.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - „Industry 4.0 in automation and cybernetics" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

[1] BLAHA, Petr and Pavel VACLAVEK, 2013. Rapid prototyping of robust motor control algorithms on freescale targets. In: Proceedings of the 2013 IEEE/SICE International Symposium on System Integration [online]. B.m.: IEEE, s. 629–634 [vid. 2016-06-14]. ISBN 978-1-4799-2625-1. doi:10.1109/SII.2013.6776650

[2] MEAH, Kala, Steven HIETPAS and S. ULA, 2007. Rapid Control Prototyping of a Permanent Magnet DC Motor Drive System using dSPACE and Mathworks Simulink. In: APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition [online]. B.m.: IEEE, s. 856–861 [vid. 2016-06-14]. ISBN 1-4244-0713-3. doi:10.1109/APEX.2007.357615

[3] SKUTA, Jaromir and Jiri KULHANEK, 2015. Controll of car LED lights by CAN/LIN bus. In: Proceedings of the 2015 16th International Carpathian Control Conference (ICCC) [online]. B.m.: IEEE, s. 486–489. ISBN 978-1-4799-7370-5. doi:10.1109/CarpathianCC.2015.7145128

[4] VASKOVA, A., A. FABREGAT, M. PORTELA-GARCIA, M. GARCIA-VALDERAS, C. LOPEZ-ONGIL and M. Sonza REORDA, 2014. Reducing SEU sensitivity in LIN networks: Selective and collaborative hardening techniques. In: 2014 15th Latin American Test Workshop - LATW [online]. B.m.: IEEE, s. 1–6. ISBN 978-1-4799-4711-9. doi:10.1109/LATW.2014.6841924

[5] VELASCO, Fredy Edimer Hoyos, Nicolas Toro GARCIA and Fabiola Angulo GARCIA, 2012. Rapid Control Prototyping of a permanent magnet DC motor using non-linear sliding control ZAD and FPIC. In: 2012 IEEE 3rd Latin American Symposium on Circuits and Systems (LASCAS) [online]. B.m.: IEEE, s. 1–4 [vid. 2016-06-14]. ISBN 978-1-4673-1208-0. doi:10.1109/LASCAS.2012.6180350

IS INFORMATION ON SECURE HARD DISK DRIVE ONLY YOURS?

Jakub Arm
Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT
E-mail: xarmja00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdenek Bradac
E-mail: bradac@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper focuses on security of information saved on hard disk drives using encryption. The posibilities of information protection are outlined. Security of using AES cipher algorithm is discussed and some possible attacks are described. Regarding these attacks, some of them are serious threat, for instance, side channel attacks. Some possibilities how to avoid these attacks are demonstrated. Cipher filesystem, as the file cipher tool, is also presented. Among them, EncFS is introduced in greater detail and its use on cloud server is pointed out.

Keywords: Security, hard disk drive, encryption, decryption, AES, cold boot attack, EncFS

1 INTRODUCTION

The present is sometimes called informational age. This is caused by rising value of good information. Some companies deal only with information. So they need to keep their valuable information secured. Almost every computer is connected to the internet to the global network, which the information can be got from or which the information can be stolen through. Information stored on hard disk drive can be stolen also locally by physical access to the computer. So user passwords, unique ideas or projects saved on user hard disk drives are in danger. To protect information on hard drives, the content of the drive can be encrypted. That means making information impossible to read. There are three approaches to do this. First, the entire hard disk drive or disk partition can be encrypted by specific software or by hardware coprocessor built in disk drive. Second, filesystem (files and directories) can be encrypted. Third, special cipher filesystem can be used [1]. Using cipher algorithm to make information unreadable promises us that potential attacker will break the cipher in very long time on current computers. But exist some other methods to get encrypted information ?

2 ENCRYPTION AND DECRYPTION

In this section, encryption approaches and methods will be described. By each method, pros and vulnerabilities will be discussed.

2.1 ENTIRE DRIVE ENCRYPTION

Using this method, entire content on hard drive is encrypted by special software even with operating system files. So it is necessary to login with disk password right after boot time. There is running small bootloader from special non-encrypted partition provided by special cipher software. This software then decrypts cipher key, which is encrypted on the drive, using entered password to the RAM memory. Then the software automatically encrypts and decrypts data when reading and writing is demanded [Fig 1].

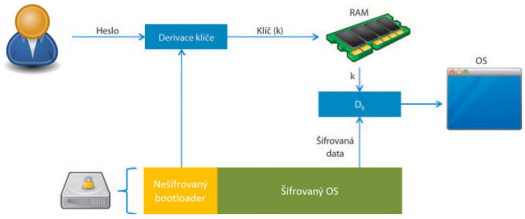


Figure 1: Full disk encryption [6]

This method is used with common disk drive when overall security is demand. Also special or even own software can be used. This software uses one of the block cipher. The most used cipher is AES in XTS mode for these purposes [2]. This cipher is used by software TrueCrypt. Another disk cipher software is BitLocker which uses AES cipher in CBC mode [Fig 2]. This mode is nowadays sufficiently considered as secure. AES cipher is also chosen thank to hardware acceleration support on newer processors [6]. AES cipher is described more later. Software is running on main processor, therefore there is a vulnerability. Software tools stores the cipher key in RAM memory. Using fast reboot attack or cold boot attack can be the password revealed [7]. This is described later.

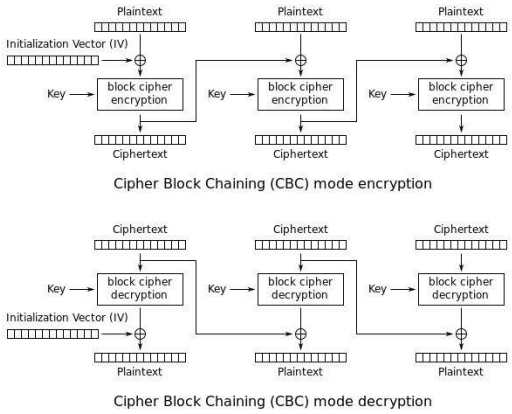


Figure 2: Full disk encryption [10]

Software encryption and decryption of information means a load for main processor and thus slower reading of these information. Hardware encryption and decryption is made to be faster because of optimization and external execution of cipher processes. Hardware encrypted drives called Self-encrypting Drives uses cipher subsystem built in chip which takes care about reading and writing data over SATA bus. Also reading and writing the data is faster thank to optimized cipher algorithms. This drive can run any operating system. Unlocking is done before boot phase of the OS [3].

2.2 FILESYSTEM ENCRYPTION

Some software can encrypt each file or folder separately. This approach is used when only some data are confidential. There are many software to do this, e.g. FileCryptor, X-Key or VeraCrypt. This software makes encrypted file from plain file using user key and then erase safely the plain file. For these purposes can be used any symmetrical block cipher. One of the used cipher is AES because it is efficient in comparison between speed and security [2]. Difficulty of decryption without the key is equal to difficulty of AES algorithm after crypt software performs encryption and closes. This is one

of the advantage to hard drive encryption. Also amount of data to be encrypted is smaller therefore the encrypt process is faster. On the other side, key is needed every time the file is accessed or modified and cipher operations has to be done.

2.3 CIPHER FILESYSTEM

Cipher filesystem is another approach how to encrypt files. It is possible to mount encrypted and decrypted version. Cipher filesystem is superstructure to common filesystem. This is often used in cloud services like Dropbox. It takes advantages of common file encryption that is cipher file looks and behaves like a file. Advantage of entire disk or partition encryption is that all cipher files behaves like mountable partition. Files in cipher filesystem are not encrypted by user cipher key but by generated random key which is then encrypted by user key and saved as a file. This makes changing user password operation shorter and easier [8]. On the other side, once the user key is lost, every data will be lost.

Examples of these filesystems are EFS on Windows [1] operating system and EncFS on Linux OS. These filesystems use AES cipher described later or Blowfish.

EncFS is Linux cipher filesystem but there is experimental Windows port called Encfs4Win. When EncFS is used on Dropbox, the files can not be read from webclient. Webclient only knows that there are some files. EncFS can even run on Android because Android is based on Linux [8]. Diagram of mounted points and file transfer channels is in [Fig 3].

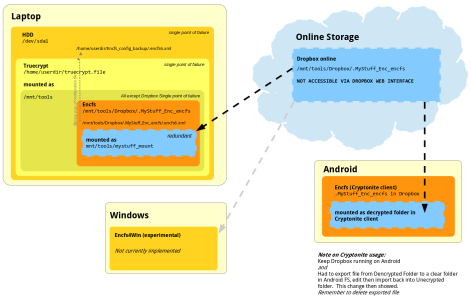


Figure 3: EncFS diagram [9]

3 AES

AES (Advanced Encryption Standard) is one of the block crypt algorithms. This algorithm is standardized. It encrypts defined block of data using cipher key. Using the same key, it decrypts the resulted cipher back to plain text. Therefore it is called symmetrical crypt algorithm. The key can be 128, 192 or 256 bits long. The cipher key is transformed to expanded key which is used in parts in each round. Firstly, the initial round is performed and then after some count of rounds the encryption ends performing final round. Decryption algorithm is different but can use some operations of encryption algorithm [11].

AES algorithm flow is drawn on Fig 4. Before the drawn algorithm is performed, the key has to be expanded.

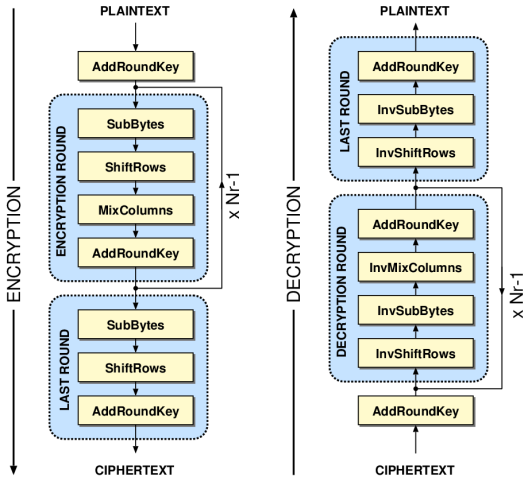


Figure 4: Full disk encryption [10]

3.1 AES CIPHER RESISTANCE

AES cipher is well described and it is believed it has no structural weakness. Like all other ciphers, this can be broken using brute force attack. So every possible key is tried to get plain data. Possible variants of the key is derived from its length. The complexity of this algorithm is $O(2^n)$. Nowadays 128bit key is considered to be secure for common user even when Grover algorithm running on the certain count of quantum computer is used. This system can reduce the cipher complexity to $O(2^{\frac{n}{2}})$. So the cipher key length has to be increased [12].

3.2 SIDE CHANNEL ATTACK

Generally, an attack uses some of the system vulnerabilities, e.g. software backdoors or drawbacks. In the system, even the user is involved because some types of attacks called *phishing* or *social engineering* use them. Suppose the direct access of an attacker to the system is not eliminated, some of the *evil maid attack* might be comitted, for instance, software or hardware keylogger, operation system modification, and bootkit. Another type of attacks are *side channel attacks* that uses weak points in the implementation of the system instead of weak points in cipher algorithm. One of the famous attacks to hard drive cipher software is boot attack.

This attack tries to reveal the cipher key from RAM memory where it is located. This can be achieved under certain conditions. Firstly, the data has to be retain in RAM memory for a certain time after power loss. This has been measured and proved on many RAM memories [5]. Secondly, a BIOS on the attacked computer must not fill the RAM memory at startup with random values which some new BIOS can do. This condition can be overcome moving the RAM memory physically into another computer where the BIOS does not do that.

There are two options: Cold Boot Attack and Fast Reboot Attack. In Cold Boot Attack, the cold nitrogen is used to lower the temperature of the RAM memory to postpone data loss after power loss. The RAM memory is read or moved into another computer and then it is read. Fast reboot attack relies only on retaining data for a couple of seconds in the RAM memory. The cipher key is then searched in the content of the RAM using special software developed at Princeton University [5]. This process is described in [7].

Other type of attack aims to debug software implementation of cipher algorithm. If attacker has access to debug cipher process and knows the algorithm, he can find weak point or even the key in

stack or registry. The defence against this is to link cipher binaries statically [10]. Other defence is to obfuscate cipher code implementation to make it difficult to debug it. The obfuscation can not be done completely because every program is translated into machine language so the program is readable. The point is to make it difficult to catch the meaning of instructions. There are some techniques to detect and then stop debugging.

Some types of self encrypted drives have backdoors or security bypasses. The drive can be controlled directly by SCSI commands so anyone has full access to disk even without the password. Other vulnerabilities comes from badly implementation. For example random generator has lesser random capabilities then expected. About this type of vulnerabilities, the research is presented in [4].

4 CONCLUSION

Every confident information needs to be encrypted. Especially when is uploaded to cloud server. There are many options how to encrypt files with information. All options use some kind of symmetrical block cipher, e.g. AES or Blowfish. AES is well described and considered to be secure for a certain time by using present computers. Therefore all possible attacks aim to some kind of vulnerability of the system, e.g. bad implementation. Majority of possible side channel attacks can be avoided using right hardware, good implemented software and some support mechanism in BIOS. On the other side, there are possibilities how to get data by professional using some side channel attack at certain conditions. Among file cipher options, there is cipher filesystem EncFS presented which is good option that benefits advantages of other options.

ACKNOWLEDGEMENT

This paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - “Industry 4.0 in automation and cybernetics” financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

[1] BCV SOLUTIONS. Sifrovany filesystem v linuxu.

[2] BURDA, K. Aplikovana kryptografie.

[3] GENISOFT. Fakta a myty o hardwarovem sifrovani disku. *ICT Security* (2015).

[4] GENISOFT. Got hw crypto? on the (in)security of a self-encrypting drive series. *ICT Security* (2015).

[5] HALDERMAN, J., SCHOEN, S., HENINGER, N., CLARKSON, W., PAUL, W., CALANDRINO, J., FELDMAN, A., APPELBAUM, J., AND FELTEN, E. Cold boot attacks on encryption keys. *Proc. 17th USENIX Security Symposium* (2008).

[6] IT SYSTEMS. Sifrovani pevnych disku.

[7] KRCMAR, P. Jak prolomit sifrovani disku za 2 sekundy. *OpenAlt* (2010).

[8] KRCMAR, P. Encfs: sifrovani souboru jinak a bez problemu.

[9] LINUXLIST. Overview of shared online encrypted storage via dropbox using encfs.

[10] PARSIYA. Tales from the crypt(o) - leaking aes keys.

[11] SVENDA, P. Srovnani standardu aes s algoritmy 3des a idea.

[12] WIKI. Delka klice.

A METHOD FOR CORRECTING A DAMAGED TACHO SIGNAL

Martin Čala
Doctoral Degree Programme (4), FEEC, Brno University of Technology
E-mail: xcalam00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Beneš
E-mail: benesp@feec.vutbr.cz

Abstract: Order analysis of vibration signals from rotary machinery typically uses tacho sensors utilizing either optical or magnetic principle for precise measurement of shaft angle position that can be calculated to the rotational speed. In some cases, the tacho signal can be distorted in numerous ways, for example, the presence of additional corrupting edges that show up as strong damage to the speed profile. This paper introduces an automatic algorithmic technique to remove corrupting edges from the tacho signal via a criterion-based approach called. The properties of the method are demonstrated on a simple theoretical example as well as on a real signal from a turbojet run-up that exhibits superior functionality even during rapid speed changes; such variations are typically problematic. The procedure also preserves a number of correct edges even when the corrupting edge is very close to the correct one.

Keywords: tacho, speed profile, distortion, order analysis

1 INTRODUCTION

Tacho probes are typically used as a sensor for measuring instantaneous rotational speed of rotary machinery, because all order tracking methods need such information to process the signal, typically an acceleration, correctly [1]. This group of sensors usually utilizes magnetic or optical principle and measures the time when particular shaft position occurs, sometimes the arrangement allow to measure multiple positions that are intended to be uniform [2]. Output of this type of sensors is typically series of pulses that indicate passing the particular shaft position. The speed profile can be obtained also directly from the vibration signal that is greatly useful, when the rotational speed was not measured [3, 4]. These methods can fail when there is low signal-to-noise ratio or when different source of noise is present in the signal. Also, these methods need a priori information set by a user.

A tacho signal can be acquired once (or multiple times) per shaft revolution. In this arrangement, only average rotational speed can be calculated. This applies also to the situation when multiple edges per the revolution are acquired. Although the speed is obtained more times per revolution, due to non-uniform distribution of the edges, time duration of one edge against the same one should be calculated to avoid errors originating from non-uniform distribution.

When the tacho signal is already acquired it is meaningful to use it because its precision is sufficient in most of cases. This paper deals with tacho signal that is damaged by an additional corrupting edges. Any corrupting edge near to correct one would cause major error of the speed profile and make it impossible to use. Since the error is significant, even filtration does not help. Therefore, direct removal of the additional edges is important. Presented method can flawlessly remove such edges automatically with an easy initial settings. As a result, the speed profile is not affected in any way and can be used by number of order tracking methods, namely computed order tracking (COT) or Vold-Kalman filter [5, 6].

2 THE CRITERION-BASED METHOD

The method works with the absolute times of all acquired edges. Times of four consecutive edges labeled e_i to e_{i+3} are considered with a condition that there cannot be any corrupting edge between the edges e_0 and e_1. If the edges will be spaced equally, result of the criterion consisting of the following equations

$$K = (k_{1,i} - 1)^2 + (k_{2,i} - 1)^2 \,, \tag{1}$$

$$k_{1,i} = \frac{e_{i+2} - e_{i+1}}{e_{i+1} - e_i} \,, \tag{2}$$

$$k_{2,i} = \frac{e_{i+3} - e_{i+2}}{e_{i+1} - e_i} \,, \tag{3}$$

is zero. Variable i works as an indication of current iteration of the algorithm. If the edge e_{i+3} is replaced by corrupting edge that takes place before, value of Eq. (3) increases. An algorithm can try to anticipate such corrupting edge, and calculates the criterion (1) with the correct edge after e_{i+3}. In this case, the criterion value will be lower. This principle can be generalized to the situation that the algorithm will assume that up to C corrupting edges can be placed between correct edges e_{i+1} and e_{i+2}, and also up to C corrupting edges can be placed between edges e_{i+2} and e_{i+3}. The algorithm will calculate the criterion (1) for every combination and selects the one with the lowest value. Then shifts edges e_i and e_{i+1} to the following ones that were selected by the criterion and repeats the mentioned steps (while incrementing iterator i) until whole series of edges is processed.

All values of actual speed profile f are calculated using formula

$$f_j = \frac{1}{e_{j+1} - e_j} \,, \tag{4}$$

that calculates local frequency of edges occurrence, parameter j stands for position of edges in the series. Since edges have indexes in range $\langle 0; N-1 \rangle$, calculated frequencies have indexes in the range $\langle 0; N-2 \rangle$, because there is only $N-1$ such frequencies if N denotes total number of edges. The unit for the speed profile can be number of revolutions per second or hertz. It is obvious from the equation (4) that any additional edge creates disturbing peak in the speed profile if one edge per revolution is expected.

2.1 ILLUSTRATIVE EXAMPLE

In this section, the method will be explained more in detail using a simple example. An artificial sequence of the edges is illustrated in Fig. 1. Times of correct edges are blue while the corrupting ones are red. Spacing of the correct edges is uniform and maximum number of corrupting edges C is set to 3. In the beginning, combinations of edges

$$\{0,1,2,3\}$$

is considered and criterion is calculated. At first, the situation when the fourth edge can be corrupting is handled by calculating the criterion for shifting the fourth edge resulting in criterion values for combination of edges

$$\{0,1,2,4\}\,, \quad \{0,1,2,5\}\,, \quad \{0,1,2,6\}\,.$$

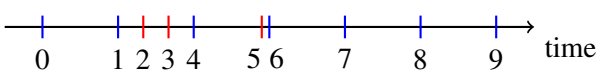


Figure 1: An time arrangement of the edges used in illustrative example. Blue edges are correct, red are corrupting.

Also, the third edge can be corrupting, therefore the third and fourth edges are shifted together resulting in combination of edges

$$\{0,1,3,4\}, \quad \{0,1,4,5\}, \quad \{0,1,5,6\}.$$

None of combinations is clearly the desired sequence of edges. At last, combination of both situations described above can create additional 9 sequences since number of all combinations is equal to $(C+1)^2 = 4^2 = 16$. The rest of 9 combinations is listed below

$$\begin{array}{lll} \{0,1,3,5\}, & \{0,1,3,6\}, & \{0,1,3,7\}, \\ \{\mathbf{0},\mathbf{1},\mathbf{4},\mathbf{6}\}, & \{0,1,4,7\}, & \{0,1,4,8\}, \\ \{0,1,5,7\}, & \{0,1,5,8\}, & \{0,1,5,9\}. \end{array}$$

The combination with the lowest criterion value is in bold text. If the combination with the lowest criterion value skips some edges, these are not used in following iterations. In the next iteration, combination of edges

$$\{1,4,6,7\}$$

is considered and the same process of calculating the criterion value for all combinations starts over.

3 EXPERIMENTAL VERIFICATION OF THE METHOD

The machine used to show quality of proposed method is a turbojet with 20 blades at a compression section. Presence of the blade was measured by inductive proximity sensor faced radially to the axis of rotation, therefore 20 pulses can be seen in the signal during one revolution. The signal was digitized by acquisition card with sampling frequency of 1 MHz to achieve fine time resolution. Only rising edges were obtained using simple algorithm that calculates the time when the signal crosses a user-specified threshold. The signal contains many corrupting edges due to a noise present in the signal trace that could not be fixed during the measurement. The speed profile without filtering false edges is showed in Fig. 2 on the left. The speed profile is calculated using the edge from the same blade, i.e. edges 1 and 20 or 2 and 21 are processed because this approach can reduce the effect of non-uniform distribution of edges coming from 20 blades. Due to presence of corrupting edges, many false peaks can be seen and overall speed profile is nearly impossible to use.

When the method is utilized, initial section of the series of the edges must be selected with the condition that there cannot be any additional edge between initial edges s_0 and s_1. User must also specify maximum number of corrupting edges, in this example 5 edges are sufficient. Although this number can be arbitrarily high, computational complexity should be taken into consideration.

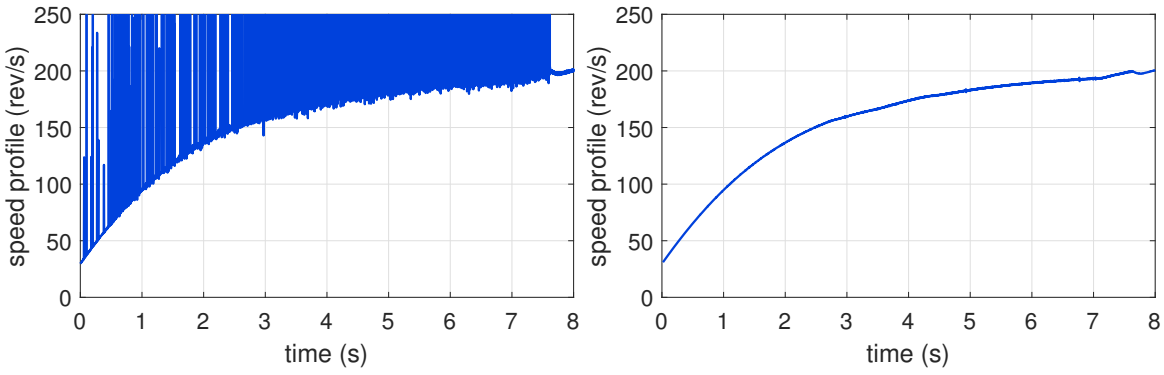


Figure 2: Speed profile without (left) and with a processing by the proposed method (right).

With the criterion (1), first four samples are processed and combination of edges with the lowest criterion value will be used for following iteration. The same process of creating the speed profile as for previous situation leads to speed profile shown in Fig. 2 on the right. It is clear that this speed profile is correct and can be used as a reference for order tracking methods. From total number of 26879 showed edges, there were 1840 edges removed that is approximately 7 % of all edges. This is not possible to achieve manually. Another advantage is that if two edges are really close, the algorithm selects only one of them. Even if the selected one is not the correct one, local disturbance in the speed profile will not be significant.

4 CONCLUSION

The paper described the method that can remove corrupting edges from a tacho signal. The method uses a criterion-based algorithm that adapts to the signal and therefore can handle steady states as well as the transients – run-ups and run-downs. The only condition that must be fulfilled is to select two edges that do not have any corrupting edge in between and the rest is done automatically by the algorithm. Also, user has to select expected maximum number of corrupting edges that must not be exceeded in the signal. Otherwise, the result will be incorrect. Experimental data indicates very good performance of the algorithm, especially during rapid rotational speed changes. Another advantage is possibility to implement this algorithm to a field-programmable gate array (FPGA) or a signal processor, so all processing including edge detection and filtering could be done in a real-time manner. One of the future improvements can be handling of unequal distribution of the edges in a case of multiple edges per one revolution because the presented method can handle only the situation when the unequal distribution of edges is slight.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - “Industry 4.0 in automation and cybernetics” financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

[1] Jiří Tůma. *Vehicle gearbox noise and vibration: Measurement, signal analysis, signal processing and noise reduction measures*. Wiley, Chichester, England, 2014.

[2] Anders Brandt, Thomas Lago, Kjell Ahlin, and Jiří Tůma. Main principles and limitations of current order tracking methods. *Sound and Vibration*, 39(3):19–22, 2005.

[3] Thorkild Find Pedersen, Henrik Herlufsen, and Hans Konstantin Hansen. Order tracking in vibro-acoustic measurements: A novel approach eliminating the tacho probe. In *SAE Technical Paper*, page 7. SAE International, 2005.

[4] Stephan Schmidt, Philippus Stephanus Heyns, and Johan Pieter De Villiers. A tacholess order tracking methodology based on a probabilistic approach to incorporate angular acceleration information into the maxima tracking process. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 100:630–646, 2018.

[5] Svend Gade, Henrik Herlufsen, Hans Konstantin-Hansen, and Niels J Wismer. Order tracking analysis. *Bruel & Kjaer Technical review*, 2:45, 1995.

[6] Henrik Herlufsen, Svend Gade, Hans Konstantin-Hansen, and Håvard Vold. Characteristics of the vold-kalman order tracking filter. *Sound and Vibration*, 33:34–44, 1999.

METHODS FOR VERIFICATION OF PARAMETERS OF MAGNETIC FIELD SENSORS

Jakub Krejčí

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xkrejc44@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Beneš

E-mail: benesp@feec.vutbr.cz

Abstract: Many new sensors appear at the market and occasionally it is required to test specification given by producer. Usually are given conditions of measurement, but the procedure stays undercover. The aim of this article is to suggest and describe simple and repeatable method for testing of magnetic field sensors and verify parameters of selected sensor.

Keywords: MEMS, sensor, verification, method

1. INTRODUCTION

Sensors of magnetic field occur almost 200 years. During this time were developed sensors operating on many different principles [1]. In last decades were production techniques improved, present technologies develop sensors in MEMS structures and the sensors are compact. The smaller size also brings worsening of some parameters, like noise characteristic or thermal stability. Producers try to keep the best parameters despite the smaller size to achieve the competitiveness with traditional ones. The biggest advantage of MEMS sensors is their price and size.

Sometimes the parameters declared by producers could be doubt, because some of them can be hardly achieved and they seem surprisingly good. The producers give the conditions of measurement, but they do not explain the procedure, which is also important. Therefore, one MEMS magnetic field sensor was chosen and were considered and described methods for their specification with available equipment. Then they can be reused with other sensors for repeated verification of parameters.

2. DESCRIPTION OF USED SENSOR

A fluxgate magnetic field sensor DRV425 [2] made by Texas Instruments was chosen as an up-to-date MEMS sensor with sufficient parameters for many applications. Range of the sensor is ±2 mT, thus it is determined to measure magnetic induction mainly bigger than is magnetic field of the Earth. Producer declares offset typically 2 µT, maximally 8 µT, error of gain 0.04 %, linearity 0.1 % and also good noise characteristics. This are the key parameters of the sensor to be verified.

For experiments was used an evaluation module for this sensor, where is provided supply for the chip, pull-up and pull-down resistors for setting of some properties and a resistor providing a conversion from electric current to voltage, which is easier measurable. Because the output is analog, for measurement must be used an additional AD converter.

Magnetic induction is calculated from the voltage by equation given by producer

$$B = \frac{V_{OUT} - V_{REF}}{48{,}8 \cdot R_1} = \frac{V_{OUT} - \frac{V_{DD}}{2}}{48{,}8 \cdot 100} \qquad [\mathrm{T;\ V,\ V}] \tag{1}$$

Where V_{OUT} is output Voltage, V_{DD} is supply voltage and R_1 is shunt converting current to voltage. With the 100 Ω resistor built-in evaluation module is the sensor capable for measurements in range ±500 µT.

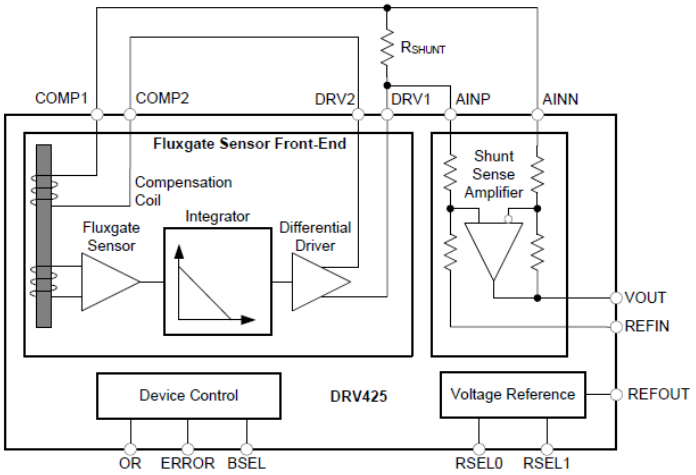


Figure 1: Functional Block Diagram of TI DRV425 [2]

3. MEASUREMENT

Before measurement of the key parameters of sensor is proper to discover test the device and measurement surrounding to avoid mistakes during the measurement. Mainly was examined impact of close metallic objects. Sensor is capable to sense a metallic object up to 50 cm. It is recommended to place no magnetic object in this area, otherwise the measurement can be influenced. An offset can be compensated by orienting the sensor at the right angle to magnetic needle. It is also important to choose suitable measuring equipment. For measurement was used simple 12-bit multimeter with resolution 1 mV at range 4 V, which stands for resolution 0.2 µT.

3.1. GAIN AND LINEARITY

For experiment verifying gain and linearity was used a Helmholtz coil [3]. It consists of two identical coils placed symmetrically in distance equal their radius and a homogenous magnetic field is formed between them. With knowledge the relation between current and created magnetic induction (constant of Helmholtz coil in units T/A) can be measured characteristics of the sensor by setting different values of electric current in the coil.

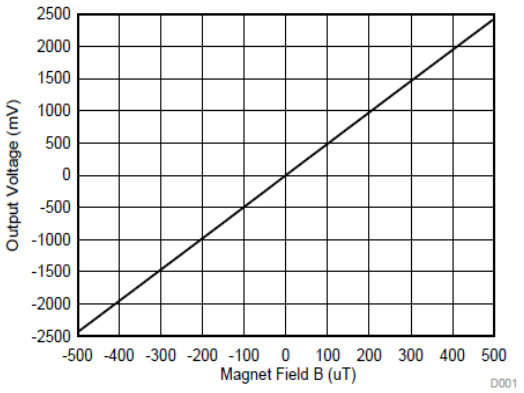


Figure 2: Output Voltage vs. Measured Field Strength given by producer [2]

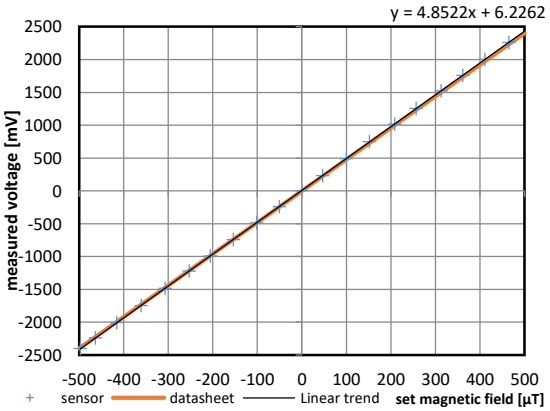


Figure 3: Measured sensitivity characteristics

The measured characteristics was broadly identical with the declared, error of sensitivity was determined as -0.6 %. In the datasheet for sensor is quantified as ±0.04 %, but this value is related just to

the sensor with current output and it cannot be achieved in this configuration. The accuracy of shunt resistor is 1 %, therefore -0.6 % is a good result.

The error of linearity was determined as 0.08 %, which corresponds with datasheet value 0.1 %.

3.2. OFFSET

Offset is harder to determine in comparison with some other sensors. For example, for flowmeter is offset determined by zero stream of the fluid or for voltmeter is the input disconnected. But with magnetic field is the situation different, because magnetic field of the Earth is present and for used sensor can represent 10 % of its range. The offset is commonly determined by Zero Gauss Chamber, which reduces the surrounding magnetic field near to zero. Unfortunately, available zero chamber was too small for the sensor and PCB, so a method must had been considered, which will bring the effect of decreasing surrounding magnetic field.

Because magnetic field is a vector, it means, in a perpendicular direction is the magnitude equal zero. The orientation of the magnetic field must be found, easily by the compass, and then is necessary to place the sensor at the same place instead of the compass in the perpendicular direction.

Also was used another, similar, method based on rotation of the sensor. Firstly, the sensor was oriented to direction, where it detected the highest magnetic field. Then was turned to direction, where it detected again the highest magnetic field, but opposite direction. From these two values was calculated the arithmetic mean, which is equal to the offset. Manipulation is easier, when the sensor is fixed to some bigger pad.

Both methods showed similar results. From several measurements at different places was determined the average offset as 2.6 µT, highest was 3.8 µT. Compared to datasheet values typical 2 µT and maximally 8 µT were these values successfully confirmed.

3.3. NOISE

Noise is another important parameter, especially at measuring of low intensities of the magnetic field. Offset is not an obstacle at noise measuring, if is unchanging. It represents an DC compound at 0 Hz frequency, which wan be filtered. For fulfilment the condition of unchanging field is important to place the sensor (especially the axis of measurement) far off components causing changes of magnetic field, such as transformers, computer or power supply grid. Also is good to reduce some vibrations, which can in combination with static filed cause changes of magnetic field. Therefore, the sensor was attached to a pad.

Producer declares vibration in range up to 100 kHz, so a converter with sampling frequency at least 200 kHz must be used. For measurement was used 16-bit 250 KSPS device and a custom program in LabVIEW was made. It allows setting measuring hardware, data acquisition and calculating power

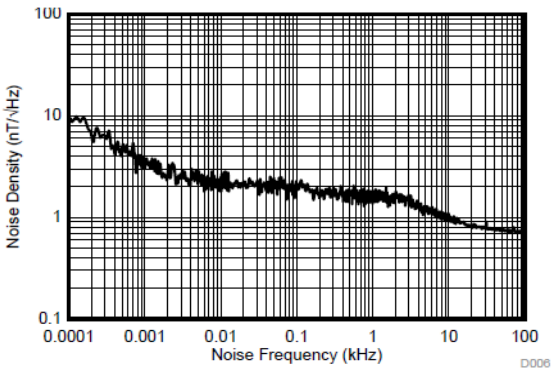


Figure 4: Sensor Noise Density vs Noise Frequency given by producer [2]

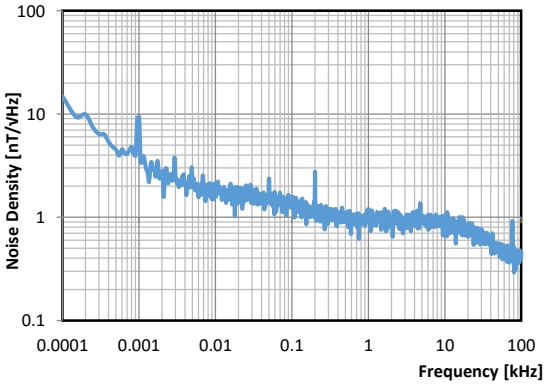


Figure 5: Measured noise density

spectrum density of measured signal. It also repeats the measurement and calculates average from preset number of measurements.

Noise characteristic determined by producer is in range 0.1 Hz to 100 kHz. Length of record must be at least 10 s to fulfil this requirement. For veracity of measurement is necessary to compare the noise of the sensor with noise of the capturing device. Noise of the capturing device must be at least one level lower than noise of the sensor, otherwise the measurement would be distorted and this matter was met.

Output of function calculating power spectrum density is in unit of V^2_{RMS}/Hz and the demanded unit is nT/√Hz. It is necessary to calculate square root measured data and obtain values in VRMS/√Hz and apply sensitivity of the sensor to achieve noise in magnetic domain. By comparison of Figure 4 and Figure 5 can be spotted slightly bigger noise at lowest frequencies and few peaks in measured characteristics which not occur in specification by producer. Producer also states in datasheet noise at frequency 1 kHz as 1.5 nT/√Hz, measured was 1.2 nT/√Hz, and noise in range 0.1 Hz to 10 Hz as 17 nT, measured was 9.2 nT. Both parameters were measured in the same range, even with better results. For calculation of result in specified range of frequencies is necessary to perform numeric integration. The result must have units of nT, hence the measured characteristics in nT/√Hz cannot be integrated. Integration must be performed in units nT2/Hz and then a square root must be calculated.

3.4. NEGATIVE INFLUENCES TO MEASUREMENT

Results of measurement does not compose only of tested input, but measurement is also affected by some parasitic influences and it is important to define rate it import in the result. One of the most common parameter is temperature. Since the producer mentions gain drift ±7 ppm/°C and offset drift ±5 nT/°C, the thermal dependence be ignored. It does not mean big error, because the ambient temperature is stable during the measurements.

4. RESULT

For a selected magnetic field sensor was described a method testing its key parameters like sensitivity, linearity, offset and noise density. All of the parameters were verified with a close tolerance to values specified by producer, the procedure leading to obtain these parameters is applicable and can be repeatedly used for verification of other sensors.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - „Industry 4.0 in automation and cybernetics" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

[1] J. Lenz and S. Edelstein, "Magnetic sensors and their applications," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 6, no. 3, pp. 631-649, June 2006. doi: 10.1109/JSEN.2006.874493

[2] Texas Instruments Inc., DRV425—Fluxgate Magnetic-Field Sensor (2015), http://www.ti.com/lit/ds/symlink/drv425.pdf

[3] V. E. Baranova and P. F. Baranov, "The Helmholtz coils simulating and improved in COMSOL," *2014 Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics)*, Omsk, 2014, pp. 1-4. doi: 10.1109/Dynamics.2014.7005634

VIRTUAL BATCH MANUFACTURING

Tomáš Benešl
Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT
E-mail: xbenes23@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdeněk Bradáč
E-mail: bradac@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes a possible way to create digital twin of a batch production process. This virtual model of the batch system can be used for testing ISA-88 and ISA-95 with a virtual or real PLC without real system. There is also a possible use for education in labs with PLCs to show a behavior of a batch actors (valve, mixer, heater etc.) and ways to control, which can be tested in the virtual manufacturing system.

Keywords: ISA-95, ISA-88, Siemens, PLC, Step7, C#, Virtual manufacturing, Industry 4.0

1 INTRODUCTION

Virtual manufacturing embodies one of the pillars of Industry 4.0. Thus, a real system can be measured and observed to create a virtual model of a system. In terms of the production flow continuity, the manufacturing cycle comprises three main parts:

- discrete production;
- continuous production;
- and batch production.

This paper discusses batch production, mainly due to the present necessity to modernize tutorials focusing on batch control processes. The ISA-88 standard characterizes the requirements for batch control, namely, the software implementation rules. The requirements include three models, and these are described within the present paper.

Currently, almost all processes are controlled by a MES (Manufacturing Execution System). The ISA-95 defines the interface between process control and an execution system. An illustrative example of production with MES can be seen in a batch processes during the manufacturing of fruit juice. A PLC program is equipped with device control and functions (phases) for the MES. A process engineer does not need to know the operational principles of the given device: he or she is only required to possess knowledge of how the phases are organized in consecutive order.

A PLC programmer should be proficient in all the standards, and they are also expected to have the ability of testing their program. Using a virtual batch simulator, it is possible to create a debugged control program and test cooperation with the MES.

2 VIRTUAL MANUFACTURING

In a virtual model of a system (such as a manufacturing line or a robotic stand), any variation can be simulated before the real change; the programmer is then able to change and test a new program.

Thus, the time otherwise spent on program debugging is saved, and the costs manufacturing cycle termination can be fully eliminated. If there is the possibility that a manufacturing line produce another item with same mechanical parts, the virtual model enables us to test and prepare the modifications without the need to shut down the assembly line.[6] Alternaltively, we can create the virtual model before the real system, with the programmer being able to set up the control software of the entire system before the actual realization. The whole system can be tested, facilitating the prevention of most errors affecting the system control procedure.[6] The final price of the real system can be minimized in this manner, and the virtual testing will cancel out a subnstantial part of the adjustments and revisions.

Creating the virtual model of system has some dissadvantages. The firts one is a price of a softwares for a virtual manufacturing. The second one is that the engineer which can use this software are not cheap too. And last one is a difficulty of this software, this is caused by lot of modification and possibilities of softwares. Because of that using this softwares can cause an irreversible costs for a small or medium firms.

2.1 VIRTUAL MANUFACTURING SOFTWARES

A huge number of a firms which creates a components for an industry and wants to go hand-in-hand with the idea of Industry 4.0 creates virtual manufacturing software.

Mostly known softwares are Tecnomatix, Process Simulate, SIMIT (Siemens), Delmia (Dassalut Systemes), RobotStudio (ABB), KUKASim (KUKA AG), ESI-Group softwares with a modules for a welding, assembly, metal sheet forming etc. A user base is not big, and an experience forums as well, so first steps with these softwares could be difficult.[6]

3 VIRTUAL BATCH MANUFACTURING APPLICATION

Finding a possibilities of creating virtual batch manufacturing cell, invoke an idea to program an own single-celled application to simulate the batch process. In PLC laboratory in BUT, there are Simatic S7-1512 PLCs. So main idea was to create the simulator which will look like a real system for a PLC. The application needs to read PLC outputs and write PLC inputs. This could be achieved by two possibilities. Using a Modbus protocol, which can read and write an input/output registers or coils, can be achived that a virtual system will be like a real system for the PLC. This possibility was not good because of a declaration Modbus communication in PLC and this was not desirable for education excercises. The other choice was Step7 protocol. This protocol is natively implemented in the Siemens PLCs, with this protocol can be loaded a program from a PG station or a PLC can communicate to an another station. A main advantages are, that only enabling this communication in a hardware configuration is all what has to be configured in a PLC and this protocol can write to an input area and read an output area of a PLC.

The communication library of Step7 was created by Davide Nardella and published for free.[8] There is a various programming languages in which is implemented this protocol. Because of choosing this communication method, there is a limitation to communicate only with Siemens S7 PLCs.

3.1 APPLICATION IMPLEMENTATION

The virtual model of the batch system (see in Figure 1) is consist of one tank with a filling and draining valves, mixer and heating element. This Windows form application sends data to the PLC and read from PLC. A bahaviour of this system can be seen in the visualization window Figure 1. The valves and mixer is controled only by a digital output and after switching on an engine there is a feedback from a contactor and in case of the valves, there is a feedback from end sensors. The tank

can be filled to defined liquid level and this mass of liquid can be heated to defined temperature. In the application is described a thermal capacity of liquid and created a real system which can be regulated with the heater to a requested temperature. The heater has analog output, so it is possible to regulate heat power.

For a PLC program is required to identify and find a constants of this system. Education purposes of this application can show students how they can use Siemens TIA Portal to identify this system, and after that create a regulator to control the temperature.

To simulate a real system there need to be a possibility to create a malfunction of system. By clicking on element in application can be invoke a malfunction which is signalized as PLC input. The control system should react on the malfunction and all malfunction states can be simulated, tested and processed.

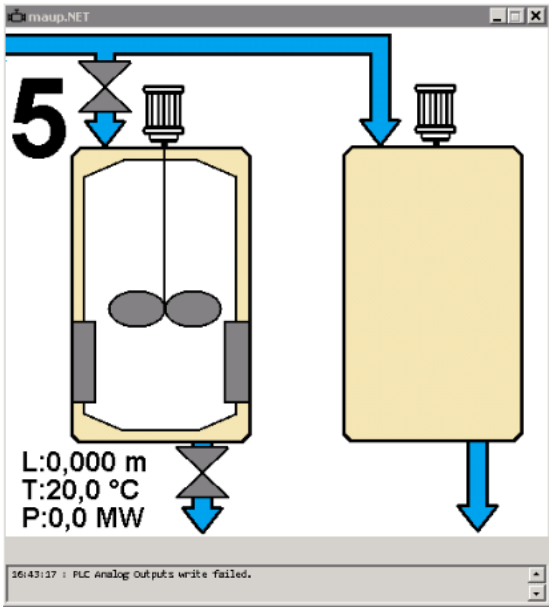


Figure 1: The visualization window of a virtual batch manufacturing application in Windows Forms, written in the C#.

4 ISA-88

The standard ISA-88 describes three models:

- process model,
- physical model,
- procedural control model.

Process model is not connected to any particular device but defines the whole process from the point of view of individual process events. The hierarchy of steps can be seen in Figure 2. The process action is the smallest part of process and combining of them creates an operation. The process action can be imagined as: open a valve, start mixing etc. The process operation can be rusult of a semi-finished product processes.[5] The process stage defines whole process, multiple processes can be running in one time. The top one in a process model is the process and it defines all under it. It means all from entering a raw material to creating a final product.[3]

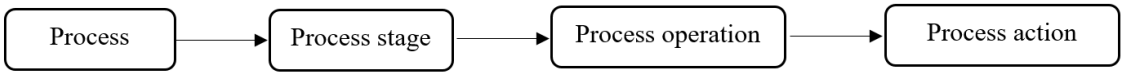


Figure 2: Process model ISA-88.

Physical model describes the process from a physical point of view of a factory. The most important parts of this model are the process cell, unit, equipment module and control module as can be seen in Figure 3. These four parts are the lowest in a terms of hierarchy.[5] The process unit can manufacture an end product or semi-finished product. The unit represents operation or operations in one batch. The equipment module defines a group of an operations for one puropose. The control module is the lowest step in the physical model ISA-88 and defines control of a sensors and action elements (valves, engines etc.).[5]

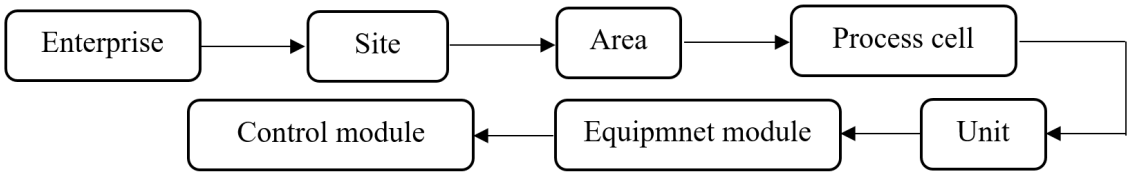


Figure 3: Physical model ISA-88.

Procedural control model is defined only in batch manufacturing. From a batch production point of view is this model the most important. As can be seen in Figure 4 on the top is the procedure. The procedure can be imagined as an icecream production - this is a procedure. This procedure has some unit procedures like cool the icecream, prepare fruit, add glaze etc. Every unit procedure has phases, this can be e.g. open valve, regulate a temperature to a setpoint and a sequence of this phases is called the operation.[3]

This can be tested in the virtual batch application, where the phases can be defined as filling, draining, mixing and heating. A higher level of controling process can be defined in MES which is defined by ISA-95.

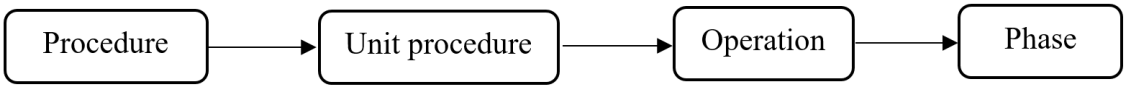


Figure 4: Procedural control model ISA-88.

5 ISA-95

The standard ISA-95 defines an interface between the control systems and enterprise level. The standard uses a several models to describe an integration of enterprise level to a factory.[2][4]

First model, the device hierarchy model, is an extension of ISA-88 physical model.

The hierarchy model of functions in the control system is second model defined by ISA-95 and it describes three different levels of enterprise: an enterptise level (bussines stuff, logistics), manufacturing operations (MES), control level.[4] In this model are defined an interfaces between each levels.[1]

The functions model and a data flows defines ten functions of the enterprise. This functions are: order management, manufacturing planning, manufacturing control, energy and material flow, buying, quality monitoring, supermarket management, costs, administration of delivery and maintenance.[2] The model defines data flows between these functions, with whom send or takes a data. There is also described a jobs of every single function.[3]

The last model is the generic model of activities, which merges some of the functions from previous model into six activities. These activities are: manufacturing, warehouse, quality, maintenance, energy and material flow and time management.[1][4]

6 CONCLUSION

In this paper is described what is the virtual manufacturing and its advantages and disadvantages. The application of virtual batch manufacturing can show alternative method to create a virtual model of a real system. With this application it is possible to test program in a PLC. Learning students in PLCs laboratory the behaviour of real system in this application, where is needed to deal with a malfunctions of system or elements is necessary preparation to real work in an industrial surroundings. After creating a control modules in PLC, there is a possibility to create the phases and control whole process from MES. In every step needs to be respected the standard ISA-88[5] and ISA-95[4] and create the functional interface between control and enterprise level by this standards.

This application will be used for education purposes in Process automatization course at BUT and could creates a better educataional surroundings to learn controlling batch processes so as useing theoretical knowledge of identifying a system and creating a regulator.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was financially supported by grant No. FEKT-S-17-4234 - „Industry 4.0 in automation and cybernetics" – the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

[1] SCHOLTEN, Bianca. *MES guide for executives: why and how to select, implement, and maintain a manufacturing execution system*. Research Triangle Park, NC: International Society of Automation, c2009. ISBN 978-1936007035.

[2] Moones, E. et al., PLM Standards Modelling for Enterprise Interoperability: A Manufacturing Case Study for ERP and MES Systems Integration Based on ISA-95. Available at: http://link.springer.com/10.1007/978-3-662-47157-9_14.

[3] Scholten, B., 2007. Integrating ISA-88 and ISA-95. , p.13.

[4] Anon., *ANSI/ISA-95* 2000 ed.,

[5] Anon., *ANSI/ISA-88* 2010 ed.,

[6] Mujber, T.S., Szecsi, T. & Hashmi, M.S.J., Virtual reality applications in manufacturing process simulation. Available at: http:linkinghub.elsevier.comretrievepiiS0924013604005618.

[7] Onosato, M., Iwata, K. & Hashmi, M.S.J., Development of a Virtual Manufacturing System by Integrating Product Models and Factory Models. Available at: http:linkinghub.elsevier.comretrievepiiS0007850607624895.

[8] Anon., Step7 protocol implementation. Available at: http://snap7.sourceforge.net/ [Accessed March 15, 2018].

I4.0 TESTBED - INTRODUCTION AND STRUCTURE

Ondrej Bastan
Doctoral Degree Programme (1),FEEC BUT
E-mail: xbasta02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Fiedler
E-mail: fiedlerp@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with the description of the newly growing testbed for Industry 4.0, which is developed by the Industrial Automation Group (SKUPRA) at the Department of Control and Instrumentation of the Faculty of Electrical Engineering and Communication of the Brno University of Technology. Within the first part of of this paper we introduce the idea of the Industry 4.0 phenomenon and motivation for the development of the testbed. The second part of the paper describes both the philosophy of the testbed and the construction itself. The last part of the paper deals with the basic description of the testbed functionality.

Keywords: Industry 4.0, Testbed, 3D modeling, Additive manufacturing, Rapid prototyping

1 INTRODUCTION

For a long time, we can see in the manufacturing industry a gradual *digital evolution*, which is aimed at achieving the principles of so-called *Industry 4.0*. This gradual development leads to increasing demands on industrial infrastructure and technologies, such as communications networks, safety, cyber security, cloud technologies, and many others. Moreover, the demand for professionals who understand this field and are able to use it in practice is increasing. In view of these facts, there is a need to introduce a large number of themes in teaching at universities, which are often difficult to grasp because of their interdisciplinary nature. For a student, who has only dealt with elementary automation-related tasks, such as sensor applications, programming of basic control algorithms, or modeling of controllers, the transition to a much more complex issue, which is undoubtedly a modern industrial system, is very difficult. Considering mentioned problems of interdisciplinarity, we will get requirements for a graduate, who is also an electric engineer, a designer, a mechanical engineer and an IT expert.

It can be said that after leaving university, the student will learn a lot of from practice. In the group of industrial automation, however, it is predominant opinion that students should acquire knowledge during their studies not only of austere information in the form of a list of used technologies and IT tools but also practical knowledge, experience and skills. It was this idea that initiated the motivation for the realization of the laboratory device, a testbed, which would demonstrate the principles of *Industry 4.0* not only on the theoretical level but also practically. This comprehensive workplace could enable students to address not only basic issues of the lower levels of the automation pyramid, but also new possibilities such as:

Design of algorithms for real production - Design and implementation of algorithms for real manufacturing processes control, both for discrete production (e.g. assembly processes) and batch production (according to ISA-S88 standard). *Implementation of the Cybernetic Physical System (CPS)* - Creating a digital twin for demonstration and testing. *Implementation of the distributed system* - Possibility to solve a large system divided into individual process units connected by industrial networks. *Demonstration of principles of Industry 4.0* - Modularity of production units, Product customization,

Horizontal integration, and so on. *Use of cloud technologies* - Possibility to collect production data for their visualization, machine learning, data mining, and later optimization and production planning. *Operation and Design of the Production Control System (MES)* - Operation over real-world production that allows easy understanding of ISA S-95 concepts such as the recipe, phase, procedure, etc.

2 INDUSTRY 4.0

Three previous industrial revolutions were triggered by the expansion of steam driven mechanical production equipment, the introduction of mass production using electricity, and the use of electronic systems and computer technology in production respectively [1]. The Fourth Revolution, Industry 4.0, could be called evolution, due to its long-term gradual introduction in industrial production. It is mainly aimed at creating the so-called Cyber-Physical Systems (CPS). This new philosophy brings changes to a wide range of industrial areas such as technical standardization, functional safety, cyber security, education, legal framework, science, the labor market and, last but not least, the social system. This philosophy transforms industrial production from standalone automated units into fully automated, continuously optimized, intelligent manufacturing environments that can respond to external pressure on the flexibility associated with the onset of new technologies. This also raises new demands for the above mentioned fields. Industry 4.0's core principles are:

- Interoperability - The capability of CPS, people, and all system components to communicate with each other through communications networks.
- Decentralization - Decision-making and management are carried out in parallel within individual subsystems that communicate with each other through a common network.
- Real-time work - A necessary condition for communication, management and decision-making in real world systems.
- Virtualization - Replacing physical prototypes, production means, and manufacturing processes by virtual designs and simulation.
- Horizontal integration - Integration of all the processes within the product lifecycle from its design to the completion of production.
- Vertical Integration - Integration from the lowest level of production processes to the enterprise scale system planning (ERP systems).

3 TESTBED IMPLEMENTATION

The concept of the testbed is proposed and designed to implement and present the basic principles associated with Industry 4.0 phenomenon. The entire testbed represents the factory producing the real product, which in this case is a mixed beverage in the glass. The endeavor is to include the entire production pyramid, from process instrumentation to the ERP system, and to use the innovative principles of industry 4.0. The testbed will be constructed as a table on which the production line will be placed. The testbed functionality is described in the following section.

The customer chooses or configures the mixed beverage for which he sends the order via his web application account. Subsequently, the product is automatically placed into production. The production will take place sequentially in several production cells, each of which will carry out one part of production (mixing, dosing of liquids, ice dosing, etc.). The movement of the product container (glass with NFC tag) between the cells is realized by the industrial robot. After completion of all

manufacturing operations, the robot will put the finished product on a conveyor belt, which performs its transport from the production line directly to the customers on which the product will leave the production line. This conveyor also serves to transport empty jars, which are eventually stored in the warehouse.

3.1 CONSTRUCTION

As mentioned above, the testbed is realized in the form of a table. There is a work area of 1000 x 2000 mm on this table, which houses several autonomous production cells along with a robot and a conveyor belt. Below this work surface there is a similar support area for control equipment, network and IT technologies. Both the construction of the table and the supporting structure of the autonomous cells are realized from aluminum profiles. The production line may consist of a maximum of 6 autonomous cells, four of which are placed directly on the work surface, and two outside the area at the back of the table. This will allow these two cells to have a larger dimension than cells on table (namely, larger than 330 x 330 x 500 mm). A conveyor of a carousel type is placed at the table top. This conveyor is realized by an oval rail, on which the carriages, connected to the drive through a rubber belt, are moved. On the opposite side of the table there is the SCARA robotic manipulator. This manipulator is equipped with a gripper for grabbing glasses to be able to move them between particular production units.

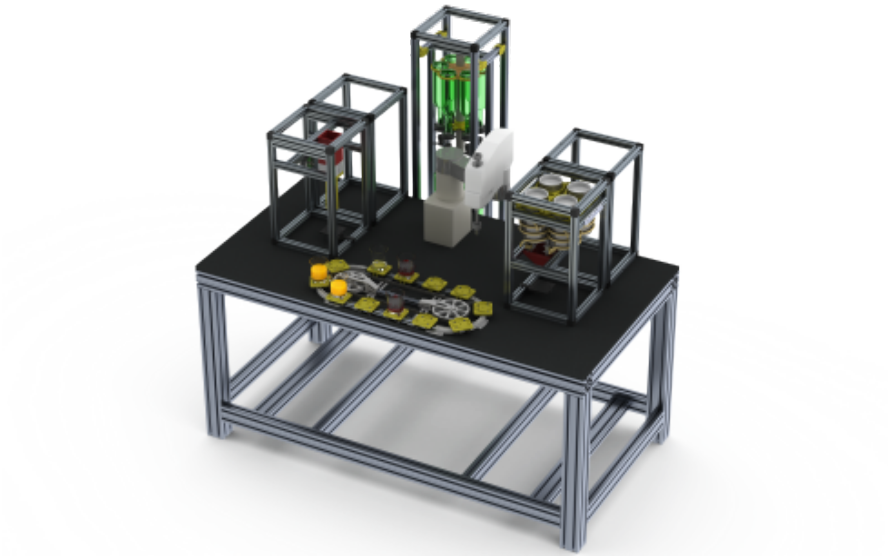


Figure 1: Visualization of the testbed.

The following cells may be located on the workspace:

- Warehouse of glasses - The part of the cell is a stacker that prepares the glass for a robotic manipulator.
- Warehouse of alcohol - After inserting the glass, the cell will fill the alcohol autonomously.
- Warehouse of non-alcoholic beverage - The cell fills a glass of liquid from four tanks, which can be cooled.
- Ice crusher - Ice cubes are stored in this cell. The ice is crushed and placed in a glass.
- Beverage mixer - This cell mixes all the ingredients in the glass.



Figure 2: Warehouse of glasses - 3D model of warehouse

A large amount of material is required to realize the design of the testbed. Apart from the aluminum profiles used for the construction, there are a large number of different unique plastic parts. The choice of classical manufacturing processes would be very inefficient because of their uniqueness. Therefore, emphasis is placed on the use of rapid prototyping, i.e. additive manufacturing. The construction parts are produced by the process of 3D printing from thermoplastic materials.

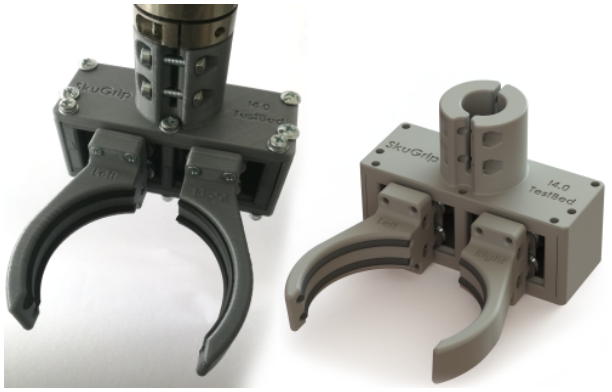


Figure 3: Gripper for manipulator - Demonstrates 3D printing for component manufacturing. (on the left side printed gripper, on right side 3D model)

3.2 INDUSTRY 4.0 AREAS COVERED

One of the main principles of Industry 4.0 is a transition from standalone automated units to integrated automated manufacturing environments. Individual cells therefore constitute autonomous decentralized cyber-physical systems (CPS), which are the cornerstone of intelligent factories. Cells will be able to interact with each other and surrounding cyber-physical environment and will be able to respond to current conditions and requirements. Their production will be fully autonomous. Also conveyor belt and SCARA manipulator will be considered as autonomous equipment. Each autonomous cell has its own control and sensors to control the perception of the environment. It is also connected to the communication network.

For communication and defining subsystem functionality, standardized SOA principles (Service Oriented Architecture) will be used in combination with the Publisher-Subscriber communication model. This will allow individual CPSs to offer their services to other CPSs. It is also planned to use the standardized Administration shell interface that implements the so-called digital twin. This twin can be

seen on the testbed either as a twin of the production equipment or as a twin of the product. The administrative shell through OPC UA enables communication between CPS and also provides a hardware model of a hardware unit.

Testbed will also use MES and ERP systems. These systems should allow receipt and order management, warehouse management, or calculations of key performance indicators to evaluate production efficiency. This will enable students to understand the structuring of control algorithms to integrate into these systems. The product lifecycle management is also planned in the production framework. The glass will be equipped with a NFC tag that contains detailed information about the product which should be fabricated. It will also store data logs from the production and consumption of the product. This information then passes to each cell in which it finds itself, which actually controls production. The product lifecycle will end when the glass returns to the warehouse and reads the accumulated data from the NFC chip. This can be used to develop testbed optimization solutions.

4 CONCLUSION

Nowadays we are dealing with a testbed construction for Industry 4.0. Basic cell constructions are already proposed and are implemented and models for virtual commissioning are developed in conjunction with Siemens tools (Tecnomatix Process Simulate, NX). The next step comprises finishing the construction process and creating control for individual autonomous cells. Subsequently all the equipment will be link through the Ethernet.

Even though the testbed is far from the final state, the team of people composed of bachelor, master, doctoral students and assistant professors uses it for constant improvement and gaining new experiences in the field of Industry 4.0. We can say that the testbed fulfills its intended function already today.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - „Industry 4.0 in automation and cybernetics" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

[1] Mařík, V.: Národní Iniciativa Průmysl 4.0., Praha, 2016,

[2] F. Zezulka, P. Marcon, I. Vesely, O. Sajdl, Industry 4.0 – An Introduction in the phenomenon, IFAC-PapersOnLine, Brno, 2016, s. 8–12.

[3] J. Duhovnik, I. Demšar, P. Drešar, Space modeling with SolidWorks and NX, 2015.

[4] R. Bogue, 3D printing: the dawn of a new era in manufacturing?, Assem. Autom., 2013, 307–311.

[5] 3DPI, The Free Beginner's Guide to 3D Printing, 3D Print. Ind, 2014, 77.

ROTARY ENCODER CALIBRATION

Michal Šindelář

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: sindelar@feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Beneš

E-mail: benesp@feec.vutbr.cz

Abstract: Manufacturer of an encoder gives an information about maximum error level of the measured position and the magnitude of the angle deviation for each single position is unknown. The calibration provides an error map which can be used for correction of actual measured angle value. Hence, the measurement accuracy for each position is significantly increased. Presented method provides on-axis self-calibration and does not require any external angle standard. It is based on the interpolation of correct angle position for each count of the encoder.

Keywords: Angular deviation, angular position, calibration, encoders, position accuracy

1 INTRODUCTION

Rotary incremental encoders are widely used in many applications, such as aspherical machining, multi-axis manipulators, generally as drives feedback, or for astronomical telescopes positioning, etc. Not only these applications require high-accuracy angle measurement with sufficient resolution.

Manufacturer of the rotary incremental encoder guarantees absolute deviation in exactly determined running conditions, especially mounting tolerances, effects of the environment, and sufficient electronic processing (interpolator, frequency of a counter). The given value of the sensor's absolute error represents the worst case and affects all measuring points in the same way.

The result of the calibration process is represented by an error map, which provides the magnitude of angle deviations in certain measuring points. The error map obtained by the calibration allows correction of the angular values indicated by the sensor. Hence, the measurement accuracy for the given angle positions can be significantly increased. But there is a problem with different running conditions between calibration laboratory with precision rotary table and real industrial machine. T. Watanabe et al. in [1] states, that is impossible to achieve accuracy better than 0,01 arc-sec in angular measurement after installation of the encoder onto the application axis.

2 LIMITS OF ROTARY ENCODERS

The factors influencing the total accuracy can be divided into two groups. First group is represented by inherent errors and originates from the manufacturing process. Inherent errors mainly come from the scale disk of the encoder due to the non-uniform graduation, limited accuracy of scanning process, eccentricity of the optical pattern and geometric center of the scale disc, roundness of the scale or radial run-out of the integral bearing. The above mentioned and other similar influences are included in the specification of the sensor.

Operating and mounting influences represent the second group of the limiting factors. These acquired errors take significant part of the total error budget. The dominant deviation is caused by the encoder disk installation eccentricity. Reading head interprets the eccentrics movement as corresponding angle displacement. The resulting error has a sinusoidal course with frequency of the first harmonics. Radial run-out of the measured spindle has the same effect. Rotary encoders are available with or without integral bearing. If the encoder with integral bearing is considered, a coupling between the

measured shaft and encoder shaft will introduce another error. Precision couplings decrease the angular accuracy by 0,5 up to 1,0 arc-sec [2].

In general, low order harmonics of the error map frequency spectrum correspond to the acquired errors, whereas high order harmonics represent the inherent errors. The above mentioned errors are in many cases repeatable (except radial run-out of a ball bearing) and can be corrected by the calibration values obtained during the calibration.

3 CALIBRATION METHODS

Calibration techniques can be divided into two categories. Firstly, methods referred to as cross-calibration arise from comparison of the tested sensor and the external angle standard. This calibration is performed in the calibration laboratory with precision rotary table in well-known conditions. Hence, this type of calibration approaches is laboratory sensitive and the obtained error map will be useless when the encoder is installed onto measured spindle.

Secondly, methods referred to as self-calibration represent the second group. In most cases these techniques employ suitable geometric layout of several reading heads in cooperation with the feature of a circle closure, which is applied as follows. The sum of the angles around any point in a plane equals 2π rad. As a result, this feature enables the independence of the self-calibration on the external angle standard. In addition, On-Axis variants of the self-calibration methods enable to perform the calibration of the encoder mounted onto its application axis.

One of the cross-calibration approach can be realized by employing two autocollimators and optical polygon. For example, this principle is applied in Czech metrology institute, more details in [3], or National Institute of Standards and Technology (U.S.). Angular accuracy of the polygon faces is not critical parameter. The degree of uncertainty of the method particularly depends on the alignment stability of a polygon mirror and axis of the autocollimator. Expanded uncertainty ($k = 2$) of the obtained error map reaches the level of 0,004 arc-sec [4]. On the other hand, National Metrology Institute of Japan has developed the angle encoder "Self-calibratable angle device" (SelfA), based on the EDA self-calibration approach [5], [6]. Angle comparator "WMT 220" from Physikalisch-Technische Bundesanstalt in Germany combines both principles and consists of two rotary tables. The inner table is coupled via autocollimator to the outer table, which contains the angle encoder with 16 reading heads and works in self-calibration mode, more information in [7].

3.1 EQUAL-DIVISION-AVERAGED METHOD

Equal-Division-Averaged Method (EDA) is one of the On-Axis self-calibration techniques, in which several sensor heads are installed at equal angular intervals around the scale disk. One of the placed sensors heads is reference. The output signals from the remaining sensor heads are compared with the signal from the reference head. Since all reading heads scan the same scale, the angle deviation contained in the output signal of the reference head is also contained in the output signals detected by the remaining heads with an appropriate phase shift. This phase shift is caused by the relative positions of the sensor heads. The differences between each output signal and reference signal are averaged for all graduations lines of the scale disc. The estimated average value represents the deviation from the nominal value [6]. For detailed description of the method see [8].

In National Metrology Institute of Japan, the EDA method has been implemented to the angle encoder SelfA. With 13 sensor heads is the SelfA applied to the japan national angle standard. The expanded uncertainty ($k = 2$) of the national standard is 0,01 arc-sec [9].

3.2 TIME MEASUREMENT DYNAMIC REVERSAL METHOD

Time Measurement Dynamic Reversal Method is the On-Axis self-calibration technique, in which only one reading head is required. The principle of the method is based on the precision spindle dynamics property in free response. The known dynamics of the spindle enables to estimate the value of the measured angular intervals of all measuring points of the encoder. Since measured pulse width

of the incremental signal and corresponding angular interval of the scale are related through the spindle speed, the value of the measured interval in the angle domain can be obtained. Thus, the numeric model of the spindle dynamics is necessary. If there are discrepancies between the model and the real spindle dynamics, the accuracy of the method will be decreased. Therefore, the well-designed non-contact bearing for the spindle is required [10], [11]. In addition, the authors of the TDR use the numeric model with the second-order function.

The development of the TDR method is focused on the using more sensor heads evenly spaced around the optical disk, similar to the above mentioned EDA method. Since there is a known phase shift of the output signals, certain influences increasing the uncertainty (e.g. torsion vibration) can be eliminated. With four sensor heads the expanded uncertainty ($k = 2$) is reduced to 0,006 arc-sec and first 500 harmonics are obtained [11].

3.3 DEVELOPED INTERPOLATION METHOD

Devised method is based on the free response of the spindle. However, the numeric model of the spindle dynamics is not applied. The reference time-dependence of the angle position is provided by interpolation. The input data for the interpolation of the reference curve are counts from the index channel of the tested encoder. The circle closure feature enables to obtain reference points with intervals exactly equal to 360°. Taking this information into account, a sequence of reference points will show trend, which the angle position is changed during the one revolution.

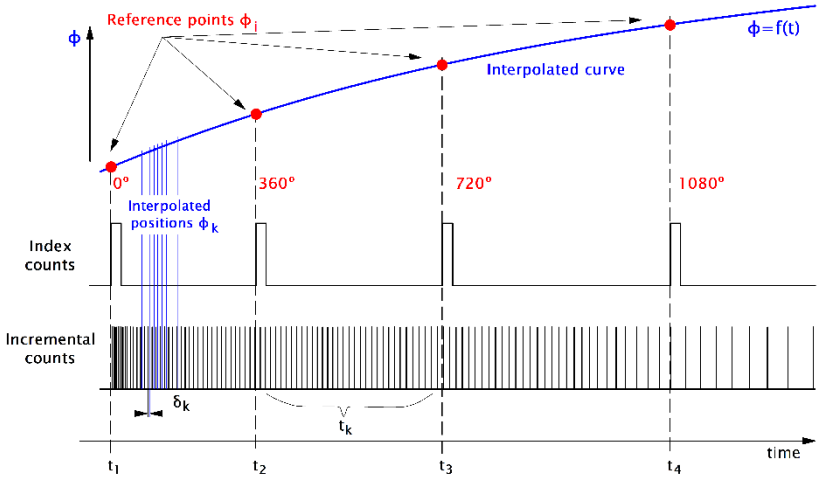


Figure 1: Principle of the developed method

The principle of the method illustrates Figure 1. The aim is to interpolate the actual value of the k-th graduation position ϕ_k for the measured time t_k of the k-th incremental edge. Thus interpolate function $\phi_k = f(t_k)$, where $k = 1, 2, \ldots, N$ marks the graduation line of the grating. The angle positions of the graduation lines indicated by the encoder are estimated by the measured time intervals between the incremental counts. Hence, the measured time intervals and angular positions are related through the interpolated function. Angular deviation is equal to the difference of the interpolated value and the nominal value. For the accurate results, the smooth function with the slow rate of change is assumed. From the measured free response of the spindle (Figure 2a) it can be seen, that the assumption of the smooth function is met.

For the interpolation a cubic Hermite spline was chosen, because of this method is well-suited for obtaining a smooth continuous function. Since we assume linearly decreasing rotating speed during each revolution, the interpolation by linear spline is inappropriate (angle position is equal to an integral of the angle speed, $\omega = d\phi/dt$).

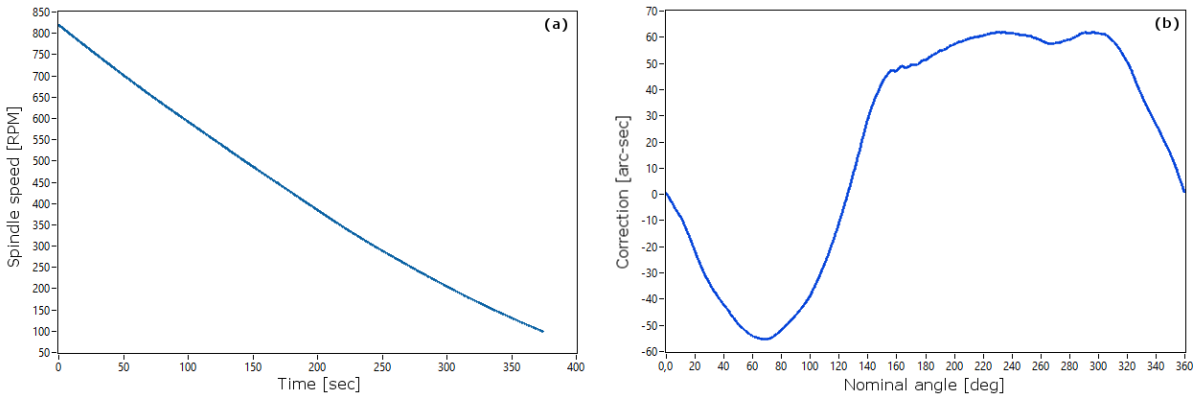


Figure 2: (a) Experimentally recorded spindle free response, (b) result of the calibration

The magnitude of the angle deviation $\delta_{i,k}$ is evaluated by the difference of the nominal and the interpolated value,

$$\delta_{i,k} = \Delta_k - \phi_{i,k} \,. \tag{1}$$

Index k marks the graduation line, index i represents given data set (i.e. revolution). The value of the nominal interval depends on the resolution of the encoder, $\Delta_k = k \cdot (360/N)$. The estimation of the error map is done for M consequent revolutions. Thus, the statistical factors influencing the measurement are eliminated. The averaged value of the angle deviation for the k-th graduation line can be expressed as

$$\bar{\delta}_k = \frac{1}{M} \cdot \sum_{i=1}^{M} \Delta_k - \phi_{i,k} \,. \tag{2}$$

For the method verification a calibration stage with appropriate measuring system was devised. The calibration stage employs a flywheel mounted onto a main spindle. The encoder under the test is coupled to this main spindle. The two ball bearings are installed for the spindle support. In order to eliminate motor driving torque disturbances during a free response the spindle motor can be turned off. The actual time of the count interval is captured by NI CompactRIO-9068 in cooperation with high-speed digital input module NI-9402. Since the fast acquisition rate is crucial, the time-critical part of the measuring application is implemented at the FPGA level. Implemented counter works with 200 MHz clock and enables to simultaneous capturing of three channels. The expanded uncertainty (coverage factor 2) of the measuring channel is 0,5 arc-sec at 780 RPM with 2048 counts per revolution. The tested rotary encoder specification is Allen-Bradley 844B-Z13C2048, system accuracy of ±150 arc-sec, and 2048 graduation lines [12]. Figure 2b shows the calibration result versus the spindle position.

4 CONCLUSIONS

This article has only been able to touch on the most general features of the precision angular measuring with rotary encoders and its calibration. On the above mentioned On-Axis self-calibration methods, the interpolation method and the calibration stage was devised. The verification of the presented method was accomplished by the calibration of the Allen-Bradley encoder. The obtained error map (Figure 2b) lies within the tolerance of the sensor. The level of the method uncertainty is presumed to 10 arc-sec. The exact evaluation of the uncertainty requires installation of the reference angle encoder. The method relies on the interpolation, in which the input data are counts from the index channel of the encoder under the test. The information is obtained solely once per revolution. So, this corresponds to the average speed in one revolution. As a result, the method is sensitive to the torsion vibration, because of lack of information how the actual speed is changing between each graduation line due to non-uniform friction of the ball bearings, flywheel imbalance etc.

ACKNOWLEDGMENT

The completion of this paper was made possible by the grant No. FEKT-S-17-4234 - „Industry 4.0 in automation and cybernetics" financially supported by the Internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

[1] WATANABE, Tsukasa et al. An angle encoder for super-high... *Measurement Science and Technology* [online]. 2014, 25(6), 065002 [cit. 2018-03-10]. DOI: 10.1088/0957-0233/25/6/065002. ISSN 09570233.

[2] *Angle Encoders With Integral Bearing* [online]. Germany: HEIDENHAIN, 2015 [cit. 2018-03-10].

[3] Státní etalon rovinného úhlu. *Státní etalon rovinného úhlu | Český metrologický institut* [online]. Brno: ČMI, 2006 [cit. 2018-03-10]. Available at: https://www.cmi.cz/node/411

[4] KINNANE, Mark N et al. A simple method for high-precision calibration… *Metrologia* [online]. 2015, 52(2), 244-250 [cit. 2018-03-10]. DOI: 10.1088/0026-1394/52/2/244. ISSN 00261394.

[5] WATANABE, Tsukasa, Hiroyuki FUJIMOTO a Tadashi MASUDA. Selfcalibratable rotary encoder. *Journal of Physics: Conference Series* [online]. 2005, 13, 240-245 [cit. 2018-03-10]. DOI: 10.1088/1742-6596/13/1/056. ISSN 17426588.

[6] WATANABE, Tsukasa et al. Automatic high-precision calibration system for angle encoder (II). *Proc. SPIE: Recent Developments in Traceable Dimensional Measurements II* [online]. 2003, 5190, 400-409 [cit. 2017-03-27]. DOI: 10.1117/12.506473

[7] PROBST, R. et al. The new PTB angle comparator. *Measurement Science and Technology* [online]. 1998, 9(7), 1059-1066 [cit. 2017-04-20]. DOI: 10.1088/0957-0233/9/7/009. ISSN 09570233.

[8] WATANABE, Tsukasa. Is an angular standard necessary for rotary encoders? *Synthesiology English edition* [online]. 2009, 1(4), 273-281 [cit. 2017-03-26]. DOI: http://doi.org/10.5571/syntheng.1.273.

[9] KOKUYAMA, Wataru et al. Angular velocity calibration system with a self-calibratable... *Measurement* [online]. 2016, 82, 246-253 [cit. 2017-04-27]. DOI: 10.1016/j.measurement.2016.01.011. ISSN 0263224.

[10] LU, X.-D. a D.L. TRUMPER. Self-Calibration of On-Axis Rotary Encoders. *CIRP Annals - Manufacturing Technology* [online]. 2007, 56(1), 499-504 [cit. 2017-05-01]. DOI: 10.1016/j.cirp.2007.05.119. ISSN 00078506.

[11] LU, X.-D. et al. On-axis self-calibration of angle encoders. *CIRP Annals - Manufacturing Technology* [online]. 2010, 59(1), 529-534 [cit. 2017-05-01]. DOI: 10.1016/j.cirp.2010.03.127. ISSN 00078506.

[12] Allen Bradley Encoder Crossovers. *Dynapar Encoders: Absolute Encoder & Rotary Encoder* [online]. Gurnee: Dynapar, ©2017 [cit. 2017-04-06].

REALTIME PEDESTRIAN RECOGNITION USING SIAMESE NETWORK

Martin Rajnoha

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: martin.rajnoha@vutbr.cz

Supervised by: Radim Burget

E-mail: burgetrm@feec.vutbr.cz

Abstract: Image similarity measuring has many various applications. Pedestrian recognition is one of them and for the security purposes it is basically required to run in real-time. This paper proposes a deep Siamese neural network architecture for pedestrian recognition that achieves 70.28% accuracy on the test set containing 20 persons. Prediction of the model is fast enough for real-time processing.

Keywords: surveillance, pedestrian, recognition, Siamese, deep learning

1 INTRODUCTION

Pedestrian recognition system can play significant role in our life. Such a system could help in many areas, but probably the most important one is security. Imagine how many people are walking through the airports, bus stations shopping mall every moment. Even all these public places have security cameras around they are basically controlled by human operator. Pedestrian recognition system could significantly help with almost impossible tasks for human. For example, in the case of robbery in some store in shopping mall. The store has an image of suspect from their security camera. They can send an image to security operator or make a call and provide description of suspect. It is almost impossible for human to find suspect among the people in the shopping mall. There can be plenty of cameras and hundreds of walking people. Pedestrian recognition system could solve this problem in seconds, maybe even milliseconds.

This paper deals with pedestrian recognition using deep Siamese convolutional neural network. One of the crucial point for recognition is also the processing time. Architecture of the Siamese network for pedestrian recognition was proposed and train using created dataset containing 46 persons and 1230 photos. The rest of the paper is structured as follows: Next section – methodology theoretically describes basics of convolutional neural networks and Siamese networks. Dataset for training Siamese network is described in this part as well and the experiment part presents the proposed method for pedestrian recognition and results. The last section concludes the paper.

2 METHODOLOGY

To make pedestrian recognition works as a whole system, first there is need to have some detection system. In this work is used a detection method described in [1]. From individual detections containing only one person on the image it is possible to do recognition. There are many techniques for image processing but in the recent years Convolution Neural Networks (CNN) are the most widely used for this area. CNNs have become a standard approach for problems dealing with image classification [1],[2].

Image classification is one of the simplest tasks regarding image processing using deep learning. General architecture for classification consists of few Convolutional layers with ReLU activation function and each followed by Max-pooling layer. Next there is a Flatten layer and after this layer

are few Fully Connected layers, also called Dense layers. Usually between them are Dropout layers for reducing of overfitting. Last layer is Dense layer, sometimes called Activation or Classification layer and its contains as much neurons as number of classes [3]. Example of the basic convolutional neural network used for classification is in fig. 1. This network was used for Handwriting recognition [4].

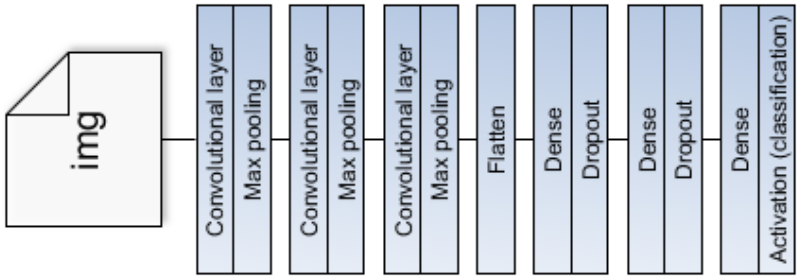


Figure 1: Example of convolutional neural network with basic architecture for classification [4].

Principle of the feature extraction from image data is very similar for classification and recognition. Recognition process compares two images and estimates their similarity. This is not possible to achieve with basic architecture of CNN, because in recognition case there are two images on the input to the network. Siamese neural networks are used for these purposes.

2.1 SIAMESE NETWORK

Siamese neural nets were firstly introduced to solve image matching problem in the early 1990s [5]. Siamese neural network consists of two identical neural networks, each has one image as an input. Because of networks are the same, they compute the same function and thus they make exactly same feature extraction for both images. Basic idea of Siamese neural network architecture is presented in fig. 2.

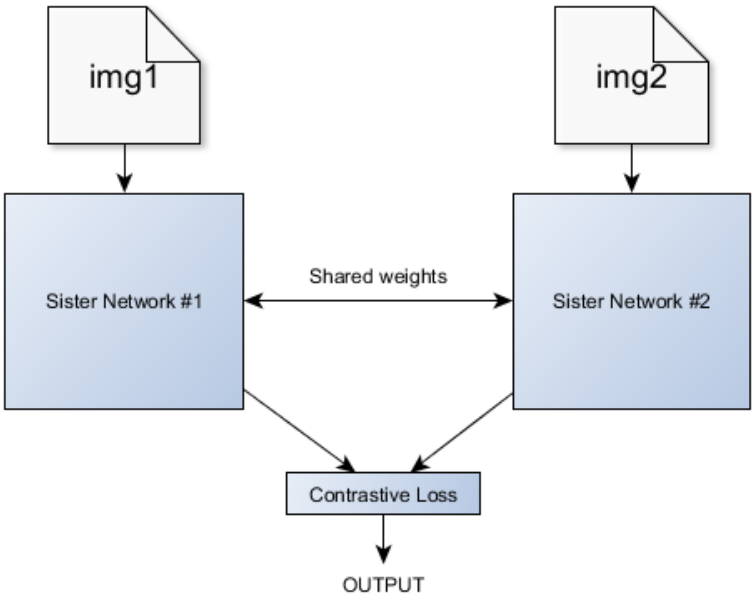


Figure 2: Example of basic idea of Siamese neural network.

Instead of learning to classify its inputs, it learns the similarity between inputs. Actually, it measures difference between images using contrastive loss function. This function is Distance-based and can use for example Euclidean distance. Definition of contrastive loss function [6]: „*A*

contrastive loss function is employed to learn the parameters W of a parameterized function GW, in such a way that neighbors are pulled together and non-neighbors are pushed apart. Prior knowledge can be used to identify the neighbors for each training data point."

2.2 DATA DESCRIPTION

For training and testing of system for pedestrian recognition there is necessary to have a dataset containing few persons with multiple photos. Dataset in our work were created from video used for 'i-Lids bag and vehicle detection challenge' on IEEE International Conference on Advanced Video and Signal based Surveillance, 2007 [7]. Using detection method described in [1] pedestrians were detected every 2 seconds and detections were stored. After that all the detections had to be sorted in the way that one pedestrian contains only photos itself. Dataset contains 56 pedestrians with overall 1179 samples distributed in pedestrians. The dataset was divided into two sets using for training of a model and for testing of performance of the model.

Because of Siamese networks has on input two images, the form of data for training has to be in shape: [image1, image2, label], where label defines whether these two images are same person or not. A datagenerator was created for this purpose. Datagenerator generates a pair of images and creates label according to sources of the images. For training process is important to have both positive and negative samples. Process of generating balanced dataset is as follows:

- **Positive samples** are created as all possible combination of images for all persons. There are 36 persons with overall 1029 photos in training set. Datagenerator automatically created 28230 positive pairs without repeating of images.
- **Negative samples** are created from two random selected persons and their random selected images. Pairs of images do not repeat. Datagenerator generates negative samples until it reaches number of positive samples. This is important to have a balanced dataset.
- **Combination** of positive and negative samples, interleaved one by one, the training dataset consists of 56460 samples – pairs of images, half positive (same person) and half negative (different persons).

The testing set is created in the same way and contains 562 pairs from 20 persons with overall 150 images. Testing set is used only for evaluation purposes, it does not affect training process. Training set is split in two set called training (30000 samples) and validation (26460 samples). Positive and negative pair is shown in fig. 3.

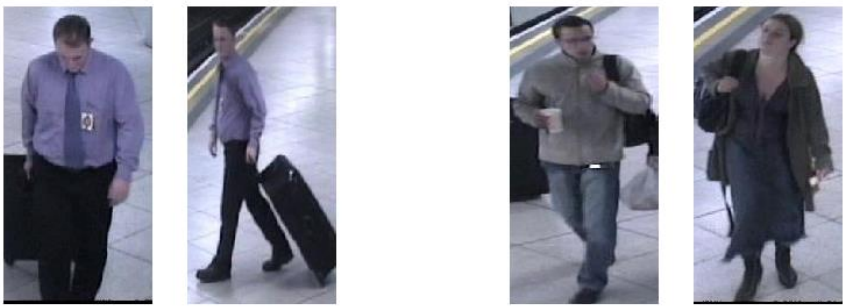


Figure 3: Example of pairs of images generated by datagenerator for training and testing of a model (a) positive pair (same person), (b) negative pair (different persons).

2.3 EXPERIMENT

Proposed deep Siamese convolutional neural network is represented in fig. 4. As an input to proposed architecture of Siamese neural network are two images with 64 x 128 pixels size. At the end of the network is similarity measurement layer with contrastive loss function. In this work we used Euclidean distance for measuring similarity of both feature vectors extracted by identical Siamese networks. If there are same images on the input, both parts of network will generate same vectors.

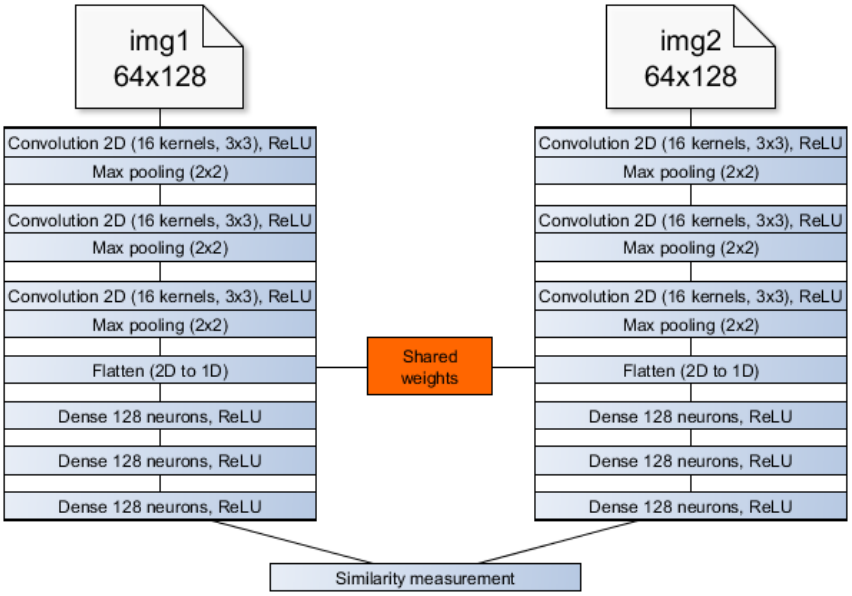


Figure 4: Proposed Siamese neural network architecture with shared weights.

Within the experiment many architectures and different parameters settings were tried. For example number of Convolutional layers, number of Dense layers, kernel sizes, number of kernels, number of neurons etc. Keras [8] and Tensorflow [9] frameworks were used to compile and train the network. These frameworks allow acceleration on GPU.

Performance of the model is 81.66% accuracy on the training set and 70.28% accuracy on the testing set which does not affect training process. Prediction of the model returns a value representing a difference between two input images. Dataset for training and testing is created in classification way, it means two images with same person got label 1 (positive) without distinguishing their similarity. Same label got two images with almost identical position, size, etc. of the person and the same label got two images with different posing, size, lighting of the same person. For evaluation of the accuracy had to be set some threshold value which determines if predicted value represents same person or not. In this case we used threshold value 0.5 and values lower than 0.5 are considered as same person and greater than 0.5 are considered as different persons.

One of the important part of the pedestrian recognition is also computational time. Using this neural network is possible to achieve 16,92ms of average prediction time. It includes pre-processing such as resizing and normalization of both images. The measuring of average time prediction was evaluated at the computer with processor Intel® Core™ i7-6700, 3.40GHz, 64-bit Windows 10, 32 GB RAM and the model was loaded and runs using graphic card Nvidia GeForce 1080 Ti.

3 CONCLUSION

This paper aimed about challenging task in the image processing area - real-time pedestrian recognition. For this purpose, the dataset with 56 persons and 1179 images was created. The architecture of deep Siamese neural network was proposed to solve this task. Average prediction time of the

network for two images is 16.92ms. It was proved that Siamese neural networks are suitable for similarity measuring tasks, especially for image signals.

The performance of the proposed architecture is 70.28% of accuracy on the independent testing dataset. This accuracy is relatively low but there are few possible explanations for it. The first is size of the dataset. The model has tendency to overfit because of little amount of training data. On the other hand, by simplifying the proposed architecture of Siamese neural network would not be possible to generalize and learn network for this task. Increasing of training dataset should cause increasing of performance model and avoid overfitting.

The second explanation deals with computing of accuracy. Testing set is created in classification way, it means there are labels 0 (negative) for different persons and 1 (positive) for same person. Instead of that, the network is trained to estimate difference between images. It means there must be some threshold value to define whether images are from same person or not.

ACKNOWLEDGEMENT

Research described in this paper was financed by NSP LO1401 and by MVCR VI20172019086. For the research, infrastructure of the SIX Centre was used.

REFERENCES

[1] RAJNOHA, M.; POVODA, L.; MAŠEK, J.; BURGET, R.; DUTTA, M. Pedestrian Detection from Low Resolution Public Cameras in the Wild. In 5th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN), New Delhi, India. 2018.

[2] P. Dollar, C. Wojek, B. Schiele, and P. Perona, "Pedestrian Detection: An Evaluation of the State of the Art," IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, vol. 34, no. 4, pp. 743–761, Apr. 2012.

[3] F. Chollet, "Building powerfull image classification models using very little data," The Keras Blog [online], June, 2016, [cited 15.03. 2018]. Available from: https://blog.keras.io/building-powerful-image-classification-models-using-very-little-data.html

[4] M. Rajnoha, R. Burget, and M. K. Dutta, "Handwriting comenia script recognition with convolutional neural network," 2017 40th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), pp.775–779, Jul. 2017.

[5] G. Koch, R. Zemel, R. Salakhutdinov. Siamese neural networks for one-shot image recognition. In ICML Deep Learning Workshop 2015 (Vol. 2).

[6] R. Hadsell, S. Chopr, Y. LeCun. Dimensionality reduction by learning an invariant mapping. In Computer vision and pattern recognition, 2006 IEEE computer society conference on 2006 (Vol. 2, pp. 1735-1742). IEEE.

[7] AVSS 2007, IEEE Internation Conference on Advanced Video and Signal based Surveillance, London (United Kingdom), September 2007, [online], [cited 15.3. 2018]. Available from: http://www.eecs.qmul.ac.uk/ ~andrea/avss2007_d.html

[8] F. Chollet, Keras: Deep Learning library for Theano and TensorFlow, 2015. Available: https://keras.io/

[9] TensorFlow ™, An open-source machine learning framework for everyone. Available: https://tensorflow.org

DEVELOPMENTAL DYSGRAPHIA DIAGNOSIS BASED ON QUANTITATIVE ANALYSIS OF ONLINE HANDWRITING

Vojtěch Zvončák
Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT
E-mail: vojtech.zvoncak@phd.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Mekyska
E-mail: mekyska@feec.vutbr.cz

Abstract: The prevalence of handwriting difficulties among school-aged children is around 10 – 30 %. Until now, there is no objective method to diagnose and rate developmental dysgraphia (DD) in Czech Republic. The goal of this study is to propose a new method of objective DD diagnosis based on quantitative analysis of online handwriting. For this purpose, we extracted a set of spatial, temporal, kinematic and dynamic features from three handwriting tasks. Consequently, we performed a correlation analysis between these features and score of handwriting proficiency screening questionaire (HPSQ), in order to identify parameters with a good discrimination power. Using random forests classifier in combination with quantification of alphabet writing task, we reached nearly 77 % classification accuracy (75 % sensitivity, 80 % specificity). This pilot study proves the possibility of automatic DD diagnosis in children cohort writing with cursive letters.

Keywords: developmental dysgraphia, digitizing tablet, online handwriting, quantitative analysis, diagnosis

1 INTRODUCTION

Handwriting is a complex human activity involving rapid sequencing of movements in time, which reflects the relationship between planning and product generation [4]. A mastery of lower level transcription skills such as handwriting is needed for idea conceptualization and production of high-level content text [5]. Children with development dysgraphia (DD) didn't succeed in developing proficient handwriting. Their written product accompanies poor legibility and they put lot of effort into handwriting process [2, 12] which leads to inadequate handwriting speed. The prevalence of DD among school-aged children is around 10 – 30 % [6].

Handwriting proficiency screening questionnaire (HPSQ) proved to be good tool for identification of DD [8, 11]. HPSQ comprehends three domains of dysgraphic writing: legibility, performance time and physical and emotional well-being. Questionnaire is designed for parents or teachers who are reporting about participating children.

Computerized system methods [3] build on digitizing tablets can assess written product objectively and more accurately than in the manual approach [1, 6, 7, 9, 12, 13]. For instance, recent studies show that children with DD can be automatically diagnosed with up to 90 % accuracy [10]. The digitizing tablets enable us to acquire spatiotemporal information and therefore we call the recorded handwriting as online. Moreover, it is possible to track a movement of pen when it touches surface (on-surface) as well as when the tip of pen is up to 1 cm above it (in-air).

The first objective of this paper is to identify features extracted from three different tasks that significantly correlate with score of HPSQ. The second objective is to explore and find features that are alone biomarkers of DD.

2 DATASET AND METHODOLOGY

2.1 DATASET

64 participants (age 9.19±0.66 years) were enrolled for this study. Based on cut-off score of the HPSQ questionnaire, the children were divided into two groups: experimental (9 girls, 20 boys) with HPSQ = 22.17±2.77, and comparative (10 girls, 25 boys) with HPSQ = 4.74±2.37. All of them were right-handed writers. 25 children attended third and the rest fourth class of the elementary school. Their grades were 1.41±0.56. The study was approved by the local ethics committee, and parents of all the children signed an informed consent form.

2.2 DATA ACQUISITION

The children were asked to perform 3 tasks: write the Czech alphabet, copy a paragraph and write a few sentences on any theme. During the performance, children were writing on an A4 lined paper (which was lay down and fixed to a digitizer) with an inking wireless electronic pen. More specifically, we used the digitizer Wacom Intuos Pro L (PTH-850) and Wacom inking pen for Intuos 4/5. Following information was collected during writing: position $x[t], y[t]$, in-air/on-surface state $s[t]$, tip pressure $p[t]$, altitude $a[t]$, azimuth $z[t]$. These data were sampled with 100 Hz frequency. Comparison of handwriting performance of representatives with and without DD can be seen on Figure 1.

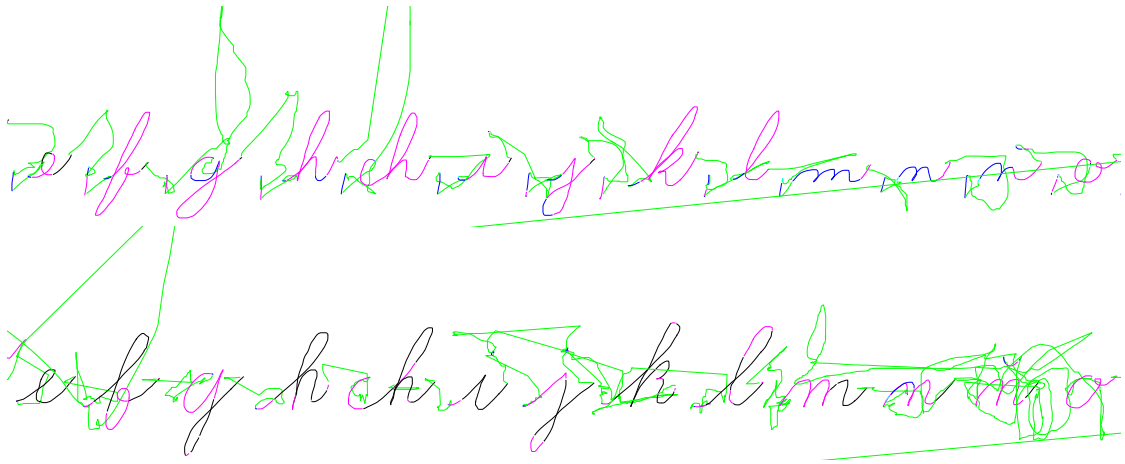


Figure 1: Part of the Czech alphabet written by child withoud DD (HPSQ = 1, upper part of picture) and child with DD (HPSQ = 26, lower part of picture): colour of letters represents normalized tip pressure (0 – 25 % = cyan; 25 – 50 % = blue; 50 – 75 % = magenta; 75 – 100 % = black) and green lines represent the in-air movement.

2.3 HANDWRITING FEATURES

During the parametrization process, we extracted the following handwriting features: spatial (width, height, length), temporal (duration), kinematic (speed, velocity, acceleration, jerk), and dynamic (pressure, azimuth, altitude). In addition, a number of interruptions (in-air/on-surface transition) was calculated. These features were calculated for horizontal and vertical movements separately, moreover, some of the features were calculated from the in-air movement as well. Finally, these statistics were calculated when an original feature was represented by a vector in time: range, mean, mode, standard deviation, percentiles, quartiles, mean excluding outliers, kurtosis, Shannon entropy, etc.

From the overall set of features we further extracted subset of parameters, that are clinically interpretable. Therefore we considered two scenarios: 1) analysis of the whole feature set (all); 2) analysis of clinically interpretable features only (clin).

2.4 STATISTICAL ANALYSIS

In the first step we conducted correlation of each computed feature with the score of HPSQ questionnnaire using Pearon's and Spearman's correlation coefficients. Next, in order to check a discrimination power of each feature, univariate binary classification based on random forests classifier was employed (10-fold cross validation with 25 repetitions). The classifier was evaluated by accuracy (ACC), sensitivity (SEN), specificity (SPE) and Matthew Correlation Coefficient (MCC).

3 RESULTS

Results of the correlation analysis are summarized in Table 1. Top four features selected based on their p-values are reported for each task. Next, results of the univariate classification can be found in Table 2. In this case, the top four features were selected based on MCC. The most discriminative and clinically interpretable feature for each task is displayed on Figure 2.

Table 1: Spearman's and Pearson's correlations with HPSQ score

Type		Spearman (r)	p	Pearson (ρ)	p
	Alphabet task				
all	harmonic mean of speed of writing (in-air)	-0.435	0.0003	-0.469	0.0001
all	10th percentile of Speed of writing (in-air)	-0.405	0.0009	-0.461	0.0001
clin	min. of Speed of writing (on-surface)	-0.428	0.0004	-0.433	0.0003
clin	duration of writing (in-air)	0.424	0.0005	0.386	0.0016
	Copying paragraph task				
all	interdecile range of horizontal acceleration (in-air)	**-0.501**	**< 0.0001**	**-0.490**	**< 0.0001**
all	90th percentile of horizontal acceleration (in-air)	-0.491	< 0.0001	-0.487	< 0.0001
clin	median of velocity (in-air)	-0.381	0.0019	-0.374	0.0023
clin	min. of length of stroke (in-air)	-0.277	0.0268	-0.368	0.0027
	Free writing task				
all	40th percentile of speed of writing (in-air)	-0.427	0.0004	-0.442	0.0003
all	mean excluding 50 % outliers of speed of writing (in-air)	-0.441	0.0003	-0.434	0.0003
clin	median of speed of writing (in-air)	-0.445	0.0002	-0.433	0.0004
clin	median of width of stroke (in-air)	-0.361	0.0034	-0.386	0.0016

Table 2: Evaluation of binary classification based on random forest

	ACC [%]	SEN [%]	SPE [%]	MCC[-]
Alphabet task				
studentized range of duration of stroke (on-surface)	**76.58±17.34**	**74.79±27.67**	**79.61±23.97**	**0.54±0.35**
mean excluding 20% outliers of vertical normalized jerk (on-surface)	75.61±17.95	74.93±28.31	76.59±24.77	0.50±0.37
mode of azimuth	74.26±16.14	74.81±27.85	75.37±24.53	0.49±0.33
mean excluding 10% outliers of vertical normalized jerk (on-surface)	73.26±16.90	75.68±26.55	71.32±25.65	0.46±0.36
Copying paragraph task				
relative interpercentile range of jerk (in-air)	73.66±17.35	77.73±26.69	69.29±29.47	0.47±0.38
modulation of vertical acceleration (on-surface)	71.57±16.40	75.65±27.80	68.69±25.87	0.44±0.35
kurtosis of Teager Kaiser operator (vertical in-air)	71.79±17.12	75.40±27.29	69.61±26.09	0.44±0.36
pearson's 2nd skewness coeff. of speed of writing (on-surface)	72.49±16.89	66.51±30.60	77.04±24.68	0.43±0.38
Free writing task				
pearson's 2nd skewness coeff. of horizontal velocity (in-air)	72.09±17.45	74.71±29.13	70.02±26.09	0.44±0.38
pearson's 1st skewness coeff. of horizontal velocity (in-air)	71.38±17.40	73.54±29.01	70.88±27.94	0.43±0.37
first correlation coefficient of pressure	71.23±17.91	71.73±28.71	72.08±26.87	0.42±0.37
20th percentile of speed of writing (in-air)	70.31±17.91	62.92±29.39	78.38±24.56	0.41±0.37

4 DISCUSSION

In the first task (alphabet) the harmonic mean of speed of writing (in-air) proved to be feature with the highest negative linear relationship ($\rho = -0.469$). From the clinically interpretable fea-

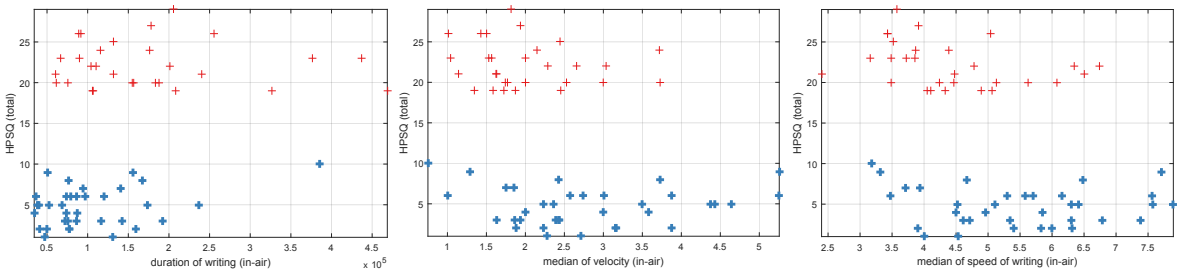


Figure 2: Scatter plot of duration of writing (in-air), median of velocity (in-air), median of speed of writing (in-air) vs. HPSQ total score (healthy subjects are marked by blue colour, dysgraphic by red colour).

tures the minimum of speed of writing also showed strong negative relationship. At last the duration of writing (in-air) had slightly lower but still strong enough linear relationship with HPSQ scores. This shows that children with dysgraphia are spending more time in-air with their writing hand than the healthy children (also this feature is plotted via scatter plot on Figure 2). Studentized range of duration of stroke (on-surface) was the most discriminative feature with ACC = 76.58 % (SEN = 74.79 %, SPE = 79.61 %).

Interdecile range of horizontal acceleration (in-air) was selected as the feature with the highest negative linear relationship with HPSQ score ($\rho = -0.490$) in the second task (copying paragraph). Thanks to the strong negative monotonic relationship of median of velocity (in-air) ($r = -0.381$) with HPSQ score we can conclude that subjects without DD have faster movement of hand in-air than dysgraphic children. The highest value of classification accuracy in this task had the relative interpercentile range of jerk (in-air) with value 73.66 % (SEN = 77.73 %, SPE = 69.29 %).

As in the first task features related to the speed of writing (in-air) were significant in the free writing. The strongest negative relationship had the 40th percentile of speed of writing (in-air) ($\rho = -0.442$). Also the median of speed of writing (in-air) had high absolute value ($\rho = -0.433$). Pearson's 1st and 2nd skewness coefficient of horizontal velocity (in-air) had the highest classification accuracy (71.38 % and 72.09 %, respectively) in this task (SEN = 73.54 %, SPE = 70.88 %; SEN = 74.71 %, SPE = 70.02 %).

5 CONCLUSION

The aim of this study is to identify features that could sufficiently differentiate healthy and dysgraphic handwriting. Based on the correlation analysis, we conclude that the temporal and kinematic parameters have significant discrimination power. Moreover, using just very simple univariate classification in combination with a temporal parameter, we are able to identify DD with 75 % sensitivity and 80 % specificity. These results accent the impact of quantitative online handwriting analysis in this field of science.

This study has a pilot character and several improvements can be done. First of all, it is expected that a multivariate classification in combination with some feature selection techniques could significantly improve the results. Next, to better rate the dyshraphia, binary classification should be replaced by some regression methods, e.g. by classification and regression trees or by extreme gradient boosting algorithms. Finally, to be able to generalize the results, a bigger dataset must be analysed.

REFERENCES

[1] P. D'Antrassi, I. Perrone, A. Cuzzocrea, and A. Accardo. A composite methodology for supporting early-detection of handwriting dysgraphia via big data analysis techniques. In *Intelligent*

Interactive Multimedia Systems and Services 2017, pages 241–253. Springer International Publishing, may 2017.

[2] R. P. Erhardt and V. Meade. Improving handwriting without teaching handwriting: The consultative clinical reasoning process. *Australian Occupational Therapy Journal*, 52(3):199–210, 2005.

[3] Z. Galaz, J. Mekyska, and Z. Smekal. Preliminary statistical analysis tool, 2015.

[4] A. W. V. Gemmert and H.-L. Teulings. Advances in graphonomics: Studies on fine motor control, its development and disorders. *Human Movement Science*, 25(4-5):447–453, oct 2006.

[5] S. Graham. Want to improve children's writing? don't neglect their handwriting. 76:49–55, 01 2010.

[6] A. Kushki, H. Schwellnus, F. Ilyas, and T. Chau. Changes in kinetics and kinematics of handwriting during a prolonged writing task in children with and without dysgraphia. *Research in Developmental Disabilities*, 32(3):1058–1064, may 2011.

[7] J. Mekyska, M. Faundez-Zanuy, Z. Mzourek, Z. Galaz, Z. Smekal, and S. Rosenblum. Identification and rating of developmental dysgraphia by handwriting analysis. *IEEE Transactions on Human-Machine Systems*, 47(2):235–248, apr 2017.

[8] S. Rosenblum. Development, reliability, and validity of the handwriting proficiency screening questionnaire (hpsq). 62:298–307, 05 2008.

[9] S. Rosenblum. Process versus product evaluation of poor handwriting among children with developmental dysgraphia and adhd. 03 2018.

[10] S. Rosenblum and G. Dror. Identifying developmental dysgraphia characteristics utilizing handwriting classification methods. *IEEE Transactions on Human-Machine Systems*, 47(2):293–298, apr 2017.

[11] S. Rosenblum and L. Gafni-Lachter. Handwriting proficiency screening questionnaire for children (HPSQ–c): Development, reliability, and validity. *American Journal of Occupational Therapy*, 69(3):6903220030p1, apr 2015.

[12] S. Rosenblum, S. Parush, and P. Weiss. The In Air Phenomenon: Temporal and Spatial Correlates of the Handwriting Process. *Percept Mot Skills.*, 96:933–954, 2003.

[13] S. Rosenblum, A. Y Dvorkin, and P. Weiss. Automatic segmentation as a tool for examining the handwriting process of children with dysgraphic and proficient handwriting. 25:608–21, 11 2006.

Doktorské projekty

Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

TEMPERATURE TESTS OF LED LIGHT SOURCES

Daniel Janík

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: janikd@feec.vutbr.cz

Supervised by: Branislav Bátora

E-mail: batora@feec.vutbr.cz

Abstract: The article compares the effect of high ambient temperatures on LED retrofits. The nine measured samples examined the change of electrical and light technical parameters and eventual permanent high temperature damage. The comparison was made both from the point of view of the energy and the quality of the light produced, both among themselves and with the parameters specified by the producer.

Keywords: LED light sources, temperature test, permanent damage

1 INTRODUCTION

Lighting technology for LED light sources has been undergoing a very dynamic development and price reduction in last years. Like other light sources, LED light sources have their own features that are needed when designing lighting systems when replacing other light sources in older luminaires. Thanks to their high light efficacy, low power consumption, environmental performance and variety of design, LED technology is used in modern interiors as well as in conventional luminaires, where only light sources can be replaced. Dimensions, ease of use and long service life allow architects and designers to work with this type of light source just like never before. LED light sources can serve as the main lighting element in the room as well as a complementary element that creates a certain light scenery. They also find use in the industry, whether to replace fluorescent tubes or halogen lamps. In the area of street lighting, due to the exact determination of the illuminated area, the effect is not only on consumption but also on the limitation of light smog. [1]

2 TYPES OF LED CHIPS

Historical developments have created several types of cases for light emitting diodes. The development of the housing is evident, mainly by increasing the performance of the LEDs and improving the residual heat output, passing it over to the radiator or the surroundings, as shown in Fig 1.

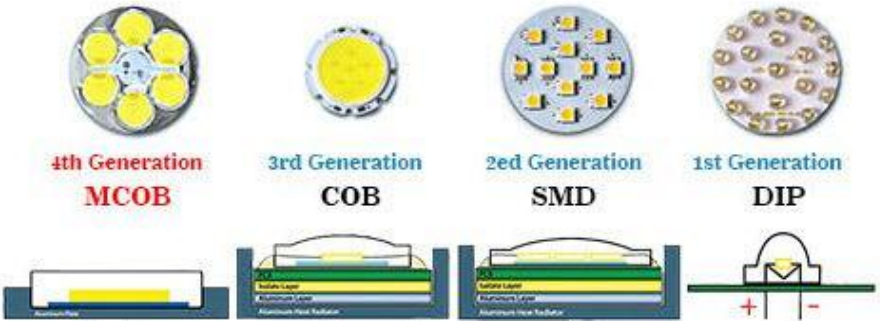


Figure 1: Types of LED chips [2]

2.1 DIP LED

DIP (Dual in-line package) is the oldest case of the LED, the oldest case, this is a PN transition to a substrate, placed on robust metal surfaces that pass through the sump. The plate, including the substrate, is embedded in plastic. Designed to be very resistant to mechanical damage, the transition itself is also protected against moisture. The specific luminous power of this type varies from 35 to 80 lm / W depending on the type. [3]

2.2 SMD LED

Surface mounted device (SMD) is a modified version of the DIP led for surface mounting. The PN gradient substrate is again embedded in plastic. Transparent is only a part of the case, and there is a much thinner layer of plastic between the PCB and the PN transition itself, which partially improves the heat transfer and its transfer to the printed circuit. The specific light output or type of this type varies according to the type in the range of 50-100 lm / W [3]

2.3 COB LED

COB (Chip on board) is a production technology where multiple LED chips are stored in one case and form a single module. Compared to the previous version, the SMD LED has higher light output and lower thermal resistance of the heat path between the PN transitions and the cooler. Often, the COB LEDs are delivered directly to the aluminum base for better heat dissipation, this set can be easily attached to the radiator. The specific luminous power of this type varies from 80 to 100 lm / W [3] [5] depending on the type.

2.4 MCOB LED

MCOB (Multiple chip on board) developed from COB LED, a very similar technical solution. The MCOB LED consists of individual PN transitions, spaced in a predetermined area, usually in a matrix. The benefit of this technology is the multiple increase in luminous flux.

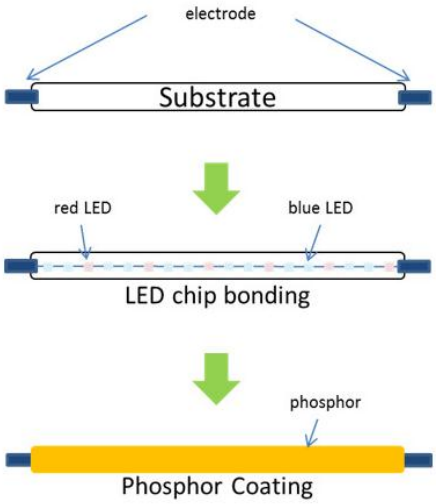


Figure 2: Construction of filament LED module [7]

2.5 FILAMENT LED

This type of case is one of the newest, one of its tasks is to imitate in a glass bulb the fiber of a classic bulb. The LED forms a narrow, long strip of substrate, in which several PN transitions are placed in series, the surface of the tape is covered with a luminofor, as can be seen in Fig. 2. The entire LED retrofit is a series or series-parallel combination of four or six individual filaments. The

heat transfer from the PN transitions itself is either via conduction through the substrate and the inlets, or through the gas that the LED retrofit is filled with. [4] [6]

3 MEASURING METHODS

Extreme conditions in the operation of LED light sources are most often operating at a high temperature around the light source. It can be encountered, for example, in the case of a closed LED light source, for example, in a luminaire lamp or LED light source installed in production halls under the roof structure where, depending on the type of operation in the hall, the ambient temperature can vary by more than 70 °C. The illuminated LED light source is placed in a test chamber and the ambient temperature is gradually increased up to 120 ° C. At this temperature, the LED properties of the chip should be negative and at the same time the light source construction should not be affected by the temperature. During the heat test, only the temperatures in the test chamber space and the temperature on the heat sink, or in close proximity to the LED of the light source cc, can be measured. Photometric parameters are measured before and after the heat test. The difference between measurements under the same conditions reveals the degree of permanent damage to the light source LED, or even the power supply, and the effect on the guaranteed life of the light source.

4 MEASUREMENT PROCEDURE

For all light sources, the spectradiametr was gradually measured, and the other photometric variables were transferred from the spectrum. For each measured light source, the electrical parameters were also measured using a programmable source over which the measured light source was powered. After measuring the electrical and lighting technical parameters of all the light sources, thermocouples were mounted on individual heat sources on the cooler and near the LED chip, which measured the temperature at the given points of the light sources in a contactless and negligible response.

In the first phase, the objective was to find out how the light sources were warming under normal conditions and normal temperature, therefore they were connected to the supply voltage and their heating characteristics were measured at ambient temperature θ_0 = 25 °C. After all temperatures had stabilized, the light sources were disconnected from the power supply and the cooling rates were measured. In the next phase, the warming characteristics of the light sources connected to the artificial ambient temperature supply were measured by means of the climatic chamber. The initial ambient temperature was -15 °C. The temperature was gradually set at 50 °C, 60 °C, 70 °C, 80 °C. After the temperature has stabilized at ambient temperature θ_0 = 80 ° C, the light sources have been disconnected from the power supply and the ambient temperature in the climactic has been set to 120 °C. Because it was an objective to test how long the LED chip, luminophore and power supply could cause a high temperature.

5 MEASUREMENT EVALUATION

The measurement was subjected to a total of nine LEDs listed in the list, two of which were of the same type from the same manufacturer, bought in half a year.

Z 1 – LED retrofit filament LIVARNO	4 W,	420 lm,	2700 K
Z 2 – LED retrofit LED STAR OSRAM	8 W,	806 lm,	2700 K
Z 3.1 – LED retrofit IKEA,	11 W,	600 lm,	2700 K
Z 3.2 – LED retrofit IKEA	11W,	600 lm,	2700 K
Z 4 – LED retrofit AIGOSTAR A55	9 W,	720 lm,	3000 K
Z 5 – LED retrofit LIVARNO	10 W,	806 lm,	2700 K

Z 6.1 – LED retrofit AFIMO	5 W,		3500 K
Z 6.2 – LED retrofit AFIMO	5 W,		3500 K
Z 7 – LED retrofit LED LABS	8 W,	650 lm,	3000 K

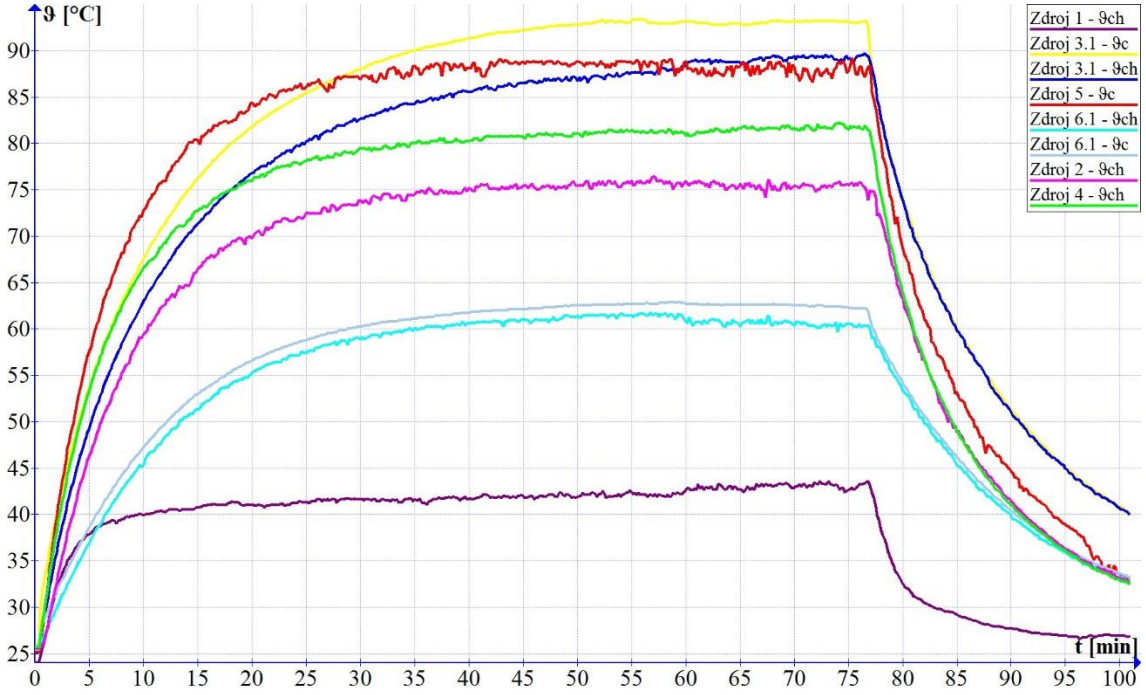


Figure 3: The temperature measurement at the measured points of the individual light sources at ambient temperature θo = 24 °C measured by the ALMEMO 5690-2

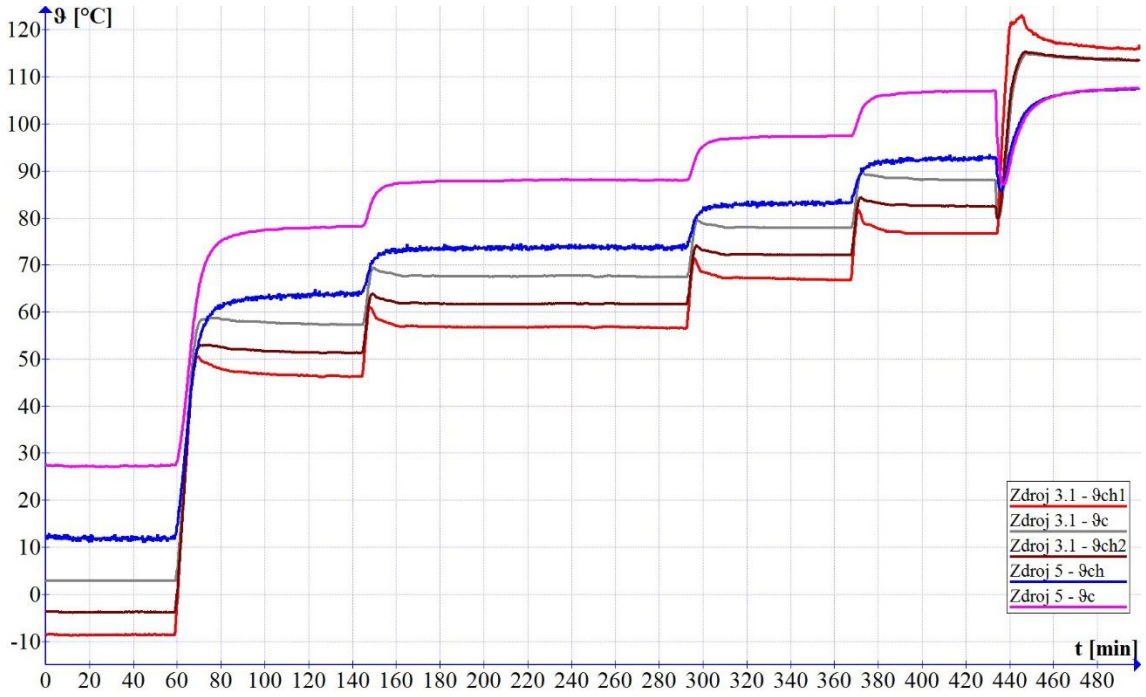


Figure 4: The temperature of the measured points of light sources 3.1 and 5 at ambient temperatures θo = -15, 50, 60, 70, 80, 120 °C, measured by ALMEMO 5690-2

Figure 3 shows the heating and cooling characteristics of the measured light sources at an ambient temperature of 25 °C. It is apparent that the measured sources have a design solution to heat dissipation from the LED chip differently. At sources 1 and 5, the temperature near the LED chip reaches a temperature of around 90 °C. On the other hand, the source 6.1 has better heat dissipation and the temperature near the LED chip cc does not exceed 65 °C, which is much lower temperature than other sources coolers. For other sources, the temperature relative to the construction was measured only on the cooler. Significant overheating and insufficient heat removal were found at source 3.1. the temperature difference near the LED chip and on the heat sink reached less than 5 °C and overall exceeded the temperature near the chip over 90 °C.

Measurement of temperature characteristics at various ambient temperatures is based on placing the light source in the temperature chamber and connecting to the supply voltage. The ambient temperature was gradually increased from -15 ° C to 50 °C, 60 °C, 70 °C, 80 °C. Increasing the ambient temperature allowed time to stabilize the temperatures at the measured points. In the last step, the light sources were disconnected from the power supply and the temperature in the temperature chamber was increased to 120 °C. The graph in Fig. 4 shows the effect of removing the heat source in the form of LED chip and how some temperatures drop sharply.

6 CONCLUSION

After verifying the parameters of new light sources, these light sources were subjected to a thermal test in the thermal chamber according to the proposed measuring chain. Its aim was to inspect the thermal characteristics of the individual sources and the way heat is drawn from the LED chips, and also to expose the entire LED retrofit to a high temperature, in which the individual parts of the sample may partially or completely be damaged.

After the heat test, all lighting and electrical parameters were measured in the same way so that they could be compared. Luminous sources were deliberately chosen in a variety of ways to compare products of different types. The expected results were achieved in the case of long-term exposure of the measured light sources to high temperatures, it is assumed that the damage would be manifested more.

REFERENCES

[1] DVOŘÁČEK, V.: Světelné zdroje – světelné diody. Časopis Světlo. 2009, roč. 11, č. 5, s. 68-71. ISSN 1212-0812

[2] Rozdiel medzi LED COB a MCOB diódami. Úsporná žiarovka [online]. 2015 [cit. 2018-01-17]. Available from: http://www.uspornaziarovka.sk/forum/wp-content/uploads/2015/06/generacieLEDdiod.jpg

[3] BROWN, C. Comparison And Differences Between LED Technologies: DIP vs. SMD vs. COB vs. MCOB [online]. 2013 [cit. 2018-01-17]. Available from: https://www.hitlights.com/blog/comparison-and-differences-between-led-technologies-dip-vs-smd-vs-cob-vs-mcob/

[4] The Next Generation of LED Filament Bulbs [online]. 2015 [cit. 2018-01-17]. Available from: http://www.ledinside.com/knowledge/2015/2/the_next_generation_of_led_filament_bulbs

[5] COB LED od Seoul Semiconductor. Časopis Světlo. 2012 roč. 15, č. 3, s. 32. ISSN 1212-0812 .

[6] FENG, W. et al. Simulation and optimization on thermal performance of LED filament light bulb. *2015 12th China International Forum on Solid State Lighting (SSLCHINA)*, Shenzhen, 2015, pp. 88-92. Available from http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7360696&isnumber=7360671

[7] Energy gostaran [online]. 2015 [cit. 2018-01-17]. Available from: http://energygostaran.com/?product=candel

CROSS-SECTIONS OF NUCLEAR ISOMERS IN THE INTERACTION OF PROTONS ON THIN THORIUM TARGET

Robert Golomb

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xgolom00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Katovský Karel

E-mail: katovsky@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper shows the results of experimental gamma spectra obtained with thorium 232Th target, and an aluminum collector irradiation with protons at an energy JINR Synchrocyclotron 100 and 660 MeV. For Th232, identified 258 and 222 gamma lines that belong to 45 and 55 nuclides. For Al - 238, 330 lines and 81, 119 nuclides respectively. The cross sections of fragmentation of the 232Th and Al nuclei under the interaction of protons 100 and 660 MeV were determined. A comparison of the obtained cross sections of the reaction with theoretical calculations was made.

Keywords: thorium, transmutation, gamma spectrum, semiconductor spectrometer, protons.

1 INTRODUCTION

Relevance – the interest of the world scientific community in research of this kind is primarily associated with the problem of transmutation of long-lived radioactive waste and the creation of subcritical nuclear power plants with a uranium-thorium cycle controlled by Accelerator Driven Subcritical Systems, (ADS). These installations may also partially take on the function of radioactive waste disposal. Also of great interest is the ability to use 238U and 232Th as nuclear fuel, since these isotopes are more common in nature than 235U.

The purpose is to study the process of separation of 232Th protons.

The task - processing experimental γ-spectrum experiment performed on Synchrocyclotron JINR (Dubna).

The object of the study is the nucleus of 232Th.

The subject of research is the reaction of fission and fragmentation of the 232Th nucleus under the interaction of protons.

The research methods are γ-spectroscopy of the irradiated target and the collector of the fragments. For theoretical calculations - the monte-carlo method, with the CEM model was used.

2 STUDY OF TRANSMUTATIONS AND REACTORS ON ACCELERATORS

2.1 JINR

In Russia, a number of studies on the irradiation of small targets on direct proton beams are made in ITEF. Experiments with long-lived fragmentation fragments and transuranium targets, both in direct beams and in the streams of evaporating neutrons, were carried out only in the JINR, which is the leader here. These works on the study of transmutation of long-lived waste, primarily 129I and younger actinides ^{237}Kr, ^{238}U, ^{239}Pu, ^{241}Am, have been conducted within the framework of a broad international collaborative work on the subcritical installation "Energy plus transmutation" on the cyclotron beam LFBE[1],[2]

2.2 MYRRHA

A multipurpose hybrid research reactor for application in the field of high technology - is the installation of fast neutrons with lead-bismuth coolant and heat capacity of 50-100 MW. It is designed as a system using an accelerator to operate in subcritical and critical modes. The reactor is scheduled to be commissioned in 2023. MYRRHA will contribute the development of technologies in the field of energy, as well as in the field of nuclear medicine, industry and renewable energy. Investments of 960 million euro will be required to create the MYRRHA installation. The version of the MYRRHA reactor of lesser power is already in operation in Mol. [3]

2.3 INSTALLATION OF NEUTRON GENERATION IN KIPT

The US government supports the development, construction, and operation of an ADS system (neutron source research facility, KHPTI) at the Kharkiv Institute of Physics and Technology (KPI) of Ukraine under the Russian Research Reactor Fuel Return (RRRFR) program of the United States Department of Energy.

The purpose of the installation is:

• demonstration of the functioning of the accelerator system and monitoring methods,

• Providing opportunities for fundamental and applied research using neutrons,

• the implementation of physical and material experiments inside the subcritical device and neutron experiments, including cold neutrons outside the subcritical device,

• production of medical isotopes and provision of neutron source for neutron therapy procedures

This device consists of a sub-critical accelerator system that uses low-enriched uranium oxide with a cooling fluid (water) and a beryllium-carbon reflector. An electron accelerator is used to create a neutron source used by a subcritical device to function. The target of this installation is in the middle of a tungsten plate or natural uranium to create neutrons that cool water. Tungsten or uranium is the target material for generating neutrons. Water, like the coolant and the aluminum alloy structure, are used for the target. The target configuration is designed to place a beam square profile and hexagonal fuel geometry. The power of the accelerator beam is 100 kW from 100 MeV electrons. [4]

3 EXPERIMENT

The samples, using a special device, were placed in an accelerator chamber at a radius corresponding to the energy of protons 100 MeV at a current of 0.3 μA. The dimensions of the beam in the cross-section were $\Delta X = 2.5$ cm and $\Delta Y = 2.6$ cm. As a result, for each of the irradiations, an integral proton flow on samples was determined, which was $7.64 \cdot 1012$.

At irradiation foils of 232Th were used with a thickness of 100 microns and a weight of 149.5 mg. The foil area was 1.5 cm2. To determine the integral flow of protons falling on 232Th samples, an activation method of 27Al with 24Na was used in it. To do this, two sides of the 232Th were placed close to the foil(50μm)27Al.

After irradiation, the samples were removed from the chamber of the phasotron and moved to the spectroscopic complex YSNAPP-2, which separately measured the spectra of γ-radiation of the foil 232Th and 27Al using the HPGe-detector of the CANBERRA company with an efficiency of 18% and a resolution of 1.9 keV in the line 1332 keV 60Co.[5]

4 PROCESSING OF GAMMA SPECTRA

The processing of the gamma spectra was carried out using the DEIMOS32 program used to find positions of peaks, their areas, and other parameters. Identification of the nuclei formed in 232Th samples as a result of nuclear reactions with protons was carried out using a set of scripts based on

the Ruby programming language (AttCor , EffCor, MidLit5, NonLin64, PureGam, SepDepe, SigmaJ7, TimeConst, TrueConic, TransCs9). After that, the cross sections of the obtained isotopes were compared with data from the Los Alamos National Laboratory under the program MCNP6 1.0 (database of theoretically calculated sections of isotopes CEM100.asc) [6].

5 RESULTS

5.1 TH232

For 100 MeV 45 nuclides were identified. The identified nuclides have a mass number in the range of 71-224 with spaces in the range of values 100-110, and 150-223. In fig.1 shows the dependence of the cross section for fragmentation of nuclei on the mass number A. The intervals of the mass number of nuclides correspond to the intervals of the ordinal number Z 44, 45 (Ru, Rh) and 61-88 (from Pm to Ra).

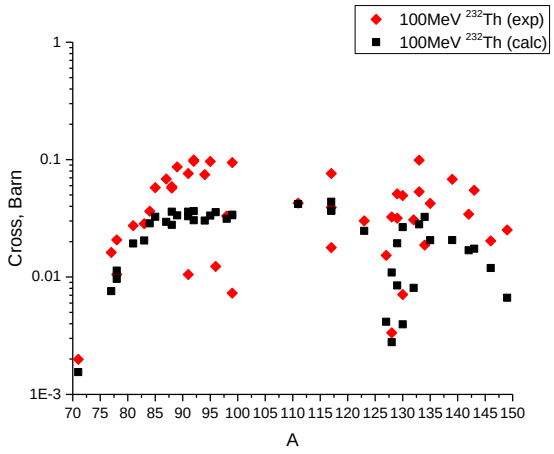


Fig.1: Graph of the cross-section of the atomic mass of isotopes.

As a result of processing of gamma spectra measured for irradiated thorium target, we identified 222 gamma lines. Comparison of the obtained data with literary sources allowed identification of 55 nuclides by energy and half-life. The identified nuclides have a mass number in the range 68-211 with spaces in the range of values 134-142 and 143-186. The spacing of the mass number of nuclides corresponds to spaces of the serial number Z 54-57 and 58-77. The sections of fragmentation of the 232Th nucleus under the action of 660 MeV of protons were determined, respectively.

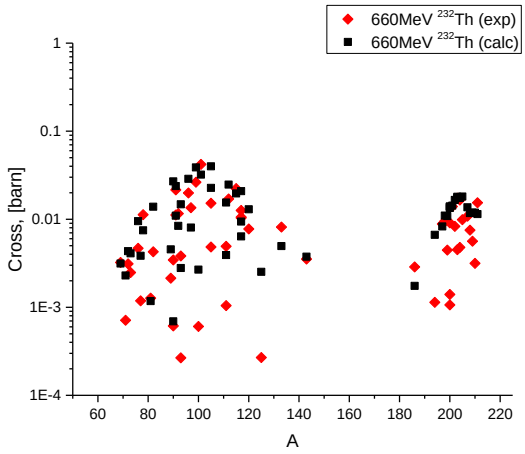


Fig.2: Graph of the cross-section of the atomic mass of isotopes.

5.2 ALUMINUM

81 nuclides were identified. The identified nuclides have a mass number in the range of 24-233 with spaces in the range of values 63-71, and 150-171 Z and A, respectively. In fig.3 shows the dependence of the fragmentation cross section of nuclei on the mass number A.

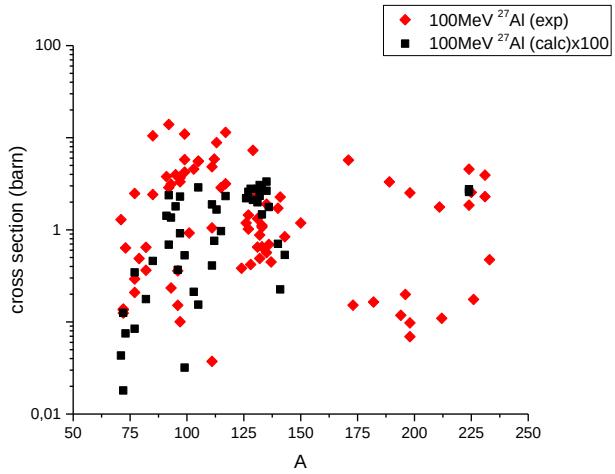


Fig. 3: Dependence of the experimental cross section on the atomic mass of isomers

119 nuclides were identified. The identified nuclides have a mass number in the range 7-237 with spaces in the range of values 58-69, and 143-167 Z and A, respectively. Figure 4 shows the dependence of the fragmentation cross section of nuclei on the mass number A.

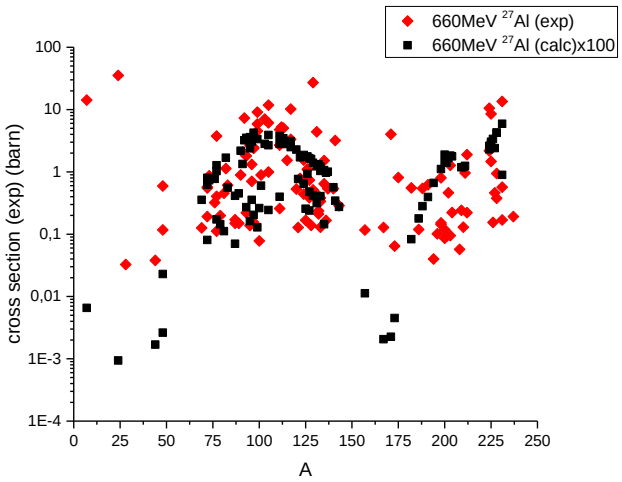


Fig. 4: Dependence of the experimental cross section on the atomic mass of isomers

6 CONCLUSION

The processing of experimental data on the fragmentation of the Th232 nucleus under the influence of protons in the energy of 100 and 660 MeV has been processed. The experiment is executed on

the phasotron of JINR of Dubna. The sections of fragmentation of the 232Th nucleus have been obtained, depending on the charge and mass number of the reaction fragments. Identified for 100 MeV Th232 targets 258 gamma lines that belong to 45 nuclides and 222 belong to 55 nuclides in the case of 660 MeV For the Al 238 collector gamma lines belonging to 81 nuclides in the case of 100 MeV and 330 lines for 119 nuclides in the case of 600 MeV

The incommensurability of the number of lines for the target and the collector can be explained by the different distribution of fragments by kinetic energy. In the mass and charge spectra, separation reactions and fragmentation reactions are clearly separated.

ACKNOWLEDGMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210 Energy for Sustainable Development).

REFERENCES

[1] Kish Y. Measurement of the rates of natU reactions with secondary neutrons formed during irradiation of a massive lead target by protons with an energy of 660 MeV. Master thesis.

[2] Adam, V. Wagner, I. Vrzalova, L. Zaworka, M. G. Kadykov, V.S. Pronsky, A.A. Solnyshkin, V.I. Steigailov, M. Suhopar, S.I. Tyutyunnikov, V.I. Furman, Zh. Khushvaktov, V.M. Tsupko-Sitnikov, V.V. Chilap. Investigation of the interaction of secondary neutrons by the 232Th, 129I, 127I nuclei at the Quinta apparatus on the Nuclotron deuteron beams of the JINR LHEP with energies of 2, 4, and 8 GeV.

[3] http://www.atomic-energy.ru/news/2012/01/16/30122

[4] Yousry Gohar, Igor Bolshinsky, Ivan Karnaukhov EuCARD - Status of Accelerator Driven Systems Research and Technology Development CERN, February 7-9, 2016

[5] Y.V. Kish, I. Adam, V.B. Brudanin, R. Vespalets, J. Vrzalova, I. Gaisak, R.R. Golomb, L. Zavorka, M. Zeman, D.V. Karainov, K. Katowski, A.A. Solnyshkin, Sh.A. Tari, D.V. Philosophers, J.H. Khushvaktov, V.M. Tsupko-Sitnikov. The cross sections for the interaction of protons with 232Th nuclei at energies of 100 and 600 MeV.

[6] S. G. Mashnik and A. J. Sierk, LANL Report LA- R-12-01364, Los Alamos, 2012 (unpublished); http://mcnp.lanl.gov

ANALYSIS OF PASSIVE HEAT REMOVAL SYSTEM THROUGH STEAM GENERATOR

Taron Petrosyan

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: Taron.Petrosyan@vut.cz

Supervised by: Karel Katovsky

E-mail: katovsky@feec.vutbr.cz

Abstract: In the current study, the model of Passive Heat Removal System (PHRS) through Steam Generator (SG) was developed for computational fluid dynamics (CFD) analysis. During work there was done three main tasks, which are creating geometrical form of PHRS, meshing of model to achieve a better analysis of thermal-hydraulic phenomena and creating domains for simulation steam condensation in PHRS SG heat exchanger tubes. Analysis through the "ANSYS CFX" software, with two different cases investigated at the steam inlet velocity of 1 m/s and 3 m/s. A thorough description of the steam condensation process in the passive cooling system obtained as a result of the analysis. The rate of the steam condensation in heat exchanger pipeline was assessed.

Keywords: PHRS, CFD, ANSYS, CFX, thermal-hydraulics, NPP

1 INTRODUCTION

Comprehensive experimental and code development research activities have been conducted worldwide to understand thermal-hydraulic phenomena and to establish code predictive capabilities for existing nuclear power reactors. Taking into account that one of the main reasons of Fukushima Daiichi Nuclear power Plant (NPP) accident was loss of the ultimate cooling system, the role of PHRS becomes essential. The main objective of the current work is to assess the possibility and rate of steam condensation in heat exchanger tubes, by which analyze the passive heat removal system‘s heat removal efficiency.

2 DATA COLLECTION FOR PHRS SG

Passive heat removal system is a protective safety system of NPP based on the principle of passive action, designed to provide a long-term heat removal from the reactor core via secondary circuit (Fig. 1)[2]. It performs its functions in all abnormal modes and accidents that bring to passive heat removal from the reactor facility in order to maintain it in safe state, for instance in case of beyond design basis accident involving loss of all power sources. The system consists of four independent trains, one per each steam generator[4]. Steam comes to the PHRS heat exchanger from a pipeline of each SG. Steam is condensed in the heat exchangers by heat removal water tanks. Main objective of current assessment is conceptually to assess possibility and rate of steam condensation in heat exchanger pipeline. Hence for creation of geometrical model only inner/outer diameter in water tank of the system’s heat exchange tube was used, meanwhile other geometrical data was selected arbitrary. System components must withstand seismic impact loads, flooding. System channels are physically separated and totally independent from each other: process parts, control systems, supporting systems, locations of components, pipelines, cables, control elements, etc. are independent, so failure in one channel cannot bring to the failure in another one. This design eliminates dependent failures and common cause failures due to components locations as well as impact of any activities performed on the channel equipment (repair, maintenance) on another

channel. Design ensures automatic actuation of the system with passive principle (no need in power supply from external sources or operator interference) [4,5].

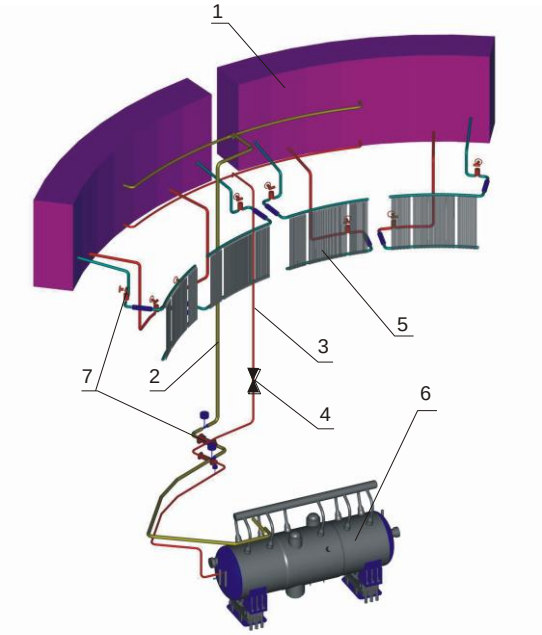


Fig. 1 PHRS SG Components

1 - Emergency heat removal tanks

2 - Steam lines

3 - Condensate lines

4 - PHRS SG valves

5 - Heat exchangers of PHRS HC

6 - SG

7 - Isolating valves

3 GEOMETRY MODEL AND MESHING OF PHRS SG

One heat exchanger tube was modeled by applying geometry described above. Geometrical model was developed using "ANSYS" 16.0 Design Modeler User's Guide [6]. The detailed model was created, which consists of the following bodies: cylindrical heat exchanger tube and surrounding heat exchanger tank.

Parameters	Data
Distance between cold and hot collector	1816 mm
Length of heat exchange tube	2219 mm
Inner diameter of heat exchange tube	12 mm
Outer diameter of heat exchange tube	16 mm

Table 1. Dimensions of the PHRS SG heat exchanger tube

Heat exchanger tubes are submerged in fluid tank with water temperature of 20 °C. For simulation of heat transfer from tube to tank only part of the tank which surrounds the heat exchanger one tube was modeled with size 32x200 mm, height 2100 mm. In accordance to design it is supposed that tubes in two ends are curved approximately by 45 degree to side and bends by 90 degree. The exchanger tube consists of two parts: steam/fluid part and tube's wall. The geometrical model of heat exchanger tube and surrounding heat exchanger tank is presented in Fig. 2.

The partial differential equations that govern fluid flow and heat transfer are not usually amenable to analytical solutions, except for very simple cases. Therefore, in order to analyze fluid flows, flow domains are split into smaller subdomains (grids) that is called meshing. Meshing model was developed using "ANSYS" 16.0 Meshing User's Guide [7].

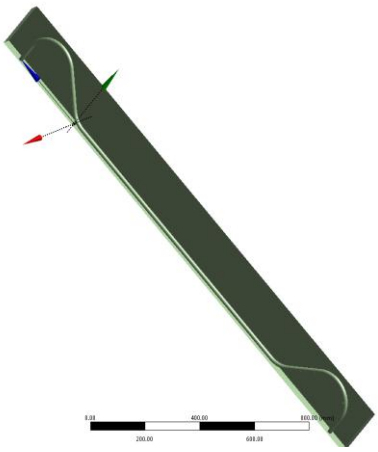


Fig. 2 Geometrical model of PHRS SG

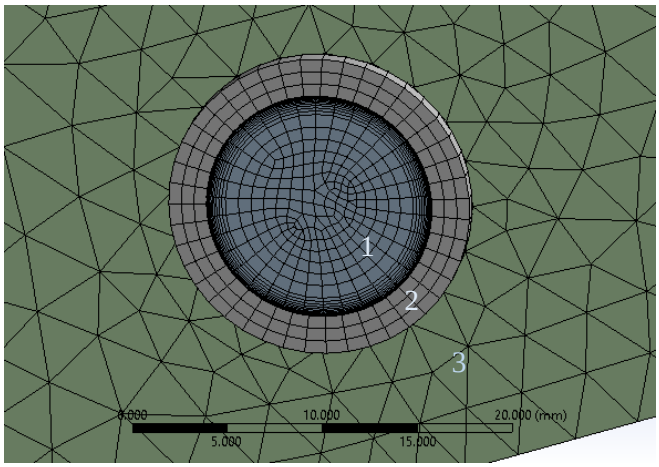


Fig. 3 Meshing of PHRS SG
1 - Steam/fluid part, 2 - Tube's wall, 3 - Water tank

4 CFD MODEL OF PHRS SG

During implementation of current task it was observed from "ANSYS" 16 CFX-Solver Modeling Guide [8] applicability of "Equilibrium Phase Change" model of condensation. A multicomponent flow consists of two or more gases mixed on a microscopic level. For such a flow, single velocity, temperature and turbulence field are calculated. The amount of the different gases, which can vary in space and time, determine the properties of the fluid. In a multiphase flow, the fluids are mixed on a macroscopic length scale, and separate velocity and temperature fields can be solved for each fluid. The equilibrium phase change model assumes local thermodynamic equilibrium between two phases (e.g. liquid water and vapor). Condensation occurs as soon as the saturation temperature for the given static pressure has been obtained for the water vapor in the flow. Since local thermodynamic equilibrium is assumed, a single temperature field can be solved for the mixture. The flow is considered homogeneous, thus a single velocity field is solved for the mixture, reducing the computational power needed to obtain a solution.

For the model mentioned above three domains were created for simulation of condensation phenomena. First domain was created for simulation of water/steam inside the heat exchanger tube. Material properties of the coolant were set according to the material library [11]. The buoyancy model was used with the buoyancy reference pressure equal to 782 kg/m3 (which satisfies density of water at 7 MPa and 286 °C). The heat transfer mode was set to "Thermal Energy", which took into account the transport of enthalpy and included kinetic energy effects. The turbulence model was set to the Shear Stress Transport model (CFX-Solver Modeling Guide Release 16, 2016 [9]). Second domain was created to model heat exchanger tube wall. Material of tube wall was selected as steel. Third domain was created to model PHRS SG tank. Material properties of the coolant were set according to material library [11]. The buoyancy model was used with the buoyancy reference pressure equal to 1000 kg/m3 (which satisfies density of water at pressure of 0.1 MPa and temperature 20 °C).

Based on known diameter of tube and assumption that steam injected to tube will be fully condensed at the outlet, it is possible to evaluate velocity of steam at the inlet using the following equation

$$v = \frac{W}{(L)}\frac{1}{\rho_v S} = 2.33\ m/s \quad (1)$$

Where W is heat removal by one tube, L is the latent heat, ρ is density of steam and S is cross section area of tube. To assess possibility and rate of steam condensation in heat exchanger pipeline two variants with different inlet velocity were analyzed: 1 m/s and 3 m/s, which represent lower and upper possible operational boundaries of the system [2,4,5].

Parameters	Boundary type	Option 1	Option 2
Velocity of steam (m/s)	INLET	1	3
Mass fraction of steam at inlet		0.99	0.99
Temperature (°C)		286	286
Pressure (MPa)	OUTLET	7	7
Temperature (°C)		286	286
Temperature of tube's outer wall (°C)	Wall	20	

Table 2. Initial and boundary conditions

5 RESULTS OF ANALYSIS

a) Option 1. Inlet velocity 1 m/s

The vapor injected to the tube begins to condense due to heat transfer from steam to cold wall. The formed liquid film continues to flow through the tube until reaching the curved part of the tube. At the center of the bend, the liquid film detaches from the tube wall and pours down to the opposite wall due to tangential velocity. Flow of the fluid continues after the bend until reaching the second bend of the tube and pours down to the opposite wall again.

As the liquid film detaches from the tube wall and pours down, it diverges into many streams that partially evaporate due to being heated up by the vapor. This process results in reduction of liquid void fractions at the detachment location (Fig. 4). After that the flow of the fluid continues in vertical part of the tube. Due to condensation along the tube the volumetric fraction of liquid continues to increase. In vertical part of the tube the liquid film starts to flows downward due to gravity. Due to steam condensation additional new condensate added to liquid film as it flows downward. At the left half sector of tube wall, water film thickness is higher than in right half sector. This is conditioned by the liquid film which was detached from the above and pours down to the left sector of wall. The same process as described above takes place also for the lower part of the tube.

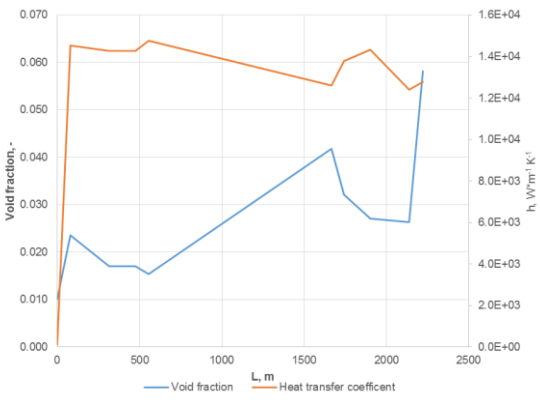


Fig. 4 Average heat transfer coefficients of water liquid film and void fraction (option 1)

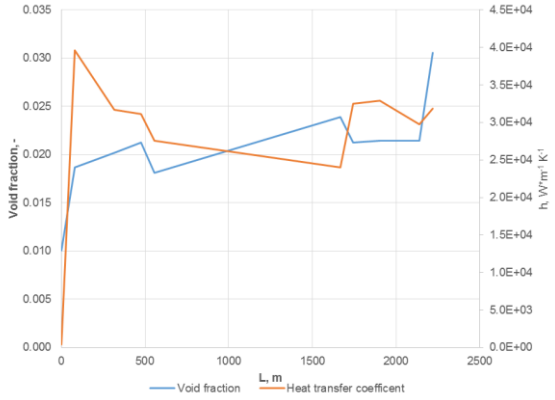


Fig. 5 Average heat transfer coefficients of water liquid film and void fraction (option 2)

The liquid condensation rate is calculated as the difference of liquid mass flow rate at the inlet and outlet and is equal to 2.3 g/s. Accordingly the amount of heat removed by one tube will be equal to

$$W = GL = 3.46\ kWt \quad (2)$$

where G is a condensate liquid mass rate and L is a latent heat.

b) Option 2. Inlet velocity 3 m/s

The condensation process in tube in case the injected steam velocity is equal to 3 m/s is similar as in case for 1 m/s. Main difference is total amount of condensate liquid which in case of 3 m/s steam velocity is equal to 0.7 g/s. Consequently, the amount of heat removed by one tube will be equal to 1.02 kWt. Relatively small amount of condensate liquid in comparison with the first case is conditioned by high speed of injected steam which passes through tube during 0.7 s and doesn't manages to cool so as in option 1.

CONCLUSION

In the current study, the model of Passive Heat Removal System through Steam Generator was developed for CFD analysis. Three domains were created for simulation of steam condensation in PHRS SG heat exchanger tubes. Results of the assessment of lower and upper possible operational boundaries showed that in case of steam inlet velocity 1 m/s the total heat removal capacity will be equal to 3.4 kWt. However, the results of the analysis with higher steam injection velocity (3 m/s) showed that condensation rate will decrease up to 1 kWt.

ACKNOWLEDGMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Out of authors K. Katovsky gratefully acknowledges financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210 Energy for Sustainable Development)

REFERENCES

[1] Fluid Mechanics, Second Edition: Volume 6 (Course of Theoretical Physics S), ISBN-13: 978-0750627672, 1987

[2] Project AES-2006, Basic conceptual solutions on the example of leningrad NPP-2, "Atomenergoproekt", St. Petersburg, 2011 (In Russian)

[3] Safety of nuclear power plants design, ISBN 978–92–0–109315–8, IAEA Vienna, 2016

[4] V. Kukhtevich, Experimental study of thermal-hydraulic characteristics and stability of natural circulation, PhD dissertation, St. Petersburg Research and Design Institute "Atomenergoproekt ", St. Petersburg, Russia, 2010 (In Russian)

[5] V. Bezlepkin, S. Semashko, S. Alekseev, Investigation of the passive heat removal system through steam grenerator at the VVER-1200 reactor unit in the light of events at NPP "FUKUSIMA", Prceedings of "Safety of NPPs with VVER", 28-31 May, St.Petersburg, Russia, 2013 (In Russian)

[6] ANSYS Design Modeler User's Guide, ANSYS, Inc. Release 16.0, Southpointe, 2016

[7] ANSYS Meshing User's Guide, ANSYS, Inc. Release 16.0, Southpointe, 2016

[8] ANSYS CFX-Solver Theory Guide. ANSYS, Inc. Release 16.0, Southpointe, 2016

[9] ANSYS CFX-Solver Modeling Guide, ANSYS, Inc. Release 16.0, Southpointe, 2016

[10] The international association for the properties of water and steam, www.iapws.org, 2017

LOW POWER HIGH VOLTAGE STEP-DOWN CONVERTER

Martin Folprecht

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xfolpr01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Dalibor Červinka

E-mail: cervinka@feec.vutbr.cz

Abstract: This article refers about problematics of DC/DC converters. Basic topologies of DC/DC converters with and without pulse transformer are mentioned in this article. There is also a focus on some IC drivers and controllers used for converters without pulse transformer. The main part of the article is reserved for the description of the step-down converter powered from voltage in excess of 100 V, which is able to work in application, where special IC controller cannot be used.

Keywords: Power electronics; DC/DC converters; IC drivers; step-down converter.

1 INTRODUCTION

DC/DC converters are used in a wide scale of applications in power electronics today. The use is advantageous due to their high efficiency and low price in mass production. There is also a reduced need of precious metals such as copper. The body of this article is divided into three parts. In the first part, basic topologies of DC/DC converters are mentioned. The second part describes some special IC controllers, which are commonly used in construction of DC/DC converters without pulse transformer. A main focus of the contribution is a simple step-down converter, which consists only of six transistors and one operational amplifier. The use of special IC controller is impossible due to higher input voltage (110 V). For that reason, own design of the converter was created. It is described in the last part of this article.

2 BASIC TOPOLOGIES OF DC/DC CONVERTERS

DC/DC converters are devices with DC voltage and current input and output. Converters, which contain pulse transformer, are also called switch mode power supplies. DC output is galvanically isolated from DC input by isolation pulse transformer. Switch mode power supplies can be constructed as forward converters and flyback converters. Topologies of forward converters are: single and two transistor forward converter, half-bridge push-pull converter and full-bridge push-pull converter. Flyback converters contain one transistor. Switch mode power supplies are used as battery chargers, welding inverters, PC and other equipment supplies and in similar applications [1].

Next part of the article is focused on DC/DC converters without pulse transformer. These converters are used in applications, where the galvanic isolation is not needed. For example in electrical drives with DC motors, board applications in cars, planes and as an internal part of electronic devices. Converters can be powered from battery or from rectified mains. The single-quadrant converters are the step-down converter and the step-up converter. These converters work in the first (step-down) and in the second (step-up) quadrant of the four-quadrant load diagram. This diagram is in Figure 1 and it is used in power electronics and electrical drives. In the first quadrant, current flows from supply to load, for example to motor, and the voltage on the load is positive. In the second quadrant, load (motor) works as a generator and current flows from load to supply. The voltage on the load is positive. In the third quadrant, the voltage on the load is negative and current flows from supply to load. In the fourth quadrant, load works again as a generator, the voltage on the load is negative and current flows from load to supply [2].

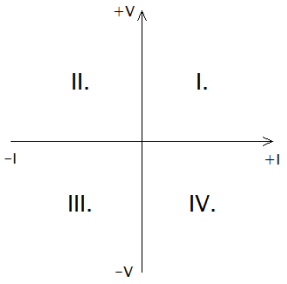


Figure 1: Four-quadrant load diagram [2]

Circuit diagrams of the step-down converter (on the left) and of the step-up converter (on the right) are in Figure 2.

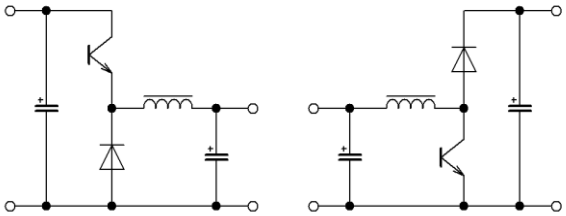


Figure 2: Step-down and step-up converters [2]

Two-quadrant converters are combinations of step-down and step-up converters. Two combinations are defined: Converter, which works in the first and in the second quadrant, and converter, which works in the first and in the fourth quadrant. In the first instance, there is one polarity of voltage on the output and current can flow from supply to load or back, so load is able to work as a generator in the second quadrant. In the second instance, current can flow only one way and there are both polarities of voltage on the load, which can work as a generator in the fourth quadrant. Both kinds of converters are in Figure 3. The first type is on the left, the second one on the right [2].

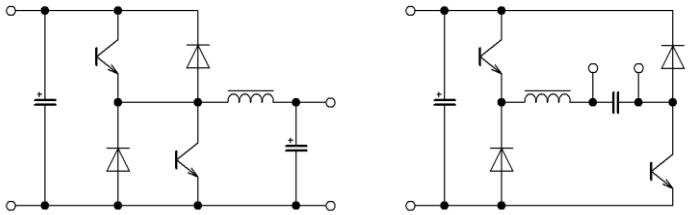


Figure 3: Two-quadrant converters [2]

Four-quadrant converter, known as the H-bridge or full bridge, consists of four transistors and four diodes. This converter is able to work in all quadrants (both polarities of voltage, both polarities of current). With different control signals it can also work as an one-phase AC inverter. Circuit diagram is in Figure 4 [2].

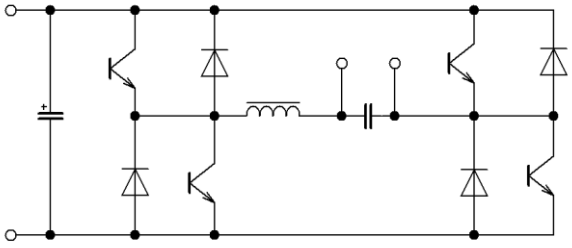


Figure 4: Four-quadrant converter [2]

3 IC DRIVERS AND CONTROLLERS FOR DC/DC CONVERTERS

Pulse width modulation (PWM) for DC converters is based on comparison of two signals: DC control signal and triangular carrier signal. These two signals are compared by comparator. On the output of the comparator there are rectangular pulses with variable width. This output signal is used for switching the transistors in converters. Comparator, triangular signal oscillator, gate driver, power MOS-FET and other supporting circuits are integrated in special ICs, which are used in construction of converters [2]. Here are some examples:

RT7259 (Figure 5) is a DC/DC converter with internal high-side power MOS-FET and gate driver for external low-side power MOS-FET. IC can be powered from 4.5 - 24 V DC and it can deliver 10 A output current. Output voltage is adjustable from 0.808 to 15 V. Switching frequency is 600 kHz. Synchronization to an external clock frequency is possible. IC is suitable for TV and monitors, set top boxes and similar applications [3].

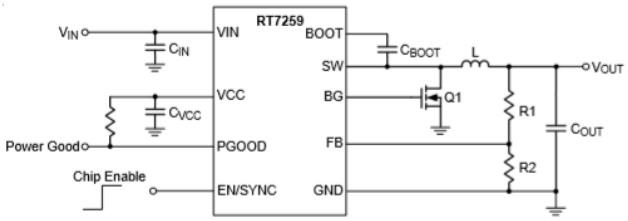


Figure 5: RT7259 application circuit [3]

LT3845 (Figure 6) is a step-down controller with adjustable operating frequency. The range of the frequency is adjustable from 100 kHz to 500 kHz. Operating frequency can be also synchronized to an external clock signal. Controller can be powered from a wide range of voltage from 4 V to 60 V DC. It contains two gate drivers for switching two power N MOS-FET transistors. The gate driver of the high-side MOS-FET is powered from external bootstrap capacitor. Controller is suitable for avionics, automotive, telecom and industrial applications [4].

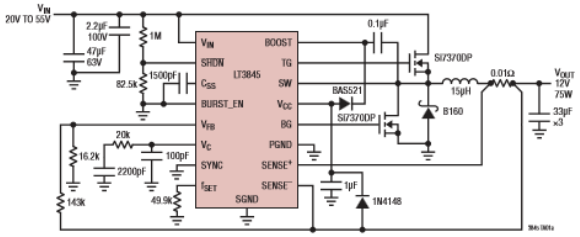


Figure 6: LT3845 application circuit [4]

LM2596 (Figure 7) are integrated circuits for step-down converters. There are three versions with fixed output voltage (3.3 V, 5 V and 12 V) and one version with adjustable output voltage from 1.2 V to 37 V. Maximum value of the input voltage is 40 V. Every version can deliver 3 A output current. Operating frequency is 150 kHz. LM2596 are available in 7-pin TO-220 package and in 7-pin TO-263 package for surface montage. ICs require only four external components to be able to operate. They are suitable for high-efficiency switching regulators [5].

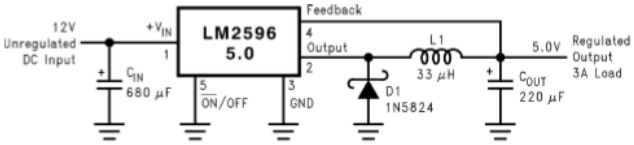


Figure 7: LM2596 (with fixed output voltage) application diagram [5]

4 STEP-DOWN CONVERTER WITH A HYSTERESIS REGULATOR

This converter was constructed to supply a special cell-electroporation device. Cell-electroporation is a modern non-invasive method of cancer treatment. Higher input voltage (110 V) and a wide range of the output voltage regulation (from 0 V to 100 V) was required. 100 V is maximum input voltage of the cell-electroporation device. Circuit diagram of the step-down converter is in Figure 8. Commonly used ICs mentioned in previous part of this article are not able to be supplied from 110 V. It is possible to use IC controller and external gate driver with transformer supplied from decreased input voltage. But there is a problem with the duty cycle of the gate driver with transformer, which cannot be higher than approximately 0.5. So the range of the output voltage regulation would be decreased. Very simple construction of the converter was also demanded. These problems have been solved by using P MOS-FET transistor and hysteresis regulator. P MOS-FET transistor does not need gate driver with transformer in this topology and IC controller is replaced by hysteresis regulator. Digital control is not used due to the simplicity of the converter.

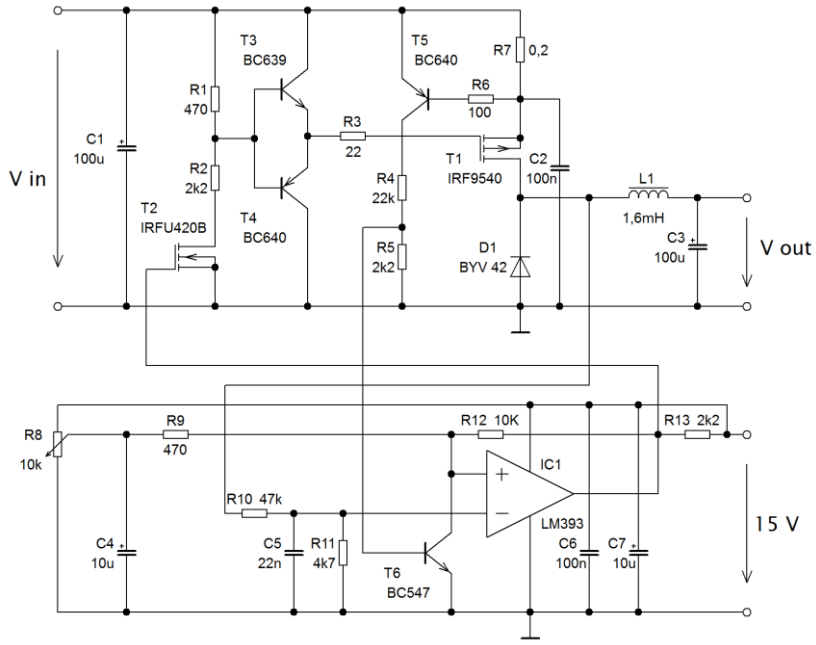


Figure 8: Circuit diagram of step-down converter with a hysteresis regulator

Input DC voltage (V in) 110 V is transformed from AC mains 230 V, 50 Hz by mains toroidal transformer and rectified. Output DC voltage (V out) is adjustable by potentiometer R8. The power part of the converter consists of switching P MOS-FET transistor T1, free-wheeling diode D1 and capacitor C2. Output filter contains coil L1 and capacitor C3. Transistor T1 is switched by push-pull gate driver, which consists of transistors T2, T3 and T4. R7 is a shunt resistor. Transistors T5 and T6 work as an over-current protection. Control signal is generated by IC1, which is connected as a hysteresis regulator that compares required value of the output voltage from potentiometer R8 and real value from output of the converter. When the required value of the output voltage is higher than the real value, there is + 15 V DC on the output of the regulator. Power MOS-FET T1 is switched on by gate driver (transistors T2 and T4) and the output voltage increases until it exceeds the required value. Then the output of the regulator switches to 0 V, gate driver (transistor T3) switches the power MOS-FET T1 off and the output voltage decreases. In the case of current overload, voltage drop on the shunt resistor R7 turns transistors T5 and T6 on. The required value of the output voltage is decreased by transistor T6. Hysteresis regulator IC1 and its external circuits are supplied from 15 V DC linear supply, which consists of small mains transformer, bridge rectifier, capacitors and monolithic 15 V voltage regulator. Converter was constructed on small universal PCB and then successfully tested.

5 CONCLUSION

This article was focused on problematics of DC/DC converters without pulse transformer. These converters are used in electrical drives, in automotive and avionics and as an internal part of various electronic devices (TVs, monitors, computers etc.). DC output is not galvanically isolated from DC input. DC/DC converters are cheap in mass production and they have high energetical efficiency.

In the first part, basic topologies of DC/DC converters were discussed. The single-quadrant converters are step-down and step-up converters, which work in one quadrant of the four-quadrant load diagram. These converters consist of one transistor and one diode. Step-down converter works in the first quadrant and step-up converter works in the second quadrant. Two-quadrant converters work in the first and in the second quadrant or in the first and in the fourth quadrant. They contain two transistors and two diodes. Four-quadrant converter (known as the H-bridge or full bridge) is able to work in all quadrants and it consists of four transistors and four diodes.

Some special IC drivers and controllers commonly used in DC/DC converters were briefly described in the second part. Mentioned ICs are powered from low voltage (up to 60 V). Output voltage is adjustable or fixed. Operating frequency is adjustable and the range of the frequency is wide (from 150 kHz to 600 kHz). ICs contain comparator, triangular signal generator, gate drivers and some of them power MOS-FET transistors. However these IC controllers are not suitable for this application, because a high input voltage (110 V DC) is required.

Step-down converter constructed to supply special cell-electroporation device was described in the third part. This converter is powered from 110 V DC. Output voltage is adjustable from 0 V to 100 V (maximum input voltage of the supplied electroporation device). Converter consists only of six transistors and one operational amplifier. Switching P MOS-FET transistor does not need gate driver with pulse transformer, so the duty cycle of the step-down converter can be varied from 0 to 1. Control signal is generated by comparator, which is used as the hysteresis regulator. Output voltage is adjusted by potentiometer. The converter is also equipped with over-current protection, which protects the power part.

REFERENCES

[1] PATOČKA, Miroslav. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. 1. vyd. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6

[2] PATOČKA, Miroslav. Vybrané statě z výkonové elektroniky: Sv. II. Měniče bez vf. impulsního transformátoru. 2. vyd. Brno: FEKT VUT, 2005.

[3] RICHTEK TECHNOLOGY CORPORATION. *RT7259: 10A, 24V, 600kHz Step-Down Converter with Synchronous Gate Driver*. November 2013.

https://www.richtek.com/assets/product_file/RT7259/DS7259-01.pdf

[4] LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION. *LT3845: High Voltage Synchronous Current Mode Step-Down Controller with Adjustable Operating Frequency*. http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/3845fd.pdf

[5] TEXAS INSTRUMENTS. *LM2596: Simple Switcher Power Converter 150 kHz 3 A Step-Down Voltage Regulator*. 2016. http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2596.pdf

SURGE ARRESTER MODELLING USING ALTERNATIVE TRANSIENT PROGRAM

Zuzana Bukvisova

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xbukvi00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaroslava Orsagova

E-mail: orsagova@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with surge arrester modelling in EMTP ATP software. Two commonly used models are presented – Pinceti and Fernandez-Diaz model. In this text, the procedure of model parameters calculation is also described. Both models are then tested using a current impulse of different wave shape and amplitude and the residual voltages obtained from the simulation are compared to the data from the surge arrester manufacturer.

Keywords: surge arrester, Pinceti model, Fernandez-Diaz model, EMTP ATP

1 INTRODUCTION

In the electrical power network, voltage higher than the nominal value can pose a thread for insulation of electric devices. To avoid problems caused by overvoltages, the surge arresters are installed. The exterior distribution networks are protected by either the Metal-Oxide Surge Arrester (MOSA), that uses zinc-oxide semiconductor as a resistor, or gapped type with Silicone-Carbide (SiC) resistors.

The main features of MOSA are its extremely non-linear V-I characteristics, small power loss, high energy absorbing capability, simple design, good reliability and long lifetime. When studying switching overvoltages, it is sufficient to represent the surge arrester by the V-I characteristics. For lightning studies, however, more sophisticated model that considers the surge arrester´s dynamic characteristics had to be developed.

The design of frequency-dependent surge arrester model was proposed by IEEE Working Group 3.4.11 [1]. This model basically comprises non-linear resistors *A0* and *A1* separated by RL low pass filter. The parameters of the individual components are calculated using the data of the arrester physical arrangement. The IEEE model is shown in Figure 1. IEEE model became the foundation for further surge arrester model development. In this paper, Pinceti and Fernandez-Diaz models, both based on IEEE model, are deeper discussed.

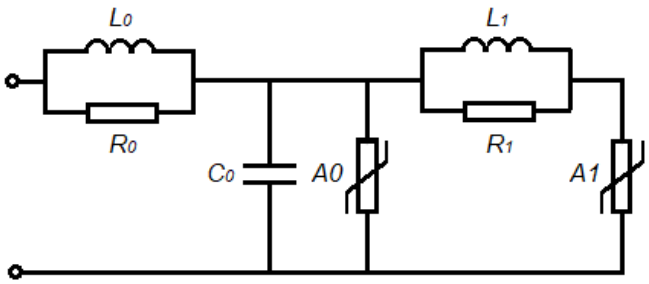


Figure 1: IEEE surge arrester model

In the Pinceti model [2], the capacitance is eliminated and the parallel resistances are replaced by one resistance R (circa 1 MΩ) to avoid numerical problems. The Fernandez-Diaz model [3] also

includes the non-linear-resistors *A0* and *A1*. In this case, these elements are connected by inductance. The general description and parameters calculation of these two models are described in following text.

2 MODEL PARAMETERS CALCULATION

In this paper, the model parameters are calculated for the MWK 14 surge arrester from ABB, whose technical data are available in [4]. The basic data needed for the calculation are listed in Table 1.

Rated voltage V_r	Residual voltage $V_{r1/T2}$ at 10 kA_{peak} steep current impulse wave 1/T_2 µs	Residual voltage $V_{r8/20}$ at 10 kA_{peak} steep current impulse wave 8/20 µs
17,5 kV	50,7 kV	43,0 kV

Table 1: Nominal MWK 14 surge arrester parameters

2.1 PINCETI MODEL

As mentioned above, Pinceti model shown in Figure 2 is based on IEEE model modification. The non-linear resistors are defined using curves in Figure 3 proposed by IEEE Working Group 3.4.11. Voltage on the vertical axis is in proportional units referred to the peak value of the residual voltage $V_{r8/20}$ at 10 kA_{peak} steep current impulse wave 8/20 µs.

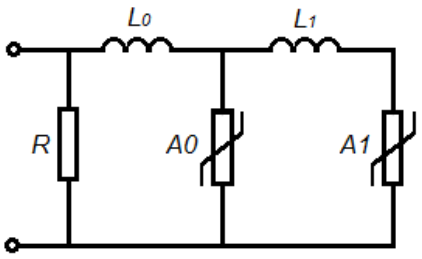


Figure 2: *Pinceti surge arrester model*

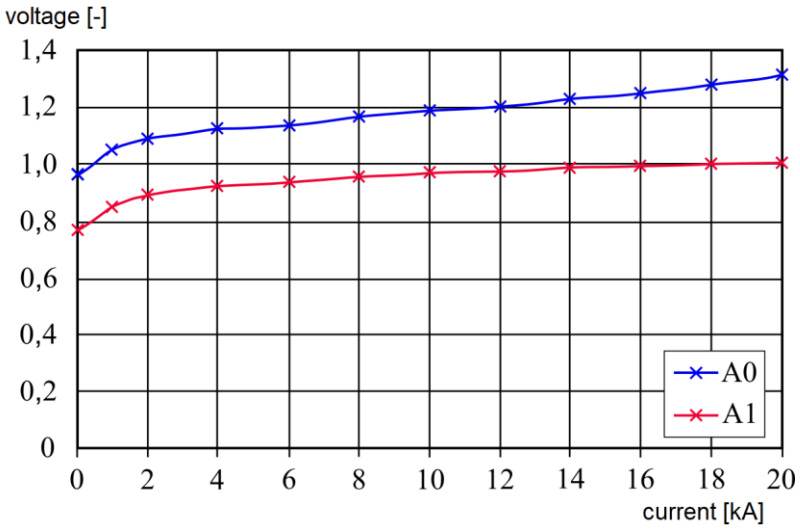


Figure 3: V-I characteristics of the non-linear resistors A0 and A1 [5]

Inductances L_1 and L_0 (values in µH for inductance and kV for voltage) are defined as:

$$L_1 = \frac{1}{4} \cdot \frac{V_{r1/T_2} - V_{r8/20}}{V_{r8/20}} \cdot V_r \tag{1}$$

$$L_0 = \frac{1}{12} \cdot \frac{V_{r1/T_2} - V_{r8/20}}{V_{r8/20}} \cdot V_r \tag{2}$$

This calculation requires no information about the surge arrester physical arrangement. The resistance in the diagram is R = 1 MΩ. Using equations (1) and (2) and the MWK 14 surge arrester technical data, the values of the inductances can be determined.

$$L_1 = \frac{1}{4} \cdot \frac{V_{r1/T_2} - V_{r8/20}}{V_{r8/20}} \cdot V_r = \frac{1}{4} \cdot \frac{50{,}7 - 43{,}0}{43{,}0} \cdot 17{,}5\ \mu\text{H} = 0{,}783\ \mu\text{H}$$

$$L_0 = \frac{1}{12} \cdot \frac{V_{r1/T_2} - V_{r8/20}}{V_{r8/20}} \cdot V_r = \frac{1}{12} \cdot \frac{50{,}7 - 43{,}0}{43{,}0} \cdot 17{,}5\ \mu\text{H} = 0{,}261\ \mu\text{H}$$

2.2 FERNANDEZ-DIAZ MODEL

This model also uses no data about the physical arrangement of the arrester. The diagram of Fernandez-Diaz model is in Figure 4.

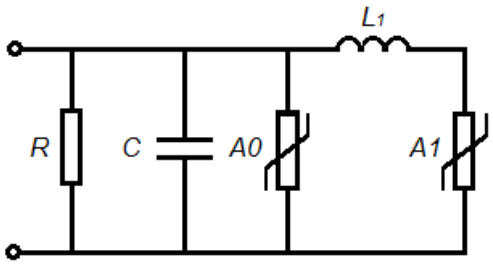


Figure 4: Fernandez-Diaz model

The non-linear resistors *A0* and *A1* are the same as for the Pinceti model (see Figure 3) and the resistance is also 1 MΩ. Inductance L_1 a capacitance C are calculated as follows (inductance in µH, capacitance in pF and voltage in kV):

$$L_1 = \frac{2}{5} \cdot \frac{V_{r8/20} - V_{SS}}{V_{r8/20}} \cdot V_r \tag{3}$$

$$C = \frac{1}{55} \cdot \frac{V_{r8/20} - V_{SS}}{V_{r8/20}} \cdot V_r \tag{4}$$

In (3) and (4), the V_{SS} is the residual voltage at 500 A current surge wave 60/2000 µs or 30/70 µs. For the MWK 14 surge arrester, this value is V_{SS} = 34,5 kV. Knowing the data needed, the values of inductance L_1 and capacitance C can be calculated.

$$L_1 = \frac{2}{5} \cdot \frac{V_{r8/20} - V_{SS}}{V_{r8/20}} \cdot V_r = \frac{2}{5} \cdot \frac{43{,}0 - 34{,}5}{43{,}0} \cdot 17{,}5\ \mu\text{H} = 1{,}384\ \mu\text{H}$$

$$C = \frac{1}{55} \cdot \frac{V_{r8/20} - V_{SS}}{V_{r8/20}} \cdot V_r = \frac{1}{55} \cdot \frac{43{,}0 - 34{,}5}{43{,}0} \cdot 17{,}5\ \text{pF} = 0{,}0629\ \text{pF}$$

3 SIMULATION RESULTS

The models presented in this paper are verified using EMTP ATP software. A series of simulations was performed to compare residual voltages from the manufacturer catalog and the residual voltages obtained from the performed simulations. Residual voltage is a peak value of voltage between surge arrester terminals during the passage of discharge current and it is one of the most important surge arrester parameters. In arrester datasheets, the residual voltages for different wave forms and amplitudes of the discharge current can be found.

As for the simulation, the model of surge arrester was created in EMTP ATP and then tested using a current source with two different wave forms – 8/20 µs wave shape with 10 kA peak and 1/T2 µs wave shape with 1 kA peak. The current impulse was modelled with Heidler type source [6].

The response of the surge arrester models to these current impulses are displayed in Figure 5. On the vertical axis, there is voltage measured at the surge arrester input. The peak value of this voltage determines the residual voltage at the considered current impulse.

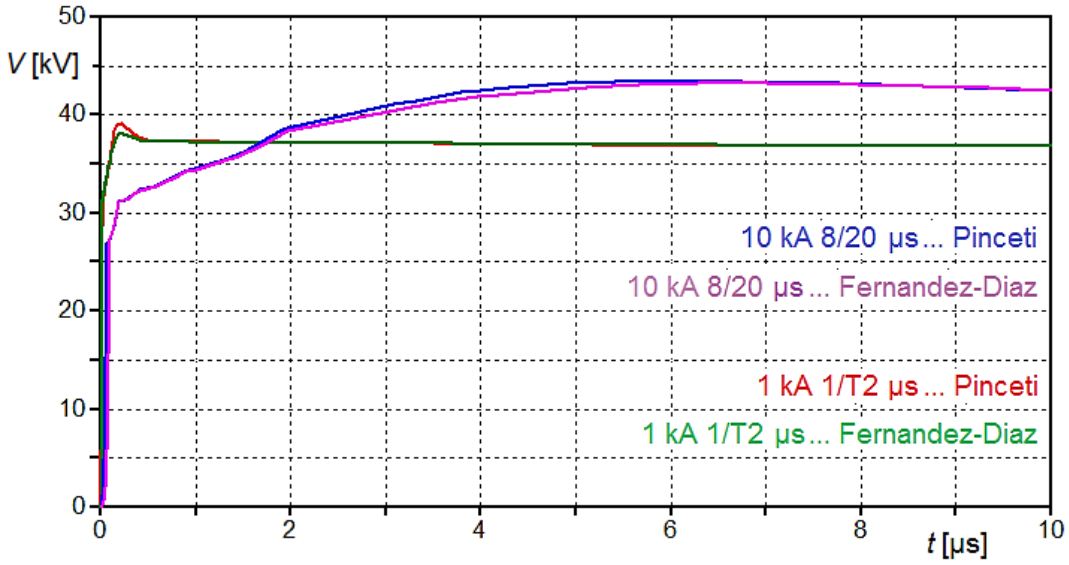


Figure 5: Residual voltages at different current impulses

Table 2 shows the final comparison of residual voltages given by manufacturer and residual voltages obtained from the simulations. It can be seen, that both surge arrester models work well and therefore can be used for further simulations.

Residual voltage		1 kA peak, 1/T2 µs wave shape	10 kA peak, 8/20 µs wave shape
From manufacturer catalog [4]		**36,7 kV**	**43,0 kV**
Pinceti	From simulation	39,1 kV	43,5 kV
	Relative error	6,5 %	1,2 %
Fernandez-Diaz	From simulation	38,2 kV	43,3 kV
	Relative error	4,1 %	0,7 %

Table 2: Residual voltage comparison

4 CONLUSION

In this work, the MWK 14 surge arrester was modelled in EMTP ATP using two different models. From the result it is obvious, that both Pinceti and Fernandez-Diaz model can be applied in simulations of overvoltage studies, although the Fernandez-Diaz model had smaller difference from the manufacturer data than the Pinceti model.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210 Energy for Sustainable Development) and BUT specific research programme (project No. FEKT-S-17-4784 New Technologies for Sustainable Power Engineering II).

REFERENCES

[1] IEEE Working Group 3.4.11. "Modeling of metal oxide surge arresters", in *IEEE Transactions on Power Delivery*. 1992, vol. 7, iss. 1, pp. 302-309. ISSN 0885-8977. DOI: 10.1109/61.108922.

[2] P. Pinceti, M. Giannettoni, "A simplified model for zinc oxide surge arresters", in *IEEE Transactions on Power Delivery*", vol. 14, iss. 2, pp. 393-398, 1999.

[3] F. Fernandez, R. Diaz, "Metal-oxide surge arrester model for fast transient simulations", in *International Conference On Power System Transients*, pp. 144, June 2001.

[4] ABB. *Omezovač přepětí MWK*. Prague. Available from: http://www.vfservis.cz/files/000109_MWK_katalog_cs.pdf

[5] S. A. Ali, "Design of Lightning Arresters for Electrical Power Systems Protection", in *Power Engineering and Electrical Engineering*, vol. 11, no. 6, 2013.

[6] K. Elrodesly, "Comparison Between Heidler Function And The Pulse Function For Modeling The Lightning Return-Stroke Current", *Theses and dissertations*, 2010, paper 1323.

EXPERIMENTAL MEASUREMENTS OF HIGH TEMPERATURE OBJECTS IN CONTACT WITH AN ELECTRIC ARC

David Šimek

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xsimek18@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Kloc

E-mail: klocpetr@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper is focused on the measurements of high temperatures related to electric low voltage apparatuses switching off process. An optical emission spectroscopy was used for these measurements, because the optical emission spectroscopy is one of best methods for obtaining a temperature of high temperature objects. Experimental measurement of radiation spectra of electrodes among which an arc was burning is presented. Electrodes was made of carbon with stabilisation core with potassium and sodium admixture. Radiation spectrum of electrodes was close to the black body radiation spectrum. The problems connected with the measurements are discussed. The main part of the paper deals with a calculation of the electrode temperature using Planck function.

Keywords: DC arc, high temperature measurement, optical emission spectroscopy, Planck law

1 INTRODUCTION

The optical emission spectroscopy is a powerful tool for a wide range of diagnostics. For example, obtaining composition or temperature of hot gases, temperature measurements of solids and metal melts, analysing of light sources, gathering data for calculation of velocity and atmosphere properties of stars in the space, investigating of daylight properties during the day etc. The main advantage of this method is that the measured object is not affected by the measuring devices. Basic block diagram of measurement chain is shown in the Figure 1.

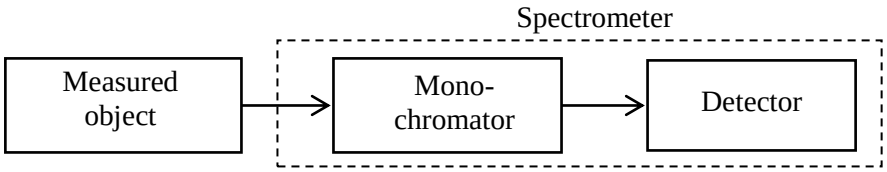


Figure 1: Block diagram of optical emission spectroscopy.

Investigated object radiates energy into a spectrometer assembly. A monochromator is one of the important parts of the spectrometer assembly. A monochromator contains input and output slits, two mirrors and diffraction grating. The configuration of those parts could be various, the most common configuration is Czerny-Turner. A basic function of the monochromator is the isolation of a narrow band of whole spectrum and reduce the radiation intensity to required value [1]. The second important part of the spectrometer is a detector. CCD, EMCCD or CMOS chips are usually used as a detector of radiation intensity. All those detectors have a high sensitivity, because a lot of investigated objects radiates small amount of energy or they are so far from the measuring place. There is the problem with the white noise because of high sensitivity [2]. Possible solution of white noise reduction is cooling of the detector. Thermoelectric coolers based on Peltier effect are balanced choice for this purpose because of small dimensions and low price. Next improvement of the cooling power could be cooling of thermoelectric cooler's hot side by the circulating air or liquid. The most commonly used system is the airflow cooling systems for its low price and easy maintenance. For example, this system can cool the detector of Newton 940 CCD camera up to -100 °C.

If the investigated high temperature object contains free atoms/ions, then its radiation spectrum contains narrow intensive peaks called spectral lines. It is possible to identify relative chemical composition of the volume because each chemical element has a specific energy levels. Specific wavelengths of a lot of lines for chemical elements are listed in databases such as NIST [3]. The theory is based on the quantum mechanical atom model. Movement of electrons from the higher energy level to lower one causes radiation on specific wavelength which is given by the equation (1).

$$\Delta E = \frac{hc}{\lambda} \tag{1}$$

where h is Planck constant, c speed of light and λ is wavelength.

This situation is common for gases, plasma, etc., see Figure 2.

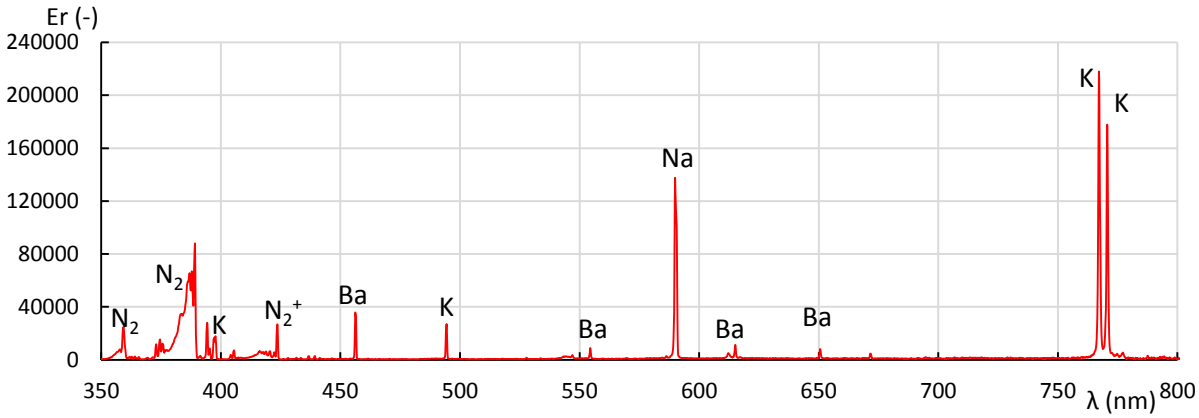


Figure 2: Emission spectrum of DC arc plasma contains free atoms of copper, carbon, sodium, and molecules of nitrogen.

Atoms are affected by each other or by external fields. Broadening of spectral lines increases with increasing pressure, see Figure 3.

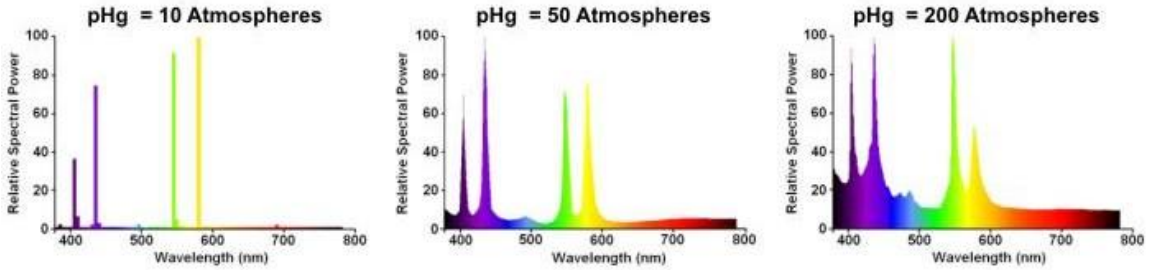


Figure 3: Effects of mercury vapour pressure on the spectral power distribution [4].

Thus the spectral power distribution goes to be a flatter with change of gases to liquids or solids. Radiation function of solids may be described by black body radiation with emissivity[1] lower than 1. Radiation function of the black body was described by Max Planck in 1900:

$$H_\lambda = \frac{2\pi hc^2}{\lambda^5 \left(e^{\frac{hc}{\lambda kT}} - 1 \right)} \tag{2}$$

where h is Planck constant, c speed of light, κ Boltzmann constant, λ wavelength and T is temperature.

[1] Emissivity is a coefficient of radiation effectiveness of the object surface.

2 EXPERIMENTAL SETUP

Experiments were performed in a high current laboratory at BUT. A dynamo was used as a DC power supply. Series stabilization resistor was used for the current control. Electrodes were cylindrical rods with diameter of 13 mm and length of 100 mm. The cathode and the anode were originally arc lamp carbon electrodes with stabilisation core with sodium and potassium admixture. The arc was projected through the lens to the screen. Optical fibre was used for transmission of light from a specific position to the input slit of the spectrometer. Avantes Avaspec ULS-3648TEC was used as a spectrometer. Data were stored and processed in laptop using AvaSoft 8 software.

The arc was burning under atmospheric pressure without any external ionisation source. Current and voltage between electrodes were measured and maintained constant. Current was of 5 A. Voltage between electrodes was of 55 V.

3 MEASUREMENT PROCEDURE

a) Top electrode was connected as a cathode and free burning arc was generated with current of 5 A and voltage of 55 V between electrodes.
b) Optical fibre was adjusted to the centre of cathode nearest to the arc.
c) Two minutes after the arc ignition a radiation spectrum was taken.
d) Optical fibre was shifted to the anode position and spectrum was recorded.
e) Electrodes position was switched (cathode – bottom, anode – top).
f) Procedure from b) to e) was repeated.
g) Calibration coefficient of spectrometer assembly was applied to measured data.
h) Measured spectra were fitted using Planck function.

4 RESULTS AND DISCUSSION

Data measured at 650 nm and more are not presented due to the low sensitivity of the spectrometer in this range and overlap with the second order.

4.1. CONFIGURATION 1 – CATHODE IN THE TOP POSITION

Radiation spectrum of cathode in the top position can be seen in the Figure 4. The spectrum contains spectral lines because of a high concentration of ions in the cathode area. Moreover the spectrum contains three molecular bands of nitrogen, because an arc was burning in the atmosphere.

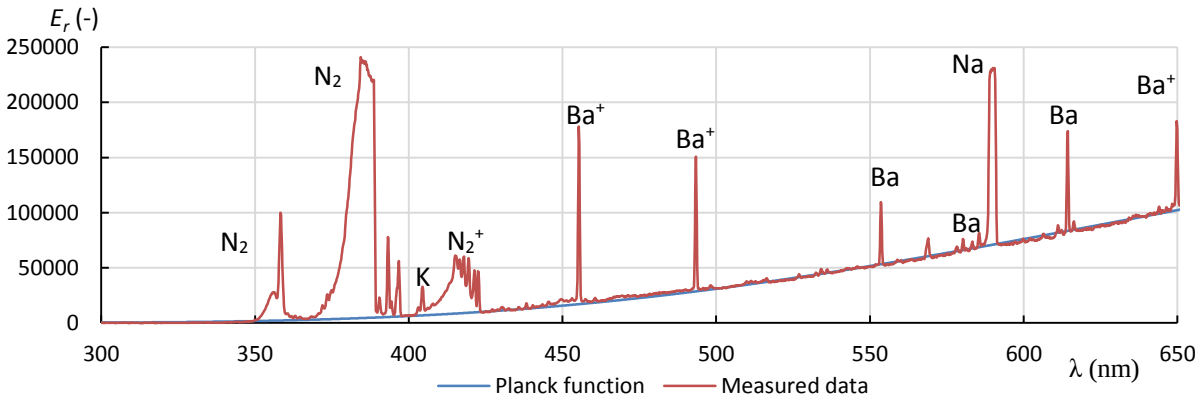


Figure 4: Radiation spectrum of cathode in the top position.

The continuous radiation of cathode in the top position was fitted by the Planck function. The temperature was estimated at 2650 K.

The second investigated object was anode in the bottom position for this configuration, see Figure 5. Radiation spectrum contains Planck function and three molecular bands of nitrogen. Reason of appearance of molecular band in the spectrum is the same as in the cathode area.

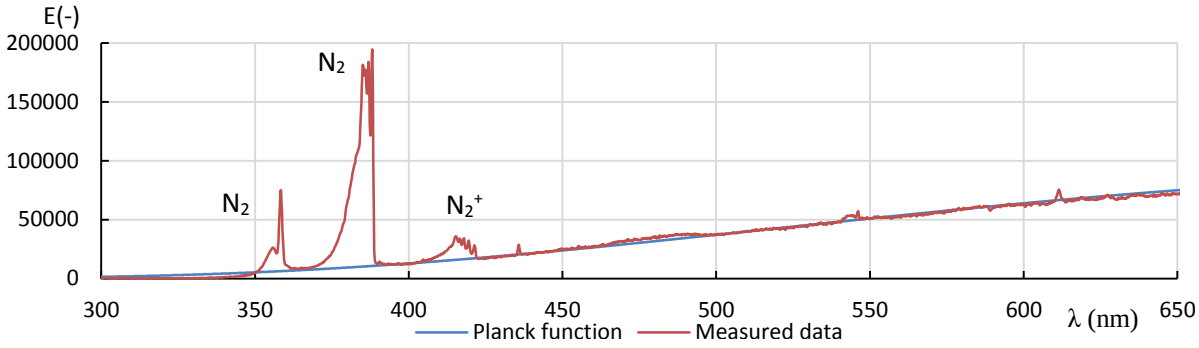


Figure 5: Radiation spectrum of anode in the bottom position.

Temperature of anode was evaluated of 3300 K.

4.2. CONFIGURATION 2 – CATHODE IN THE BOTTOM POSITION

Radiation spectrum of cathode in the bottom position was measured, see Figure 6. The spectrum contains spectral lines and molecular bands of nitrogen in the cathode area, but intensity is lower than in case of measurement in the top position because of lower temperature.

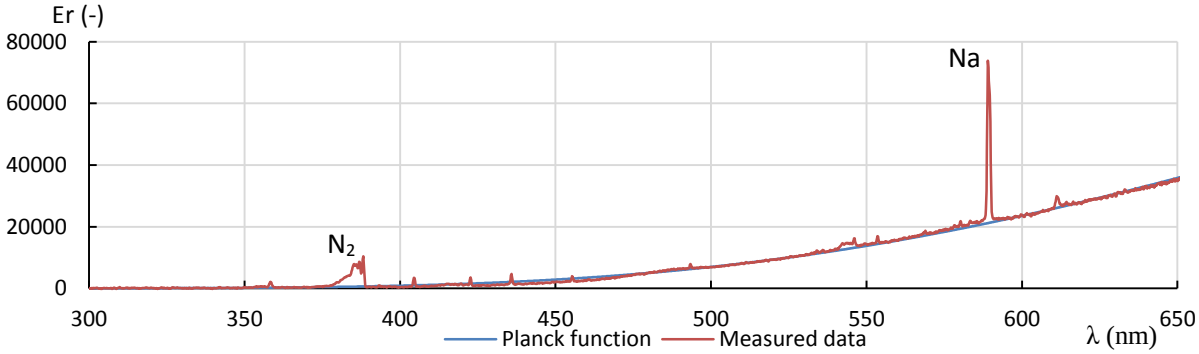


Figure 6: Radiation spectrum of cathode in the bottom position.

Temperature of cathode in the bottom position was calculated at 2250 K.

The second measured object in this configuration was anode. Spectrum can be seen in the Figure 7.

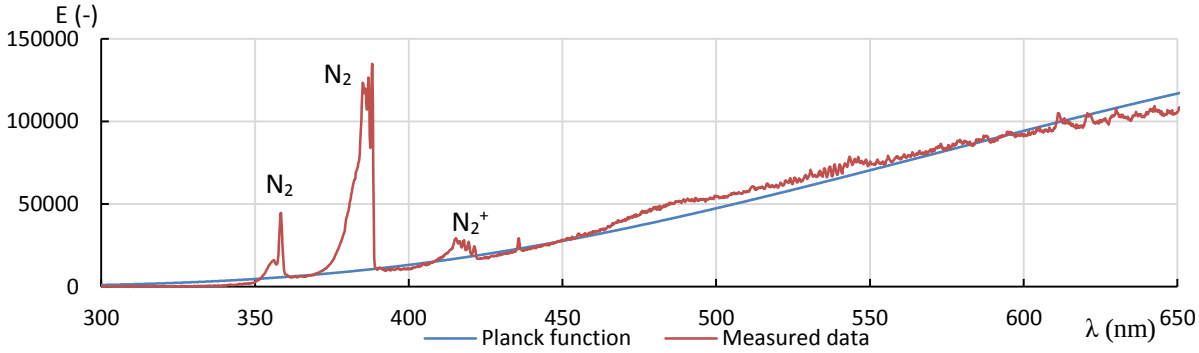


Figure 7: Radiation spectrum of anode in the top position.

Temperature of anode in the top position was of 3000 K. Three molecular bands of nitrogen were observed.

Temperature of both electrodes is higher in case of configuration 1. Temperature of anode is higher for both configuration. This effect may be due to the wider diameter of plasma in the anode area and heating of outside electrode surface.

Investigated object	Temperature (K)
Cathode in the top position	2650
Anode in the bottom position	3300
Cathode in the bottom position	2250
Anode in the top position	3000

Table 1: Overview of obtained temperatures

It is important to mention that the result may be affected by a few factors. The first one is a deviation of the measured function due to spectral lines and molecular bands. This deviation was partially eliminated during the fitting by deleting these lines and bands from the solver inputs.

The second problem is due to the emissivity dependence on the wavelength. Interpretation assumes constant emissivity across the used spectrum. Spectral emissivity in the used range of spectrum is almost constant according to Shurer [5].

The third complication is related to the focus. The optical fibre may focus to another point close to the expected measurement area, but it is not exactly the one.

5 CONCLUSION

The aim of the measurement was to find out the DC arc electrodes temperature and its dependence on the electrodes configuration. Temperatures of electrodes were found out for two different configurations. Results will be used for the better description of the DC arc behaviour both in education and research.

Atomic emission spectroscopy was used for spectra measurement. Temperature was obtained using Planck function. Calculated values correspond to the realistic assumptions, although the calculation contains simplifying assumptions.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work was carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). The author gratefully acknowledges financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic (NPU I programme project No. LO1210 and faculty project No. FEKT-S-17-4374) and OP VVV Programme (No. CZ.02.1.01/0.0/0.0/16_013/0001638 CVVOZE Power Laboratories - Modernization of Research Infrastructure).

REFERENCES

[1] Chemricool: Definition of monochromator, [online]. Massachusetts: Chemicool, 2017 [Access 3 March 2018]. URL: https://www.chemicool.com/definition/monochromators.html

[2] Magnan, P.: Detection of visible photons in CCD and CMOS: A comparative view, Nuclear Instruments and Methods in Physics Research: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, Vol. 504, Issues 1–3, 2003, pp. 199-212, ISSN 0168-9002.

[3] NIST: AtomicSpectra Database Lines Form, [online], 2016. [Access 14 March 2018]. URL: https://physics.nist.gov/PhysRefData/ ASD/lines_form.html

[4] Hooker, J.D.: The Effects of Mercury Vapour Pressure, [online]. GB: Lamptech, 2018 [Access 3 March 2018]. URL: http://www.lamptech.co.uk/Documents/M3%20 Spectra.htm

[5] K. Schurer, "The Spectral Emissivity of the Anode of a Carbon Arc," Appl. Opt. 7, 461-465, Optical Society of America: 1968.

STATOR WINDINGS CURRENTS ANALYSIS OF THE IPM MACHINE UNDER SHORT-CIRCUIT CONDITIONS

Ladislav Knebl
Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT
E-mail: ladislav.knebl@vutbr.cz

Supervised by: Cestmir Ondrusek
E-mail: ondrusek@feec.vutbr.cz

Abstract: The development of the synchronous motors with permanent magnets is, mostly thanks to the legislation pressure to achieve the highest efficiency in electric drives, experiencing raising interest. Since the number of motors used in the industry is growing year by year, it is reasonable to investigate the motor behavior under faulty conditions, such as short-circuit conditions. This paper deals with the stator current analysis of interior permanent magnet synchronous motor under the short-circuit condition, both short-circuit in one phase and symmetrical three-phase short-circuit.

Keywords: short-circuit, interior permanent magnet, Maxwell, Simplorer, finite element analysis

1 INTRODUCTION

The synchronous machines can be divided according to the rotor excitation into non-excited, current-excited and permanent magnet (PM)-excited rotors. In this paper only motor with PM-excited rotor will be investigated. PM-excited synchronous rotors, can be also divided into 2 types: surface-mounted permanent magnet (SMPM) rotor and interior permanent magnet (IPM) rotor. Both types are depicted in Figure 1, where two types of IPM machines are shown namely IPM with V-shaped arrangement and permanent magnet assisted synchronous reluctance machine (PMASR) [1].

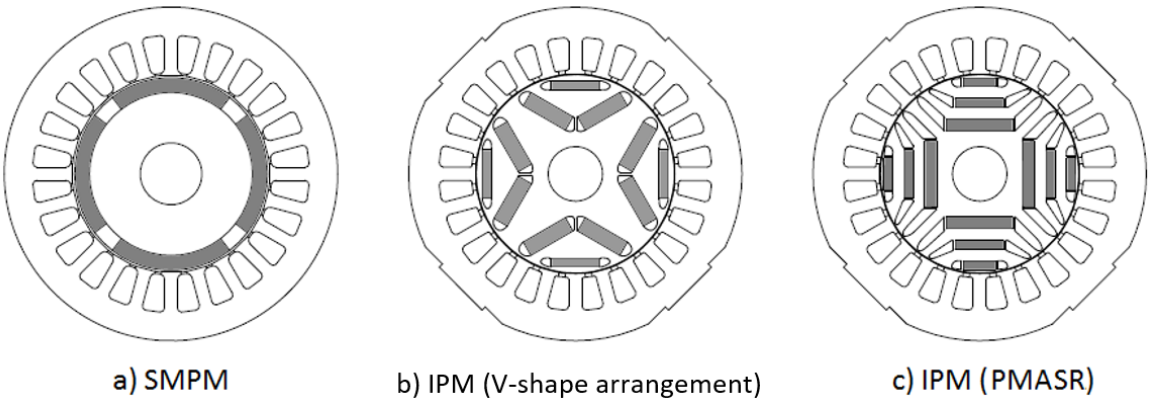


Figure 1: SMPM and IPM synchronous motors comparison (modified from [1]).

Both versions of PM-excited machines have their advantages and disadvantages and mostly depends on the application which type will be used.

2 TESTED MACHINE

Investigated machine will be four-pole three-phase Y-connected IPM machine with permanent magnets in V-shaped arrangement similar to the Figure 1 b). Key parameters of the machine are listed in Table 1 below.

Parameter	Symbol	Value
Rated output torque	T_N	34.4 Nm
Rated line-to-line voltage	U_S	400 V
Nominal power factor	PF	0.87
Rated speed	n	1500 min^{-1}
Stator outer diameter	D_{out}	200 mm
Stack length	L_{stk}	120 mm
Number of slots/poles	Q_s/2p	24/4

Table 1: Key parameters of the tested machine

Ansys software was used for the finite element analysis (FEA) calculations. Ansys is complex engineering simulation software combining various mechanical, thermal and electromagnetic (EM) tools. These tools can be in Ansys combined e.g. motor EM design combined with mechanical analysis. Combination of two electromagnetic tools will be used in this paper i.e. dynamic analysis in Simplorer with FEA analysis in Maxwell 2D. Tested IPM machine geometry and FEA mesh are depicted in Figure 2.

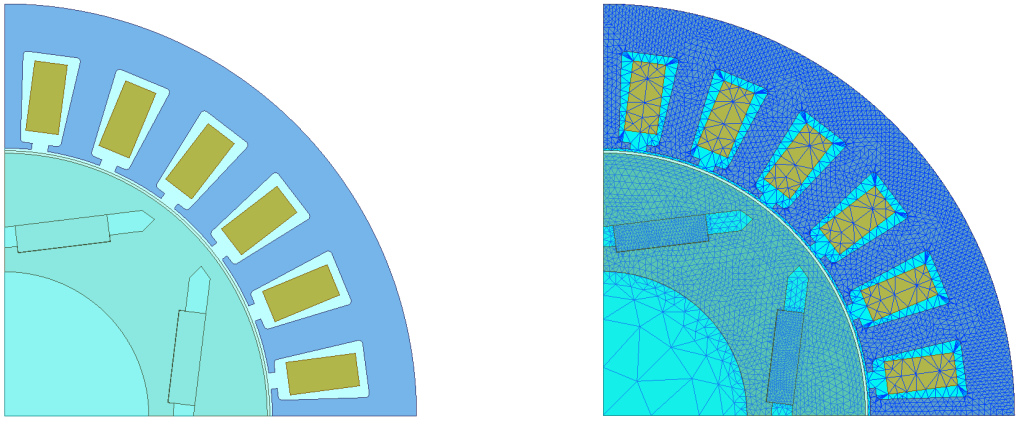


Figure 2: Geometry and mesh of the tested machine.

3 MAXWELL SIMULATIONS

In the Maxwell FEA software the short-circuit in one phase simulations will be calculated. In the one-phase short circuit simulations the model will be fed from the three-phase voltage source. In order to simulate the one-phase short circuit, the number of turns will be lowered. Number of turns in stator windings is 47 and in short-circuit simulation, the number of turns in the first phase will be 35. Torque behavior, stator currents and induced voltage will be investigated. The torque, current and induced voltage behaviors of the machine with no short-circuit are shown in the Figure 3.

The transient current and torque behavior response to the voltage is obvious in all three figures. In approximately 50 ms all three characteristics stabilize and either the maximum values in current and induced voltage or the average value of torque in torque characteristic are not varying. In the machine

with defect in the one phase of the stator winding the characteristics are different. The first phase, where the number of turns is lower, has lower resistance and inductance of the coil, thus the current in the defected phase is higher. The characteristics of the defected machine are shown in Figure 4.

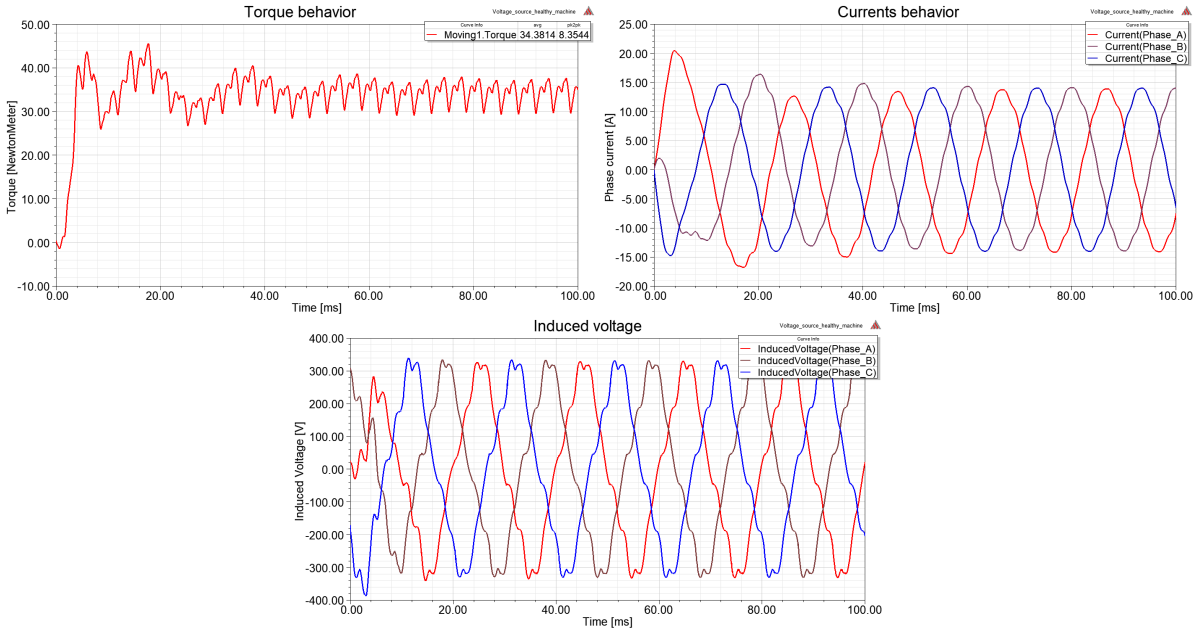


Figure 3: Torque, current and induced voltage of machine with no short-circuit.

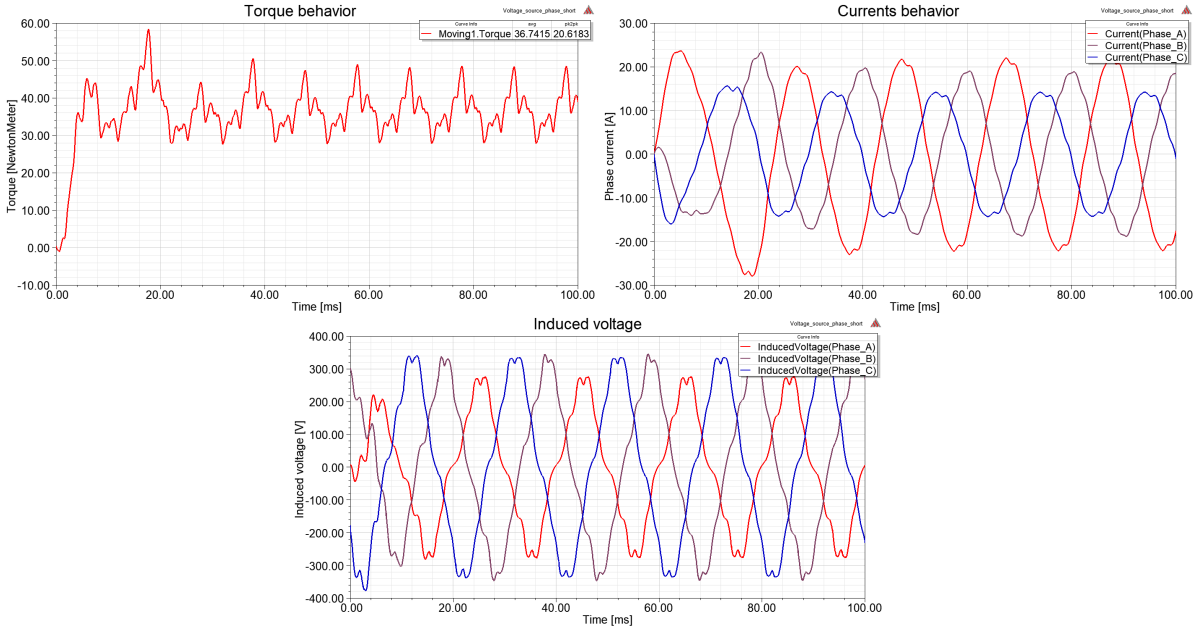


Figure 4: Torque, current and induced voltage of the machine with defected phase and 35 turns in the first phase.

The average torque in torque characteristics has increased by 6 % and the torque ripple has increased from 8.4 % to 20.6 %. The increased current in one phase lead to decreased current in other phases, which had to lead to the peaks in the torque characteristics. Maximum value of the induced voltage in the coil with lower number of turns has lowered by 15.4 % from 325 V to 275 V. Thus the presence

of short-circuit in winding can be discovered from the stator currents, from the peaks in the torque characteristic and also from the lowered voltage.

4 SIMPLORER SIMULATION

Firstly the power inverter was designed in the Simplorer software, the inverter model is shown on Figure 5. Sine waves and triangle wave were compared in the state blocks and then the signals (either 1 or 0) were sent to the transistor. The reference sinusoidal waves with the carrier triangle signal are shown in the Figure 6.

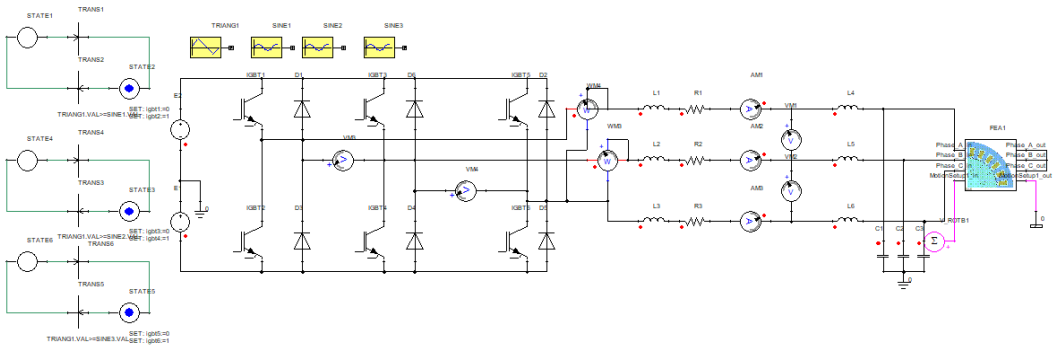


Figure 5: Power inverter modeled in the Simplorer.

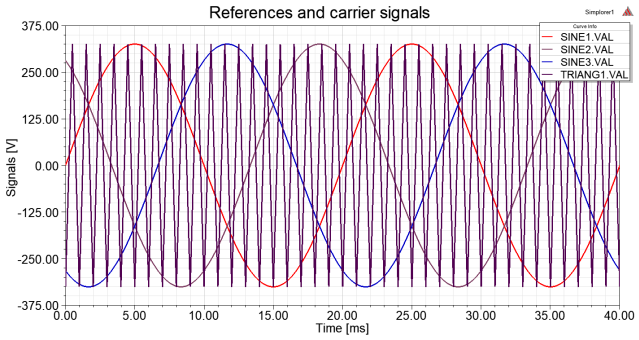


Figure 6: Power inverter modeled in the Simplorer.

Advanced product coupling needs to be allowed in Maxwell 2D settings in order to simulate dynamic simulations. The simplorer provide the voltage source for the FEA model stator winding [2]. In the simplorer only the three-phase symmetrical short-circuit condition will be analyzed. The motor is working at the nominal speed 1500 min^{-1} and the speed is forced via V_ROTB1 component. The short-circuit bridge is located between the power inverter and the IPM motor as depicted in the Figure 7 and the short-circuit is triggered by the voltage source at the 150 ms, the simulation length was chosen to be 400 ms. This simulation is demonstrating e.g the defected insulation in the cable, connecting the power inverter with the motor. The results of the three-phase symmetrical short-circuit simulation are shown on Figure 8.

The simplification in the simulation is obvious from the figures. When the circuit is short-circuited by the triggered switches, the current instantly increase and changes the way of flowing, which is in the picture depicted by the opposite phase of the current. The current is flowing from the motor, which is now behaving like a generator, to the short-circuited part of the circuit and the speed of the rotor is

constant. This might be caused by the mechanical load with high moment of inertia.

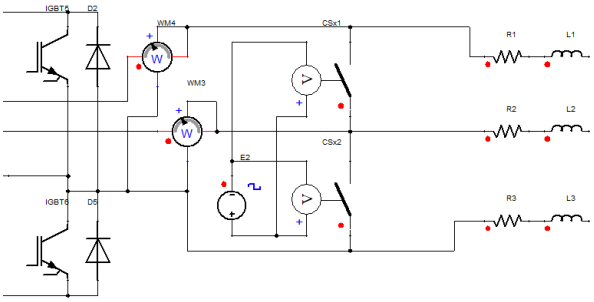


Figure 7: Short-circuit placement in Simplorer

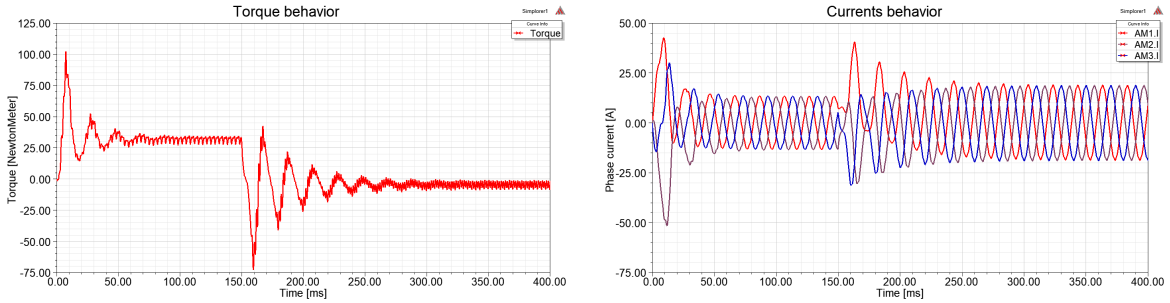


Figure 8: Torque and current behaviors of the machine with symmetrical three-phase short-circuit.

5 CONCLUSION

Short-circuits were simulated and results are presented in the paper. The presence of the short-circuited winding can be determined from the stator current measurement, but also from the measurement of the developed torque of the machine. From the results is obvious, that the short-circuit between 12 turns, creates torque peaks in characteristics and that might cause damage to the machine. In the symmetrical three-phase short-circuit simulation results is obvious that the current changed the way of and the current maximal value has increased. The current is limited by motor windings resistances and reactances and the developed torque became, after the transient response to the short-circuit, stable at 5 Nm.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210).

REFERENCES

[1] M. Barcaro, ”Design and Analysis of IPM Synchronous Machines for Electric Vehicles”, Ph.D dissertation, Department of Industrial electronics, University of Padova , Italy, 2011.

[2] M. Fitouri, Y. BenSalem and M. N. Abdelkrim, ”Analysis and co-simulation of permanent magnet sychronous motor with short-circuit fault by finite element method,” 2016 13th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD), Leipzig, 2016, pp. 472-477. doi: 10.1109/SSD.2016.7473721

MODELLING OF ELECTRICAL INSTALLATIONS EARTHING SYSTEMS IN ANSOFT MAXWELL

Vaclav Vycital

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xvycit01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Toman

E-mail: toman@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper discusses the possibilities of modelling of ES in Ansoft Maxwell software. The possible way of definition of the problem with possible modelling difficulties were discussed. The possible error in obtained results by choosing a value of radius of the earth model as well as choosing a value of target percent error in the software by the user is also discussed. The discussion is supplemented with a simplified sensitivity analysis of these input variables and the results are validated by comparing the results with results obtained from simplified analytical formulas.

Keywords: earthing, grounding, power system, electrical installation, Ansoft Maxwell, modelling

1 INTRODUCTION

Electrical installations of all nominal voltages have to be 'earthed' to ensure functional and safety requirements of electrical assets [1]. By earthing system (ES) is meant a spatial conductive structure consisting of metallic strips and rods connected together by conductive joints. Even concrete reinforcement [2] is often used as a standalone or as a part of more complicated earthing system. To differentiate between separate parts of earthing system from the whole interconnected system, a term earthing electrode (EE) is introduced here as a term used for one separate rod, one strip etc. The earthing system is usually constructed by many conductively connected basic EEs. The main safety purpose of ES is to provide conductive connection between exposed conductive parts of electrical equipment and the general mass of earth. This is because during a fault there might be an increase of electrical potential on the exposed conductive parts that are accessible to touch by working personnel or by representative of public that might be susceptible to potential difference and might eventually end up in a fatal accident. The ES is installed as a safety measure to reduce potential touch and step voltages and so to decrease the risk imposed by such an installation. ES is always installed in the vicinity and beneath the earthed electrical equipment in the ground.

The quality/safety level of earthing system is evaluated based on the earth potential rise (EPR) of ES during an electrical fault occurrence. Fault current flows from the source through faulty line and ES to the mass of earth and back to the source [3]. The general mass of earth consists of different types of soil with different electrical properties. The flow of electrical current in the soil is facilitated by free ions which number depends on many factors (i.e. water content, type of soil, geological locations, fertilization etc. [4, 5]). However, the resistance of mass of soil is indeed of definite value and is represented by the soil resistivity ρ in Ωm. As the current is passing through the earth, non-negligible voltage drops occur and thus there is a non-uniform current density field spreading from the ES and decreasing in magnitude with increasing distance from the ES. In such a way a concentric equipotential field develops around the ES. Even though the ES is buried in some depth in the earth, scalar potential field also develops on the surface of the earth and this is the field, that is of a main concern when evaluating ES design from the safety point of view. An example of a concrete pole with the ES buried in the ground with the calculated scalar potential field in the ground is depicted in **Figure 1**.

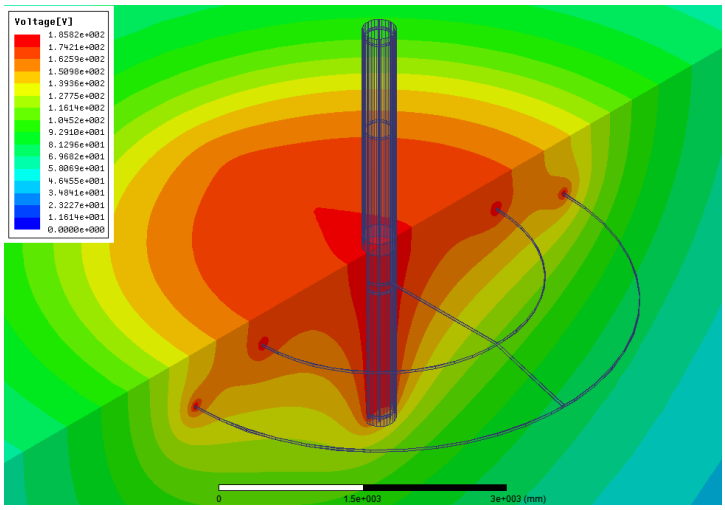


Figure 1: Voltage potential distribution for ES consisting of two peripheral rings and a concrete pole with conductive reinforcement, under fault of 30 Amps situated in homogenous (single layer) soil model with
resistivity of 80 Ωm

2 DETERMINATION OF EPR

The EPR and voltage distribution of the ES might be determined by different approaches. In general, it is a task aimed on solution of electromagnetic field (EMF) in three-dimensional space. However, exact solution for the EMF distribution in three-dimensional space was not always possible without some simplification. The need for at least some simplified formulas for EPR determination arose with the worldwide electrification which can be dated back to 1918 [6] or even earlier. Methods used for solution of EMF field in that time were – method of moments, method of image charges, method of average potentials etc. The EPR can be determined through the calculation of the earthing resistance of evaluated ES [3, 7] energized by the fault current [1] as $EPR = R_{ES} \times I_{fault}$. This simplified approach is still accepted by the European standard [1] and also by another international standard on earthing IEEE 80 [8]. Throughout last century many papers were published with an attempt to increase the accuracy of adopted simplified formulas. The possibility of numerically solving the EMF equation in their original - not simplified form became realizable with the developments in computer technology field and a lot of attention was moved in that direction. Today, with emphasis on ES design, the commercially available EMF solving programs can be divided to either general EMF solving programs (Ansoft Maxwell as a sub-package of ANSYS programme, Comsol Multiphysics etc. [9]) or to programs oriented only on the ES designing problems (SKM GroundMat, CDEGS [10]). Some of these software utilize numerical solution of finite element method (FEM) or others use the solution of the Green's function [11].

3 EARTHING SYSTEM CALCULATION AND ANSOFT MAXWELL

Ansoft Maxwell is a general EMF calculation computer program focused on many different tasks ranging from some simple engineering's problems to some more complex problems like optimization of the designs often encountered by scientists. As this programme is designed as a tool for solving general EMF problems, the use for some specific applications requires more experienced user that has to thoroughly consider how the required task will be defined for the programme.

When defining the EMF problem, first of all, the user has to decides if there is any symmetry that might simplify the problem and thus 2D design could be used. Unfortunately, for ES there can´t be found any such simplification and thus 3D design has to be chosen. Then the user has to decides which solution type will be used – either one including only effects form electric field (Electrostatic,

DC Conduction, Electric Transient) or one including also the effects form magnetic fields (Magnetostatics, Eddy Currents, Transient). This choice here might be quite tricky and in general the ES problem demands full EMF field solution. However, the choice at this step will determine how difficult will be the definition of the problem and also how difficult will be the solution of this problem by the programme (computation duration, or even if the solutions just converges or not). Many problems might arise here. The Transient solution (electric or magnetic) solves for time varying field and doesn't allow to use Adaptive Mesher. These solution's types might be considered as the most complex ones, however a complicated postprocessing of the solution data might be required to obtain steady state scalar voltage potential field of solved ES problem and also there is a problem with meshing operation (built in Adaptive Mesher cannot be used). Magnetostatics and Electrostatics solution type can be skipped from the possible options because only static dc fields are considered (no charge displacement = no current flow). Only two options have left – Eddy Current and DC Conduction solution type. The Eddy Current solution type might sound much closer to the ES problem, as the excitation here is by ac voltage source and thus development of eddy currents in the model is expected. However, the Eddy Current solution type allows only for current excitation of the model. Even at this point it might seem that this is not a problem because in real situations the fault current magnitude might be much easier to obtain than the faulty voltage (i.e. EPR) on the ES. Unfortunately, the current excitation of the model has to be divergence free. That means, that the actual distribution of the current has to be known before the solution might begin. This conditions together with the limitation of applying current excitation only on planar entities makes use of Eddy Current solution type for ES calculation inadequate, because the exact part of the current will have to be defined for each of the 4 vertical walls and on the bottom of the model of earth. This problem is further explained on the following figures (**Figure 2**, **Figure 3**) where simple ring ES is modelled with two different models of earth (half cube and half sphere). Half sphere might be expected closer to the actual developed potential field from the ES than in case of half cube model, but cannot be used in Eddy Current solution type due to non-planarity of the outer surface of the sphere.

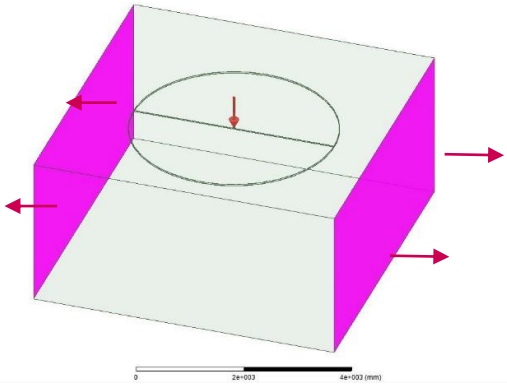


Figure 2: Ring ES in half cube earth model, with indicated current excitations definition for this model (only 2 of 4 vertical walls are highlighted for transparency and simplicity)

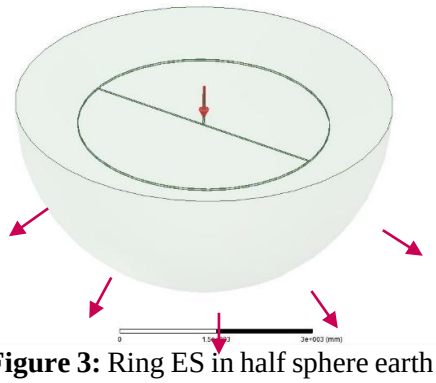


Figure 3: Ring ES in half sphere earth model, with indicated current excitations definition for this model (on the outer surface of the sphere)

The last remaining solution type is DC Conduction. In this solution type the source can be voltage or current and this solution type permits to use the current excitation on non-planar entities, thus the half sphere earth model from **Figure 3** can be used. However, this solution type takes into considerations only the resistive voltage drops caused by the current flow through only resistive medium. This might be the source of discrepancy between the model in Ansoft Maxwell and the real constructed ES due to not counting for ES reactance and eddy current effects. However, the reactance of the ES at low frequencies might be considered negligible compared to resistance [12].

After choosing appropriate solution type, the work steps are quite straightforward. First of all, the 3D and DC conduction solution type is chosen. Then, the ES has to be modelled. This can be done either by built in Ansoft Maxwell graphical CAD interface or by importing the design from third

party CAD based software (like AutoCad, Caita etc.). The earth is than modelled as half sphere and the ES model is subtracted from it. Each object is defined its appropriate material properties, i.e. in DC conduction only electrical permittivity and conductivity has to be defined. The boundary condition as well as meshing operations can be kept default as there is no need for any specific definition. Current excitation can be applied on a surface of part of ES that is extended above the earth. If current excitation is used, there has to be defined special excitation 'sink', that is the boundary where all currents flow to (or in DC the terminal of zero potential of the source). After setting the setup (i.e. number of adaptive passes to refine the mesh and the target solution percent error), the solution can be obtained. From the solution matrix, scalar potential field can be obtained (as was depicted in **Figure 1**) as well as the maximum value of the potential field (i.e. = total EPR).

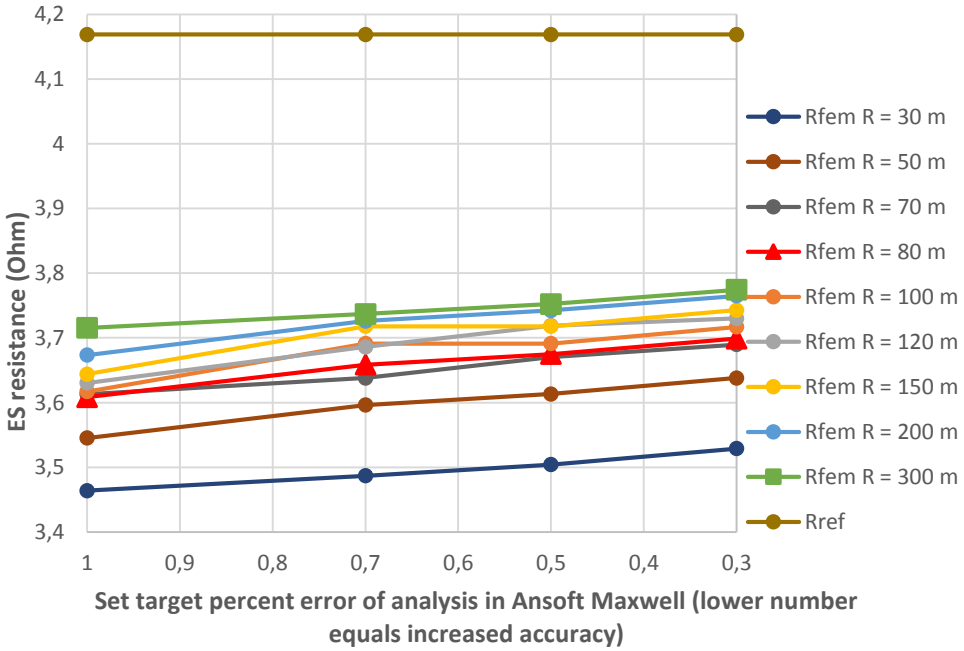


Figure 4: Validation of results obtained from Ansoft Maxwell (Rfem), ES resistance for single ring EE in dependence on set percent error and for different radius of half sphere earth model (Rref. reference ES resistance)

It can be obvious, that by changing the radius of half sphere earth model the obtained EPR will be increasing due to adding thicker resistive medium in the current path (between surface on ES and outer surface of half sphere with 'sink' excitation – the whole conductive path). However, also the current density is decreasing because the volume of resistive medium encountered by the current flow further from the source is also increasing. Thus, the radius of the earth model will have an impact on the obtained total EPR but will be approaching its limit maximum value that would have been developed in an infinite radius earth model. Another input parameter that might influence the determined EPR is the value of set target percent error of the mesh refining. The target percent error value determines the level of finesty of the finite element mesh that is generated and refined in iterative adaptive passes by Ansoft Maxwell built in Adaptive Mesher. Thus, in this paper the setting of the target percent error and the value of radius of the earth model was examined. The results are depicted in **Figure 4**. To validate the results obtained from Ansoft Maxwell, the total ES resistance of the modelled ES was determined using the Ohm's law (as Rfem = EPR / ExcitationCurrent) and this value was compared with ES resistance obtained from simplified analytical calculation according to [13], where for ring EE the following formula is defined (ring buried at depth of z and with diameter of D with soil resistivity ρ), (Rref for D = 6.5 m, z = 0.8 m, ρ = 50 Ωm)

$$Rref = \frac{\rho}{2\pi^2 D}\left(\ln\left(\frac{8D}{d}\right) + \ln\left(\frac{\pi D}{2z}\right)\right) \quad (1)$$

4 CONCLUSION

In this paper the possibilities of modelling ES in Ansoft Maxwell software were discussed. It was found out that the best suitable way of modelling ES in this software is by using 3D solution design together with DC conduction solution type. This definition of the ES problem also preserves the simplicity of the solution so that this task can be performed also by a less experienced user. To validate the obtained results, an analysis of the influence of the changing earth model radius and also the set target percent error of the analysis was performed. From the results it can be seen, that the radius of the earth model should be at least 10 times greater than the longest ES dimension). Increasing the radius of the earth model beyond this value does not have such a great impact on the results. Adjusting the target percent error can increase the accuracy of the results, however together with the earth model radius this is also increasing the required time for the solution. Also, the computer hardware requirements are increasing by increasing requested RAM memory. Increasing percent error is in many situations worse as this have major impact on the required time, that might be from half a minute up to several hours of computation time. (in the presented results for not very complicated model it usually takes only up to few minutes, on average computer). However, for obtaining detailed potential distribution the percent error should to be adjusted. Increasing the radius of the earth beyond 300 m yielded for some designs to an invalid field solution. The difference of approximately 10-15% between Rfem and Rref solution might be also due to the horizontal strip in the middle of the ring EE as the formula (1) is defined for only separate ring EE (solution was for model of ES same as on **Figure 3**). An inspection of the obtained potential field data by the user is still recommended.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Author gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210).

REFERENCES

[1] *Earthing of Power Installations Exceeding 1 kv a.c.*, CENELEC Standard EN 50522:2010, 2010.

[2] Kočvara, A.: Uzemňování elektrických zařízení (in Czech, Earthing of Electrical Equipment), Prague, Czech Republic, Knižnice elektro 1995.

[3] Rüdenberg, R.: Grounding principles and practice I – Fundamental considerations on grounding currents. *Electrical Engineering*, vol. 64, no. 1, pp. 1-13, 1945.

[4] Tagg, G.F.: Earth resistances. London, Great Britain, The Whitefriars Press, 1964.

[5] Jinliang, H., Rong, Z., Bo, Z.: Methodology and technology for power system grounding. Noida, India, John Wiley & Sons, 2013, ISBN 978-1-118-25495-0.

[6] Peters, O.S.: Ground connections for electrical systems, *National Bureau of Standards*, Technological paper 108, 1928.

[7] Dwight, H.B.: Calculation of resistances to ground. *Electrical Engineering*, vol. 55, no. 12, pp. 1319-1328, 1936.

[8] *IEEE Guide for Safety in AC Substation Grounding*, IEEE Standard 80, 2015.

[9] Gutiérrez, S., Sánchez, C.N., Alvarez, J., Soberanes, J.D.: A comparative analysis of finite element programs for their implementation in a graphic tool of insulated power cables. In: *IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC 2017)*, Ixtapa, Mexico, 2017.

[10] Dawalibi, F.P., Donoso, F.: Integrated analysis software for grounding, EMF, and EMI. *IEEE Computer Applications in Power*, vol. 6, no. 2, pp. 19-24, 1993.

[11] Zhong-Xin, L., Weijiang, Ch., Jian-Bin, F., Jiayu, L.: A novel mathematical modelling of grounding system buried in multilayer earth. IEEE Transaction on Power Delivery, vol. 21, no. 3, 2006.

[12] Papalexopoulos, A.D., Meliopoulos, A.P.: Frequency dependent characteristics of grounding systems. *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. PWRD-2, no. 4, 1987.

[13] Osolsobě, J., Zapletal, M.: Uzemnění a bezpečnost. (In Czech Earthing and safety), Prague, Československá akademie věd, 1964.

Doktorské projekty

Teoretická elektrotechnika,
Fyzika a Matematika

COMPARING MAIN SPECTROSCOPIC DATABASES

Josef Pokorny
Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT
E-mail: xpokor31@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Milada Bartlova
E-mail: bartlova@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with comparing of data in the main world spectroscopic databases NIST and Kurucz. Our target was to calculate differences in the ratio of Stark broadening and function F which depends on electron density, temperature and pressure. Stark broadening is one of pressure broadenings of spectral lines which arise from the collisions of the emitters with neighboring particles. Stark broadening is due to charged perturbers. We developed the program NKrov for the comparison of databases with the help of regular expressions and the program awk. There were some differences found in input data for the silicon between NIST and Kurucz databases. Our results can be used in further research on silicon spectral lines.

Keywords: Stark broadening, NIST database, Kurucz database, unit system, regular expressions.

1 INTRODUCTION

Silicon is widely used material mainly in the semiconductor technology and this is the reason why there is an intensive research of silicon properties. A fundamental part of this research belongs to spectroscopic data which can be obtained for our research from main world databases. We can mention NIST [1] and Kurucz [2] databases which are the sources of our data. We calculated Stark broadening and shift of spectral lines of silicon in this article. We used above mentioned databases and examined the influence of differences in these databases to final Stark broadening of spectral lines. We developed the program NKrov. Our program examines data, transfers them to a comparable format and prepares the table of differences in the output file. The output of the program is a graph of Stark broadening of spectral lines dependent on temperature for both databases NIST and Kurucz.

2 OBSERVED QUANTITIES IN DATABASES

Comparison of quantities in databases could cause difficulties, which could arise from the unit system used in that databases. For example permeability of vacuum μ_0 has the value of $4\pi \times 10^{-7}$ and the dimension $\mathrm{H{\cdot}m^{-1}}$ in the system SI, for calculations according to Heaviside–Lorentz μ_0 is dimesionless and has the value of 1. Often used unit system (so called atomic) units includes fundamental constants chosen in the way to have the value of 1, [3]:

$$\hbar = m_e = e = 4\pi\varepsilon_0 = 1. \tag{1}$$

The central field approximation is used for multielectron atoms, we consider all electrons in the subshell as equivalent. These electrons have the same main quantum number. Every energy level according to the electron configuration is described not only by this electron configuration but also by the term which depends on the total angular momentum, including electron's spin. The spin–orbital interaction in the multielectron atom is described by the interaction between the spin vector $\vec{s}$ and the orbital angular momentum vector $\vec{l}$:

$$\vec{l_1} + \vec{l_2} + \vec{l_3} + \cdots = \vec{L}, \tag{2}$$

$$\vec{s_1} + \vec{s_2} + \vec{s_3} + \cdots = \vec{S}. \tag{3}$$

The interaction between $\vec{L}$ and $\vec{S}$ is known as Russell–Saunders interaction abbreviated as the spin–orbital L–S bond where the states of the atom are described as

$$^{2S+1}L_J, \tag{4}$$

where S is the total spin quantum number, $2S+1$ is the spin multiplicity, L is the orbital angular momentum number and J is the total angular momentum quantum number. The bond scheme of the L–S approximation is used until atomic number 30, after that spin–orbital bonds start to interact and the another bond scheme called j-j coupling must be used [4]. We observed and calculated these quantities in databases NIST and Kurucz for silicon:

Database			
NIST		Kurucz	
Quantity	Dimension	Quantity	Dimension
Ritz wavelength V_{ac}	nm	Wavelength λ	nm
Einstein coefficient A_{ki}	s^{-1}	calculated	s^{-1}
Oscillator strength f_{ik}	Dimensionless [5]	calculated	Dimensionless
Strength of line S	a.u.	calculated	a.u.
First energetic level E_i	cm^{-1}	First energetic level E_i	cm^{-1}
Second energetic level E_k	cm^{-1}	Second energetic level E_k	cm^{-1}
Statistical weight g_i	Dimensionless	calculated	Dimensionless
Statistical weight g_k	Dimensionless	calculated	Dimensionless
Total ang. momentum J_i	Dimensionless	Total ang. momentum J_i	Dimensionless
Total ang. momentum J_k	Dimensionless	Total ang. momentum J_k	Dimensionless

Table 1: Observed quantities in NIST and Kurucz databases.

3 USE OF DATABASES TO DETERMINE SOME PROPERTIES OF SPECTRAL LINES

There can be various types of displayed spectra, we recognize emission or absorption spectra. Stark broadening for element silicon is calculated from databases with our program NKrov. Energetic level splitting due to electric field is an important phenomenon which occurs in small scale semiconductor structures controlled by electric field. Utilization of these circuits in electrical engineering is one of the reasons of scientific research. Stark broadening and shift could be calculated from semiempirical formulas [6]:

$$\delta_S = F(T,p)\left[\sum_{J''}\frac{S\left(J'',J\right)}{2J+1}g_{se}\left(X_{J''J}\right)+\sum_{J''}\frac{S\left(J'',J'\right)}{2J'+1}g_{se}\left(X_{J''J'}\right)\right] \tag{5}$$

$$d_S = F(T,p)\left(\sum_{J''}\frac{\Delta E_{J''J}}{|\Delta E_{J''J}|}\frac{S\left(J'',J\right)}{2J+1}g_{sh}\left(X_{J''J}\right)-\sum_{J''}\frac{\Delta E_{J''J'}}{|\Delta E_{J''J'}|}\frac{S\left(J'',J'\right)}{2J'+1}g_{sh}\left(X_{J''J'}\right)\right), \tag{6}$$

where F is defined as:

$$F(T,p) = 16\left(\frac{\pi}{3}\right)^{2/3} cR_\infty a_0^3 N_e \left(\frac{hcR_\infty}{k_B T}\right)^{1/2}, \tag{7}$$

where the Rydberg constant $R_\infty = 109737.3\,cm^{-1}$, c is the speed of light, N_e is the electron density, a_0 is the Bohr radius, h is the Planck constant, k_B is the Boltzmann constant, g_{se} and g_{sh} are correction Kramers–Gaunt factors, $S\left(J'',J^*\right)$ is the line strength of transition between states with quantum

numbers J'', J^*: $J'' \rightarrow J^*$, J'' is the quantum number for energy level $E_{J''}$, J^* = J or J' are the quantum numbers for energy levels E_J or $E_{J'}$. The line strength S is available in NIST database, but for Kurucz it has to be calculated:

$$S_{J''J^*} = 3\left(2J'' + 1\right) f_{J''J^*} \lambda R_\infty \tag{8}$$

J'', J^* are quantum numbers of total momentum of atom, λ is the wavelength and $f_{J'''J^*}$ is the oscillator strength,

$$X_{J''J^*} = \frac{3k_B T}{2|\Delta E_{J''J^*}|}, \tag{9}$$

where $\Delta E_{J''J} = E_{J''} - E_J$. Stark broadening and shift depend on temperature. There could be calculated linear coefficients a,b resp. A,B for temperature dependence of width resp. shift of spectral line.

4 DESCRIPTION OF THE PROGRAM NKROV

We developed the program NKrov, which processes various data formats available in NIST and Kurucz databases. List of quantities used in the program is in table 1. Due to differences of data in databases it is necessary to calculate some quantities from other in the database. The problem with equivalence of dimensions was mentioned in the previous part of this article. The block diagram of the program NKrov, see fig. 1.

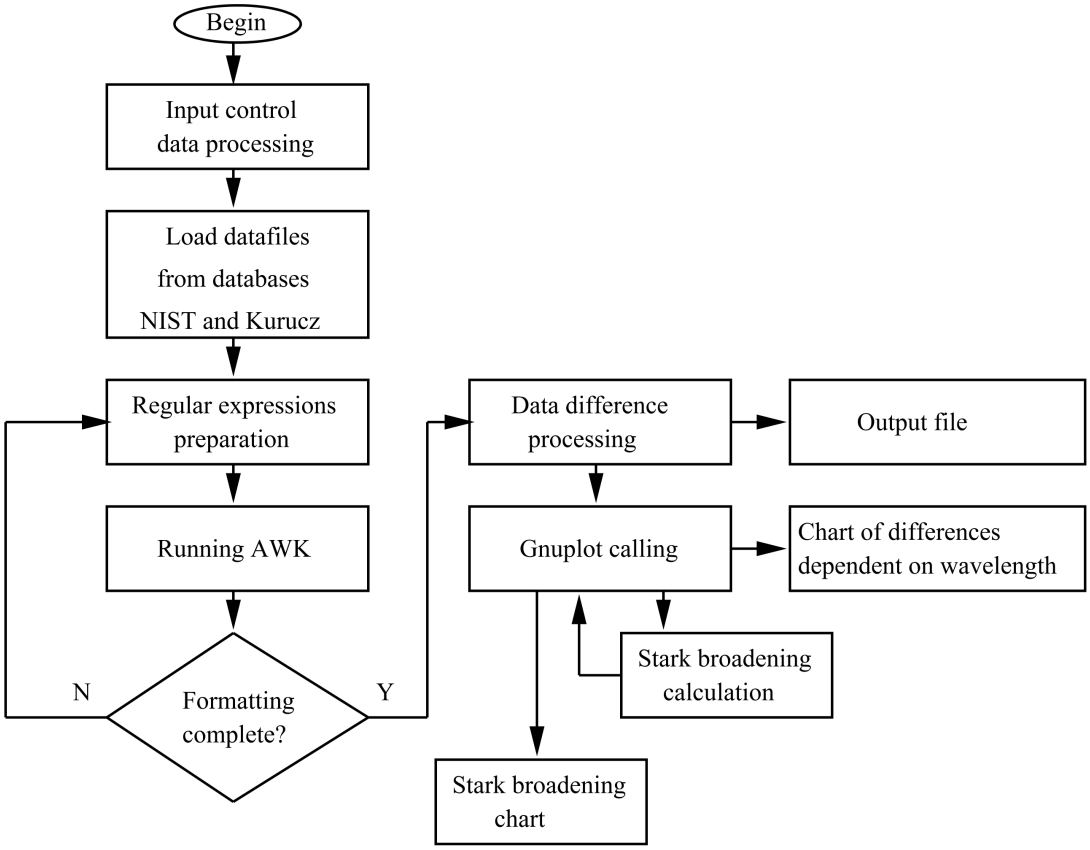


Figure 1: Program NKrov – block diagram.

After execution the program asks for input control data, path to files, wavelength range, degree of ionization and so on. The format of the datafile is transformed to unified format thanks to regular expres-

sions. This powerful programmer's tool for text files processing was introduced by american mathematician Stephen Cole Kleene [7]. We used the awk program for merging two quite different formats with rather big data collection, and it proved that it is an effective tool for quick processing of data. The whole task on the common dualcore 3 GHz processor takes almost 3 hours to complete.

After preparing necessary regular expressions the central program calls the standard Unix program awk, which can process large data collections, where common editors fail. Awk output is the data collection, awk is called in cycles until the expecting format is reached. The prepared datafile can now be used by the central program, which calculates mutual differences of input data from NIST and Kurucz databases, creates output textfile and automatically prints results in graphs with calling the Gnuplot program. The program Gnuplot is the free software and produces the graphical output. Gnuplot can be used and shared under GPL licence and is very often connected to LaTeXsystem for producing documents. The central program calls the graphical output Gnuplot with data for fig. 2, which compares data differences in databases for the input quantity – oscillator strength f_{ik} dependent on wavelength.

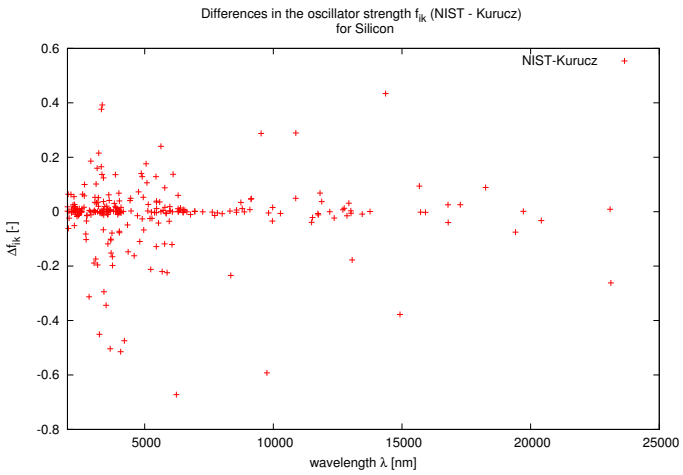


Figure 2: Differences in the oscillator strengths f_{ik} (NIST – Kurucz) for Silicon.

NKrov takes the input files and calculates Stark broadening of spectral lines for each of the databases NIST, Kurucz, and calls Gnuplot for producing the graphical output. The output of the NKrov program, which we developed, is then the graph of the ratio of Stark broadening and the $F(T,p)$ function dependent on temperature, fig. 3.

5 ACHIEVED RESULTS IN COMPARISON NIST AND KURUCZ DATABASES

In the above mentioned databases we chose silicon atom in 2000 to 25000 nm wavelength range. The ratio of Stark broadening and $F(T,p)$ function was calculated in 5000 to 50000 K temperature range. Fig. 2 compares input quantity oscillator strengths f_{ik} shows, that the best correspondence between NIST and Kurucz was till the wavelength of 10000 nm, although even here were significant differences. In fig. 2 in the wavelength range till 10000 nm the absolute value of maximum difference equals to 0.6. We obtain from the databases for this difference these parameters: the wavelength λ=6231.1 nm has for NIST oscillator strength f_{ik}=1.28 and for Kurucz f_{ik}=0.61. This means more than 50% difference. These differences influence, according to equations (5) and (8), the overall difference in Stark broadening of spectral lines, in fig. 3. Our results can be a good base for future research work, graphs describe some difficulties in accuracy of Stark broadening for silicon.

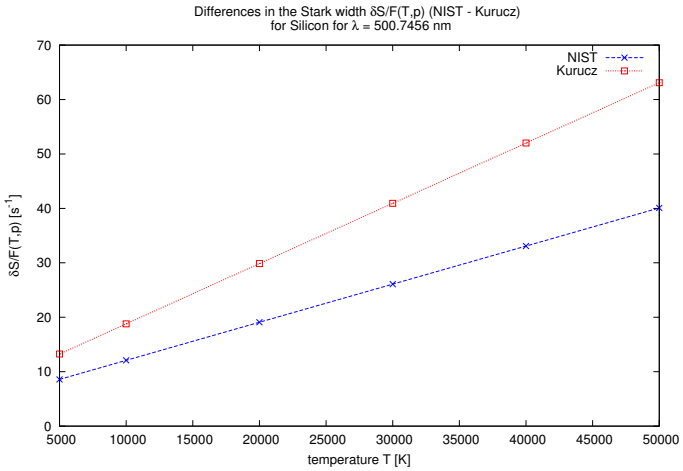


Figure 3: Differences in the Stark width $\delta S/F\,(T,p)$ (NIST – Kurucz) for Silicon.

6 CONCLUSION

The NKrov – program we introduced was designed to make the research work on silicon easier. The NKrov main feature lies in the capability to compare different formats in the main world databases (NIST and Kurucz). The program and it's utilities produce the graphical output of differences both on the input quantities and the output Stark broadening of spectral lines. It could be seen from the graphs, that some small part of spectroscopic data has non negligible differences, which should be the target of future scientific research.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-17-4626 and by the Czech Science Foundation under project No. 15-14829S.

REFERENCES

[1] Kramida, A., Ralchenko, Y., Reader, J. and NIST ASD Team: NIST Atomic Spectra Database (ver. 5.5.2), National Institute of Standards and Technology, Gaithersburg, MA, 2018 [online]

[2] Kurucz, R. L.: Atomic Line Data, Harvard–Smithsonian Center for Astrophysics, Cambridge, MA, 2011 [online]

[3] Drake, G. W. F.: Springer Handbook of Atomic, Molecular, and Optical Physics, New York, Springer, 2006, ISBN 0-387-26308-X

[4] Lancashire, R. J.: The Russell Saunders Coupling Scheme, Inorganic Chemistry Lectures, University of the West Indies, Jamaica, 2010 [online]

[5] Martin, W. C., Wiese, W. L.: Atomic Spectroscopy – A Compendium of Basic Ideas, Notation, Data, and Formulas, Gaithersburg, MA, NIST, 2017 [online]

[6] Griem, H. R: Semiempirical Formulas for the Electron–Impact Widths and Shifts of Isolated Ion Lines in Plasmas. Phys. Rev., APS, 1968, 165(1):258-266

[7] Herold, H.: awk & sed. Prirucka pro davkove zpracovani textu, Brno, Computer Press, 2004, ISBN 80-251-0309-9

SEMI-GLOBAL SOLUTIONS TO MIXED-TYPE FUNCTIONAL DIFFERENTIAL EQUATIONS

Gabriela Vážanová
Doctoral Degree Programme (2.), FEEC BUT
E-mail: xvincu00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Josef Diblík
E-mail: diblik@feec.vutbr.cz

Abstract: The purpose of this paper is to give sufficient conditions for existence of right semi-global solutions to mixed-type functional differential equations. We also give an example to illustrate applicability of the result.

Keywords: semi-global solutions, mixed-type functional differential equations, delayed argument, advanced argument, monotone iterative method

1 INTRODUCTION

For $r > 0$ let $\mathrm{C}_r := \mathrm{C}([0,r],\mathbb{R}^n)$ be the Banach space of continuous functions from the interval $[0,r]$ to $\mathbb{R}^n$ equipped with the supremum norm

$$\|\psi\|_r = \sup_{\alpha\in[0,r]} |\psi(\alpha)|, \qquad \psi \in \mathrm{C}([0,r],\mathbb{R}^n),$$

where $|\cdot|$ is the maximum norm in $\mathbb{R}^n$.

For a function $y = y(t)$, continuous on an interval $[t-d,t]$, $t \in \mathbb{R}$, $d > 0$ we define a delayed-type function $y_t \in \mathrm{C}_d$ by formula $y_t(\tau) = y(t-\tau)$ where $\tau \in [0,d]$. Similarly, for a function $y = y(t)$, continuous on an interval $[t,t+a]$, $t \in \mathbb{R}$, $a > 0$, we define an advanced-type function $y^t \in \mathrm{C}_a$ by formula $y^t(\sigma) = y(t+\sigma)$ where $\sigma \in [0,a]$. Throughout the rest of the paper we assume that $d > 0$ and $a > 0$ are fixed.

In this paper we will consider a system of mixed-type functional differential equations

$$\dot{y}(t) = f\left(t, y_t, y^t\right), \tag{1}$$

where $f\colon \mathcal{J} \times \mathrm{C}_d \times \mathrm{C}_a \to \mathbb{R}^n$ is a continuous quasi-bounded functional which satisfies a local Lipschitz condition with respect to the second and the third argument. For definitions of quasi-boundedness, etc., we refer to [3].

Let t_0 be fixed, $\mathcal{J} := [t_0,\infty)$ and $\mathcal{J}_d := [t_0-d,\infty)$. A continuous function $y\colon \mathcal{J}_d \to \mathbb{R}^n$ is a right semi-global solution of (1) if it is continuously differentiable on $\mathcal{J}$ and satisfies (1) on $\mathcal{J}$.

By $\mathbb{R}^n_{\geqslant 0}$ ($\mathbb{R}^n_{>0}$) we denote the set of all componentwise nonnegative (positive) vectors v in $\mathbb{R}^n$, i.e., $v = \left(v^1,\ldots,v^n\right)$ with $v^i \geqslant 0$ ($v^i > 0$) for $i = 1,\ldots,n$. For $u,v \in \mathbb{R}^n$, we denote $u \leqslant v$ if $v-u \in \mathbb{R}^n_{\geqslant 0}$, $u \ll v$ if $v-u \in \mathbb{R}^n_{>0}$, and $u < v$ if $u \leqslant v$ and $u \neq v$. In order to avoid unnecessary additional definitions, we use, whenever the meaning is not ambiguous, the same symbols $\mathbb{R}^n_{\geqslant 0}$ $\left(\mathbb{R}^n_{>0}\right)$ to denote relevant subsets of the set $\mathbb{R}^n$.

2 MAIN RESULT

Below we will look for a solution of system (1) in the form

$$y(t) = I(k,\lambda)(t), \tag{2}$$

where I is a mapping, $I\colon \mathbb{R}^n_{>0} \times \mathrm{C}(\mathcal{J}_d, \mathbb{R}^n) \to \mathrm{C}(\mathcal{J}_d, \mathbb{R}^n)$,

$$I(k,\lambda) = (I_1(k,\lambda), I_2(k,\lambda), \ldots, I_n(k,\lambda))$$

defined as

$$I_i(k,\lambda)(t) := k_i \exp\left(\int_{t_0-d}^{t} \lambda_i(s)\,\mathrm{d}s\right),$$

for $i = 1,\ldots,n$ and $t \in \mathcal{J}_d$.

Substituting (2) into (1) we have

$$(\mathrm{diag}(I(k,\lambda)(t)))\lambda(t) = f\left(t, I(k,\lambda)_t, I(k,\lambda)^t\right),$$

for $t \in \mathcal{J}$, by diag we denote a diagonal matrix. Consequently,

$$\lambda(t) = (\mathrm{diag}(I(k,\lambda)(t)))^{-1} \cdot f\left(t, I(k,\lambda)_t, I(k,\lambda)^t\right). \tag{3}$$

Note that the matrix $(\mathrm{diag}(I(k,\lambda)(t)))^{-1}$ exists because the matrix $(\mathrm{diag}(I(k,\lambda)(t)))$ is regular. Equation (3) is an operator equation with respect to λ. A function $\lambda \in \mathrm{C}(\mathcal{J}_d, \mathbb{R}^n)$ is called a solution of equation (3) on $\mathcal{J}_d$ if (3) is valid for all $t \in \mathcal{J}$.

Let us define an operator

$$T : \mathrm{C}(\mathcal{J}_d, \mathbb{R}^n) \to \mathrm{C}(\mathcal{J}_d, \mathbb{R}^n),$$

where

$$(T\lambda)(t) = (\mathrm{diag}(I(k,\lambda)(t)))^{-1} \cdot f\left(t, I(k,\lambda)_t, I(k,\lambda)^t\right) \tag{4}$$

for $t \in \mathcal{J}$.

Theorem 1. *Let us assume that the following holds:*

(i) For any $M \geqslant 0$, $\theta > t_0 + a$ there exists a constant K, such that for all $t, t' \in [t_0, \theta - a]$ and for any continuous function $\lambda\colon [t_0 - d, \theta] \to \mathbb{R}^n$ with $|\lambda| \leqslant M$,

$$\left|(T\lambda)(t) - (T\lambda)\left(t'\right)\right| \leqslant K\left|t - t'\right|. \tag{5}$$

(ii) There exist $k \in \mathbb{R}^n_{>0}$ and continuous functions $\mathcal{L}, \mathcal{U}\colon \mathcal{J}_d \to \mathbb{R}^n$ satisfying here $\mathcal{L}(t) \leqslant \mathcal{U}(t)$, and

$$\mathcal{L}(t) \leqslant (T\mathcal{L})(t),$$
$$\mathcal{U}(t) \geqslant (T\mathcal{U})(t)$$

on $\mathcal{J}$ and

$$\mathcal{L}(t) \leqslant (T\mathcal{L})(t_0),$$
$$\mathcal{U}(t) \geqslant (T\mathcal{U})(t_0)$$

on $[t_0 - d, t_0]$.

(iii) For any continuous functions $\lambda,\mu\colon \mathcal{J}_d \to \mathbb{R}^n$ *the inequality* $\lambda(t) \leqslant \mu(t)$, $t \in \mathcal{J}_d$ *implies*

$$(T\lambda)(t) \leqslant (T\mu)(t)$$

for $t \in \mathcal{J}$.

Then there exists a right semi-global solution $y\colon \mathcal{J}_d \to \mathbb{R}^n$ *of (1) satisfying*

$$I(k,\mathcal{L})(t) \leqslant y(t) \leqslant I(k,\mathcal{U})(t) \tag{6}$$

for $t \in \mathcal{J}_d$ *and such that*

$$y(t_0-d) = k.$$

Proof. We need to show, that the equation (3), i.e.,

$$\lambda(t) = (T\lambda)(t) := \left(\operatorname{diag}\left(I(k,\lambda)(t)\right)^{-1}\right) \cdot f\left(t, I(k,\lambda)_t, I(k,\lambda)^t\right), \quad t \in \mathcal{J}$$

has a solution $\lambda \in C(\mathcal{J}_d,\mathbb{R})$ which satisfies $\mathcal{L}(t) \leqslant \lambda(t) \leqslant \mathcal{U}(t)$ for $t \in \mathcal{J}_d$.

For $\theta > t_0 + a$, we denote by

$$L_\theta := \mathrm{C}([t_0-d,\theta],\mathbb{R}^n)$$

the Banach space of the continuous functions from $[t_0-d,\theta]$ into $\mathbb{R}^n$ equipped with the maximum norm. Further, we introduce the closed, normal cone

$$\mathcal{K}_\theta := C\left([t_0-d,\theta],\mathbb{R}^n_{\geqslant 0}\right)$$

of the continuous functions from $[t_0-d,\theta]$ into $\mathbb{R}^n_{\geqslant 0}$. The cone defines a partial ordering in L_θ: for $\lambda,\mu \in L_\theta$, we say that $\lambda \leqslant \mu$ if and only if $\mu - \lambda \in \mathcal{K}_\theta$.

Let us define an operator $T_\theta\colon L_\theta \to L_\theta$ by

$$(T_\theta\lambda)(t) = \begin{cases} (T\lambda)(t_0) & t \in [t_0-d,t_0), \\ (T\lambda)(t) & t \in [t_0,\theta-a), \\ (T\lambda)(\theta-a) & t \in [\theta-a,\theta]. \end{cases}$$

The operator T_θ is well-defined and, according to condition (iii), monotone increasing. Further, we define

$$\nu_\theta(t) := \begin{cases} \mathcal{L}(t) & t \in [t_0-d,\theta-a), \\ \mathcal{L}(\theta-a) & t \in [\theta-a,\theta], \end{cases}$$

$$\mu_\theta(t) := \begin{cases} \mathcal{U}(t) & t \in [t_0-d,\theta-a), \\ \mathcal{U}(\theta-a) & t \in [\theta-a,\theta]. \end{cases}$$

Then, we construct a monotone and bounded sequences

$$\nu_\theta \leq T_\theta\nu_\theta \leq T_\theta^2\nu_\theta \leq \cdots \leq T_\theta^2\mu_\theta \leq T_\theta\mu_\theta \leq \mu_\theta.$$

Now, we are going to show that T_θ is compact and therefore there exist limit functions $\underline{\lambda}_\theta$ and $\overline{\lambda}_\theta$ such that

$$\nu_\theta \leqslant \underline{\lambda}_\theta = T_\theta\underline{\lambda}_\theta \leqslant T_\theta\overline{\lambda}_\theta = \overline{\lambda}_\theta \leqslant \mu_\theta. \tag{7}$$

Let M be a bounded subset of L_θ. We need to prove that $T_\theta M$ is relatively compact subset of L. According to Arzela-Ascoli Theorem, it is enough to show that $T_\theta M$ is bounded and equicontinuous. Because of the definition of the operator T_θ the equicontinuity has to be checked in the following six cases:

1. $t, t' \in [t_0 - r_1, t_0)$
2. $t, t' \in [t_0, \theta - r_2)$
3. $t, t' \in [\theta - r_2, \theta]$
4. $t \in [t_0 - r_1, t_0), t' \in [t_0, \theta - r_2)$
5. $t \in [t_0 - r_1, t_0), t' \in [\theta - r_2, \theta]$
6. $t \in [t_0, \theta - r_2), t' \in [\theta - r_2, \theta]$

For example, if $t \in [t_0 - d, t_0), t' \in [t_0, \theta - a)$, using the inequality (5) we obtain

$$\left|(T_\theta \lambda)(t) - (T_\theta \lambda)(t')\right| = \left|(T\lambda)(t_0) - (T\lambda)(t')\right| \leqslant K|t_0 - t'| \leqslant K|t - t'|.$$

The remaining estimations can be obtained in a similar way. Now, we may conclude that T_θ is equicontinuous.

Next, the boundedness of T_θ is guaranteed due to the quasi-boundedness of f and the fact that

$$(I_i(k, \lambda)(t))^{-1} = k_i^{-1} \exp\left(-\int_{t_0 - d}^{t} \lambda_i(s)\, \mathrm{d}s\right) \leqslant k_i^{-1} \exp\left(M \cdot (\theta - t_0 + d)\right), \tag{8}$$

for $i = 1, \ldots, n$ and $|\lambda| \leqslant M$.

So we have shown that T_θ is compact. Therefore the sequences $\left(T_\theta^m \nu_\theta\right)_{m=0}^{\infty}$ and $\left(T_\theta^m \mu_\theta\right)_{m=0}^{\infty}$ have limit functions $\underline{\lambda}_\theta$ and $\overline{\lambda}_\theta$ satisfying inequality (7).

It is easy to see that

$$(T_\theta \lambda)|_{[t_0 - d, \theta - a]} = (T_\Theta \lambda)|_{[t_0 - d, \theta - a]}$$

for $\Theta \geqslant \theta$ and $\lambda \in L_\Theta$. Therefore,

$$\underline{\lambda}_\theta|_{[t_0 - d, \theta - a]} = \underline{\lambda}_\Theta|_{[t_0 - d, \theta - a]},$$

$$\overline{\lambda}_\theta|_{[t_0 - d, \theta - a]} = \overline{\lambda}_\Theta|_{[t_0 - d, \theta - a]}$$

for $\Theta \geqslant \theta$.

Let us define the functions $\underline{\lambda}, \overline{\lambda} \in C(\mathcal{J}_d, \mathbb{R}^n)$

$$\underline{\lambda}(t) := \begin{cases} \underline{\lambda}_\theta(t) & t \in [t_0 - d, \theta - a), \\ \underline{\lambda}_{\Theta(t)}(t) & t \in [\theta - a, \infty) \end{cases}$$

and

$$\overline{\lambda}(t) := \begin{cases} \overline{\lambda}_\theta(t) & t \in [t_0 - d, \theta - a), \\ \overline{\lambda}_{\Theta(t)}(t) & t \in [\theta - a, \infty) \end{cases}$$

where $\Theta(t) = t + a$. The defined functions $\overline{\lambda}$ and $\underline{\lambda}$ satisfy

$$\mathcal{L}(t) \leqslant \underline{\lambda}(t) \leqslant \overline{\lambda}(t) \leqslant \mathcal{U}(t), \ t \in \mathcal{J}_d, \tag{9}$$

$$\underline{\lambda}(t) = (T\underline{\lambda})(t)$$

and

$$\overline{\lambda}(t) = \left(T\overline{\lambda}\right)(t)$$

for $t \in \mathcal{J}$.

The proof will be completed by choosing, for example, $\lambda = \underline{\lambda}$ and the searched solution will be $y = I(k, \underline{\lambda})$. The inequality (6) holds because of (9).

□

3 EXAMPLE

Consider a linear equation

$$\dot{y}(t) = -\left(2 - \frac{2}{\pi}\arctan t\right) \cdot y(t-2) + \left(3 - \mathrm{e}^{-t^2}\right) \cdot y\left(t + \frac{1}{10}\right). \tag{10}$$

In this case

$$f(t, y_t, y^t) = -\left(2 - \frac{2}{\pi}\arctan t\right) \cdot y(t-2) + \left(3 - \mathrm{e}^{-t^2}\right) \cdot y\left(t + \frac{1}{10}\right).$$

Then, according to (4), the corresponding operator T is defined as

$$(T\lambda)(t) = -\left(2 - \frac{2}{\pi}\arctan t\right) \exp\left(\int_t^{t-2} \lambda(s)\,\mathrm{d}s\right) + \left(3 - \mathrm{e}^{-t^2}\right) \exp\left(\int_t^{t+1/10} \lambda(s)\,\mathrm{d}s\right).$$

The operator T is equicontinuous and monotone increasing. (Details, how to prove it, may be found in [1], [2]). That means, assumptions (i) and (iii) of Theorem 1 are valid. Set $\mathcal{L} = 1$ and $\mathcal{U} = 10$. Then, for every $t \in \mathbb{R}$ holds

$$(T\mathcal{L})(t) = -\left(2 - \frac{2}{\pi}\arctan t\right) \cdot \mathrm{e}^{-2} + \left(3 - \mathrm{e}^{-t^2}\right) \cdot \mathrm{e}^{1/10} \geqslant -3\mathrm{e}^{-2} + 2\mathrm{e}^{1/10} \geqslant 1 = \mathcal{L},$$

$$(T\mathcal{U})(t) = -\left(2 - \frac{2}{\pi}\arctan t\right) \cdot \mathrm{e}^{-20} + \left(3 - \mathrm{e}^{-t^2}\right) \cdot \mathrm{e} \leqslant \left(3 - \mathrm{e}^{-t^2}\right) \cdot \mathrm{e} \leqslant 10 = \mathcal{U}.$$

So, assumption (ii) of Theorem 1 holds. These expressions were calculated online by Wolfram Alpha software (see [4]).

Therefore, by Theorem 1, for every fixed $t_0 \in \mathbb{R}$ there exists a solution of equation (10) on $[t_0 - 2, \infty)$ such that

$$k \cdot \exp(t - t_0 + 2) \leqslant y(t) \leqslant k \cdot \exp(10(t - t_0 + 2)).$$

Moreover, this solution satisfies $y(t_0 - 2) = k$.

4 CONCLUSION

In this paper we have discussed existence of right semi-global solutions to mixed-type functional differential equations and formulated conditions under which such solutions exist. Moreover, upper and lower bound for solutions are derived.

ACKNOWLEDGEMENT

The author was supported by the Grant FEKT-S-17-4225 of Faculty of Electrical Engineering and Communication, BUT.

REFERENCES

[1] Diblík, J., Koksch, N.: Sufficient conditions for the existence of global solutions of delayed differential equations. J. Math. Anal. Appl., vol. 318, no. 1, 2006, p. 611–625

[2] Diblík, J., Kúdelčíková, M.: Two classes of asymptotically different positive solutions to advanced differential equations via two different fixed-point principles. In: Math. Meth. Appl. Sci., vol. 40, 2017, 1422–1437

[3] Driver, R.: Ordinary and delay differential equations. Applied mathematical sciences. Springer-Verlag, 1977

[4] Wolfram Alpha [online software]. Retrieved from <https://wolframalpha.com>, 2018

OBTAINING THIN FILMS OF ALN BY ATOMIC LAYER DEPOSITION USING NH_3 OR N_2H_4 AS PRECURSORS.

Rashid Dallaev

Doctoral Degree Programme (1st year), FEEC BUT

E-mail: xdalla03@vutbr.cz

Supervised by: Petr Sedlák

E-mail: sedlakp@feec.vutbr.cz

Abstract: In this work we used atomic layer deposition (ALD) method to obtain thin films of AlN using tris(diethylamido)aluminum (III) (TDEAA) with hydrazine (N_2H_4) or ammonia (NH_3) as precursors. Elemental analysis of the film deposited by ALD TDEAA /N2H4 at 200 °C showed the presence of carbon impurities ~ 1.4 at%, oxygen ~ 3.2 at.% and hydrogen 22.6 at.%. The atomic concentration ratio of N/Al was ~ 1.3. The residual impurities content with N_2H_4 was lower than with NH_3. In general, it has been confirmed that hydrazine has a more preferable surface thermochemistry than ammonia.

Keywords: atomic layer deposition, aluminum nitride, wide band-gap, thin films fabrication, semiconucting materials, hydrazine, ammonia, tris(diethylamido)aluminum.

1 INTRODUCTION

Aluminum nitride is a wide band gap semi-conducting material (~ 6.2 eV) with high values of thermal conductivity (2.85 W/cm · K at 300K), melting point (2750 ° C), electrical resistivity (10^{13} Ω · cm), refractive index (~2.0), but with a low adsorption coefficient ($<10^{-3}$) [1]. Such properties make AlN a promising material for a wide range of applications, e.g. power engineering, microelectronics and optoelectronics. AlN thin films have been successfully used for passivation of GaN, GaAs, SiC, InGaAs, and H-C (diamond) devices [2], and also for the excitation of surface acoustic waves [3]. AlN epitaxial layers are also used as buffer layers for the growth of qualitative GaN films and nanowires by molecular beam epitaxy (MBE) [4].

Until recently, AlN thin films have been mainly prepared by chemical vapor deposition (CVD) [5], physical vapor deposition (PVD) [3], molecular beam epitaxy [4] etc. Compared with them the ALD method has a number of advantages: relatively low deposition temperatures; the ability to control the film thickness at the atomic level; the possibility of highly conformal coating of micro/nano structures, as well as nanoparticles. In the ALD method, the growth of films occurs as a result of repeated surface reactions that are carried out far from thermodynamic equilibrium. The first work on the thermal atomic layer deposition of AlN was carried out using ammonia (NH_3) as a nitrogen precursor in combination with trimethylaluminum (TMA) or aluminum chloride ($AlCl_3$), requiring high deposition temperatures of 325-500 ° C. At the same time, films obtained on the basis of TMA/NH3 usually contain carbon impurities from 4 to 7 at% and a significant amount of hydrogen [8]. This is due to thermal decomposition of TMA and a low reactivity of ammonia [7]. To fully realize the practical applications of the third group elements nitrides, it is necessary to enable the growth of these compounds and heterostructures based on them at temperatures below 300 °C. In this regard, considerable attention is paid to plasma-stimulating methods of atomic-layer deposition of films (PS-ALD). Previously, the possibility of obtaining AlN films by the PS-ALD method from various precursors was demonstrated: $AlCl_3$ and NH_3/H_2 [16]; gas mixture $NH_3/H_2/Ar$ [9] (at 350 ° C); TMA and NH3 [10] or N_2/H_2 [34] (100-500 ° C). The use of plasma extends the possibilities in the choice of material properties, substrate temperature, precursors and processing condi-

tions, but it has drawbacks - a decrease in the conformality of the film and the risk of its damage by plasma [11].

Previously, a low-temperature ALD at 200-250 ° C using tris(dimethylamido)aluminum (Al2(N $(CH_3)_2)_6$) and NH_3 was carried out by the authors [12]. The AlN films obtained by them contained impurities of carbon and oxygen less than 1 at.%. However, the deposition conditions and the optimization process, etc. are not described in detail in Ref. [12]. A more detailed description of the conditions of the ALD AlN films using tris(dimethylamido)aluminum (TDMAA) and NH_3, within temperatures from 180 to 400 °C, was later presented in [13]. Most of the above-mentioned researchers used NH3 as the precursor of nitrogen when depositing AlN films, but N_2H_4 has a more advantageous thermochemistry for the growth of metal nitrides. The high reactivity of N_2H_4 is due to the relatively weak N-N bond in N_2H_4 compared to the N-H bond in NH_3 bond [14].

The present work is devoted to the development of optimal regimes for AlN ALD using tris(diethylamido)aluminum at temperatures below 300 °C and without employing plasma. The structure of the TDEAA molecule is shown in Fig. 1. It should be noted, that AlN films using tris(diethylamido)aluminum, were not previously obtained by the ALD method. To successfully implement this method, a high vapor pressure and thermal stability of the organometallic precursor are necessary. Compared to TDMAA, TDEAA has a lower melting point, and possibly a higher thermal stability. According to the manufacturer's database, TDMAA melts at temperatures between 28 and 31 °C, whereas TDEAA melts at between 82 and 84 ° C. It has also been indicated earlier that a similar CVD precursor of tetrakis(diethylamido)titanium, used to precipitate titanium nitride, is more thermally stable than tetrakis(dimethylamido)titanium [15].

Figure 2 shows a simplified diagram of a single ALD cycle of the proposed AlN deposition mechanism consisting of surface reactions of TDEAA and NH_3 or N_2H_4.

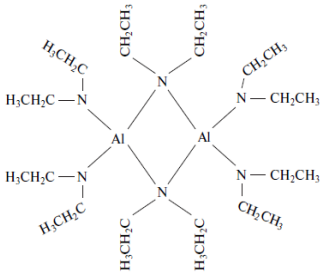


Figure 1: Tris(diethylamido)aluminum (TDEAA)

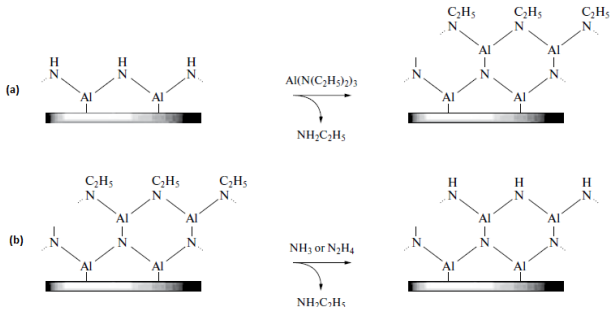


Figure 2: The proposed scheme for the precipitation of AlN ALD using TDEAA and NH_3 or N_2H_4.

2 EXPERIMENTAL DATA

The results of the x-ray photoelectron spectroscopy (XPS) analysis of the nitride film with a thickness of 300 Å, obtained by ALD TDEAA/N_2H_4 at 200 °C, are given in Fig. 3. As can be seen, the

upper layer of the nitride contains impurities of oxygen and carbon. It is known [8] that substrates coated with aluminum nitride are oxidized in the air, forming a passivation film of aluminum oxide. Carbon on the surface of the films is deposited during transferring of the sample from the ALD reactor to the XPS chamber. After etching the surface of the film with argon ions, the oxygen and carbon contents are significantly reduced. The oxygen and carbon contents in the film are approximately 3.2 at.%, and 1.4 at.% respectively. The presence of oxygen in the bulk of the film is explained by the presence of oxygen as an impurity in the dosed N_2H_4, in addition, it is known that hydrazine is hygroscopic [16]. The presence of carbon in the bulk of the film is an indicator of the non-ideal nature of the processes occurring on the surface. The presence of a carbon impurity can affect the dielectric properties of the AlN film [17]. The absence of significant carbon impurities in the films obtained by us indicates that reaction B (Fig. 2), with N_2H_4 dosage, practically passes to completion.

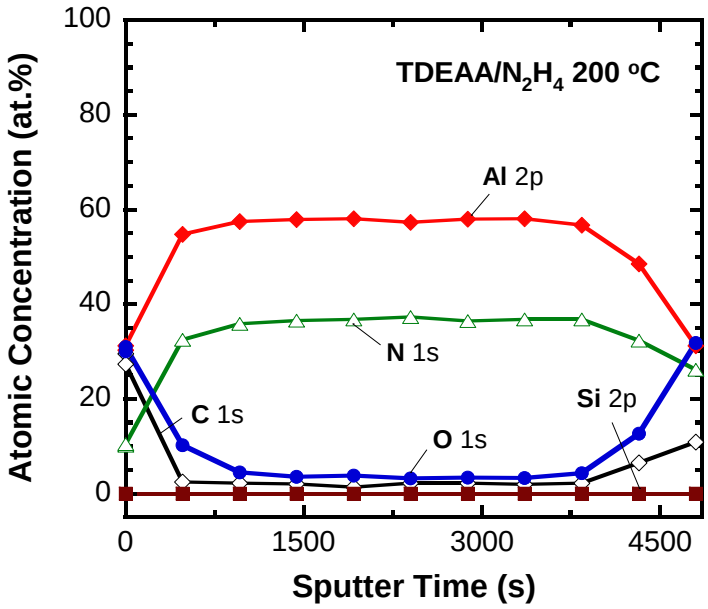


Figure 3: XPS data on the atoms distribution in the bulk of the ALD AlN film obtained using hydrazine at 200 °C.

Hydrogen is one of the most frequently encountered impurities in AlN films grown by thermal and plasma-stimulated ALD methods. In the present work, the content of hydrogen atoms in the films was determined by the forward recoil elastic spectroscopy (FReS). Figure 4 shows the FReS spectra of ALD AlN films 980 and 550 Å thick, obtained at 200 °C using N_2H_4 and NH_3. Analysis of the samples indicates that hydrogen is present in the films in 22.7 at.% and 26 at.% for systems with N_2H_4 and NH_3 respectively. This indicates that the reaction of TDEAA with surface ($-NH_x$) groups, (reaction A Figure 2), may not be complete, which may be the reason of the hydrogen impurities presence.

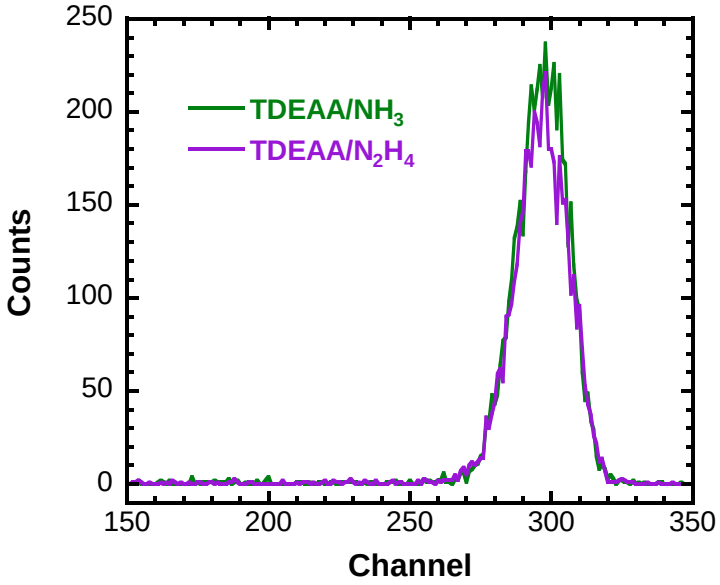


Figure 3: FReS Spectra for two AlN samples deposited using ammonia and hydrazine at 200 °C.

The values of the hydrogen concentration in the films obtained by us are slightly lower than in the films grown at 200 °C using TDMAA/NH3 by the ALD method (30 at.%) [13] and CVD (11-31 at.%) [5, 6]. Films obtained by ALO ALN at 350 and 500 °C using NH_3 and TMA or $AlCl_3$ contain hydrogen at about 9-15 and 9 at.%, respectively [8]. The annealing of films obtained in the present study was not carried out. Even with high hydrogen content, the films obtained in this work can find potential applications in microelectronics.

3 CONCLUSION

Results of this work suggest that an exemplary structure of AlNH with only some insignificant impurities of oxygen and carbon can be obtained by the ALD method at relatively low temperatures when using N_2H_4 or NH_3 as precursors. At the same time, hydrazine has a more advantageous surface reactivity with TDEAA, which increases the density of the films at equal conditions. By the level of their density and roughness the obtained films are comparable and in some cases superior to the samples of AlN films obtained by the thermal and plasma-stimulated ALD. The amount of oxygen in films obtained using TDEAA and N_2H_4 can be reduced using hydrazine with a purity above 98%. It should be also mentioned that obtained AlN films contained relatively high level of hydrogen impurities, which is a problem for many ALD AlN systems. However, it can be solved by high-temperature annealing of the samples which allows preserving an exceptional homogeneity of the layer, as is the case in thermal ALD. The precursors and deposition parameters of AlN thin films proposed here can be considered as an alternative to traditional plasma-stimulated and high temperature ALD techniques.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-17-4626

REFERENCES

[1] Slack, G.A., et al., *The Intrinsic Thermal-Conductivity of Aln.* Journal of Physics and Chemistry of Solids, 1987. **48**(7): p. 641-647.

[2] Usman, M., et al., Toward the Understanding of Stacked Al-Based High-k Dielectrics for Passivation of 4H-SiC Devices. Journal of the Electrochemical Society, 2011. 158(1): p. H75-H79.

[3] Aissa, K.A., et al., AlN films deposited by dc magnetron sputtering and high power impulse magnetron sputtering for SAW applications. Journal of Physics D-Applied Physics, 2015. 48(14).

[4] Yusoff, M.Z.M., et al., Plasma-assisted MBE growth of AlN/GaN/AlN heterostructures on Si (111) substrate. Superlattices and Microstructures, 2013. 60: p. 500-507.

[5] Hoffman, D.M., et al., Chemical vapor deposition of aluminum and gallium nitride thin films from metalorganic precursors. Journal of Vacuum Science & Technology a-Vacuum Surfaces and Films, 1996. 14(2): p. 306-311.

[6] Gordon, R.G., U. Riaz, and D.M. Hoffman, Chemical Vapor-Deposition of Aluminum Nitride Thin-Films. Journal of Materials Research, 1992. 7(7): p. 1679-1684.

[7] Liu, H., D.C. Bertolet, and J.W. Rogers, Reactions of Trimethylaluminum and Ammonia on Alumina at 600-K - Surface Chemical Aspects of Aln Thin-Film Growth. Surface Science, 1995. 340(1-2): p. 88-100.

[8] Jokinen, J., et al., Analysis of AlN thin films by combining TOF-ERDA and NRB techniques. Thin Solid Films, 1996. 289(1-2): p. 159-165.

[9] Lee, Y.J., Formation of aluminum nitride thin films as gate dielectrics on Si (100). Journal of Crystal Growth, 2004. 266(4): p. 568-572.

[10] Ozgit, C., et al., Self-limiting low-temperature growth of crystalline AlN thin films by plasma-enhanced atomic layer deposition. Thin Solid Films, 2012. 520(7): p. 2750-2755.

[11] Yun, J.Y., M.Y. Park, and S.W. Rhee, *Comparison of tetrakis(dimethylamido)titanium and tetrakis(diethylamido)titanium as precursors for metallorganic chemical vapor deposition of titanium nitride.* Journal of the Electrochemical Society, 1999. **146**(5): p. 1804-1808.

[12] Kim, K.H., et al., Atomic layer deposition of insulating nitride interfacial layers for germanium metal oxide semiconductor field effect transistors with high-kappa oxide/tungsten nitride gate stacks. Applied Physics Letters, 2007. 90(21).

[13] Liu, G., et al., Atomic Layer Deposition of AlN with Tris(Dimethylamido)aluminum and NH3. Atomic Layer Deposition Applications 7, 2011. 41(2): p. 219-225.

[14] Burton, B.B., A.R. Lavoie, and S.M. George, Tantalum nitride atomic layer deposition using (tert-butylimido) tris(diethylamido) tantalum and hydrazine. Journal of the Electrochemical Society, 2008. 155(7): p. D508-D516.

[15] Yun, J.Y., M.Y. Park, and S.W. Rhee, Comparison of tetrakis(dimethylamido)titanium and tetrakis(diethylamido)titanium as precursors for metallorganic chemical vapor deposition of titanium nitride. Journal of the Electrochemical Society, 1999. 146(5): p. 1804-1808.

[16] Schmidt, E.W., Hydrazine and Its Derivatives - Preparation, Properties, Applications2001: John Wiley & Sons, Inc. 2232

[17] Nepal, N., et al., Epitaxial growth of AlN films via plasma-assisted atomic layer epitaxy. Applied Physics Letters, 2013. 103(8).

ACCELERATION OF ELECTRICAL IMPEDANCE TOMOGRAPHY ALGORITHM WITH OPEN AND CLOSED DOMAIN MODEL EVALUATION

Jan Dušek

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xdusek19@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Mikulka

E-mail: mikulka@feec.vutbr.cz

Abstract: The presented paper discusses the possibilities of parallelizing algorithms for the image reconstruction in the Electrical Impedance Tomography (EIT). The parallelization process was performed and tested with combination of Matlab and CUDA environment. A twenty-fold acceleration of the Jacobian calculation was achieved. Besides of the parallelization process, the important part of the EIT experiments was the selection of the computational mesh. These mesh elements are used for fast execution of the partial differential equation EIT model. Forward and inverse problems of the image reconstruction were simulated on the novel open domain. The optimized domain reduced error in the reconstructed image.

Keywords: Electrical impedance tomography, open domain, parallelization, forward problem, inverse problem

1 INTRODUCTION

Electrical Impedance Tomography (EIT) is a non-destructive diagnostic method that can be employed in reconstructing the distribution of the impedance in an examined space. Principally, the method exploits an alternating current progressively applied to all the electrodes inserted on the border of the domain. The application of the alternating current enables us to measure the voltage on the electrodes that are not fed by the current source. The internal impedance is evaluated according to the measured voltage. The spatial resolution of the image is dependent on the number of connected electrodes [1].

EIT as a diagnostic method is applicable within multiple fields including: biomedicine, material engineering or geophysical mapping. In the biomedical engineering, the EIT is used for detection of the properties of tissue or the internal structure of the body. There exist two main ways for obtaining the results: the static and dynamic measurement of the voltage for image reconstruction. These properties enable the detection of the blood clots, tumors or lung oxidation during the breathing cycle. Regarding the material engineering, the discussed technique has major importance due to its non-destructive character. Based on this character, the EIT is powerful tool for monitoring heterogeneous particles, defects or cracks inside selected materials. The importance of EIT has also recently increased within geophysical mapping where this type of imaging is instrumental for detecting the formation of bedrock and subsoil or to observe groundwater and seepage in artificial lakes [1],[2],[3].

The process of EIT imaging includes a difficult numerical methods based on partial differential equation (PDE). For two dimensional space, the computation space is dependent on the triangular mesh structure. The quality of the mesh affects computation effort for image reconstruction. For a correct mesh design, the results of the simulation of the forward problem need to be independent on the selected mesh. This means that the different meshes are needed to be used for forward and inverse computation. The process of parallelization was applied on the iterative algorithm to reach an acceleration of the image reconstruction process.

2 THEORETICAL FRAMEWORK

EIT image reconstruction is a non-linear problem that combines the forward solution and non-linear inverse ill-posed problem with regularization. The Gauss-Newton method with the Tikhonov regularization was chosen for the image reconstruction. With the Tikhonov regularization, the objective function of the inverse problem assumes the form:

$$\Psi(\boldsymbol{\sigma}) = \frac{1}{2}\sum_{\mathrm{ne}} \|\mathbf{U}_{\mathrm{M}} - \mathbf{U}_{\mathrm{FEM}}(\boldsymbol{\sigma})\|^2 + \alpha\|\mathbf{R}\boldsymbol{\sigma}\|^2, \tag{1}$$

where $\Psi(\boldsymbol{\sigma})$ is the regularized objective function, $\boldsymbol{\sigma}$ denotes the vector of the unknown distribution of conductivity in the monitored object, $\mathbf{U}_{\mathrm{M}}$ represents the vector of voltages measured on the electrodes, $\mathbf{U}_{\mathrm{FEM}}(\boldsymbol{\sigma})$ is the vector of voltage obtained via solving the forward problem, α stands for the regularization parameter, and $\mathbf{R}$ is the regularization matrix connecting neighbouring elements having different conductivities [1],[4].

The ill-posed problem is facilitated by the Tikhonov regularization that ensures a good convergence, stability and noise sensitivity reduction. The regularization matrix influence on the objective function is reduced with the increasing number of the iterations and also with the regularization parameter α [3].

Within the shown reconstruction, we seek such a vector $\boldsymbol{\sigma}$ that will minimize the objective function. In the given non-linear problem, minimization is most often performed via Gauss-Newton method. For the sought vector of conductivity $\boldsymbol{\sigma}$, the algorithm is defined by the expression:

$$\boldsymbol{\sigma}_{i+1} = \boldsymbol{\sigma}_i + \left(\mathbf{J}_i^{\mathrm{T}}\mathbf{J}_i + \alpha\mathbf{R}^{\mathrm{T}}\mathbf{R}\right)^{-1}\left(\mathbf{J}_i^{\mathrm{T}}\left(\mathbf{U}_{\mathrm{M}} - \mathbf{U}_{\mathrm{FEM}}(\boldsymbol{\sigma})\right) - \alpha\mathbf{R}^{\mathrm{T}}\mathbf{R}\boldsymbol{\sigma}_i\right), \tag{2}$$

where $\boldsymbol{\sigma}_{i+1}$ is the novel conductivity approximation, $\boldsymbol{\sigma}_i$ denotes the conductivity vector from the previous step, and $\mathbf{J}_i$ represents the Jacobian expressing the sensitivity of the electrode potentials to a change of the conductivity in the given element.[4]

3 ALGORITHM DESCRIPTION AND PARALLELIZATION

This section discusses the image reconstruction process using Gauss-Newton method with Tikhonov regularization. The relevant algorithm was designed in Matlab with the options CPU sequential processing or GPU-based partial parallelization [5].

The process of image reconstruction algorithm can be divided into three main parts: initialization, iterative calculation and show results function. In the initialization part, the selected mesh is loaded into the program environment where the number of nodes and elements and the number and position of the electrodes and inhomogeneous particles inside domain are extracted. The iterative calculation part starts with calculation of the regularization matrix. After that, the finite element method based computation is performed on initial data to gain the measured voltages on the electrodes (forward solution). We then compute the Jacobian that will be used in the subsequent solution of the Gauss-Newton iteration method. This step gave us a vector of conductivity for every iteration of the procedure. At the end of the iteration cycle, the regularization parameter α is lowered. The computation is limited by the count of iterations which equals 150. After the image reconstruction has been computed, the show results function is called for creating the representation of the impedance distribution in the simulated electrode system.

In this image reconstruction process, the most difficult phase consists in computing the Jacobian which is required for Gauss-Newton iteration algorithm. For this reason the novel data processing was prepared and substituted with the existing code. The novel Jacobian code is based on the CUDA platform run on the NVIDIA GPU device with using the VRAM. The CUDA function solve the computation in parallel. The difference in the resulting implementation is shown in the corresponding flowchart, Fig. 1.

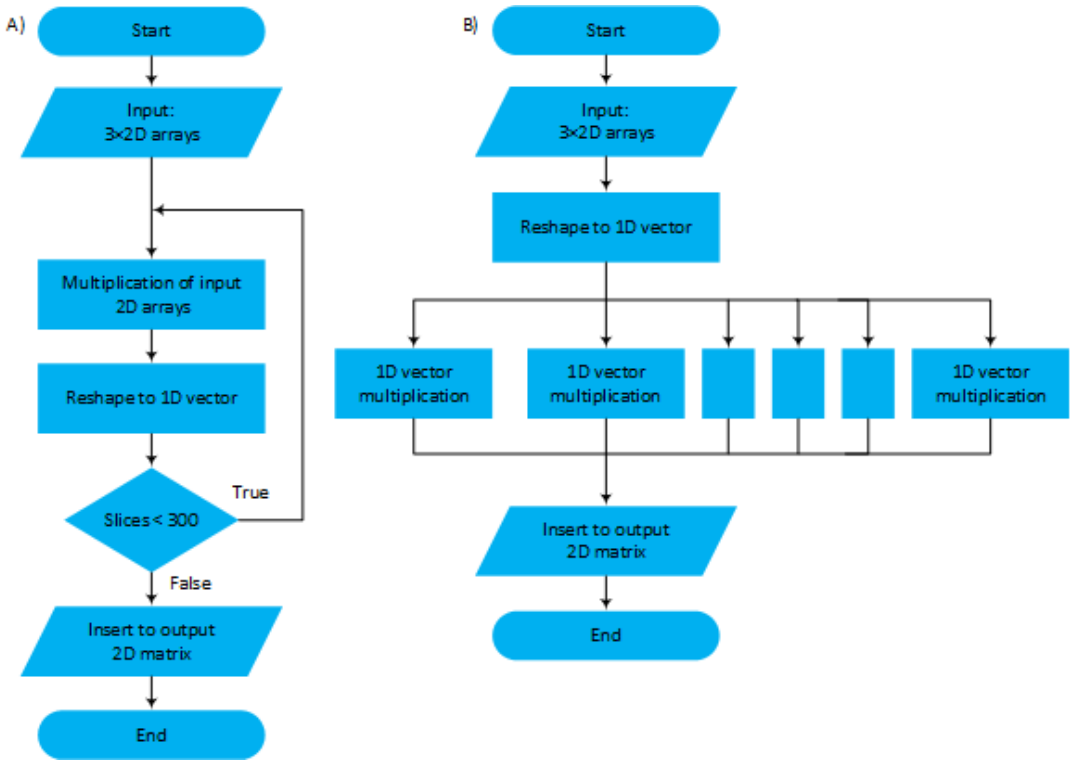


Figure 1: The flowchart diagram of the computing the Jacobian sequentially and in parallel

The Jacobian matrix had more than 8.3 million elements. The novel solution cut this matrix to slices that were distributed vectorally between 300 threads. Every thread is employed on one column of the resulting Jacobian matrix. All these loops are nested in the loop with 300 iterations. Another difference is the shifting conversion operation to the 1D vector before multiplication. The proposed solution was tested with the identical models. The computational times are shown in Tab 1 bellow.

Hardware	Time [ms]
CPU: Intel Core i5-4460 (3.2 GHz; x64;8GB RAM)	5
GPU: NVIDIA GTX 970 (1.215 GHz; 4GB GDDR5)	0.25

Table 1: Computing the Jacobian via the parallel and sequential processing

The measured data indicated that the GPU-based parallel process with CUDA function is twenty times faster in comparison to the sequential computing.

4 SIMULATION WITH OPEN AND CLOSED DOMAINS

This section discusses the second practical part that is focused on the simulation in the EIDORS libraries with using open and closed domains. The Matlab function was created for GMSH model generation to construct specific models. This gave us possibility to construct specific models. One of these specific models is the open domain that can simulate the real environment (artificial dams) without additional border inside as is often used (Fig. 2). The additional borders inside the domain causes the higher speed of the field expansion on the created border and the normal distribution of probability is violated. For this reason, the open domain model should have to be more accurate with comparison to the closed domain [6],[7].

The initial mesh models with inserted inhomogeneities were shown in the Figure 3. The inhomogeneous particles had sharp border. The initial model contains the mesh refinements near the electrodes for precision field discretization. This enables us to gain accurate result from forward solver.

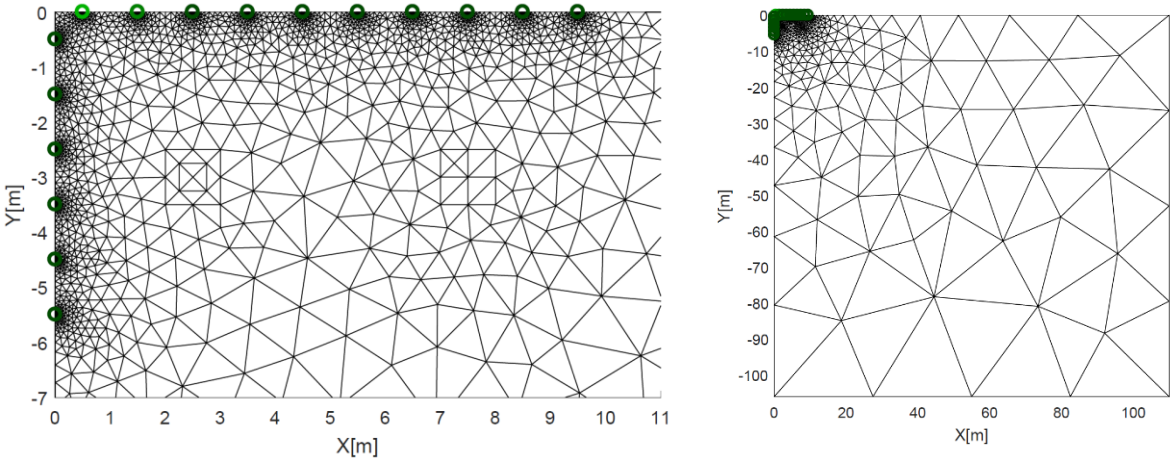


Figure 2: Forward unstructured mesh for open domain, electrodes are shown as circles. The left side shows detail of open domain, on the right side is displayed open domain completely

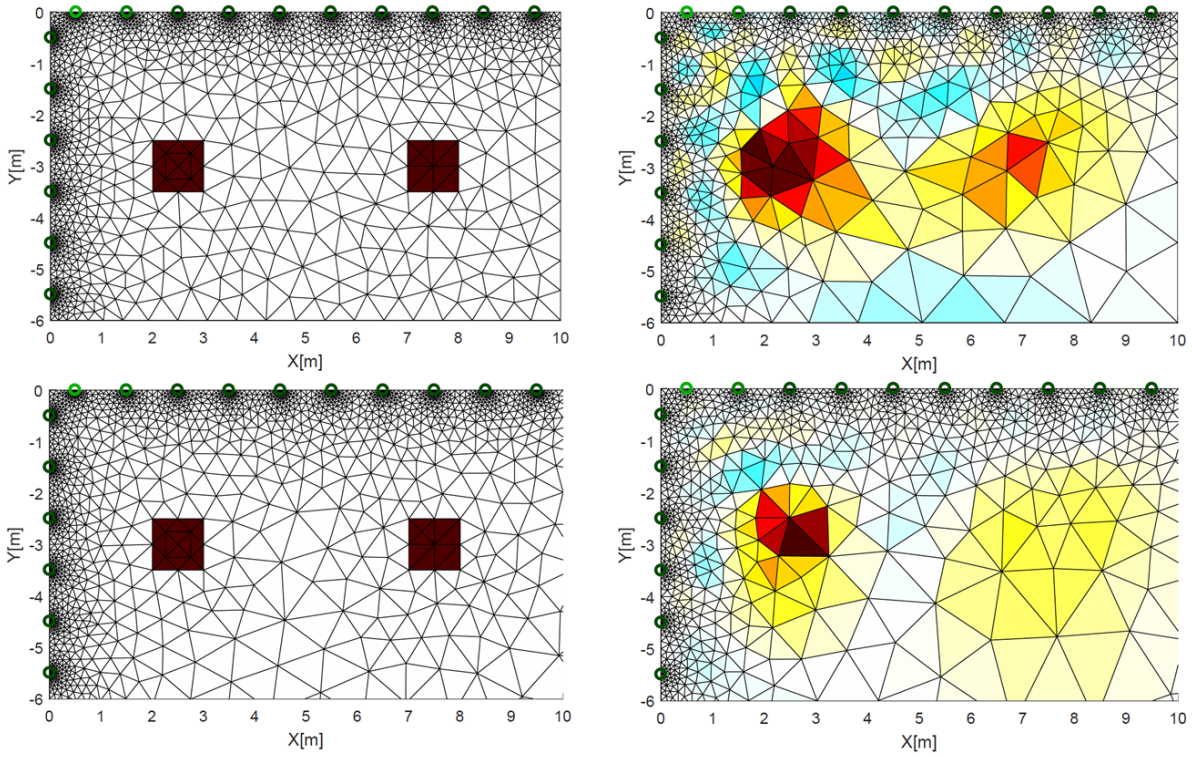


Figure 3: The top left picture shows the forward triangular mesh for closed domain, the top right figure shows the reconstructed image on the closed domain. The bottom left picture is the open domain model detail for forward computation, the bottom right picture shows the distribution of the impedance for open domain model. The Gauss-Newton method with Tikhonov regularization for simulation was used.

The results for closed and open domains were different. The closed domain reconstruction gave us good information about probability of area where the inhomogeneous objects were located. When we look on the open domain results, the one object inside domain was well detected. The second object, that is further from the electrodes, is detected but the maximum value is much lower in comparison to the closed domain. The difference between these two reconstructed images is given by the borders of the domain. In the case of the closed domain the field expands to the border and it is

reflected back to the domain. This ping pong effect cause that the badly detected object is well reconstructed but it is not responding to the real environment. In the real environment (artificial dams) we do not have any additional borders underground and this is big difference. The open domain results gave as more realistic distribution of the impedance that should be compared in future with the reconstructed image from the real measurement.

5 CONCLUSION

This paper briefly describes the EIT image reconstruction process. The first part was focused on the mathematical formula of the Gauss-Newton method with Tikhonov regularization. In the practical part, the acceleration of the image reconstruction process was made successfully. The novel Jacobian computation using CUDA platform (Fig.1) with parallel threads was twenty times faster than sequential approach (Tab. 1). The second part was focused on the simulation results with closed and open domain mesh using EIDORS libraries. Two different models for the forward and inverse solver were created. The results gained from the specific closed and open domains with electrodes on two sides were evaluated. The comparison between the reconstructed impedance distributions gave us interesting information about diffusion and ping-pong effect that can affect the results in the incorrect way.

ACKNOWLEDGEMENT

The research was carried out under support of Czech Science Foundation (GA17-00607S) within grant No. LO1401 covered by the National Sustainability programme. The preparation of this paper was assisted by the project No. FAST/FEKT-J-18-5385 of the BUT internal grant office. The infrastructure of the SIX Centre was utilized to facilitate the research.

REFERENCES

[1] Lionheart, W. R.: Developments in EIT Reconstruction Algorithms. Manchester, 2003, 17. UMIST, Department of Mathematics

[2] Lukaschewitsch, M., Maass, P., Pidcock, M.: Tikhonov regularization for electrical impedance tomography on unbounded domains. Inverse Problems 19.3 (2003): 585.

[3] Vauhkonen, M.: Electrical impedance tomography and prior information. Kuopio: Dept. of Applied Physics, University of Kuopio, 1997. ISBN 9517817002.

[4] Dědková, J.: Image reconstruction methods based on Electrical Impedance Tomography. Brno, 2007. Brno University of Technology.

[5] Lionheart, W. R.: Eit reconstruction algorithms: pitfalls, challenges and recent developments, Physiological measurement, vol. 25, no. 1, p. 125, 2004.

[6] Geuzaine, C., Remacle, J.-F.: Gmsh: A 3D finite element mesh generator with built-in pre-and post-processing facilities, International journal for numerical methods in engineering, vol. 79, no. 11, pp. 1309– 1331, 2009.

[7] Adler, A., Lionheart, W. R. B.: Uses and abuses of EIDORS: an extensible software base for EIT, Physiological Measurement, vol. 27, no. 5, p. S25, 2006. [Online]. Available: http://stacks.iop.org/0967- 3334/27/i=5/a=S03

MORPHOLOGICAL STRUCTURE OF SOLAR CELLS BASED ON SILICON AND GALLIUM ARSENIDE AFTER ION ETCHING

Nikola Papež
Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT
E-mail: Nikola.Papez@vutbr.cz

Supervised by: Dinara Sobola
E-mail: sobola@vutbr.cz

Abstract: Study deals with the investigation of the surface after ion etching on two types of solar cells – based on widely available polycrystalline silicon and on durable gallium arsenide for use in more demanding environments. Solar cell morphology was compared using an electron microscope together with an Energy Dispersive X-ray detector to show distribution ratios of elements. Atomic force microscopy was used to accurately describe the heights and roughness structure. Raman spectroscopy to study of vibrational properties and the stress investigations.

Keywords: RIE, GaAs, Si, ion bombardment, EDX, SEM, AFM

1 INTRODUCTION

Silicon-based solar cells are generally known as the most widely used type of cells with excellent efficiency in price-performance ratio. Also, arsenide gallium solar cells excel in their efficiency, but their purchase price are already considerably higher, mainly because of the material used. This GaAs material has excellent durability in difficult environments and, unlike silicon, is highly resistant to extreme temperatures or irradiation, it is also very light and thin. Thanks to such properties, these solar cells find use in specialized areas in demanding environments.

This study finds its application especially in understanding the changes in the morphological structure of these two types of solar cells. It has been shown that at some stage of surface treatment by ion bombardment the solar cell reduces the reflectanc, thus increasing efficiency, therefore, it is not always a degradation process [1, 3]. However, this study is mainly focused on topology and surface structure and compares these two solar cells before and after reactive ion etching (RIE) in the field of morphological properties.

2 MATERIALS AND METHODS

Selected specimens did not require any special preparation and were subjected by ultrasonic cleaning in isopropyl alcohol for seamless surface analysis, which is required for the measurement of the instruments we have chosen. Using all of the following methods, the samples were examined and compared before and after the etching. Polycrystalline c-Si cells and single-junction GaAs cells with Ge substrate and doped Al were selected. Gallium arsenide solar cell is a III-V semiconductor compound obtained by combining group III elements with group V elements. Crystalline silicon cell belongs to the group IV of semiconductor materials [4].

Ion bombardment was carried out using chemically reactive plasma, one of the types of dry etching. For processing, the PlasmaPro 100 Cobra ICP Etch system was used with RF power of 200 W and pressure of 40 mTorr. Reactant gases of sulfur hexafluoride ($SF_6 = 8.5$ SCCM), oxygen ($O_2 = 12.5$ SCCM)) and chlorine ($Cl_2 = 2$ SCCM)) were injected [2].

The X-Max 50 EDS detector (EDX) from Oxford Instruments and the Tescan's LYRA3 electron microscope were used to determine the element concentration. For scanning the surface structure by the NTEGRA Prima microscope (AFM), we also investigated the S parameters, which are the parameters indicating the average material roughness S_a, root mean square S_q, skewness S_{sk} and kurtosis S_{ku} of the features. Renishaw inVia was used as a Raman microscope.

3 RESULTS

From the images in Figures 1 and 2 it is noticeable that the two types of solar cell have a very different structure. The main difference is at altitude – while the Si based solar cell sample has heights of up to 1.5 µm, the GaAs cell heights are only within 20 nm.

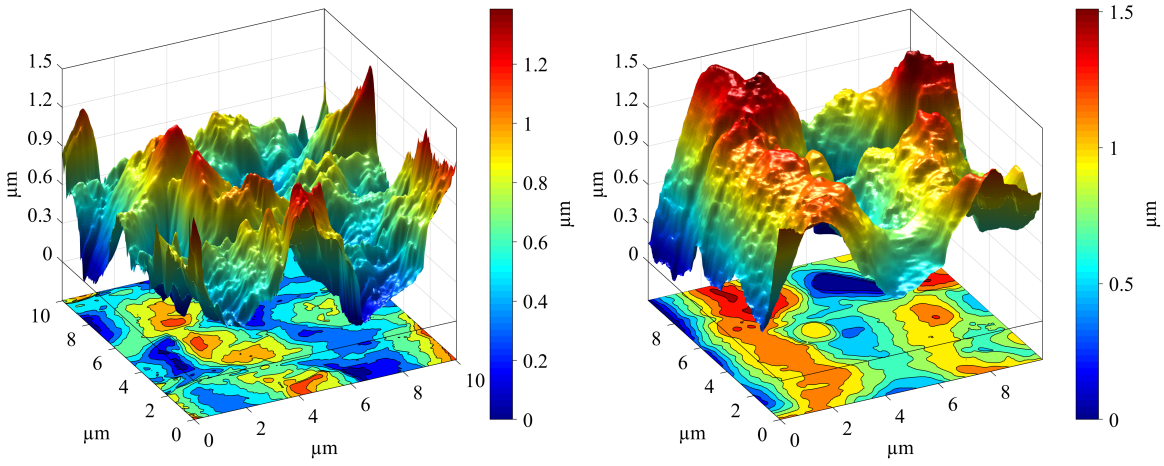


Figure 1: The surface of Si solar cell under the AFM microscope a) before and b) after RIE etching.

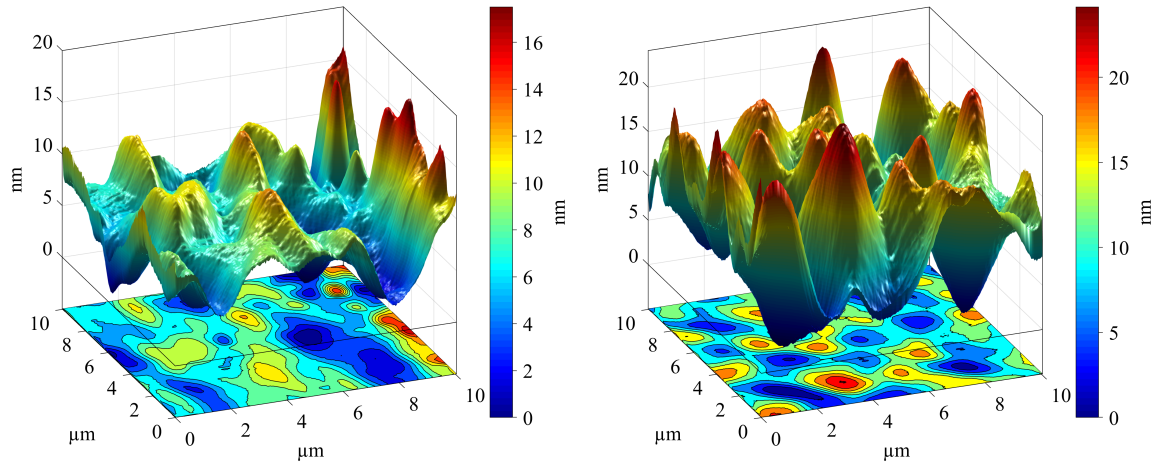


Figure 2: The surface of GaAs solar cell under the AFM microscope a) before and b) after RIE etching.

A relatively distinct difference in morphology is seen in Figure 1b for the Si cell, where RIE etching decreased the occurence and frequency of the height point of features, whereas Figure 2b in the GaAs sample are multiplied the number of these features. These findings can also be confirmed from Table 1 and 2 for S_{ku} parameters, where this coefficient for each material is the opposite. In both cases, the roughness and root mean square of material also increased after the etching, while the skewness coefficient decreased [5, 6].

	S_a [nm]	S_q [nm]	S_{sk} [–]	S_{ku} [–]
Before etching	186.6	228.9	0.139	−0.386
After etching	233.2	292.9	−0.514	0.189

Table 1: Surface S parameters for Si samples.

	S_a [nm]	S_q [nm]	S_{sk} [–]	S_{ku} [–]
Before etching	2.133	2.716	0.133	0.085
After etching	3.327	4.111	0.056	−0.280

Table 2: Surface S parameters for GaAs samples.

Below the measured samples in Figure 3a using Raman spectroscopy show several observed Raman spectral bands that correspond to the silicon at 305, 435 and 520 cm^{-1}. The overtones of the optical transverse mode of silicon are located in the range of 930 to 1000 cm^{-1}. The difference over the etched sample is mainly in the intensity of the spectrum, which averages 1000 cm^{-1}.

For the GaAs sample in Figure 3b, the mode at 270 cm^{-1} corresponds to arsenide gallium and at 400 cm^{-1} to doped aluminium. There is also a difference in the intensity of the spectrum, which increases with the Raman shift. Peak after etching at 400 cm^{-1} is then reflected by a significant drop in intensity. This drop determine the amount of the proper material that has slightly decreased, however, the intensity of vibrational spectra is the least understood area of vibrational spectroscopy at this point.

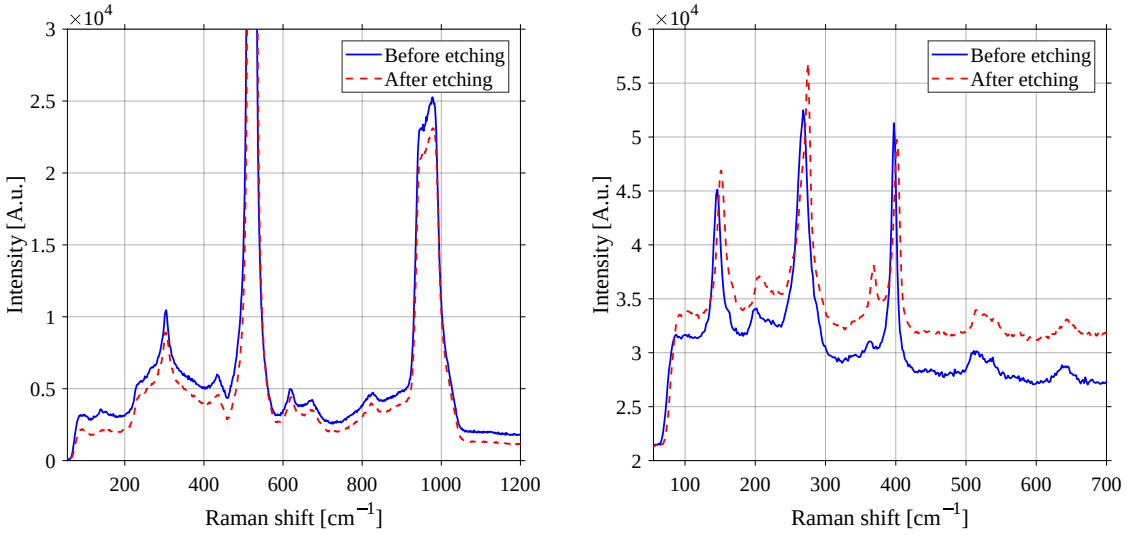
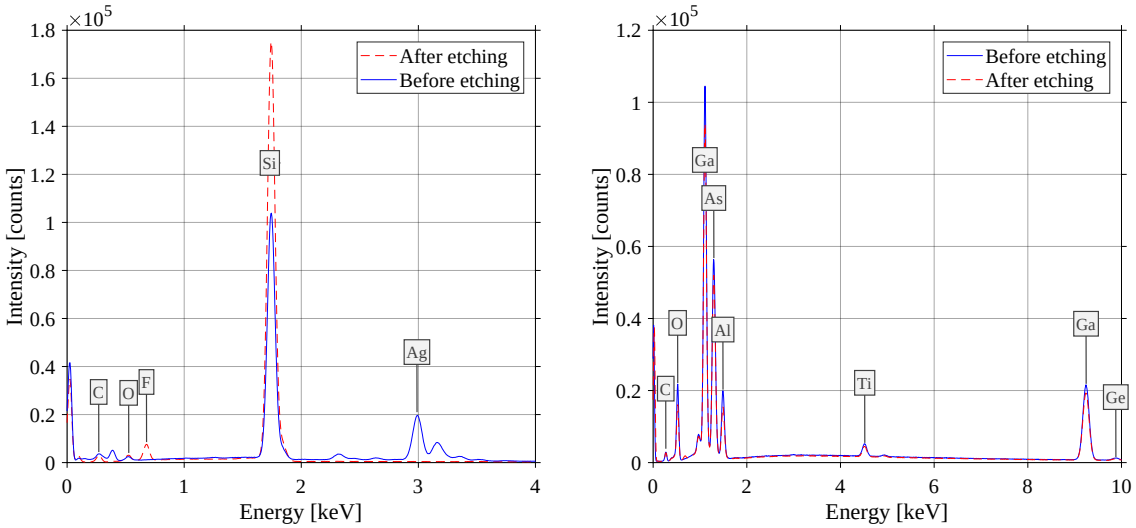


Figure 3: The spectrum of the solar cell based on a) Si and b) GaAs observed by using Raman method.

Using electron dispersive spectroscopy, it is noticeable in Figure 4b for the GaAs that the weight and ratio of all elements is almost unchanged, and the curves before and after etching nearly overlap. Slight changes in intensity can only be observed in some parts of the peaks. Thus, it can be stated that the GaAs sample surface was modified less than the sample of Si cell, where a particular increase in silicon intensity at 1.75 keV was detected after etching. On the contrary, the peak of Ag decreased at 3 keV, and new peak of fluoride formation was observed at 0.68 keV, which may be the result from highly reactive SF_6 gas from RIE.



a) b)

Figure 4: The spectrum of the solar cell based on a) Si and b) GaAs observed by using Energy-dispersive X-ray spectroscopy.

4 CONCLUSION

Solar cells of silicon and gallium arsenide before and after etching were measured and compared in this work. The surface of the cells after the treatment was under investigation by AFM microscope rougher in the case of both types of specimen, which could also lead to a increase in features height.

For silicon specimen after processing the kurtosis coefficient S_{ku} increased, for a sample of gallium arsenide, on the contrary decreased. Using the Raman spectroscopic method is an observable change for both types of samples but for silicon significantly larger.

Other notable changes were measured using EDX detector, especially for silicon cell, where it was probably reflected portion of reactive gas of sulfur hexafluoride, and was observed after etching peak of chlorine. On the other hand, GaAs cell did not show this change and there was only a slight decline in the current peaks. From the above, it can be confirmed that the surface of silicon solar cells is more susceptible to RIE etching than GaAs cells, which, in particular in Energy Dispersive X-ray spectroscopy, excel in their material stability.

ACKNOWLEDGEMENT

Research described in the paper was financially supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-17-4626. For the research, infrastructure of the SIX Center was used.

REFERENCES

[1] Hernández, A.G. Kudriavtsev, Yu. Gallardo, S. Avendaño, M. Asomoza, R.: Formation of self-organized nano-surfaces on III–V semiconductors by low energy oxygen ion bombardment. *Materials Science in Semiconductor Processing*. 2015. p. 190-198.

[2] Chen, W. Lin, H. Hong, F. Ch.: Improvement of conversion efficiency of multi-crystalline silicon solar cells using reactive ion etching with surface pre-etching. *Thin Solid Films*. 2015. p. 50-56. ISSN: 0040-6090.

[3] Liu, S. Niu, X. Shan, W. et al: Yang,Improvement of conversion efficiency of multicrystalline silicon solar cells by incorporating reactive ion etching texturing. *Solar Energy Materials and Solar Cells*. 2014. p. 21-26. ISSN: 0927-0248.

[4] Papež, N. Škvarenina, Ľ. Tofel, P. Sobola, D.: Thermal stability of gallium arsenide solar cells. In *Photonics, Devices, and Systems VII. Proceedings of SPIE*. 2017. p. 543-548. ISBN: 9781510617032. ISSN: 0277-786X.

[5] Sobola, D. Papež, N. Škarvada, P. Tománek, P.: Srovnání metod SEM a SPM pro charakterizaci solárních článků. *Jemná mechanika a optika*, 2017, č. 62, p. 81-83. ISSN: 0447-6441.

[6] Ţălu, S. Sobola, D. Papež, N.: Analysis and Recommendations for Education Process of Experts in the Field of Scanning Probe Microscopy. *In Book Series: DEStech Transactions on Social Science Education and Human Science*. DEStech Transactions on Social Science Education and Human Science. 439 North Duke Street Lancaster, Pennsylvania 17602 U.S.A.: DEStech Publications, Inc., 2017. p. 1-9. ISBN: 978-1-60595-489-9. ISSN: 2475-0042.

LOCAL ISOLATION OF MICROSCALE DEFECTIVE AREAS IN MONOCRYSLINE SILICON SOLAR CELLS

Adam Gajdos

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xgajdo12@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Skarvada

E-mail: skarvada@feec.vutbr.cz

Abstract: This article is aimed on characterization of silicon solar cells microstructural inhomogeneities. To detect inhomogeneity or imperfection, reverse biased current voltage (*I-V*) measurement is used. These imperfections in some cases may cause avalanche type of breakdown, that can be visible in *I-V* curve. Therefore, the fact that certain imperfections emit light is used for localization needs. Raw localization is provided by electroluminescence (EL) method. Near-field scanning microscopy (SNOM) combined with photomultiplier tube is used for microscale localization. Both methods are done in reverse bias. Isolation of inhomogeneity by focused ion beam (FIB) is avoiding leakage current flow through it.

Keywords: Solar cell, FIB, SEM, SNOM, silicon, electroluminescence

1 INTRODUCTION

In these days, silicon solar cells are still the most widespread photovoltaic devices to convert solar energy to electrical one, due to long term evolution since 20th century [1]. Furthermore, silicon solar cells have one of the highest conversion efficiency in single junction except of GaAs solar cells [2]. However, numerous types of imperfections during the fabrication process may appear, such as inclusions, Schotky type shunts, cracks, crystal defects or metal contamination in some of them [3,4] . Origin of these imperfections also can be caused by mechanical stress. As a result, reliability and life time of solar cells could be impacted by these imperfections. Many of these imperfections can be eliminated by various methods. Most of imperfections are located on the edges of the solar cell and mostly they are Schotky type shunts, so it is important step to isolate edges. As a common technique in industry this shunt is removed by plasma etching of the wafer stack. Other techniques e.g. the grinding of the wafer edge with sandpaper, the cutting of isolation trenches with a wafer dicing saw and the laser separation by inserting trenches [5,6]. Other experimental method used for isolation is using FIB for milling barrier around microstructural defects [7]. This processing method provides decrease of shunt resistance in reverse biased conditions.

2 EXPERIMENTAL SYSTEMS

2.1 CURRENT VOLTAGE MEASUREMENT SET-UP

Measurements of *I-V* characteristics is performed by a source meter Keithley 2420 in thermally insulated box, which also provides basic shielding. Solar cell sample is placed between two electrodes with isolation layer in the middle to avoid electrical shunt. Thermal stability is realized by Peltier's module cooled by water circuit, module is controlled by a source meter Keithley 2510-AT. Setup is controlled by PC via GPIB-USB interface and it allows fully automated measurement. This basic measurement had to be done for a detection of imperfection as well as an estimation of a suitable voltage bias which essential for next presented methods.

2.2 MACROSCALE LOCALIZATION SET-UP

Experimental set-up for macroscale imperfection localization is based on a CCD camera equipped by cooled 3.2MPx Si-chip which sensing radiation in a spectral range from 300 nm to 1100 nm. Surface of solar cell is captured through macro lens with focal length 105 mm from minimum focusing distance 41 cm. Measurement is done in dark place, because the radiation from sample has very low intensity and it could not be visible in the daylight. Consequently, measurement is depended on voltage bias, because imperfection radiate from threshold level in reverse biased condition (determined by *I-V* measurement). A voltage bias is set by power supply Agilent E3631A.

2.3 MICROSCALE LOCALIZATION SET-UP

Precise localization of imperfections is performed by SNOM combined with photomultiplier tube as well in reverse biased conditions. Principle of this method is scanning surface of defective area by scanning probe and simultaneously detect the emitted radiation from imperfection by photomultiplier tube [8]. Nevertheless, radiation is glowing to all directions, thus scanning probe is placed between emitting spot and tube. While probe is scanning, amount of detected light by tube is affected. Emitted radiation is measured at each step of probe trajectory and as a result, probe forms a shadow map of defective area. Final topography with "shadow maps" is presented at Figure 2.

2.4 DEFECT-ISOLATION METHOD

To isolate microscopic imperfections dual-beam system (FIB-SEM) Tescan Lyra3 is used. Localization of defective is possible, because of the know topography provided by SNOM. Localization only by SEM would be very difficult, since there are many microscopic inhomogeneities without effect on electrical properties of the solar cell. Even back-scattered electron (BSE) detector does not provide satisfying material contrast to enable microscopic localization of defective area. Isolation process is performed by ions of gallium that mill the potential barrier around the imperfection to avoid the leakage current flow through it. Isolation barrier is in order of tens micrometers.

3 PREPARED SAMPLES AND RESULTS

Mentioned characterization and isolation methods have been done on multiple samples, but in this article only result from one sample are presented. For investigation purpose the monocrystalline silicon solar cell is cut into small pieces (approximately 10 x 10 mm^2) containing only few imperfections. Presented sample contains numerous imperfections, that provides parasitic current pathways which caused leakage current through the solar cell. A significant leakage current could be observed above the threshold reverse voltage bias $U_r > 6$ V from the red *I-V* characteristics before isolation process shown in Figure 1. Every measurement was performed several times for a stability verification and time independence of the obtained results.

A sensitive CCD camera were used for raw localization process of imperfections on cell sample. Dominant radiation was observed from spot marked as "A" in Figure 3a when reverse bias reached voltage 6 V. However, silicon does not produce visible radiation by common recombination process, visible radiation can be observed during avalanche or Zener breakdown [8]. Topography and "shadow map" of radiation spot "A" performed by SNOM with photomultiplier tube in reverse bias higher than 6 V is shown in Figure 2a. Combination of these two images provides location of radiation spot "A". Imperfection related to radiation spot "A" founded by SEM (shown in Figure 4a) is common type of defect in monocrystalline silicon devices called pit defect [9]. The breakdown mechanism of this defect type is determined as avalanche type. This defect was successfully isolated by 2 μm wide square barrier to depth of 1 μm with edge length 20 μm. As a result, formed barrier prevents current flow directed to defect. Repeated *I-V* measurement (blue, Figure 1) after defect "A" isolation shows that reverse current above breakdown voltage significantly decreased. Addition of parallel shunt resistance from fitted data for defect "A" is $R_{defA} = 2083\ \Omega$.

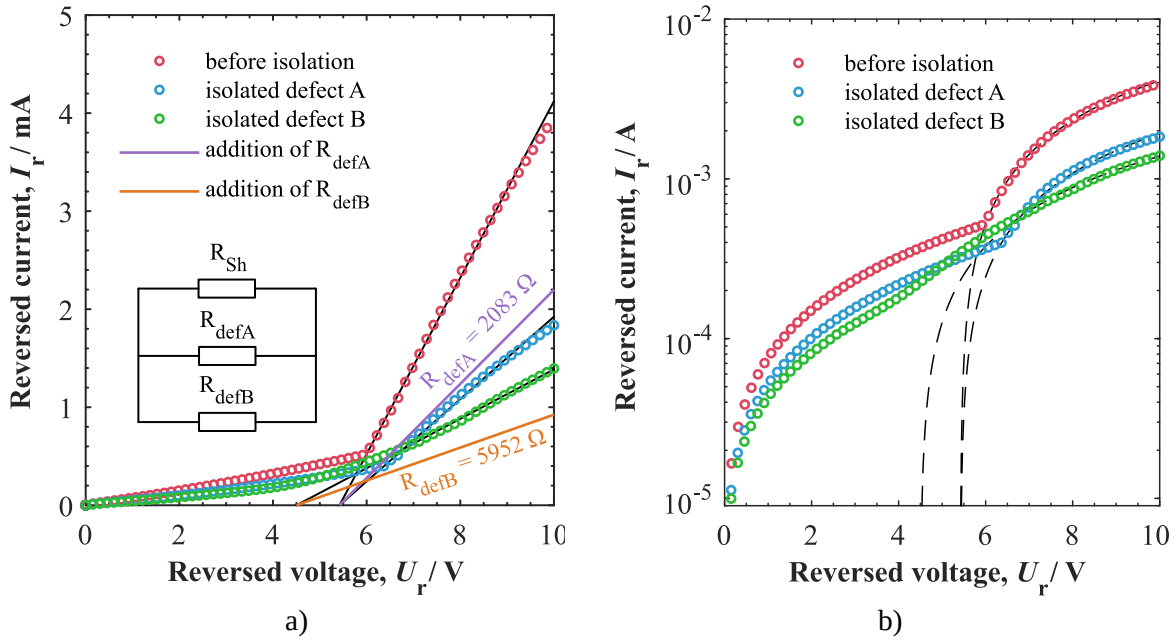


Figure 1: Current voltage curves "before" and "after" defects isolation in a) linear and b) semilogarithmic. Shunt resistance of each defect is also presented. T = 298 K.

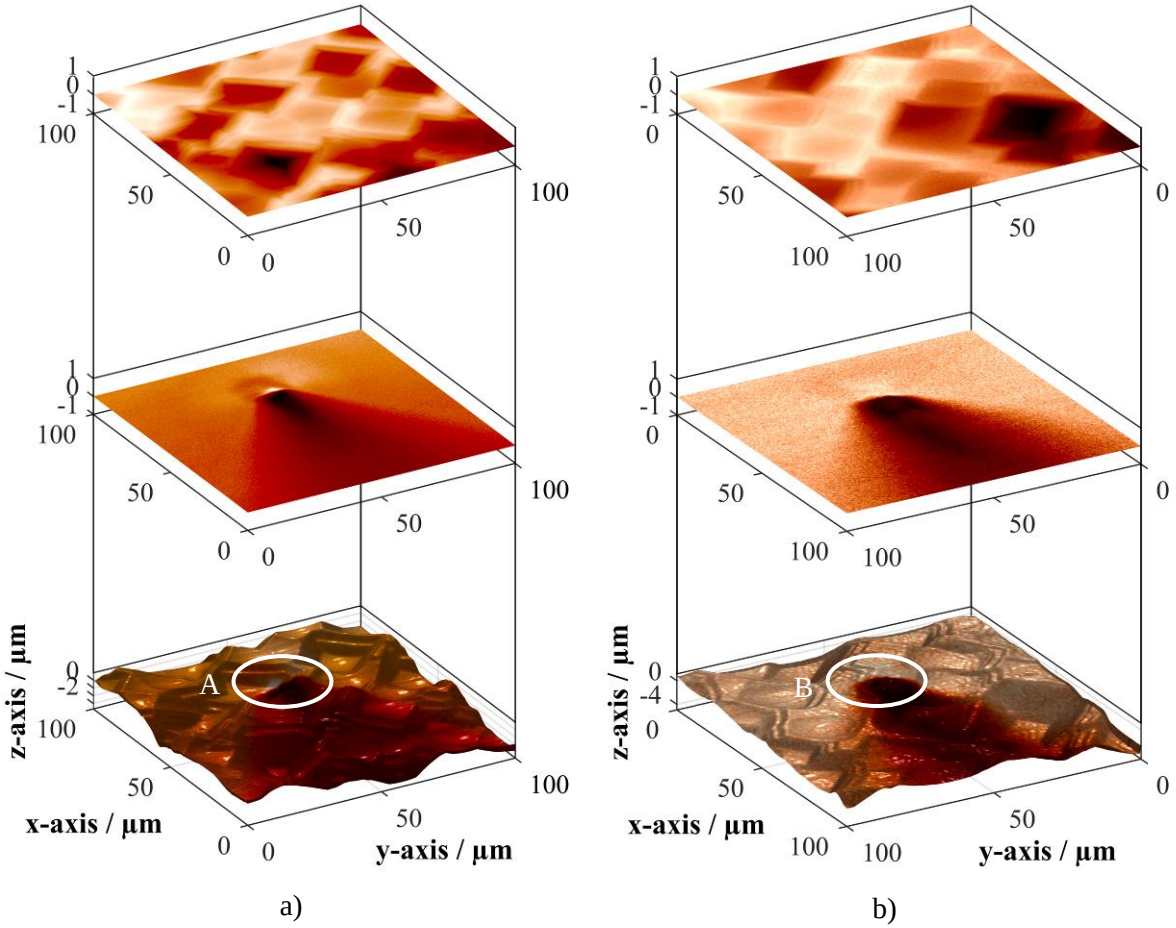
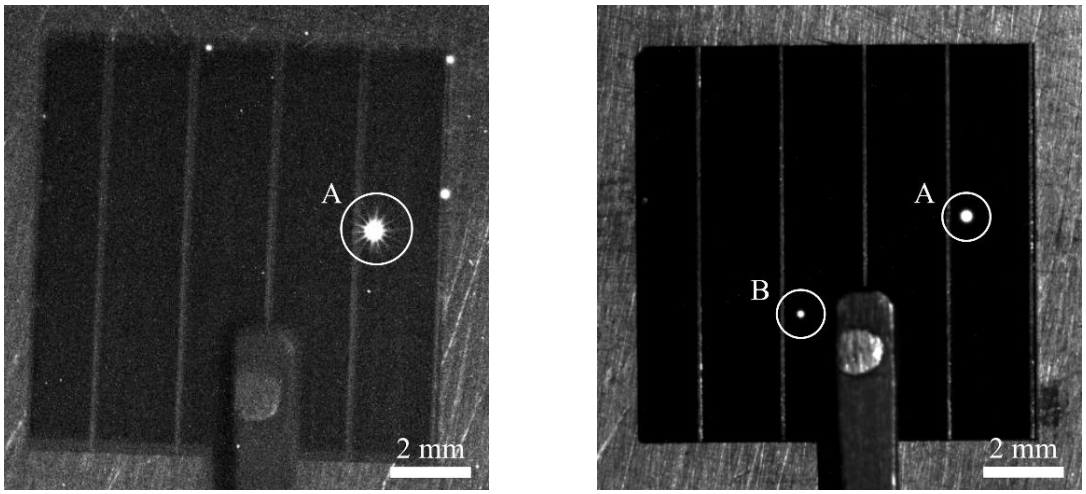


Figure 2: Topography of defective area combined with "shadow map" for a) defect A (U_r = 6.1 V) b) defect B (U_r = 6.7 V).

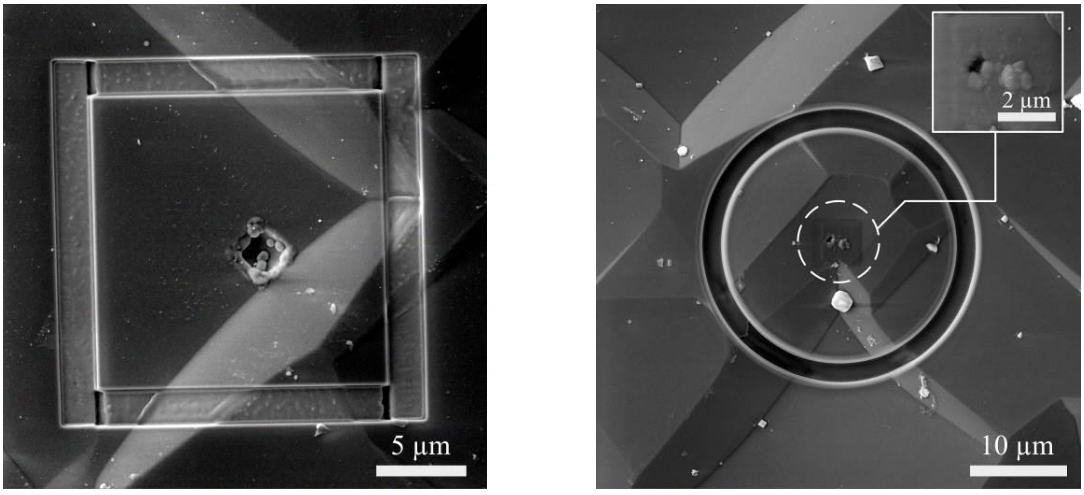


a) b)

Figure 3: a) Radiation map of defect A before isolation (U_r = 6.1 V, t = 300 s, T = 301 K), b) Radiation map overlapped on solar cell sample image before defect B isolation (U_r = 6.7 V, t = 100 s, T = 300 K).

Even if reverse current significantly decreased after defect "A" isolation, repeated measurement of the radiation shows that spot "A" still produces radiation, when bias is higher than $U_r > 6.5$ V. Moreover, Figure 3b shows minor radiation spot "B" appeared above reverse bias $U_r > 6.7$ V. The value of the breakdown voltage coincides with threshold value for radiation of spot "B". Topography of radiation spot "B" with "shadow map" is presented in Figure 2b. Corresponding SEM micrograph of defective area to topography is in Figure 4b and it is visible that radiation spot "B" is also pit type with avalanche breakdown mechanism. Defect "B" size is approximately twice smaller than defect "A".

Defect "B" was isolated by annulus with outer radius R = 14 μm and inner radius r = 12 μm milled to a depth of 2 μm in surface and successfully form a barrier for current flow directed to defect. Radiation intensity from defect "B" rapidly decreased after isolation. Decrease of reverse current after threshold voltage despite radiation intensity decrease, it is not as significant as in case of defect "A" isolation, due to other parasitic current pathways. Addition of parallel shunt resistance from fitted data for defect "B" is R_{defB} = 5952 Ω.



a) b)

Figure 4: SEM micrograph of isolated a) defect A and b) defect B. U_{HV} = 5 kV, detector SE, tilt 0°.

4 CONCLUSION

The methods in this paper present the measurements for a detection and localization of the defects or inhomogeneities in the silicon solar cells. These methods could be applied as well on the different types of solar cells. Result from two localized defects on one sample are presented. Breakdown voltage in *I-V* characteristics strongly correlates with radiation threshold voltage obtained by electroluminescence. Both of defects are isolated by experimental method using gallium ion milling. The process of FIB isolation has been successfully repeated on multiple solar cells samples. Electrical properties in reverse biased conditions of investigated sample has been improved. Parallel shunt resistance significantly decreased with each defect isolation.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-17-4626. This support was gratefully acknowledged.

REFERENCES

[1] Green M A 2009 The path to 25% silicon solar cell efficiency: History of silicon cell evolution *Progress in Photovoltaics: Research and Applications* **17** 183–9

[2] Green M A, Hishikawa Y, Dunlop E D, Levi D H, Hohl-Ebinger J and Ho-Baillie A W Y 2018 Solar cell efficiency tables (version 51) *Prog Photovolt Res Appl* **26** 3–12

[3] Riepe S, Reis I E, Kwapil W, Falkenberg M A, Schön J, Behnken H, Bauer J, Kreßner-Kiel D, Seifert W and Koch W 2011 Research on efficiency limiting defects and defect engineering in silicon solar cells - results of the German research cluster SolarFocus *Phys. Status Solidi (c)* **8** 733–8

[4] Lausch D, Petter K, Bakowskie R, Czekalla C, Lenzner J, von Wenckstern H and Grundmann M 2010 Identification of pre-breakdown mechanism of silicon solar cells at low reverse voltages *Appl. Phys. Lett.* **97** 073506

[5] Hauser A, Hahn G, Spiegel M, Feist H, Breitenstein O, Rakotoniaina J P, Fath P and Bucher E 2001 Comparison of different techniques for edge isolation *17th European Photovoltaic Solar Energy Conference, WIP-ETA, 1739-1742 (2002)*

[6] Chan C, Abbott M, Hallam B, Juhl M, Lin D, Li Z, Li Y, Rodriguez J and Wenham S 2015 Edge isolation of solar cells using laser doping *Solar Energy Materials and Solar Cells* **132** 535–43

[7] Gajdoš A, Škvarenina L, Škarvada P and Macků R 2017 Microscale localization and isolation of light emitting imperfections in monocrystalline silicon solar cells *Photonics, Devices, and Systems VII* Photonics, Devices, and Systems VII vol 10603 (International Society for Optics and Photonics) p 1060316

[8] Škarvada P, Tománek P, Koktavý P, Macků R, Šicner J, Vondra M, Dallaeva D, Smith S and Grmela L 2014 A variety of microstructural defects in crystalline silicon solar cells *Applied Surface Science* **312** 50–6

[9] Bishop J W 1989 Microplasma breakdown and hot-spots in silicon solar cells *Solar Cells* **26** 335–49

A MULTISTRUCTURE CREATED BY COVERINGS OF A SET

David Staněk
Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT
E-mail: xstane41@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Chvalina
E-mail: chvalina@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper focuses on a certain construction of a multistructure on the set of all coverings on the universal set $\mathcal{U}$ and discusses properties of this multistructure. The construction itself uses a concept dual to the *Ends Lemma,* called *Beginnings Lemma,* which is proved in the paper.

Keywords: Coverings, refinement, quasi-ordered semigroup, (quasi-)hypergroup, Ends Lemma, Beginnings Lemma.

1 INTRODUCTION

The concept of covering of spaces (on an abstract set) plays an important role in general topology. Using this notion various topological concepts and classes of significant spaces such as compact spaces, Lindelöf spaces, paracompact spaces, Čech-complete spaces, uniform spaces are defined and investigated. Coverings and their properties are also useful in some branches of algebraic topology - formerly called combinatorial topology. Moreover, by using coverings one can generalize and study rough sets theory established in the 1982 by professor Z. Pawlak, [8].

In this paper we examine properties of a certain hyperoperation $*$ on the power set of an universal set $\mathcal{U}$. There is presented *Beginnings Lemma* concept, which is dual to the concept of the *Ends Lemma.* Further, the *Beginnings Lemma,* together with refinement of a covering and principal beginning on an quasi-ordered set, plays an important role in verifying associativity property of the hyperopration $*$.

2 USED CONCEPTS

For understanding the following text it is crucial to recall some basic definitions and theorems used later in the this paper.

Definition. A *covering* of the universal set $\mathcal{U}$ is a non-empty system of sets $\mathscr{C} \subset P^*(\mathcal{U})(=P(\mathcal{U})\setminus\{\emptyset\})$ with the property $\mathcal{U}=\bigcup\mathscr{C}$.

The original Pawlak's rough set theory uses equivalence relation which induces partition into blocks of equivalence. By using coverings we generalize this concept. In fact, if for all $C_1 \neq C_2$, where C_1, C_2 are elements in a covering $\mathscr{C}$, we have $C_1 \cap C_2 = \emptyset$, then $\mathscr{C}$ is a set of blocks of equivalence.

Definition. A covering $\mathscr{S}$ is called a *refinement* of a covering $\mathscr{C}$ if each $S \in \mathscr{S}$ is a subset of at least one $C \in \mathscr{C}$. We write $\mathscr{S}\rho\mathscr{C}$, c.f. [5].

Sometimes, e.g. in [5], the symbol $<$ is used for refinement instead of ρ. Although it is easy to see that the refinement is a quasi-ordering, proofs of reflexivity and transitivity of the refinement are included later in this contribution.

Definition. A triad $(S,\cdot,\leq)$ is called *quasi-ordered semigroup* if $(S,\cdot)$ is a semigroup, $(S,\leq)$ is a quasi-ordered set and $x \leq y$ implies $x\cdot z \leq y\cdot z$ and $z\cdot x \leq z\cdot y$ for all $x,y,z \in S$. Moreover, if relation $\leq$ is antisymmetrical, then $\leq$ is ordering.

Remark: We denote reflexive and transitive relation as quasi-ordering although in literature it is denoted as preorder.

Example: The ordered triad $(\mathbb{N},\cdot,\leq)$ is an ordered semigroup. Here the symbol "$\cdot$" stands for usual multiplication.

Definition. The set H equipped with a hyperoperation $*$

$$*: H\times H\to P^*(H)$$

is called a *hypergroupoid*. In addition, if the hyperoperation $*$ satisfies the reproduction axiom

$$x*H = H = H*x$$

for all $x\in H$, then the structure $(H,*)$ is called a *quasi-hypergroup* (as it is defined in [3]), and if moreover a quasi-hypergroup is associative, then $(H,*)$ is called *hypergroup* (in the sense of Marty), [1]. If the hyperoperation $*$ is commutative, then $(H,*)$ is called *commutative hypergroup*. Moreover, if the hyperoperation $*$ satisfy condition $x,y\in x*y$ for all $x,y\in H$, then $(H,*)$ is called *commutative extensive hypergroup.*

Example: The set $\{1,2,\ldots,n\}$, for an arbitrary $n\in\mathbb{N}$, with usual ordering $\leq$ and a hyperoperation $\circ:\{1,2,\ldots,n\}\times\{1,2,\ldots,n\}\to P^*(\{1,2,\ldots,n\})$ defined by

$$a\circ b=\{x\in\{1,2,\ldots,n\},\ \min\{a,b\}\leq x\leq\max\{a,b\}\}$$

for all $a,b\in\{1,2,\ldots,n\}$ is a commutative, extensive hypergroup. It is easy to see, that commutativity and extensivity of the hyperoperation are fulfilled. Further, for any element $x\in\{1,2,\ldots,n\}$ such that $1<x<n$ we have $1\circ x=\{1,\ldots,x\}$ and $x\circ n=\{x,\ldots,n\}$. Therefore $x\circ\{1,2,\ldots,n\}=\{1,\ldots,x\}\cup\{x,\ldots,n\}=\{1,2,\ldots,n\}$. If $x=1$ (or $x=n$), then we have $x\circ n=\{1,2,\ldots,n\}$ (or $1\circ x=\{1,2,\ldots,n\}$). Hence reproduction axiom is satisfied. Because a verification of the associativity condition is too much time consuming we present only one of the six possible ordering of the elements $a,b,c\in\{1,2,\ldots,n\}$, i.e. $a\leq b\leq c$. The verification of the associativity condition for this triad is

$$(a\circ b)\circ c=\{a,\ldots,b\}\circ c=\{a,\ldots,c\}=a\circ\{b,\ldots,c\}=a\circ(b\circ c).$$

Hence, for elements $a\leq b\leq c$ associativity condition holds.

Definition. Let $(S,\leq)$ be a quasi-ordered set, then $[a)_\leq=\{s\in S;a\leq s\}$ is called *principal end* (generated by $a\in S$), and $(a]_\leq=\{s\in S;s\leq a\}$ is called *principal beginning* (generated by $a\in S$).

There are many different concepts of constructions of semihypergroups or hypergroups such as by using (quasi-)ordered semigroup or *Ends Lemma,* [2, 6, 7].

Theorem. If $(S,\cdot,\leq)$ is quasi-ordered semigroup, then the binary hyperoperation $*:S\times S\to P^*(S)$ defined by $a*b=[a\cdot b)_\leq$ is associative for all $a,b\in S$.
For proof see [2]., or see the dual proof below.

It is convenient for us to use the dual construction to the Theorem above, which we will call *Beginnings Lemma.*

Theorem. If $(S,\cdot,\leq)$ is quasi-ordered semigroup, then the binary hyperoperation $*:S\times S\to P^*(S)$ defined by $a*b=(a\cdot b]_\leq$ is associative for all $a,b\in S$.

Proof. Let $a,b,c\in S$ be arbitrary elements. Now we show that the equation

$$\bigcup_{t\in(b\cdot c]_\leq}(a\cdot t]_\leq=\bigcup_{x\in(a\cdot b]_\leq}(x\cdot c]_\leq \tag{1}$$

holds. Let $s \in \bigcup_{t\in(b\cdot c]_\leq}(a\cdot t]_\leq$, i.e. $s \leq a\cdot t_0$ for a suitable element $t_0 \in S, t_0 \leq b\cdot c$.

Then $(a\cdot b)\cdot c = a\cdot(b\cdot c)$ and $a\cdot t_0 \leq a\cdot(b\cdot c)$. If we set $x_0 = a\cdot b$, then $s \leq x_0\cdot c, x_0 \in (a\cdot b]_\leq$ since $s \leq a\cdot t_0 \leq a\cdot b\cdot c$. Thus $s \in (x_0\cdot c]_\leq \subseteq \bigcup_{x\in(a\cdot b]_\leq}(x\cdot c]_\leq$.

The proof of the converse inclusion is analogous to the one above. As a result the equality (1) holds. Now with respect to (1) we obtain

$$a*(b*c) = \bigcup_{t\in b*c} a*t = \bigcup_{t\in(b\cdot c]_\leq}(a\cdot t]_\leq = \bigcup_{x\in(a\cdot b]_\leq}(x\cdot c]_\leq = \bigcup_{x\in a*b} x*c = (a*b)*c, \tag{2}$$

hence the hyperoperation $*$ is associative. □

3 APPLICATION OF THE BEGINNINGS LEMMA

Let $\mathcal{U}$ be a non-empty set and denote by $\mathrm{Cov}(\mathcal{U})$ the set of all coverings of $\mathcal{U}$.

Let us consider a mapping $\sqcup : \mathrm{Cov}(\mathcal{U})\times\mathrm{Cov}(\mathcal{U}) \to \mathrm{Cov}(\mathcal{U})$ defined, for all $\mathscr{S},\mathscr{C} \in \mathrm{Cov}(\mathcal{U})$,

$$\mathscr{S}\sqcup\mathscr{C} = \{S\cup C; S\in\mathscr{S}, C\in\mathscr{C}\}. \tag{3}$$

Moreover, define a hyperoperation $* : \mathrm{Cov}(\mathcal{U})\times\mathrm{Cov}(\mathcal{U}) \to P^*(\mathrm{Cov}(\mathcal{U}))$ by

$$\mathscr{S}*\mathscr{C} = \{\mathscr{T}\in\mathrm{Cov}(\mathcal{U}), \forall T\in\mathscr{T}; \exists P\in\mathscr{S}\sqcup\mathscr{C}; T\subseteq P\} \tag{4}$$

for all $\mathscr{S},\mathscr{C}\in\mathrm{Cov}(\mathcal{U})$.

Proposition: The hypergroupoid $(\mathrm{Cov}(\mathcal{U}),*)$ is a commutative, extensive quasi-hypergroup.

Proof. **Commutativity** of the operation of union of sets in (3) implies that operation $\sqcup$ is also commutative. Moreover, for all $P\in\mathscr{S}\sqcup\mathscr{C}$ also $P\in\mathscr{C}\sqcup\mathscr{S}$ and it follows that hyperoperation $*$ is commutative on the set $\mathrm{Cov}(\mathcal{U})$. Therefore, $(\mathrm{Cov}(\mathcal{U}),*)$ is commutative.

Reproduction Axiom. Commutativity of (4) implies that if $a*H = H$ holds, then the condition $H*a = H$ is also satisfied. Further, since $\mathrm{Cov}(\mathcal{U})$ is a set of all coverings of $\mathcal{U}$, then $\{\mathcal{U}\}\in\mathrm{Cov}(\mathcal{U})$. Moreover, for an arbitrary element $\mathscr{S}\in\mathrm{Cov}(\mathcal{U})$, we have that $S\cup\mathcal{U} = \mathcal{U}$ for all $S\in\mathscr{S}$. From here we have that $\mathscr{S}\sqcup\{\mathcal{U}\} = \{\mathcal{U}\}$. Now, since $\mathscr{S}\sqcup\{\mathcal{U}\} = \{\mathcal{U}\}$, then

$$\mathscr{S}*\{\mathcal{U}\} = \{\mathscr{T}\in\mathrm{Cov}(\mathcal{U}); \forall T\in\mathscr{T}\,\exists P\in\{\mathcal{U}\}; T\subseteq P\} = \{\mathscr{T}\in\mathrm{Cov}(\mathcal{U}); T\in\mathscr{T}; T\subseteq\mathcal{U}\} = \mathrm{Cov}(\mathcal{U}).$$

Therefore, $\mathscr{S}*\mathrm{Cov}(\mathcal{U}) = \mathrm{Cov}(\mathcal{U})$ for all $\mathscr{S}\in\mathrm{Cov}(\mathcal{U})$, i.e. $(\mathrm{Cov}(\mathcal{U}),*)$ is a quasi-hypergroup.

Extensivity. Let us consider two coverings $\mathscr{S},\mathscr{C}\in\mathrm{Cov}(U)$ in the form $\mathscr{S} = \{S_i, j\in I\}$ and $\mathscr{C} = \{C_j, j\in J\}$, where I,J are non-empty sets. Let S be an arbitrary element of the $\mathscr{S}$ and denote by $M = S\cup C_{j_0}$, where $C_{j_0}\in\mathscr{C}$ is an arbitrary set. Then $S\subseteq S\cup C_{j_0} = M\in\mathscr{S}\sqcup\mathscr{C}$.

Thus $(\mathrm{Cov}(\mathcal{U}),*)$ is a commutative extensive quasi-hypergroup. □

For the completenes of considerations we give the proof of the following proposition which is in fact contained in [4, 5]

Proposition. The binary relation $\rho\subset\mathrm{Cov}(\mathcal{U})\times\mathrm{Cov}(\mathcal{U})$ (refinement) is a quasi-ordering.

Proof. The relation ρ is reflexive: for all $S\in\mathscr{S}$ we have $S\subseteq S$, and transitive: if $\mathscr{S}\rho\mathscr{C}$ and $\mathscr{C}\rho\mathscr{T}$, then for any $S\in\mathscr{S}$ there exists $C\in\mathscr{C}$ such that $S\subseteq C$ and for C there exists $T\in\mathscr{T}$ such that $C\subseteq T$, thus $S\subseteq T$, hence $\mathscr{S}\rho\mathscr{T}$. □

Proposition. The ordered triad $(\mathrm{Cov}(\mathcal{U}), \sqcup, \rho)$ is a quasi-ordered semigroup.

Proof. We show that the inclusion $(\mathscr{S} \sqcup \mathscr{C}) \sqcup \mathscr{T} \subseteq \mathscr{S} \sqcup (\mathscr{C} \sqcup \mathscr{T})$ holds for all coverings $\mathscr{S}, \mathscr{C}, \mathscr{T} \in \mathrm{Cov}(\mathcal{U})$. Suppose that $X \in (\mathscr{S} \sqcup \mathscr{C}) \sqcup \mathscr{T}$. Then there exist elements $P \in (\mathscr{S} \sqcup \mathscr{C}), T \in \mathscr{T}$ such that $X = P \cup T$. Moreover, if $P \in \mathscr{S} \sqcup \mathscr{C}$ then there exist $S \in \mathscr{S}, C \in \mathscr{C}$ with the property $S \cup C = P$ and we can write $X = P \cup T = S \cup C \cup T$. Further, if we denote by Q the union of elements $C \cup T$, then we can write $X = S \cup Q$, i.e. there exist $S \in \mathscr{S}$ and $Q \in \mathscr{C} \sqcup \mathscr{T}$ such that $X = S \cup Q$. Hence $X \in \mathscr{S} \sqcup (\mathscr{C} \sqcup \mathscr{T})$ and the inclusion $(\mathscr{S} \sqcup \mathscr{C}) \sqcup \mathscr{T} \subseteq \mathscr{S} \sqcup (\mathscr{C} \sqcup \mathscr{T})$ is proved.
Now suppose that $X \in \mathscr{S} \sqcup (\mathscr{C} \sqcup \mathscr{T})$. Then there exists an element $Q \in (\mathscr{C} \sqcup \mathscr{T})$ and an element $S \in \mathscr{S}$ such that $X = S \cup Q$. Further, if $Q \in (\mathscr{C} \sqcup \mathscr{T})$, then there exist $C \in \mathscr{C}, T \in \mathscr{T}$ with the property $C \cup T = Q$ and we can write $X = S \cup Q = S \cup C \cup T$. Moreover, by denoting $P = S \cup C$ we can write $X = P \cup T$, i.e. there exist $P \in (\mathscr{S} \sqcup \mathscr{C})$ and $T \in \mathscr{T}$ such that $X = P \cup T$. Hence $X \in (\mathscr{S} \sqcup \mathscr{C}) \sqcup \mathscr{T}$ and the inclusion $(\mathscr{S} \sqcup \mathscr{C}) \sqcup \mathscr{T} \supseteq \mathscr{S} \sqcup (\mathscr{C} \sqcup \mathscr{T})$ holds, i.e. $(\mathscr{S} \sqcup \mathscr{C}) \sqcup \mathscr{T} = \mathscr{S} \sqcup (\mathscr{C} \sqcup \mathscr{T})$.

Let us suppose covering $\mathscr{S}_1, \mathscr{S}_2, \mathscr{C}_1, \mathscr{C}_2 \in \mathrm{Cov}(\mathcal{U})$ such that $\mathscr{S}_1 \rho \mathscr{C}_1$, $\mathscr{S}_2 \rho \mathscr{C}_2$. Then for all $S_1 \in \mathscr{S}_1$ there exists $C_1 \in \mathscr{C}_1$ with $S_1 \subseteq C_1$ and for all $S_2 \in \mathscr{S}_2$ there exists $C_2 \in \mathscr{C}_2 : S_2 \subseteq C_2$. Then if we suppose that $S \in \mathscr{S}_1 \sqcup \mathscr{S}_2$ is an arbitrary set, i.e. $S = S_1 \cup S_2$ for suitable sets $S_1 \in \mathscr{S}_1, S_2 \in \mathscr{S}_2$ then there are $C_1 \in \mathscr{C}_1, C_2 \in \mathscr{C}_2$ such that $S_i \subseteq C_i, i = 1,2$, hence $S = S_1 \cup S_2 \subseteq C_1 \cup C_2 \in \mathscr{C}_1 \sqcup \mathscr{C}_2$, which means that $(\mathscr{S}_1 \sqcup \mathscr{S}_2) \rho (\mathscr{C}_1 \sqcup \mathscr{C}_2)$.

Hence $(\mathrm{Cov}(\mathcal{U}), \sqcup, \rho)$ is a quasi-ordered semigroup. □

The hyperoperation $*$ in (4) can be rewritten using quasi-ordering ρ in the following way

$$\mathscr{S} * \mathscr{C} = \{\mathscr{T} \in \mathrm{Cov}(\mathcal{U}); \mathscr{T} \rho (\mathscr{S} \sqcup \mathscr{C})\} = (\mathscr{S} \sqcup \mathscr{C}]_\rho. \tag{5}$$

Proposition. The commutative, extensive quasi-hypergroup $(\mathrm{Cov}(\mathcal{U}), *)$ is associative, i.e. it is a commutative hypergroup.

Proof. An ordered triad $(\mathrm{Cov}(\mathcal{U}), \sqcup, \rho)$ is quasi-ordered semigroup. Since $\mathscr{S} * \mathscr{C} = (\mathscr{S} \sqcup \mathscr{C}]_\rho$ for any pair $\mathscr{S}, \mathscr{C} \in \mathrm{Cov}(\mathcal{U})$, using the *Beginnings Lemma* we obtain that the hyperoperation $*$ is associative.

Hence the hypergroupoid $(\mathrm{Cov}(\mathcal{U}), *)$ is associative, so it is a hypergroup. □

A better insight into calculation with covering of sets yield concrete examples of a combinatorial character presented in the form of the following lemma. Let us note that covering approximation space plays an important role in generalization of classic Pawlak's rough set theory.

Lemma. For $\mathscr{S}, \mathscr{C} \in \mathrm{Cov}(\mathcal{U})$, where $\mathscr{S} \neq \mathscr{C}$, we have
(i) for $|\mathcal{U}| \in \{2,3\}$, there is $\mathscr{S} * \mathscr{C} = \mathrm{Cov}(\mathcal{U})$;
(ii) and for $|\mathcal{U}| \geq 4$ there is $\mathscr{S} * \mathscr{C} \neq \mathrm{Cov}(\mathcal{U})$ in general.

Proof. (i) For $|\mathcal{U}| \in \{2,3\}$ and any $S \in \mathscr{S}$ such that $|S| \geq 2$ there has to exist a set $C \in \mathscr{C}$ with the property $\overline{S} \subseteq C$ because $\mathscr{C}$ is a covering and has to cover all element in $\mathcal{U}$. Here $\overline{S}$ stands for complement of S. Therefore, $S \cup C = \mathcal{U}$ and $\mathcal{U} \in \mathscr{S} \sqcup \mathscr{C}$ which implies $\mathscr{S} * \mathscr{C} = \mathrm{Cov}(\mathcal{U})$. In conclusion, if any subset of $\mathscr{S}$ (or $\mathscr{C}$ respectively) has two or three elements, then $\mathscr{S} * \mathscr{C} = \mathrm{Cov}(\mathcal{U})$. The only possibility that remains is that the cardinality of all subsets S, C of coverings $\mathscr{S}, \mathscr{C}$ equal to one, i.e. $|S| = |C| = 1$. Which is in contradiction with assumption of the Lemma, that $\mathscr{S} \neq \mathscr{C}$.
Hence the part *(i)* of the above Lemma is proved.

(ii) Suppose that $\mathcal{U} = \{1,2,3,4,5\ldots\}$ and

$$\mathscr{S} = \{\{1\},\{2\},\{3\},\{4\},\{5,\ldots\}\} \text{ and } \mathscr{C} = \{\{1,2\},\{3,4\},\{5,\ldots\}\}.$$

Then obviously $\mathscr{S} \neq \mathscr{C}$ and $\mathscr{S}, \mathscr{C} \in \mathrm{Cov}(\mathcal{U})$. Further, by the operation $\sqcup$ we obtain

$$\mathscr{S} \sqcup \mathscr{C} = \{\{1,2\},\{1,3,4\},\{1,5,\dots\},\{2,3,4\},\{2,5,\dots\},\{1,2,3\},\{3,4\},\{3,5,\dots\},\{1,2,4\},\{4,5,\dots\}\}.$$

Now, for a covering $\mathscr{T} = \{\mathcal{U}\}$, which is included in $\mathrm{Cov}(\mathcal{U})$, there does not exist any $P \in \mathscr{S} \sqcup \mathscr{C}$ such that $\mathcal{U} \subseteq P$. Hence $\mathscr{T} \notin \mathscr{S} \sqcup \mathscr{C}$, which immediately implies that $\mathscr{S} * \mathscr{C} \neq \mathrm{Cov}(\mathcal{U})$. □

4 CONCLUSION

The Ends Lemma has been used many times and also generalized in a series of papers mainly by Michal Novák - later with his collaborator Štěpán Křehlík. The contents of this contribution is based on the dual approach.

Applications of the Beginnings Lemma simplifies the proof of associativity of the defined hyperoperation. The direct calculation with coverings and corresponding refinements seems to be complicated. The direct proof of the Beginning Lemma is in fact dual to the proof of the Ends Lemma which is more elegant.

Another crucial term of our paper is the concept of the refining of coverings, which plays an important role in the general topology. The presented approach enables some applications in the rough sets theory, in particular concerning certain generalizations of Pawlak's approximations and it is relating to considerations containing extensions of the classic rough set model.

ACKNOWLEDGEMENT

The author was supported by the Grant FEKT-S-17-4225 of Faculty of Electrical Engineering and Communication, BUT.

REFERENCES

[1] Chvalina J.: Commutative hypergroups in the sense of Marty and ordered sets, In Proceedings of the Summer School on General Algebra and Ordered Sets 1994. Olomouc: Verlag Johannes Heyn, 1994. pp. 19-30

[2] Chvalina, J.: Funkcionální grafy, kvaziuspořádané množiny a komutativní hypergrupy, Brno, Masarykova univerzita Brno 1995, ISBN 80-210-1148-3

[3] Corsini, P.: Hypergraphs and hypergroups. Algebra Universalis, 1996, 35(4), pp. 548-555

[4] Čech E. (revised by Frolík, Z., Katětov, M.): Topological Spaces, Prague: Academia, Publishing House of the Czechoslovak Academy of Sciences 1966

[5] Isbell, J.R.: Uniform Spaces, Rhode Island, American Mathematical Society 1964, ISBN 978-0821815120

[6] Novák, M.: Potential of the "Ends Lemma" to create ring-like hyperstructures from quasi-ordered (semi)groups. South Bohemia Mathematical Letters, České Budějovice, 2009, pp. 39-50

[7] Novák, M.: Some basic properties of *El*-hyperstructures. European Journal of Combinatorics, 2013, 34(2), pp. 446-459

[8] Pawlak, Z.: Rough Sets. *Internation Journal of Computer and Information Sciences.* 1982, 2(5), 1499-1508

DARK *J–V* CHARACTERISTICS MODEL OF CHALCOPYRITE-BASED SOLAR CELLS

Ľubomír Škvarenina
Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT
E-mail: skvarenina@phd.feec.vutbr.cz

Supervised by: Robert Macků
E-mail: macku@feec.vutbr.cz

Abstract: An equivalent circuit model of the current parasitic pathways is proposed to describe a behaviour of dark current density–voltage characteristics of chalcopyrite-based solar cells in order to understand a shunting behaviour between the ZnO:Al/*i*-ZnO/CdS/Cu(In, Ga)Se_2/$MoSe_2$/Mo/Ti/TiN layers. The model fitting with a parameter extraction is evaluated for the sample before and after an appearance of a permanent breakdown to prove an accurate response of the proposed model to an ohmic and non-ohmic component shift.

Keywords: dark *J–V* characteristics, parasitic current pathways, heterojunction, CIGS, solar cell, thin-film, equivalent electrical model, parameters extraction

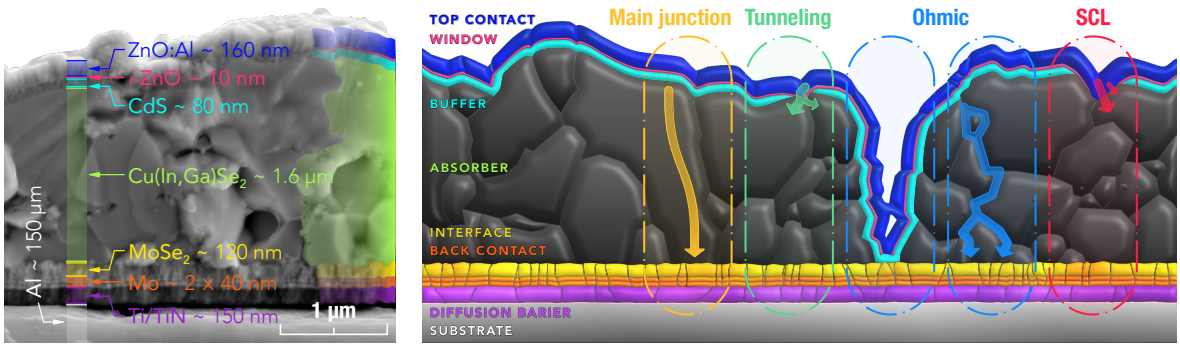
1 INTRODUCTION

A chalcopyrite-based solar cell is a rather complex system, consisting of several layers of various materials. Non-uniformities in these solar cell type may be manifested in the thickness of all layers as well as in the electronic parameters such as band gap, carrier density and carrier lifetime. In addition, the voids and pinholes often appear in different layers of CIGS solar cells under certain growth conditions [1]. These non-uniformities have a strong influence on a current density–voltage (*J–V*) characteristics and they may lead to a creation of a permanent breakdown. The impact of permanent breakdown on device performance can be analysed by modelling and fitting of dark *J–V* characteristics with parameters extraction, accompanied by an examination of particular components participating on charge carrier transport mechanisms [2].

2 THEORY

2.1 PARASITIC CURRENT PATHWAYS

The real structure of examined CIGS solar cell samples by a scanning electron microscopy (SEM) is shown in Fig. 1a. The *p–n* junction of these solar cells is based on *p*-type chalcopyrite Cu(In, Ga)Se_2 absorption layer in combination with a *n*-type CdS buffer layer. Accordingly to the real structure in the Fig. 1a, which is examined by SEM, is shown in Fig. 1b an illustrated model with a parasitic current pathways. The main junction in Fig. 1b (marked in yellow) represents a proper pathway for a current flow. The tunnelling (marked in green) represent parasitic current pathway via high densities of mid-gap defect states in the depletion region of the *p–n* junction. The ohmic leakage current (marked in blue) is caused by pinholes in the absorber layer or by low-resistance paths along the grain boundaries. The space-charge limited current (marked in red) is present due to a metal/semiconductor/metal-like regions which may caused a metal diffusion from the highly doped ZnO:Al front contact (or busbars Al grid) through a pinholes in an intrinsic window *i*-ZnO and buffer CdS layer [3]. It should be noted that the current flow is not likely to be produced by just one specific type of current pathway in a certain area (as illustrated in Fig. 1b), but rather by a combination of the these current conductions.



a) b)

Figure 1: a) Real cross-section of deposited layer stack, SE detector, beam accelerating voltage 6 kV, magnification 72,500×. b) Illustration with possible current pathways in CIGS solar cells.

2.2 TWO-DIODE EXTENDED MODEL

The proposed extended model consist of four main parallel components which representing the specific current pathways illustrated in Fig. 1b. These current pathways can be modelled by two diodes (different ideality factor) with a shunt resistor extended by a space-charge limited component. Then the illustrated current pathways in Fig. 1b can be redraw into an equivalent circuit which is shown in Fig. 2. These parallel components are coupled to a series resistor that represents the resistance

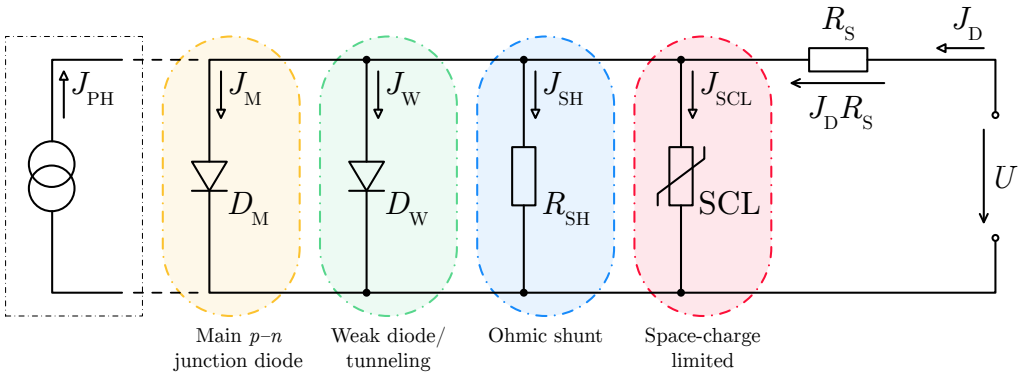


Figure 2: Equivalent circuit of two-diode (D_M, D_W) model with parasitc shunt (R_{SH}), series (R_S) resistances and space-charge limited (SCL) component for thin-film chalcopyrite-based solar cell.

for a current path along the deposited layers (see Fig. 1b). Therefore, it is possible to express a total dark current density (J_D) according to the Kirchhoff's current law from the Fig. 2 as a sum of these individual current components [4]. The total J_D is then expressed by the following equation

$$J_D = \underbrace{J_{0M}\left\{\exp\left[\frac{q(U-J_D R_S)}{n_M k_B T}\right]-1\right\}}_{\text{Main } p\text{–}n \text{ junction diode}} + \underbrace{J_{0W}\left\{\exp\left[\frac{q(U-J_D R_S)}{n_W k_B T}\right]-1\right\}}_{\text{Weak diode / tunneling}} + \underbrace{\frac{(U-J_D R_S)}{R_{SH}}}_{\text{Ohmic shunt}} + \underbrace{k(U-J_D R_S)^m}_{\text{Space-charge limited}}, \tag{1}$$

where J_{0M}, J_{0W} are a saturation current of the main p–n junction, respectively a saturation current of the weak diode/tunnelling, q is the electron charge, n_M, n_W are diodes ideality factors, k_B is the

Boltzmann's constant, T is an absolute temperature of the p–n junction, R_{SH} is a shunt resistance, R_S a series resistance, k is a coefficient of the space-charge limited current component and m is its power factor. Alternatively, it is possible to use in two diode components a more robust single exponential parameter A according to the relation $A = \mathrm{q}/n\mathrm{k_B}T$.

3 EXPERIMENTAL

The preparation of thin-film chalcopyrite-based solar cells requires a high accuracy in dividing the sheet into smaller samples. Despite that, the many non-uniformities are created between layers ZnO:Al/i-ZnO/CdS/Cu(In, Ga)Se_2/$MoSe_2$/Mo/Ti/TiN after a sheet dividing along the entire cut edges. Therefore it is necessary to perform an edge deletion by a fine grinding/polishing on a metallographic machine. Finally, the samples are electrically contacted by two precise positioners with gold-plated pogo pins. Then, the dark J–V characteristics are measured by a high precision source meter Keithley 2420. Modelling with fitting of the dark J–V characteristics with Eq. 1 is implemented in MATLAB® by using symbolic (returns exact solutions) or numeric (returns approximated symbolic solutions) solver in Symbolic Math Toolbox™. The transcendental Lambert W-function $f(W) = We^W$ is necessary to use to solve the corresponding dark current density (J_D) from the Eq. 1.

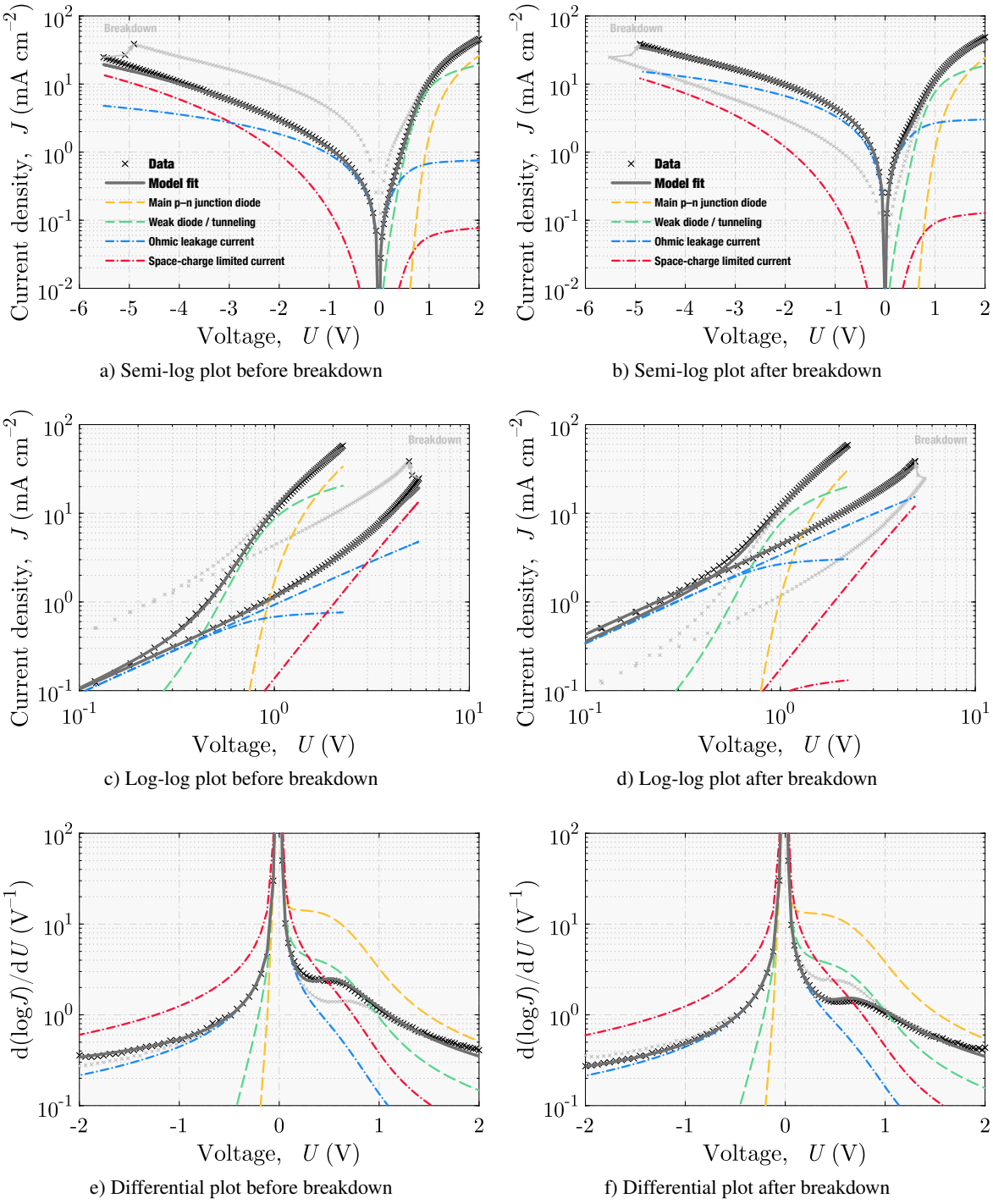
4 RESULTS

The superposition principle where the J–V characteristics under illumination (J_{IL}) is simply a summation of the dark current (J_D) and photocurrent (J_{PH}) is very often not valid ($J_{IL} \neq J_D + J_{PH}$) for thin-film solar cell, especially not for Cu(In, Ga)Se_2 solar cells [5]. The exact explanation is more exhausting and it is beyond the scope of this paper [6]. Therefore our investigation is focused only on a dark J–V characteristics. These dark J–V characteristics with a model fitting are shown in Fig. 3. The colors in Fig. 3 correlate with a coloured marking in Figs. 1b and 2 and Eq. 1. Moreover, the diodes are denoted by dashed lines and the ohmic and non-ohmic components are denoted by dashed dot lines. Very often the fitting by the model seems to be precise in semi-log plot but in log-log plot does not correspond with the measured data almost at all (or vice versa). Therefore, the three different data plots are showed as a proof of the high precise fit achieved by our proposed model. An excellent agreement between experimental and modelled data is achieved in Figs. 3a, 3c and 3e before breakdown as well as in Figs. 3b, 3d and 3f after breakdown. The corresponding extracted parameters from Eq. 1 are shown in Tab. 1. As can be seen in Tab. 1 the parameters of the main p–n junction diode and weak diode/tunnelling have not changed. After breakdown the change was observed mainly in change of shunt resistance, where decrease from 1.044 $\mathrm{k\Omega\,cm^2}$ to 252 $\mathrm{\Omega\,cm^2}$ (difference of $\Delta R_{SH} = 792\ \Omega$). The coefficient k which is related to the length and conductivity of the current path is 0.1493 $\mathrm{A\,V^{-}}^{m}$

Table 1: Extracted paramaters from dark J–V model fit of the sample $^{NS}CIGS_2$.

Model component	Variable	Before breakdown	After breakdown
Main p–n junction diode	J_{0M}	$5.8\overline{3} \times 10^{-11}$ mA cm^{-2}	$5.8\overline{3} \times 10^{-11}$ mA cm^{-2}
	n_M	1.1331 ($A_M = 34$ V^{-1})	1.1331 ($A_M = 34$ V^{-1})
Weak diode / tunneling	J_{0W}	8.3×10^{-3} mA cm^{-2}	8.3×10^{-3} mA cm^{-2}
	n_W	3.9311 ($A_W = 9.8$ V^{-1})	3.9311 ($A_W = 9.8$ V^{-1})
Ohmic shunt & series	R_{SH}	1.044 kΩ cm^2	252 Ω cm^2
	R_S	26.4 Ω cm^2	26.4 Ω cm^2
Space-charge limited	k	0.1493 A V$^{-}{}^{m}$	0.25 A V$^{-}{}^{m}$
	m	2.8	2.8

before breakdown and 0.25 $\mathrm{A\,V^{-}}^{m}$ after breakdown (difference of $\Delta k = 0.1007\ \mathrm{A\,V^{-}}^{m}$). The power factor m is in both cases 2.8. It is defined that the power factor in the case whereby shallow traps facilitate the current is ~ 2 and due to a high density of deep traps is > 2 [7]. However, this change of shunt resistance component which is dominated in dark current under reverse bias visibly influenced the dark current also in a forward-bias (where dominates the components of the two diodes).



a) Semi-log plot before breakdown

b) Semi-log plot after breakdown

c) Log-log plot before breakdown

d) Log-log plot after breakdown

e) Differential plot before breakdown

f) Differential plot after breakdown

Figure 3: Dark *J–V* characteristics of thin-film chalcopyrite-based solar cell with particular components of the model fitting a), c), e) before and b), d), f) after breakdown in various representations, sample $^{\mathrm{NS}}\mathrm{CIGS}_2$, area 129.4 mm^2, perimeter 45.3 mm, T_A = 301.22 K.

5 SUMMARY

The parasitic current pathways with an equivalent circuit model has been developed to describe the dark *J–V* characteristics in thin-film chalcopyrite-based solar cells. The research effort was focused not only at modelling, fitting and parameters extraction, but also at verification of the model at permanent breakdown of the sample. The results confirmed the highly accurate response of the whole model (or individual components) to shunt resistance (R_{SH}) shift in forward as well as in reverse-bias. The shunt resistance R_{SH} after sample $^{NS}CIGS_2$ breakdown decrease from 1.044 $k\Omega cm^2$ to 252 Ωcm^2 (the SCLC coefficient k increase from 0.1493 AV^{-m} to 0.25 AV^{-m}, where $m = 2.8$). Future work will be focused on expanding the model for the response to a pre-breakdown voltage and also at an adaption of the model for possible application on other types of thin-film solar cell technologies such as CdTe, kesterite-based $Cu_2ZnSn(S,Se)_4$ or perovskite-based $CH_3NH_3PbI_3$.

ACKNOWLEDGEMENT

Research described in this paper was financed by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-17-4626 and by the National Sustainability Program under grant LO1401. For the research, infrastructure of the SIX Center was used.

REFERENCES

[1] Rau, U., Abou-Ras, D. and Kirchartz, T. (2011). *Advanced characterization techniques for thin film solar cells*, John Wiley & Sons. ISBN: 978-3-527-33992-1.

[2] Sze, S. M. and Ng, K. K. (2006). *Physics of semiconductor devices*, John Wiley & Sons, pp. 90–129, p. 832, ISBN: 978-0-471-14323-9.

[3] Dongaonkar, S., Servaites, J. D., Ford, G. M., Loser, S., Moore, J., Gelfand, R. M., Mohseni, H., Hillhouse, H. W., Agrawal, R., Ratner, M. A., Marks, T. J., Lundstrom M. S. and Alam, M. A. (2010). Universality of non-Ohmic shunt leakage in thin-film solar cells, *Journal of Applied Physics*, vol. 108, no. 12, p. 124509.

[4] Quaschning, V. (2005) *Understanding Renewable Energy Systems*, Earthscan Publications Ltd., pp. 131–141, p. 272, ISBN 1-84407-128-6.

[5] Sun, X., Raguse, J., Garris, R., Deline, C., Silverman, T. and Alam, M. A. (2015). A physics-based compact model for CIGS and CdTe solar cells: From voltage-dependent carrier collection to light-enhanced reverse breakdown, *IEEE 42nd Photovoltaic Specialist Conference (PVSC)*, New Orleans, LA, pp. 1-6.

[6] Sun, X., Silverman, T., Garris, R., Deline, C. and Alam, M. A. (2016). An Illumination- and Temperature-Dependent Analytical Model for Copper Indium Gallium Diselenide (CIGS) Solar Cells, *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 6, no. 5, pp. 1298–1307.

[7] Rose, A.S. (1955). Space-Charge-Limited Currents in Solids, *Physical Review - PHYS REV X*. vol. 97, pp. 1538–1544.

Doktorské projekty

Mikroelektronika a technologie

THE EFFECT OF PID ON PHOTOVOLTAIC CELLS

Dávid Strachala, Josef Hylský

Doctoral Degree Programme (4.), FEEC BUT

E-mail: xstrac07@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Vaněk

E-mail: vanekji@feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with the Potential-Induced Degradation (PID) of the silicon photovoltaic modules and cells (PID shortly). The cause of PID degradation is in a migration of positive sodium ions from the protective glass, which was confirmed by the electroluminiscence measurements. The sodium drifts was locally supported by the increasing of the PV module temperature up to 80 °C. Based on the observation, a modification of the photovoltaic structure was added. The new solar cells shows good resisitive properties against PID.

Keywords: Potential-Induced Degradation, PV modules, Photovoltaic cells.

1 INTRODUCTION

Degradation of photovoltaic power plants due to the PID (Potential Induced Degradation) is one of the main degradation mechanisms, which is responsible for a reduction of the photovoltaic systems efficiency. The problems with PID were already known in the 1980 and currently is this topic widely researched through many scientists [1]. With the gradual increase of the production of photovoltaic modules and pressure to lowering the manufacturing costs began this undesirable phenomenon more frequent. The first company which warned about its negative effects was SOLON in 2010 and this has led to an increased awareness of PID [2]. A detailed study about the PID in photovoltaic modules has released two years later the Fraunhofer Institute in Germany. Fraunhofer Institute identified PID in 46% of tested modules from 96 different manufacturers [3].

1.1 POTENTIAL INDUCED DEGRADATION

The incidence of PID degradation is gradual and lasts for several years before it becomes fully observable - in extreme cases from 2 to 5 years. This degradation is accelerated by an environmental condition, such as humidity and heat. Therefore, the incubation time cannot be accurately determined and depends on the location and the conditions in which the photovoltaic modules operates.

The reason for the degradation process begins with the design of PV power plants with increasing performances, higher number of PV modules in series and higher potential between cells and grounded frame for security reasons. When using a floating potential (neither the positive or the negative pole of the string is grounded) a negative voltage potential arises at the negative pole, which causes the leakage currents from the PV cells passing through the sandwich structure of the PV module into the grounded frame. Conversely, the resulting negative electric field between the aluminum frame and the PV cells accelerates the movement of the positive sodium ions contained in the cover glass of the PV module that travel across the sandwich structure to the PV cells.

If the PV module is created with PV cells susceptible to the PID (they contain stacking fault in their *pn* junction) sodium ions will reduce shunt resistance R_{SH} and PV module performance will be lower. There are three levels in the protection against PID. The level of the whole photovoltaic system, the level of the photovoltaic module and the level of the photovoltaic cell.

To understand the occurrence of PID, the level of the photovoltaic cell is the most important. If the sodium ions get through the sandwich structure of the PV module up to the surface of the cell, they

will drift by an electric field through an anti-reflective layer of silicon nitride SiN_x, where they will accumulate in the silicon oxide SiO_x layer. The presence of stacking faults through the PN junction allows the sodium ion further penetrate into the PV cell resulting in short-circuiting the PN junction. As a result of the above-described process, the value of the shunt resistence decreases and consequently the power of the whole PV cell is much lower.

Protection solution at this level is economically and technologically most acceptable because it does not interfere with the already functional PV system. It could be said that by modifying the technological process it is possible to modify the structure of the PV cell to be PID resistive.

PID protection and treatment at the levels of the PV module and the PV system is economically disadvantageous due to higher intervention and changes in their structure. At the level of the PV module is needed to find an alternative to Ethylene vinyl acetate film (EVA film) in the PV module sandwich structure. Alternative material must protect PV cells from external influences, ensure light transmission to cells and its resistance must be high enough to prevent drifting of the sodium ions to the PV cells. Material with the above-described properties is, for example, Acit (partially neutralized polyethylene). This material would meet the requirements, on the other hand its price is so high that the PV modules would be very expensive and it would reduce their competitiveness.

The research was divided into two parts. The first analyzed the effect of the temperature on the regeneration and degradation of photovoltaic module. The results confirmed drift of the sodium ions into the structure of the photovoltaic module. Based on this, we have proposed a modification of the photovoltaic cell manufacturing process to create PID-resistant photovoltaic "mini-modules".

2 RESEARCH AND RESULTS

2.1 INFLUENCE OF THE TEMPERATURE

Initial analysis were carried out on the photovoltaic module ES - A – 205, EVERGREEN. Evergreen module has been removed from the negative pole of the photovoltaic plant affected by PID. Parameters of the module before regeneration and degradation process are shown in Table 1. The measurements were done in certified laboratories CV-LAB at Brno University of Technology.

P_{MPP} (W)	E_{ff} (%)	U_{MAX} (V)	I_{MAX} (A)	U_{OC} (V)	I_{SC} (A)
179.9	11.4	17.3	10.5	22.3	11.9

Table 1: Parameters of the EVERGREEN PV module affected by PID**.**

The PV module maximum power decrease was 12.4% after five years of its operation. Power drop was caused especially by the PID degradation, which is confirmed by unchanged parameters of the PV modules from the positive pole of the string.

Workplace for the temperature influence investigation has been created in a dark room at the Department of Electrical and Electronic Technology, see Figure 1. Photovoltaic module was placed on the aluminum plate, which was under the entire surface of the module. Negative terminal of the DC power supply was connected on the aluminum plate and positive pole to the terminals of the module. Due to this connection was achieved an electric field in the opposite direction upon the PID affected photovoltaic power plant (solar cells was on the positive potential). Through the surface of aluminum sheet has been achieved a homogeneous electric field under the entire module. A DC power source was set to 600 V - chosen because of maximum value in the string according the manufacturer's manual. Local heating of the photovoltaic module was performed by the halogen lamp. Distance of the lamp was adjusted in the way that the temperature of PV module was 80 °C. Precise adjustment of temperature was measured using a thermocouple on the PV module surface.



Figure 1: Workplace for the regeneration of PV module.

Firstly was PV module regenerated and degradated only by an electric field and after several time intervals was added a local heating on the most affected solar cells. Electroluminiscence measurement and current-voltage characteristic were done after each time intervals. During regeneration by the electric field was the increase of the maximum power insignificant. Degraded PV cells were still noticeably dark. Later was applied local heating of the affected areas (80 ° C). Four regeneration steps measured by an electroluminescence are shown in figure 2.

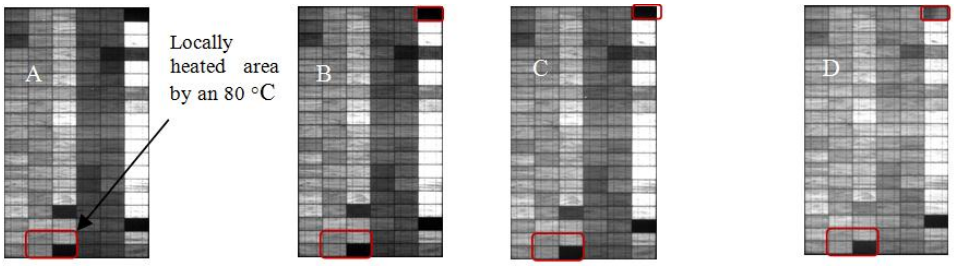


Figure 2: Electroluminescence images of regenerated PV module by an electric field (600 V) and with a local temperature of 80 °C: A - regeneration time 163 h., B - 187 h., C - 210 h., D - 306 h.

Locations of the PV module heated to 80 ° C with other PID degraded cells shows that the temperature accelerates regeneration. For steps B, C, D in Figure 2 were added another areas of local heating in the upper right corner of the PV module. Fig. 4 (D) shows the final state of the PV module after 306 h of regeneration. We are assuming that two dark cells are because of high degree of PID degradation, which is not reversible and therefore the regeneration process is ineffective. The characteristic of the PV module parameters on the time of regeneration are shown in the following graph, see Figure 3.

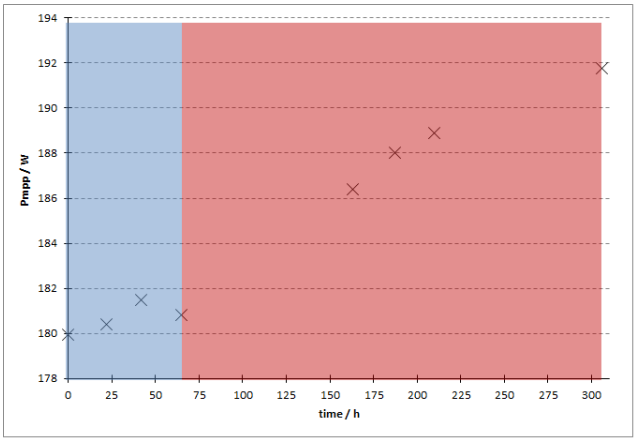


Figure 3: Dependence of the maximum power of the PV module at the time of regeneration (the blue area - regeneration with 600 V, the red area - regeneration with 600 V, 80 ° C).

The characteristic of the PV module regeneration has shown that the electric field has much less regeneration potential than regeneration with the areas heated to 80 ° C. This confirms the theory that heating of the affected areas noticeably accelerates regeneration process [2]. Temperature has increased the diffusion of sodium ions into the structure of the solar cell.

2.2 MODIFICATION OF THE PHOTOVOLTAIC STRUCTURE

Since temperatures of 80 ° C are commonly found on photovoltaic modules in their normal operation mode, it is necessary to decrease the accelerated penetration of sodium ions into the structure of photovoltaic modules. To prevent the entry of sodium ions was used layer of phosphorus silicate glass (PSG). PSG was applied during the solar cell emitter diffusion process. Since the process of manufacturing the PV cells has been modified, further steps of the process have been modified, such as an increase in the temperature of the diffusion step and the thickness of the antireflective layer. Because of the limited range of the publication, the process data will not be listed here. There will be shown only parameters of the reference photovoltaic cell and the newly created cell by the modified procedure - Table 2, together with the images of the compared structures, figure 4.

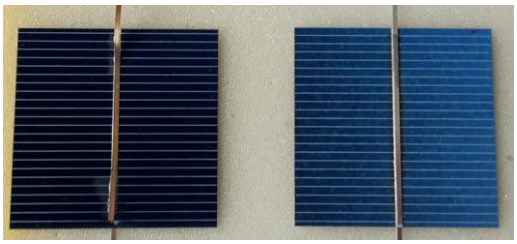


Figure 4: PV cells samples. Reference sample without PSG and with SiN_X layer 70 nm (left) and sample with PSG layer (right) with PSG and silicon nitride layer with thicknes (63 nm).

	I_{SC} (A)	V_{OC}(V)	I_{MAX}(A)	V_{MAX}(A)	P_{MAX}(W)	FF(%)
WithPSG	8.238	0.626	8.081	0.522	4.215	81.72
Without	8.233	0.625	8.084	0.525	4.244	82.48

Table 2. Parameters of reference sample without PSG with newly created sample with PSG

From the presented data it is clear that despite the intervention in the manufacturing process, it was possible to create the PV cells with their parameters corresponding to the reference samples. Further structure comparisons occurred through the electroluminescence measurement. The surface of the initial PV cells before the PID was free from any defects - both of the newly manufactured sample (A) and reference sample (B). The yellow section on both samples shows the area where the PID degradation was later created. As can be seen, after 210 hours of degradation, the effect of sodium ions only occurred on sample (B) without PSG layer, see Figure 5.

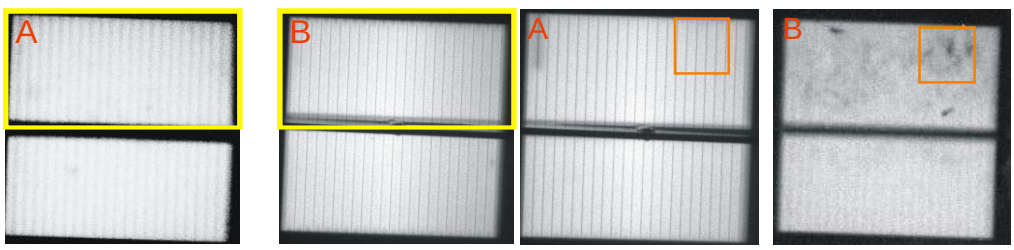


Figure 5: Electroluminescence images of samples A - New PSG layer sample, B – Reference sample. Electroluminescence images of PV cells after 210 hours of PID degradation. A - New PSG layer layer sample, B – Reference sample.

Measurements of IV characteristics in the dark was also carried out, see Figure 7. The characteristics again confirm the resistive properties of the PSG layer.

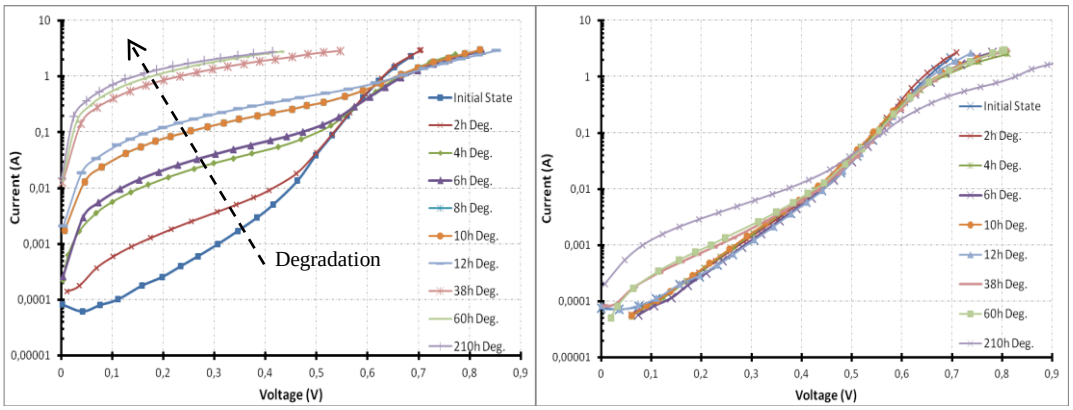


Figure 6: IV characteristics in the forward direction measured in the dark of the reference sample (A) and the newly formed sample (B) with PSG layer.

3 CONCLUSION

The aim of the work was to look at the PID in two ways. Confirm that the temperature accelerates the penetration of sodium ions into the structure of photovoltaic cells. For this purpose, a workplace was created and the effect of temperature on PID degradation was observed. Tested PV module (Evergreen) with the performance of 205 W has been uninstalled from the negative string of power plant. The module was PID degraded and regenerated again. It was found that the temperature rapidly accelerates the process of sodium diffusion, as can be seen from the dependencies in Figure 3. Temperature was increased locally at certain points of the PV module,so it was possible to compare these areas with the areas regenerated only by an electric field**.** Based on the findings, a new structure of sodium ion-resistant photovoltaic cells has been proposed. The structure of the photovoltaic cell has been modified by adding the PSG layer. The manufacturing process was then adjusted so that it does not interfere with the critical parameters of the photovoltaic cells – Table 2. The samples were further exposed to Potential Induced Degradation influence. From the measured results is visible PID resistive properties of the newly created samples, see Figure 6.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programe (project No. LO1210).

REFERENCES

[1] LAUSCH, D., V. Naumann, A. Graff, A. Hahnel, O. Breitenstein, C.Hagendorf and J. Bagdahn,"Sodium outdiffusion from stacking faults as root cause for the recovery proces of potential-induced degradation (PID), Energy Procedia 55 (2014) 486 –493.

[2] V. Naumann, C. Brzuska, M. Werner, S. Großer, and C. Hagendorf, "Investigations on the Formation of Stacking Fault-like PID-shunts", Energy Procedia, vol. 92, pp. 569-575, 2016.

[3] M. Barbato, A. Barbato, M. Meneghini, G. Tavernaro, M. Rossetto, and G. Meneghesso, "Potential induced degradation of N-type bifacial silicon solar cells: An investigation based on electrical and optical measurements", Solar Energy Materials and Solar Cells, vol. 168, pp. 51-61, 2017.

AN INFLUENCE OF CONDUCTIVE COMPONENT COMPOSITION ON GEL POLYMER ELECTROLYTE PROPERTIES

Iuliia Veselkova

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xgrach00@vutbr.cz

Supervised by: Marie Sedlaříková

E-mail: sedlara@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with searching of gel polymer electrolytes, which can be used as replacement of liquid electrolyte in lithium batteries and supercapacitors. The research reports how different salts and solvents affect mechanical, electrochemical and electrical properties of gel electrolytes. For measurement electrical and electrochemical properties were used methods such as impedance spectroscopy and cyclic voltammetry to calculate electrical conductivity and potential window respectively. Results indicate which chemical composition of gel polymer electrolyte theoretical can be work in electrochemical cell instead of liquid electrolyte.

Keywords: gel electrolyte, polymer, solvent, electrical conductivity, methyl methacrylate.

1 INTRODUCTION

In recent years the most widely used electrochemical power sources are lithium accumulators and supercapacitors. The development of current sources is focused on the research of new materials, which used in their manufacture and in the same time can be improve its safety, reliability, electrical and electrochemical properties, efficiency and flexibility [1,2].

In the field of chemical production prospective materials include gel polymer electrolytes, which now replace yet obsolete liquid electrolytes. These polymer gels, which based on conductive salt, have a number of advantages over the previous liquid electrolytes. The most important advantages are elimination of the risk of electrolyte spillage, high safety (no organic solvents with toxins are used), high shape flexibility, low reactivity due to solid component of gel, low density, resistance to mechanical stress, high temperatures and pressures, and vibrations. Also the advantages of gel polymer electrolyte include adhesion to the electrode surface, which limits the formation of aggregates and its surface and thus provides protection against internal short torsion and reduced power [1,2,3].

The main focus here is on improving polymer electrolyte parameters like increasing ion conductivity, expanding the potential window, improving the long-term chemical and electrochemical stability of both polymer and solvent docked. First section of this article presents basic chemical composition of gel polymer electrolyte, what salts and solvents were chosen and preparation process of gel electrolyte. In the previous section are all results, which were obtained in measurement process. And the final section will present some conclusions, which were made on the basis of measurements.

2 CHEMICAL COMPOSITION AND PREPARATION

The basic chemical composition of gel polymer electrolyte is composed of a conductivity component and a polymer component. The conductivity component usually contains conductive salt and solvent. There are lithium perchlorate ($LiClO_4$), lithium hexafluorophosphate ($LiPF_6$), lithium tetrafluoroborate ($LiBF_4$), sodium perchlorate ($NaClO_4$), sodium hexafluorophosphate ($NaPF_6$), sodium

tetrafluoroborate ($NaBF_4$) were used as a conductive salts. As solvents were chosen polyethylen carbonate (PC), ethylene carbonate/dimethyl carbonate (EC/DEC in weight 1:1) and ethylene carbonate/ dimethyl carbonate (EC/DMC in weight 1:1). The polymer component contains monomer, crosslinking agent and polymerization initiator. As monomer was used methyl methacrylate (MMA), as crosslinking agent was chosen ethylene glycol dimethacrylate (EDMA) and as initiator of polymerization was selected benzoin ethyl ether (BEE).

All gel polymer electrolytes were prepared in the same chemical composition with salt concentration 0.5 mol/l in selected solvent. The molar amount of monomer to conductivity component is 20 mol%. The molar amount of crosslinking agent to the monomer is 3.5 mol% and 1 mol% for initiator of polymerization [4,5]. The sample of gel polymer electrolyte can see in figure 1.

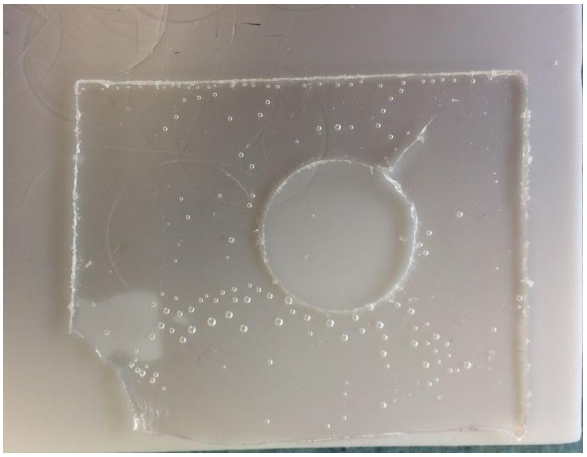


Figure 1: Sample of gel polymer electrolyte

Under the sample implied circular gel with diameter 16 mm with a defined thickness of 0.9 mm, which is cut out from the total area of formed (polymerized) gel. The development of gel samples consists of preparation of the solution, which injected into the form. The form has a square shape and consists of several layers: glass, Teflon, silicone, transparent foil and second glass. After that the form places into the polymerization chamber with UV light. The time of polymerization process in UV chamber is 60 min. All manipulation with gel polymer samples take place in glove box with argon atmosphere. Preparation of gel samples is focus on seeking for a gel polymer electrolyte with electrical conductivity 3-5 mS/cm and suitable potential window [3,4,5].

3 EXPERIMENTAL RESULTS

All gel samples analyze using two methods. There are electrochemical impedance spectroscopy and cyclic voltammetry. Impedance spectroscopy use to measure electrical conductivity. Cyclic voltammetry use to measure potential window of gel electrolytes. These methods have been used to evaluate and compare electrical and electrochemical properties. Measurement range of electrochemical impedance is from 1 MHz to 0.1 MHz and steps per decade is 6, amplitude sinusoidal signal is 10 mV.

The measurement results of gel samples, which were made with PC as solvent, are shown in table 1.

Gel samples, which were made with PC as solvent, have good mechanical properties. Most of them are clear, non-adhesive, without bubbles, have a good handing of the gel, flexible. The sample with $NaBF_4$ as salt in conductivity component is adhesive, poor handing of it.

Table 2 is shown the results of gel polymer samples, which were made with EC/DEC as solvent. Samples from this group of gel polymer electrolytes, which were made with EC/DEC as solvent, have different mechanical properties. The samples with $NaBF_4$, $LiClO_4$ and $LiBF_4$ are adhesive,

jerked, non-flexible and have a poor handing of them. The samples with the other salts have good mechanical properties.

Parameter	γ [mS/cm]	5 µA	10 µA
$LiClO_4$	2.75	-	-
$LiPF_6$	2.82	-	-
$LiBF_4$	1.75	1.58	3.05
$NaClO_4$	1.96	3.4	3.88
$NaPF_6$	2.2	-	-
$NaBF_4$	0.98	2.12	3.5

Table 1: Electrical conductivity and potential windows of gel polymer electrolytes with PC as solvent

Parameter	γ [mS/cm]	5 µA	10 µA
$LiClO_4$	1.47	0.83	1.09
$LiPF_6$	3.06	-	-
$LiBF_4$	1.98	-	2.93
$NaClO_4$	1.35	3.27	3.76
$NaPF_6$	6.46	-	-
$NaBF_4$	0.98	-	0.64

Table 2: Electrical conductivity and potential windows of gel polymer electrolytes with EC/DEC as solvent

Measured values of electrical conductivity and potential windows of gel samples, which were made with EC/DMC as solvent are shown is Table 3.

Parameter	γ [mS/cm]	5 µA	10 µA
$LiClO_4$	4.07	-	-
$LiPF_6$	5.18	-	-
$LiBF_4$	1.82	3.17	3.5
$NaClO_4$	3.45	1.0	1.2
$NaPF_6$	3.6	-	-
$NaBF_4$	0.63	2.6	3.7

Table 3: Electrical conductivity and potential windows of gel polymer electrolytes with EC/DMC as solvent

All gel samples with EC/DMC as solvent have bad properties. There are jerked, poor handing, non-flexible, adhesive and wrinkled.

Figure 2 shows how the electrical conductivity varies with the chosen lithium salt and solvent.

In salt comparison can be seen, that gel electrolytes based on $LiPF_6$ salt have higher conductivity in different solvents then other chosen lithium salts. The highest conductivity 5.18 mS/cm have gel

sample with EC/DMC as solvent, but mechanical properties of it are not good for next manipulation.

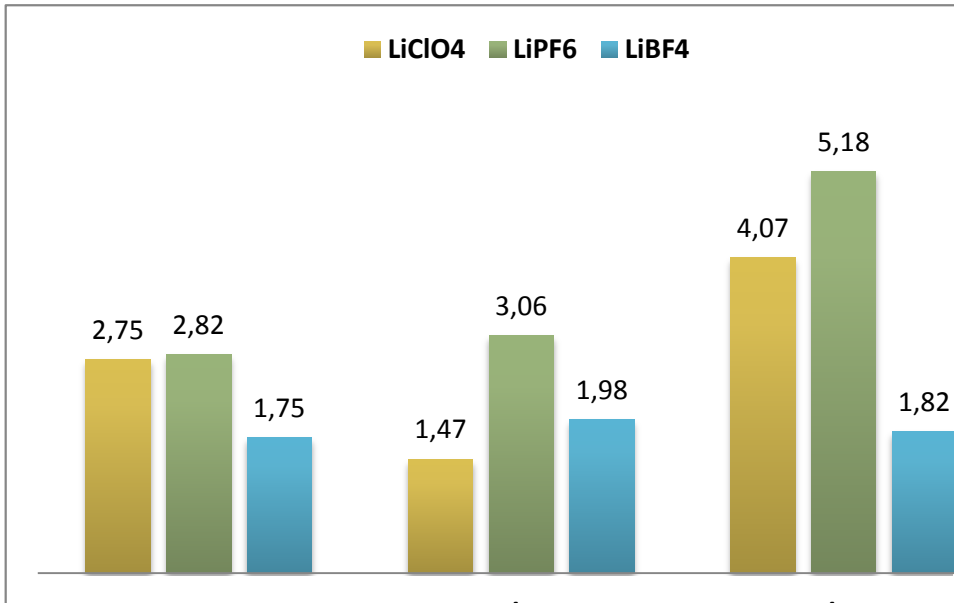


Figure 2: Electrical conductivity of lithium salts

Figure 3 shows how the electrical conductivity varies with the sodium salt in different chosen solvents. The higher conductivities have gel samples based on $NaPF_6$ salt. In the solvent EC/DEC gel polymer electrolyte with this salt has the highest conductivity 6.46 mS/cm.

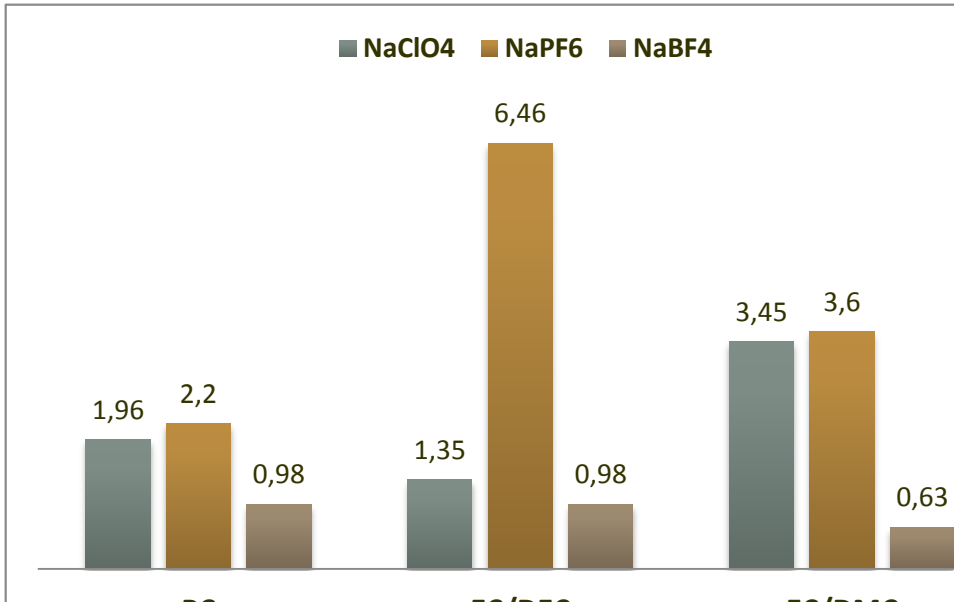


Figure 3: Electrical conductivity of sodium salts

4 CONCLUSIONS

This paper has shown that chemical composition in conductive component of gel polymer electrolytes have a considerable influence on electrical, electrochemical and mechanical properties. From the measured values of gel polymer electrolytes is evident that different salts and solvents have different effect on conductivity and electrochemical stability, may cause an increase or a decrease in the conductivity. Comparison of all properties gives, that fluorophosphates increase electrical con-

ductivity and electrochemical stability better than other conductive salts. Mechanical properties of these gel electrolytes are better too. The results of this work could be used to future research, which will be focused on increasing thermal stability of gel electrolytes and their further application in Li-ion batteries.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the project "Materiály a technologie pro elektrotechniku III".

REFERENCES

[1] Bárta, V. Mechanické vlastnosti gelových aprotických elektrolytů. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011.

[2] Bláha, V. Gelové polymerní elektrolyty pro superkondenzátory. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011.

[3] Veselkova, I. Gelové polymerní elektrolyty na bázi MMA s retardéry hoření. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav elektrotechnologie, 2017.

[4] Veselkova, I.; Jahn, M.; Sedlarikova, M.; Vondrak, J. Effect of cross- linking agents and flame retardants on gel polymer electrolyte. In *Advanced Batteries Accumulators and Fuel Cells – 18th ABAF*. Brno: Brno University of Technology, 2017. s. 93-94. ISBN: 978-80-214-5529- 0.

[5] Jahn, M.; Pospišilová, M.; Sedlaříková, M.; Vondrák, J. Gel polymer electrolytes modified ionic liquids. In *38. Nekonvenční zdroje elektrické energie.* 1. Hustopeče: Česká elektrotechnická společnost, 2017. s. 27-31. ISBN: 978-80-02-02725- 6.

DEVELOPMENT OF STABLE PEROVSKITE CELLS

Dávid Strachala, Matouš Kratochvíl, Josef Hylský

Doctoral Degree Programme (4.), FEEC BUT

E-mail: xstrac07@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Vaněk

E-mail: vanekji@feec.vutbr.cz

Abstract: The main purpose of the work is to find an optimal way for the preparation of stable perovskite photovoltaic cell. Ten solar cells have been created with the active area consisting of $CH_3NH_3PbI_3$ and $CH_3NH_3PbI_{3-2}Cl_2$ solutions. It was concluded that the $CH_3NH_3PbI_{3-2}Cl_2$ structure is more stable against environmental influences because of chlorine addition. Supplementary experiments were done to confirm the moisture influence. During the research has been found that films formed in humidity with 15 % RH have a different structure than perovskite manufactured in dry glove boxes filled with nitrogen atmosphere. We are concluding that perovskite grains have unified and their volume has increased. These processes have had a positive impact on the efficiency and stability of the cells.

Keywords: Perovskite photovoltaic cells, stability of perovskite solar cells, impact of moisture on perovskite, incorporation of chlorine atoms into perovskite structure.

1 INTRODUCTION

Perovskite photovoltaic cells can be classified as hybrid organic - inorganic materials. Their general structure is shown in Figure 1. Perovskite structure can be understood as a positively charged atom **A** located in the center of the cube with the cations **B** at the corners of cube. The cube walls are then surrounded by the anions **X**.

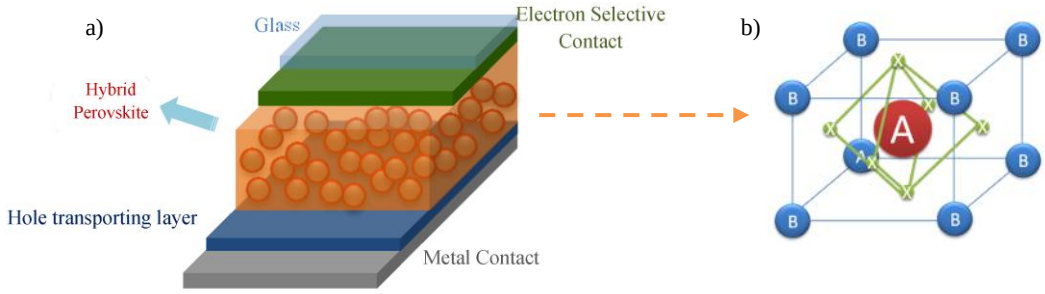


Figure 1: a) General perovskite solar cells structure[1]; b) Crystal arrangements of perovskites

The main problem of perovskite photovoltaic cells is their stability. The lifetime of silicon solar cells is almost 30 years. The lifetime of the perovskite solar cells is about a couple of months. Degradation of perovskite photovoltaic cells is not fully understood. Their main causes are known as the effects of humidity and impact of irradiance, but the physical and interlayer processes influencing the stability are not sufficiently explained [2].

The degradation of perovskite solar cell can be generally divided into an *extrinsic* degradation – external influences of oxygen, incident radiation, humidity, temperature and *intrinsic* degradation – influence of temperature and electric field inside the structure. Perovskite materials (eg. $CH_3NH_3PbI_3$) are very susceptible to the presence of oxygen and water and can degraded within the minutes, at most hours during the atmospheric influences [2]. One of the main reasons for reducing cell performance is the effect of moisture [3]. There are several theories that H_2O mole-

cules disturb perovskite causing its fading (due to the presence of NH_3 and PbI_2 formation after H_2O intrusion) [3]. Single molecule of water can cause material degradation. Moisture can decompose the hybrid organic-inorganic perovskite completely and release hydroiodic acid HI and methylammonium CH_3NH_2 [3].

2 PEROVSKITE SOLAR CELL MANUFACTURING WITH CHLORINE ADDITION

In total it was prepared 10 samples with composition:

- Cathode: vapor-deposited - Al
- Electron selective contact: $PC_{61}BM$ methyl-ester [6,6]-fenyl C_{61} butyric acid
- Perovskite layer: 5x $CH_3NH_3PbI_3$ and 5x $CH_3NH_3PbI_{3-2}Cl_2$
- Hole transporting layer: PEDOT:PSS (Poly3,4etylenedioxythiofen): poly(styrensulfonate)
- Glass: ITO (Indium Tin Oxide) In_2O_3-SnO_2

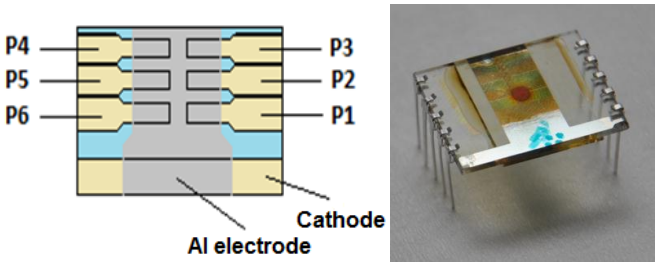


Figure 2: a) Pattern of the perovskite solar cell [4]; b) Perovskite solar cell sample 1

Interesting results have been achieved by chlorine addition to the active layer of perovskite. Comparing the structure $CH_3NH_3PbI_3$ and $CH_3NH_3PbI_{3-2}Cl_2$, it was concluded that the $CH_3NH_3PbI_{3-2}Cl_2$ structure was after two weeks of an ambient environment exposure up to 25% more resistant. For the first-mentioned structure, the power output drop was approximately 75 % after 2 weeks, whereas the second structure has fallen only half of its original power output value.

This confirms the assumption about "reorganization" of the perovskite crystal structure. Smaller chlorine anions have created more compact structure more resistant to degradation. Chlorine anions also reduce the lattice constant, which is similar with the substitution of iodide using bromide [5]. Compact structure would decrease the sensitivity of the $CH_3NH_3PbI_{3-2}Cl_2$ material to moisture, light and temperature due to its higher binding constant compared to the $CH_3NH_3PbI_3$ structure.

Therefore, a deeper analysis including microstructural and crystallographic studies must be performed to confirm the origin of this observation. The rest of the article will focus on the influence of moisture on the perovskite structure.

3 INFLUENCE OF MOISTURE ON MANUFACTURED PEROVSKITE SOLAR CELL

In order to analyze the effects causing degradation of perovskite photovoltaic cells, it was necessary to create appropriate reference samples. Three samples of perovskite solar cells were manufactured with the structure ITO/PEDOT:PSS/$CH_3NH_3PbI_{3-2}Cl_2$/$PC_{61}BM$/Al electrode in 15 % RH (relative humidity) environment and three of them in dry box with minimal humidity (less than 1 ppm of H_2O). Perovskite sample 1 and its preparation can be seen in Figure 2.

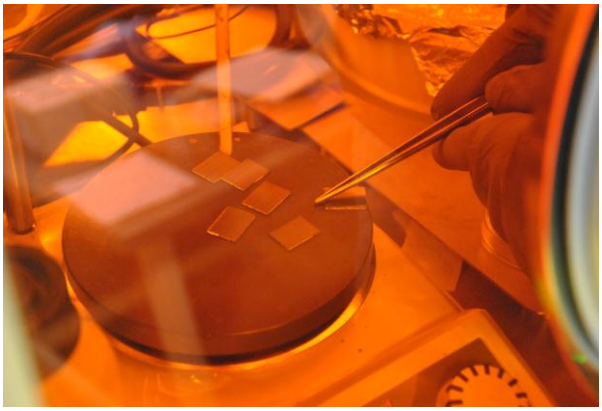


Figure 2: Preparation of perovskite solar cells in glove box

Moisture has significant impact on $CH_3NH_3PbI_{3-2}Cl_2$ perovskite layer. Because of hygroscopic nature of the methylammonium it has a crucial influence during perovskite crystal formation. Films formed in humidity with 15 % RH have different structure than perovskite manufactured in dry glove boxes with nitrogen atmosphere. Perovskite layer has a less continuous morphology and film formation was faster. The perovskite grains have unified leading to the enlargement of its volume. This may reduce the number of grain boundaries which forms a barrier to the current. The open – circuit voltage was also improved. For an observation of ongoing processes was done AFM microscope analysis, see Figure 3.

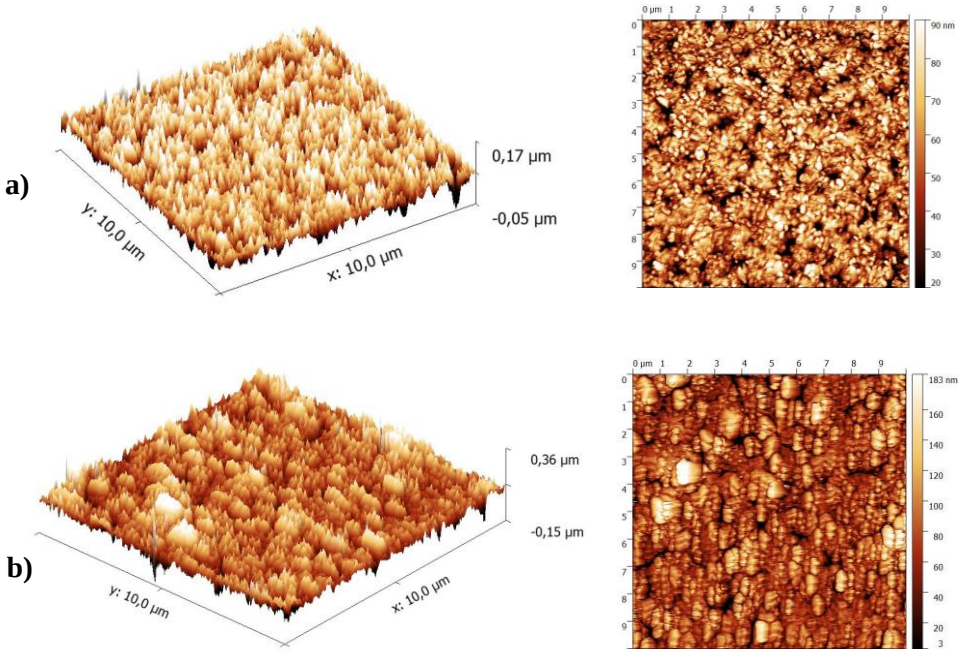


Figure 3: a) AFM microscopy analysis of active layer of perovskite solar cell where the moisture was not used during manufacturing process, **b)** AFM microscopy analysis of active layer of perovskite solar cell with perovskite applied at 15 % RH humidity

Other experiments were done to confirm the influence of moisture. An active perovskite layer of first cell was exposed to an inert atmosphere and the second one to the external influences of moisture and irradiation. The sample exposed to external influences significantly bleached, see Figure 4. Applied films has changed color more quickly in a moist atmosphere, in which they form faster.

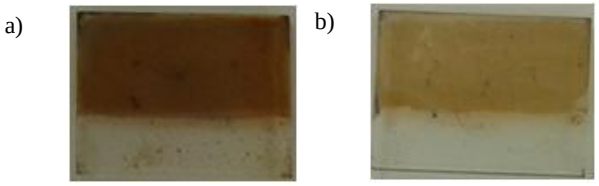


Figure 4: a) Sample with active layer formed under inert atmosphere, b) sample with an active layer exposed to a moisture and UV rays.

In the current-voltage characteristics, see Figure 5, can be seen that the impact of moisture is significant in the open-circuit voltage and also in the short-circuit current. Perovskite cell manufactured without moisture influences has open-circuit voltage of approximately 0.891 V (1_P2) and 0.919 V (1_P3). On the other hand, perovskites annealed in a humid environment have open – circuit voltage approximately 0.946 V (1_P4) and even higher 0.933 V (1_P5). Perovskites created in a moisture atmosphere have significantly higher short circuit current J_{SC}. This corresponds with higher power conversion efficiency of the cells 1_P2 and 1_P3, see Table 1.

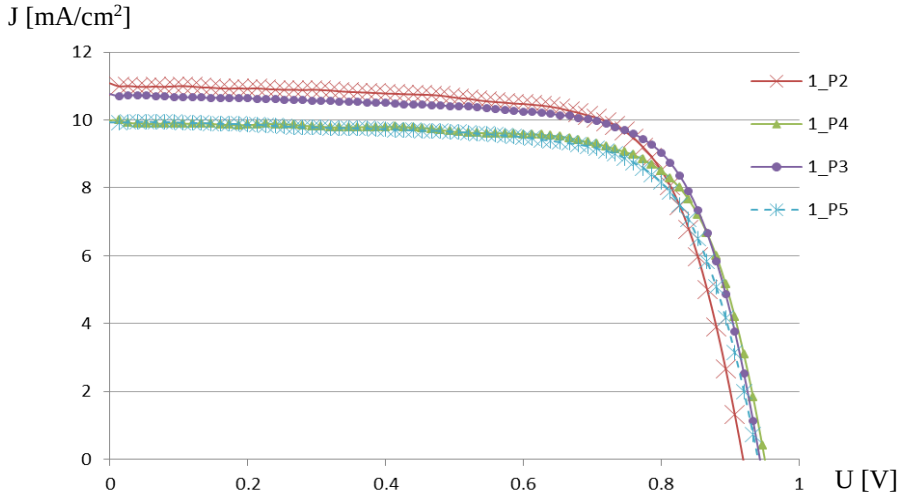


Figure 5: a) Perovskite solar cells manufactured in 15 % RH 1_P2; 1_P3 and perovskite solar cells manufactured with humidity less than 1ppm 1_P4; 1_P5

Device	J_{sc} [mA/cm^2]	V_{oc} [mV]	P_{mpp} [W]	*FF* [%]	η [%]
1_P2	11.08	891.67	0.33	70.92	7.12
1_P3	10.77	919.98	0.33	71.34	7.22
1_P4	9.99	946.73	0.27	64.72	5.95
1_P5	9.93	933.34	0.22	55.62	5.42

Table 1: Average parameters of manufactured perovskite solar cells

It is important to distinguish between manufacturing process and degradation of the perovskite film during moisture exposure. The presence of humidity changes the formation of the perovskite during the crystallization but also has a harmful effect on a crystallized film. Exposure to moisture after manufacturing process will decomposed methylammonium lead iodide. The unanswered question is whether a change of perovskite crystal formation is due to moisture atmosphere permanent or just a short-term affair. Further research will focus on this.

CONCLUSION

In total has been created ten solar cells. Five of them with $CH_3NH_3PbI_3$ perovskite structure and the rest with $CH_3NH_3PbI_{3-2}Cl_2$ structure. Photovoltaic cells with chlorine were more resistant against degradation. It was probably caused by more compact structure. Conversion efficiency of created cells were approximately 6 %. The best sample no.1 has reached promising 7.22 % value. To observe the influence of moisture were three samples manufactured in 15 % RH and three samples in an N_2 environment with minimal humidity environment.

An interesting phenomenon has occurred when were samples 1_P2; 1_P3 exposed to the moisture during manufacturing process. Conversion efficiency has increased to $\eta = 7.22$ % and 7.12 % value. The grains have unified which led to the enlargement of its volume, see Figure 3. The impact of UV rays and moisture was also observed in bleaching of an active perovskite layer, see Figure 4.

Moisture influence on the perovskite material and especially the effect of humidity during the perovskite fabrication is an important factor which should continue to be investigated. Moisture can be critical in the formation of high-quality perovskite films with the highest possible conversion efficiency. There is a wide variation of manufacturing conditions between the laboratories which are often not reported.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210).

REFERENCES

[1] KANDJANI, Sohrab Ahmadi, Soghra MIRERSHADI a Arash NIKNIAZ, *Inorganic–Organic Perovskite Solar Cells*. 2015-10-22. DOI: 10.5772/58970. ISBN 10.5772/58970. Available from: http://www.intechopen.com/books/solar-cells-new-approaches-and-reviews/inorganic-organic-perovskite-solar-cells

[2] CHEN, Jianqing, Xin CAI, Donghui YANG, et al., *Recent progress in stabilizing hybrid perovskites for solar cell applications*. 2015-10-22. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2017.04.025. ISBN 10.1016/j.jpowsour.2017.04.025.Available from: http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0378775317305104

[3] CONTRERAS-BERNAL, Lidia, Clara ARANDA, Marta VALLES-PELARDA, et al., *Homeopathic Perovskite Solar Cells: Effect of Humidity during Fabrication on the Performance and Stability of the Device*. 2015-10-22. DOI: 10.1021/acs.jpcc.8b01558. ISBN 10.1021/acs.jpcc.8b01558. Available from: http://pubs.acs.org/doi/10.1021/acs.jpcc.8b01558

[4] Perovskites and Perovskite Solar Cells: An Introduction. 2015. *Ossila.com* [online]. UK [cit. 2016-04-30]. Available from: http://www.ossila.com/pages/perovskites-and-perovskite-solar-cells-an-introduction

[5] SHENG, Rui, Anita HO-BAILLIE, Shujuan HUANG, et al., *Methylammonium Lead Bromide Perovskite-Based Solar Cells by Vapor-Assisted Deposition: Effect of Humidity during Fabrication on the Performance and Stability of the Device*. 2015-10-22. DOI: 10.1021/jp512936z. ISBN 10.1021/jp512936z. Available from: http://pubs.acs.org/doi/10.1021/jp512936z

HYBRID MICROPHONE PREAMPLIFIER WITH VARIABLE SELECTION OF AMPLIFIER TECHNOLOGY

Tomáš Musil

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xmusil54@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Háze

E-mail: haze@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with the design of a studio level hybrid microphone pre-amplifier using a vacuum tube and semiconductor technology. The pre-amplifier circuit also contains an analog VU meter, 48 V phantom power supply, variable high pass filter, phase inverter switch and adjustable stage input impedance. This paper also deals with the design of a multi-voltage power supply unit and microprocessor controller unit ensuring completely automatic amplifier functions. The end of the paper is dedicated to a characteristics measurement determining its parameters.

Keywords: Vacuum tube, phantom power, microphone, microprocessor, operational amplifier, preamplifier, triode, heating

1 INTRODUCTION

Almost each recent electronic device is based on the semiconductor technology. The benefits are indisputable – low price, high efficiency, small dimensions and high-density integration. However there is a significant part of the market where the vacuum tube technology is preferred over the semiconductors. The music industry is exactly the one where equipment based on the vacuum tubes is the most preferred because of its soft and warm sound which is naturally more pleasant to the human ear. The key to this phenomenon is a relatively high harmonic distortion causing an increment of even and odd harmonic frequencies if using the vacuum tube as an amplifier. On the other hand semiconductor based amplifiers have an advantage of easier circuit wiring requirements and also very low harmonic distortion making its sound more precise and cold. This article deals with the design of the hybrid microphone pre-amplifier using both technologies letting the user smoothly select a suitable ratio between solid-state and vacuum tube. For a greater user experience the pre-amplifier is equipped with many useful features as a 48 V phantom power supply to operate condenser microphones, input and output analog VU meter, variable high pass filter, phase inverter and adjustable input impedance.

2 INPUT PROCESSING CHAIN

A pre-processed signal from a source (dynamic or condenser microphone, low level line signal, etc.) is led into input part of the pre-amplifier. The purpose of this part (Figure 1) is to process a raw input signal to forthcoming processing and also to adapt its input parameters for the best performance. It consists of a 2nd order LCR high pass filter, -20 dB attenuation pad, adjustable input impedance in 4 steps (600 Ω, 1.4 kΩ, 2.4 kΩ, 6.8 kΩ) and phase inverter swapping the polarity of the input signal. The next important feature is the 48 V phantom power supply allowing to use the condenser microphones. This process is controlled by microprocessor which simply connects or disconnects both positive (+) and negative (-) wires to the phantom power supply. These signal wires and the power supply are separated from each other by pair of resistors (6.81 kΩ) according to a norm DIN 45596 [1].

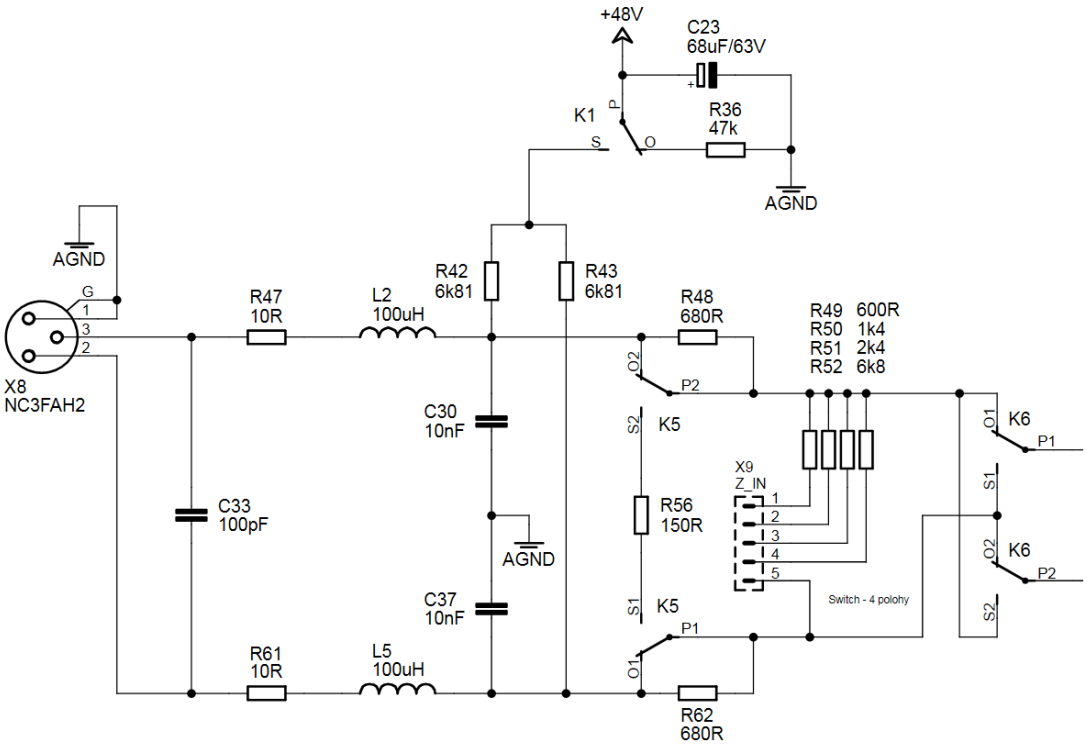


Figure 1: Pre-amplifier input (part 1)

Then the audio signal leads into a second part (Figure 2) which contains an AC coupling capacitors removing a DC component of the signal, ESD protection circuit protecting an integrated circuit INA217 and reducing voltage spikes caused by phantom power supply when activated. At this point the partially processed audio signal leads into the opamp INA217 (IC4). This precise low-noise (1.3 nV/√Hz at 1 kHz), low-distortion (THD+N 0.004% at 1 kHz), monolithic operational amplifier [2] converts the symmetrical input signal into unsymmetrical and then amplifies it in a range of 6 dB to 40 dB. A final frequency adjustment is made by 1st order RC high pass filter which is adjustable in 4 steps (10 Hz, 75 Hz, 100 Hz and 150 Hz).

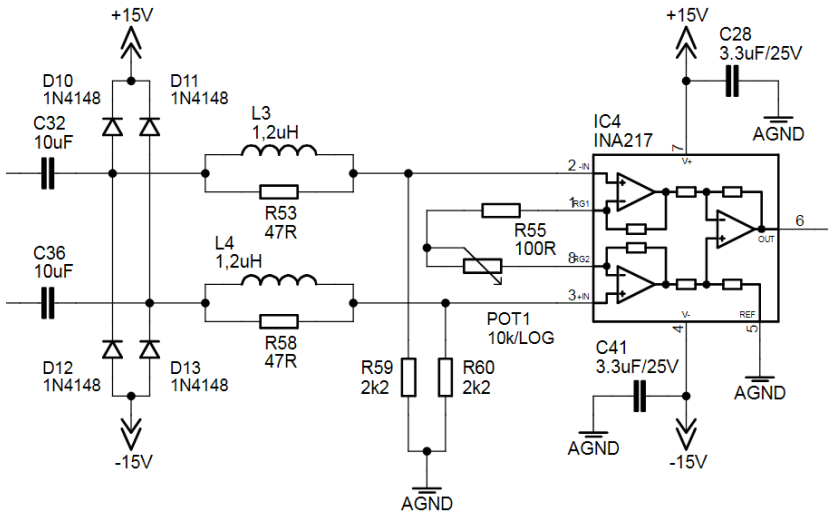


Figure 2: Pre-amplifier input (part 2)

3 VACUUM TUBE STAGE

Vacuum tube stage (Figure 3) is based on a double triode ECC82 (otherwise marked as the 12AU7) working as a cathode follower in first stage and then in a final stage as a common cathode amplifier using an output audio transformer Lundahl LL1660 (10 mA version) [3].

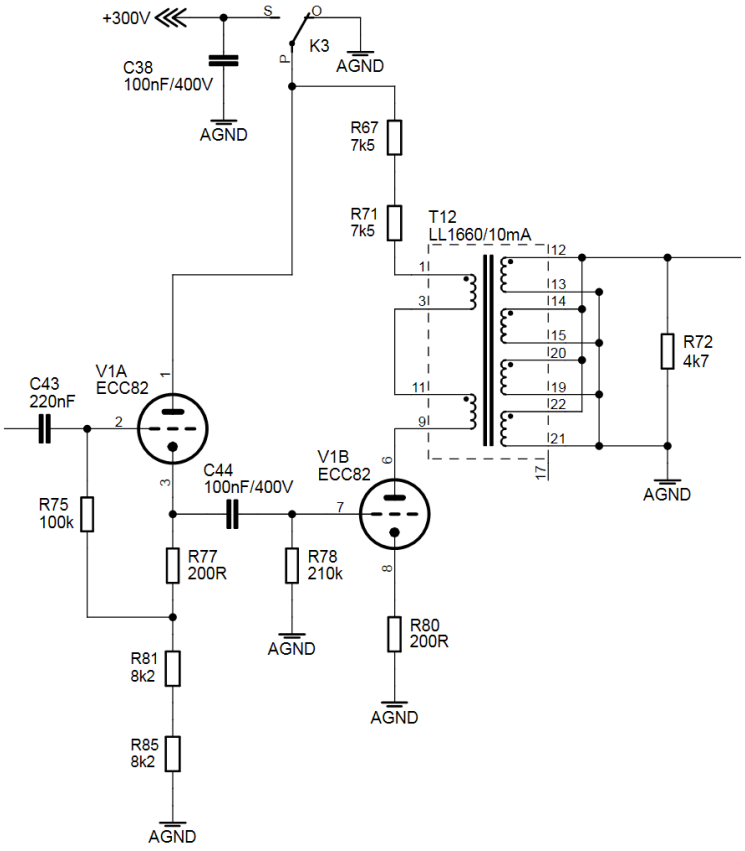


Figure 3: Vacuum tube stage

The cathode follower at the first stage is supposed to separate incoming audio signal from a rest of the circuit. A formula (shown below) defines the calculation method determining a voltage gain of the first stage.

$$A_{\mathrm{V}} = \frac{\mu \cdot R_{\mathrm{K}}}{r_{\mathrm{a}} + R_{\mathrm{K}} \cdot (\mu + 1)} \tag{1}$$

Using the ECC82 vacuum tube [4] the voltage gain equals 0.345. The second and final common cathode stage has the voltage gain equal to -11.33 and a result is solved using the formula below.

$$A_{\mathrm{V}} = \frac{-\mu \cdot R_{\mathrm{A}}}{r_{\mathrm{a}} + R_{\mathrm{A}} + R_{\mathrm{K}} \cdot (\mu + 1)} \tag{2}$$

The whole tube stage is powered by stabilized 300 V power supply (Figure 4) based on a TL431 precise programmable reference [5] and power MOSFET IRFBG30. The maximum output current that can be delivered to a load is internally limited to 194.4 mA with only 7 V drop-out voltage.

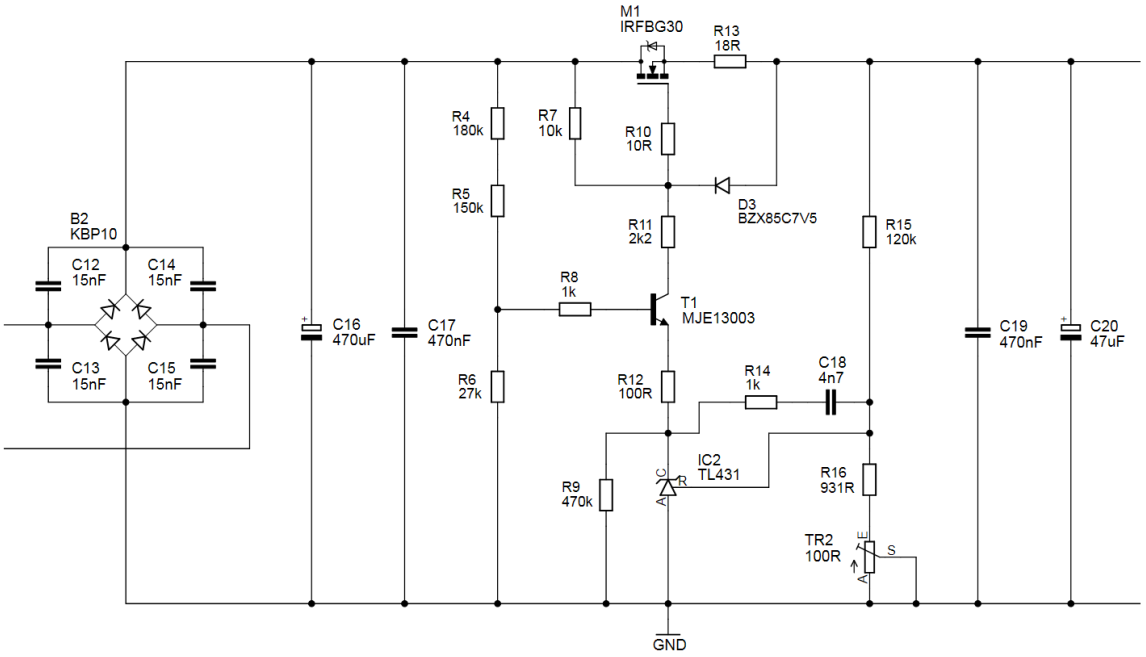


Figure 4: Vacuum stage power supply

4 MICROCONTROLLER

The pre-amplifier is equipped with an 8-bit microcontroller ATtiny24A with 2 kB of Flash memory [6] by Atmel Corporation, for simplification purposes. Its job is to automate a power-up and power-down sequence and handling all user functions.

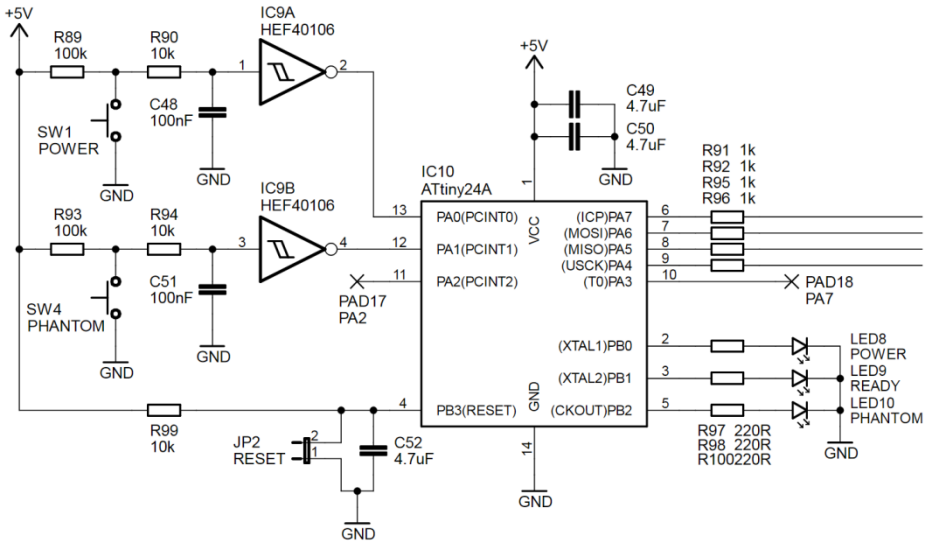


Figure 5: Microcontroller unit circuit

The user interface consists of 2 user buttons (power button, illuminated phantom power button) and 3 status LEDs (power state, ready, phantom power indication). The power-up sequence takes 62 seconds to fully operational state (most of the time takes a heating of the vacuum tube) and 7 seconds to power-off. Also the phantom power button has a safe protection (it has to be pressed longer than 2 seconds) so it cannot be switched on unintendedly.

5 CHARACTERISTIC MEASUREMENT

An audio analyser Apx525 by Audio Precision was used for measuring a frequency and phase response and harmonic distortion. A measurement bandwidth of 20 Hz to 40 kHz was applied using a sine wave signal with amplitude of 1 V_{RMS}.

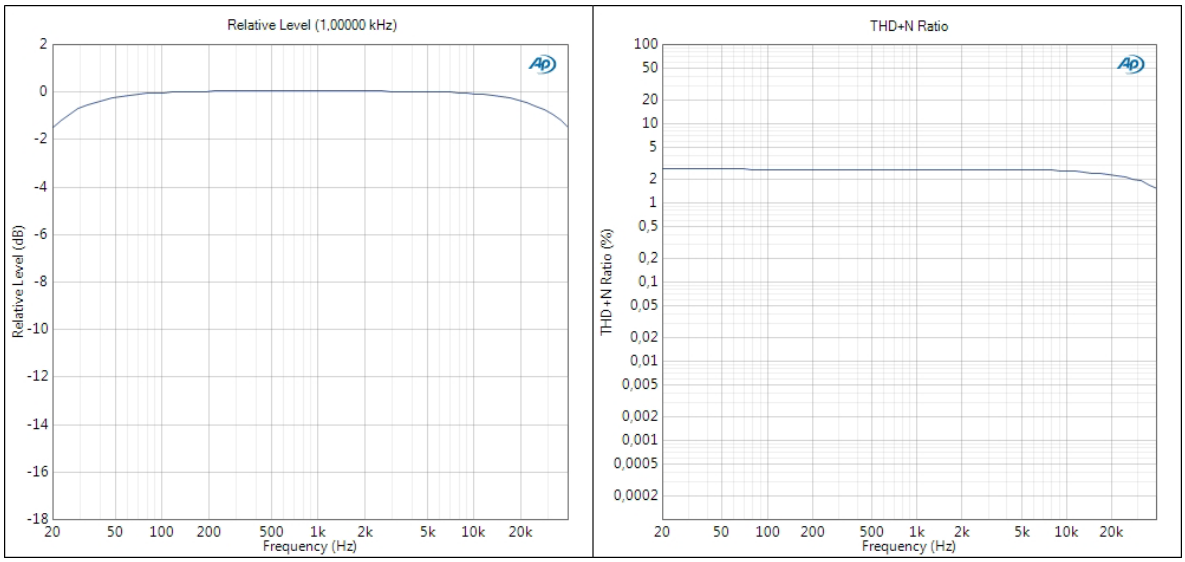


Figure 6: Illustration of measurement results

6 CONCLUSION

This article shows a partial circuit design solution of the hybrid microphone pre-amplifier. Final product contains the vacuum tube and semiconductor stage with smooth summation amplifier at the end and also all the designed features. The series of measurements was taken to provide final results. The pre-amplifier overall maximum gain is approximately 53 dB, the frequency response if the vacuum tube stage is used is within the range of 50 Hz to 30 kHz (-1 dB) with maximum distortion of 3 % (mostly 2nd harmonics). If the semiconductor technology is used the frequency response is within the range of 25 Hz to 31.5 kHz with total distortion less than 0.02 %

REFERENCES

[1] GERMANY. DIN 45596. In: . Deutsches Institut fur Normung E.V. (DIN), August 1981 [cit. 2018-3-12]

[2] INA217: Low-Noise, Low-Distortion Instrumentation Amplifier Replacement for SSM2017. Texas Instruments [pdf]. 2002 [cit. 2018-3-12]

[3] LL1660: Tube Amplifier Interstage Transformer / Line Output Transformer. Lundahl Transformers [pdf]. 2011 [cit. 2018-3-12]

[4] General Electric 12AU7: Twin Triode [pdf]. 1956. [cit. 2018-3-12]

[5] TL43XX Precision Programmable Reference. Texas Instruments [pdf]. [cit. 2018-3-12]

[6] Microcontroller with 2K/4K/8K Bytes In-System Programmable Flash: ATtiny24A, ATtiny44A, ATtiny84A. Atmel [pdf]. [cit. 2018-3-12].

CARBOXYMETHYL CELLULOSE AS THE BINDER FOR THE LITHIUM-SULFUR BATTERIES

Kamil Jaššo

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xjasso00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomáš Kazda

E-mail: kazda@feec.vutbr.cz

Abstract: Demand for the high energy density batteries significantly increased along with the rapid development of new power source depending technologies. While these technologies are rapidly evolving, the battery industry is lagging behind unable to meet the demand. As a prospective successor to the existing li-ion battery technology, can be the high-capacity lithium-sulfur battery system (Li-S). The most commonly used composition of the positive electrode material of Li-S batteries is a mixture of sulfur, carbon and PVDF[1] binder mixed in NMP[2] solvent, which is (according to the WHO[3]) slightly toxic. The article deals with a replacing PVDF with organic non-toxic water-soluble binder.

Keywords: Accumulator, Battery, Binders, Cathode, Li-S, Lithium, Organic, Sulfur, Water-soluble

1 INTRODUCTION

Worldwide demand for energy sources has increased over the last decade, mainly thanks to the rapid growth of wearable devices and electrical vehicles. Existing li-ion battery technology is approaching to its technical limits and ceases to be sufficient to meet this demand. Therefore, new battery technologies must overcome the limits of current li-ion technology. One of these technologies is the lithium-sulfur battery system (Li-S or LSB).

High-capacity lithium-sulfur batteries have the potential in the near future to replace li-ion batteries, which are close to their technical limits. Sulfur as the active material of the positive electrodes is a particularly promising due to its high theoretical capacity of 1672 mAh/g, high availability and low cost (sulfur is one of the abundant elements).

However, lithium-sulfur battery system has some problems, that have to be resolved before it could be successfully deployed into commercial production. The commercialization of this technology is hindered by significant capacity fading problem, which is caused by irreversible oxidation of sulfur active material during the cycling of the cell.

2 LITHIUM-SULFUR ACCUMULATOR

Lithium-sulfur cells are composed of metallic lithium on the side of negative electrode and sulfur-containing cathode material deposited on aluminum current collector on the side of positive electrode. Since sulfur has weak conductivity $1x10^{-15}$ S/m, the cathode material must contain a conducting element (most commonly carbon) and therefore also binder (most commonly PVDF). The most commonly used electrolyte is composed of LiTFSI:$LiNO_3$[4] salts dissolved in DME:DOL[5] solvents.

[1] PVDF – Polyvinylidene fluoride
[2] NMP – N-methyl-2-pyrrolidone
[3] WHO – World Health Organization
[4] LITFSI - Lithium bis(trifluoromethanesulfonyl)imide, $LiNO_3$ - Lithium nitrate
[5] DME - 1,2-dimethoxyethane, DOL - 1,3-dioxolane

Unlike lithium-ion batteries, which are working on the principle of the intercalation process, the lithium-sulfur battery is the conversion type of the battery, and its discharging and charging involve electrochemical reactions.

The negative electrode reaction:

$$2Li \leftrightarrow 2Li^{+} + 2e^{-} \quad (1)$$

The positive electrode reaction:

$$S + 2e^{-} \leftrightarrow S^{2-} \quad (2)$$

The overall reaction (→ discharging, ← charging):

$$2Li + S \leftrightarrow Li_2S \quad (3)$$

Sulfur has the great variety of molecular forms; therefore, the allotropy of sulfur is complex. The most wide-spread and most stable allotrope of sulfur in nature is the orthorhombic α-form S_8 molecule (cyclo-octasulfur) in the shape of a ring or "crown". The α-form S_8 has a density of 2.069 g/cm^3 and is a great electrical insulator. Because of the usage of α-form S_8, the actual overall reaction, could be described as: [1]

$$16Li + S_8 \leftrightarrow 8Li_2S \quad (4)$$

At the start of the discharge of the cell, ring sulfur molecules are opened and receive the lithium ions, which leads to creation of lithiated polysulfide chains Li_2S_8. Furthermore, discharging causes the chains to break down into smaller chains ending at Li_2S, when the cell is considered to be discharged. Some of these intermediate chains are soluble in the electrolyte and are settling on the surface of the negative lithium electrode, which results in so-called shuttle effect (or shuttle phenomenon). Polysulfides shuttle results in corrosion of lithium electrode and loss of active material of positive electrode, which will reflect in self-discharging of the cell and lower coulombic efficiency. Figure 1. shows briefly the electrochemical reactions occurring in the Li-S cell during the discharge. [2]

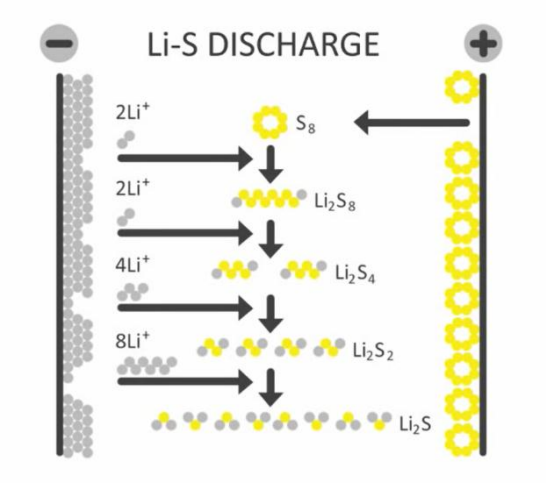


Figure 1: Brief description of electrochemical reactions occurring in a lithium-sulfur cell during its discharge. [3]

Another shortcoming of lithium-sulfur battery technology is a considerable volume change (circa 80%) during cycling of the cell, resulting from the fact that the final discharge product Li_2S has a different density (1.66 g/cm^3) than the initial α-form S_8. This volume change causes an internal stress on the electrode material resulting in its disintegration and loss of conductive contact between electrode material and current collector and electrode material itself. [2][4]

One of the areas of lithium-sulfur battery research is the research of binders capable of maintaining the cell's internal integrity during cycling while keeping the polysulfides in the vicinity of the positive electrode.

3 EXPERIMENTAL

Several samples of the electrodes have been made. As the reference electrode, an electrode composed of 60% Sulfur (Sigma Aldrich ≥99.5%) 30% Super P Carbon Black and 10% PVDF was made. Reference electrode's materials were dissolved in the NMP solvent and mixed in a magnetic stirrer for 24 hours. Since this preparation method has proved to be insufficient in the case of water-soluble carboxymethyl cellulose binder (CMC) and no uniform bonding of the materials was achieved, this electrode was prepared slightly differently and the second reference PVDF electrode was formed by the same preparation method. Materials were first mixed in a planetary ball mill for 15 minutes at 400 rpm and then poured with distilled water and again mixed on a magnetic stirrer. The same procedure was used for the second reference electrode containing PVDF binder to make results comparable. All the electrodes were then applied to the aluminum current collector by slurry coating method with 200 µm layer-thickness coating bar. The materials deposited on the current collectors were dried at 60°C for 24 hours and then circular electrodes of a 18mm diameter were cut off. All measured electrodes were pressed with a pressure of 300 kg/cm^2 and inserted in the argon glove box into the electrochemical measuring cells (El-Cell®). As a counter-electrode, the circular lithium metal was used and the 130 µl of electrolyte (LiTFSI/$LiNO_3$ in DME:DOL) were dropped in the cell.

In an attempt to monitor operating mechanisms of Li-S sample cells, several techniques have been used, including spectroscopic and electrochemical analyzes. Energy dispersive spectroscopy (EDS) in scanning electron microscope (SEM) was used to analyze the surface structure of the electrode samples and the distribution of the elements on their surfaces (before pressing).

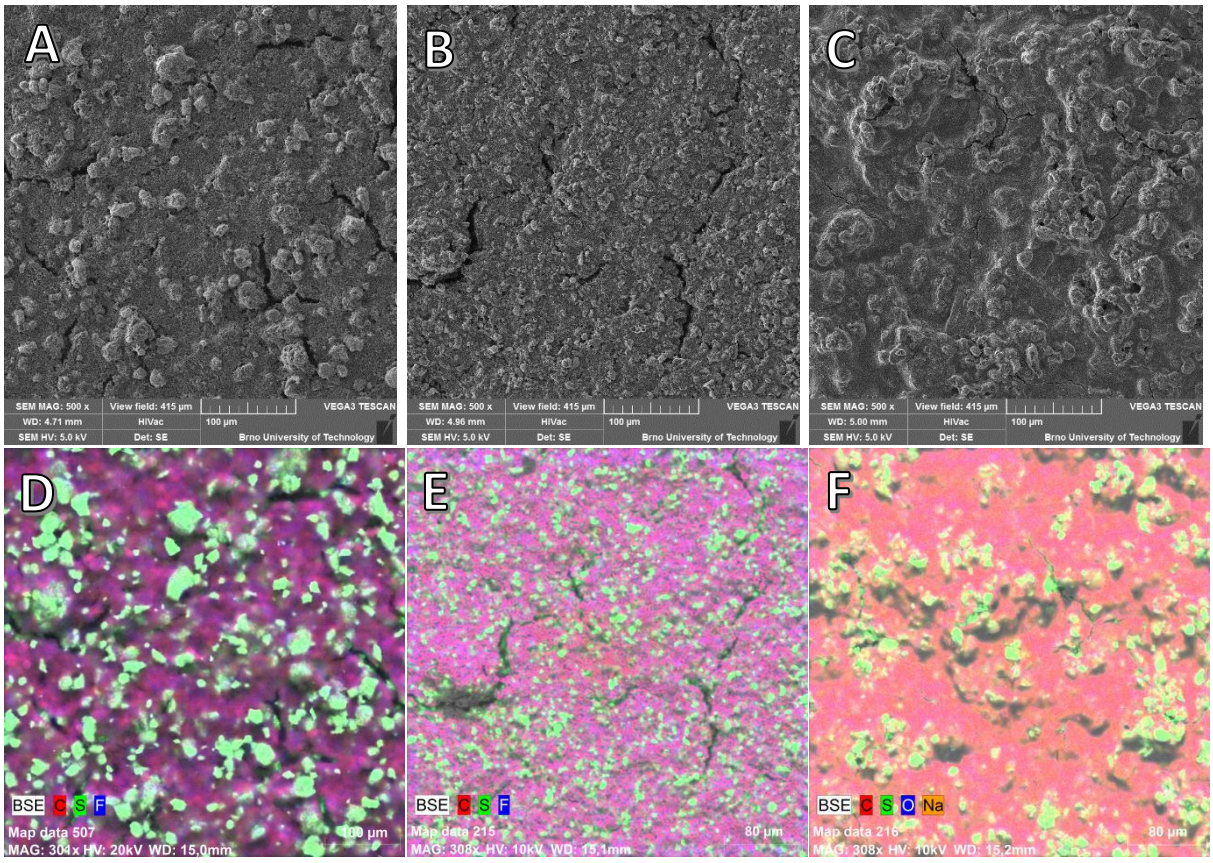


Figure 2: A) Surface structure of the 1st reference PVDF electrode
B) Surface structure of the 2nd reference PVDF electrode
C) Surface structure of CMC electrode
D) Elements distribution (C, S, F) of the 1st reference electrode
E) Elements distribution (C, S, F) of the 2nd reference electrode
F) Elements distribution (C, S, O, Na) of the CMC electrode

As can be seen from the surface structure and element distribution of sample electrodes (Figure 2.), there is already significant difference between reference electrodes created by different methods. On the surface of the 1st reference electrode, it is possible to notice larger sulfur clusters as on the 2nd reference electrode and the 1st electrode appears to be more porous. On the other hand, the CMC electrode looks completely closed and the distribution of sulfur clusters is not as even as in case of 1st and 2nd reference electrode. The non-porous structure of CMC electrode indicates excessive amount of binder and may lead to a decrease in the active material area.

For the electrochemical analysis two cycles of galvanostatic cycling with potential limitation (GCPL) at 0.1C were performed for all electrode samples assuming that the capacity of the active material is 1200 mAh/g. The capacity of the second discharge cycle was then used to recalculate the charging/discharging currents. After the recalculation, 20 cycles at 0.2C were performed (Figure 3.).

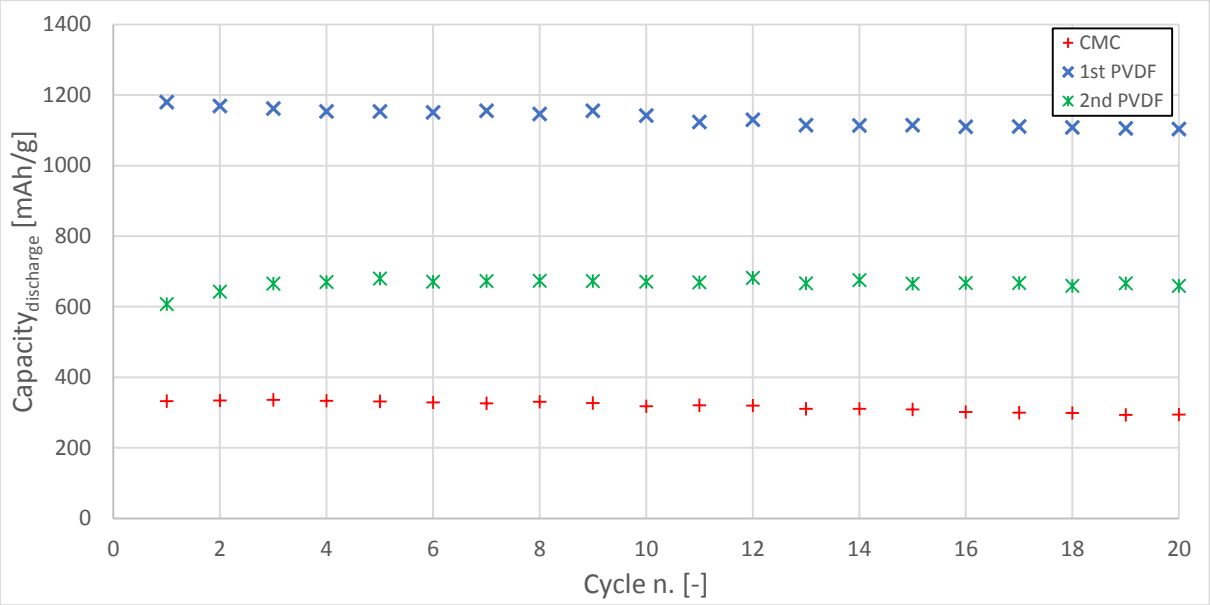


Figure 3: Comparison of galvanostatic cycling of the electrode samples (at 0,2C)

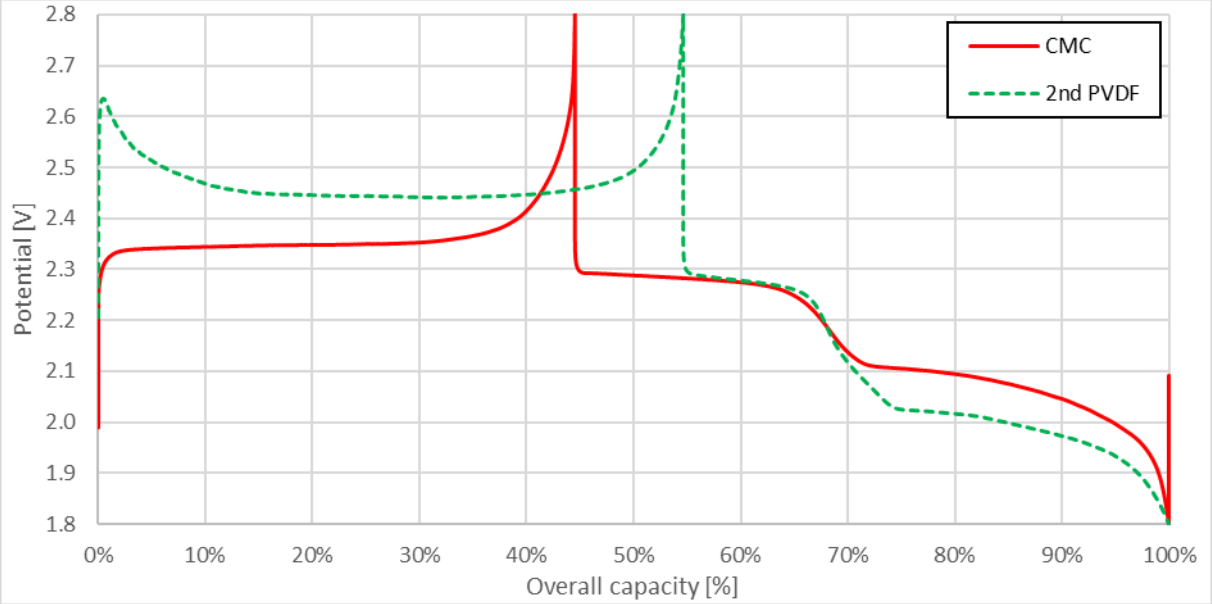


Figure 4: Comparison of first cycles of GCPL for CMC and 2nd PVDF electrodes

4 RESULTS AND DISCUSSION

As can be seen from the comparison of GCPL of the electrode samples, 1st PVDF electrode reaches almost twice the capacities as 2nd PVDF electrode and thrice the capacities as CMC electrode. This is most likely due to higher porosity and thus higher active area than in the case of remaining electrodes. Before GCPL at 0.2C, 2nd PVDF and CMC electrode were disconnected for 2 days due to maintenance of the measuring device, which is reflected in the first GCPL cycles. However, this disconnection has shown that the CMC electrode did not self-discharge for 2 days, as was the case with 2nd PVDF electrode. Comparison of the first GCPL cycles at 0.2C of these electrodes can be seen at Figure 4. This indicates that carboxymethyl cellulose binder may hold polysulfides in the positive electrode area.

5 CONCLUSION

From the research that has been done so far, it is clear that the carboxymethyl cellulose can be used as a binder for positive electrodes of Li-S batteries, however it is important to achieve a higher porosity of the resulting electrode in order to achieve higher capacities. To achieve greater porosity, the carboxymethyl cellulose binder content should be reduced. The measured results show that the use od a non-toxic organic and water-soluble binder in the production of positive electrodes of Li-S is possible and, moreover, this binder holds polysulfides in the positive electrode area.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-17-4595.

REFERENCES

[1] GREENWOOD, N. N. a A. EARNSHAW. Chemistry of the Elements. 2. Elsevier Science, 1997. ISBN 0750633654.

[2] NITTA, Naoki, Feixiang WU, Jung Tae LEE and Gleb YUSHIN. 1506. Li-ion battery materials: present and future. Materials Today [online]. Elsevier, 18(5), 252-264.

[3] Oxis Energy, 2016, Lithium Sulfur Development at OXIS [online]. [video]. 2016. [Accessed 10 March 2016]. Available from: https://www.youtube.com/watch?v=LSUi2ZuVEkc

[4] WILD, M., et al. Lithium sulfur batteries, a mechanistic review. Energy & Environmental Science, 2015, 8.12: 3477-3494.

CHANGES IN PROPERTIES OF PEROVSKITE SOLAR CELLS DURING THEIR LIFETIME

Tomáš Dvořák

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT

E-mail: xdvora1j@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Vítězslav Novák

E-mail: novakv@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with the problematics of perovskite solar cells, which can be the next generation of photovoltaic solar cells. The objectives of this research are to analyse changes in perovskite solar cells. For measurements of electrical properties were used various methods such as I-V characteristic, intensity modulated photovoltage spectroscopy and dependence of photocurrent on light intensity. Measurements indicate considerable changes of performance, which resulted from aging of perovskite solar cells. Results suggest deeper observation of perovskite solar cells.

Keywords: EEICT, perovskite, solar cell, spectroscopy, light intensity.

1 INTRODUCTION

Photovoltaic is a well-known topic today. Since the first realization of photovoltaic cell many years have passed and developments in this sector are continuing. It can be observed that there is a progress on construction of photovoltaic cells or materials used for it. As photovoltaic panels belong to a group of renewable resources, solar panels are getting more important for society, because of the ecology aspect.

These days most of the photovoltaic solar cells are based on silicon semiconductors. However, the manufacturing of silicon of required quality is exacting and expensive. In addition, the silicon photovoltaic cells are getting to the limit of their efficiency, which is why photovoltaic cells from new materials are being researched. New materials can allow cheaper and easier manufacturing of photovoltaic cells.

Among such materials belongs perovskite. The main advantage of perovskite its simple preparation, the layer of perovskite necessary for same results as for silicon photovoltaic cells is one micrometre, when for silicon is this layer more than hundred times thicker. Due to this layer reduction, significantly lower costs can be achieved. However, perovskite solar cells need to be tested properly.

The focus of this paper is to study changes in properties of perovskite solar cells in time. First section deals with fabrication of perovskite solar cells. First section explains methods used for our measurements. Second section obtains results, which were acquired by chosen measurements. Last section obtains conclusion.

2 EXPERIMENTAL SECTION

Perovskite solar cells are composed of ITO (indium tin oxide) glass covered by layers of: PEDOT (transparent antistatic conductive layer), perovskite, PCBM and aluminium electrodes.

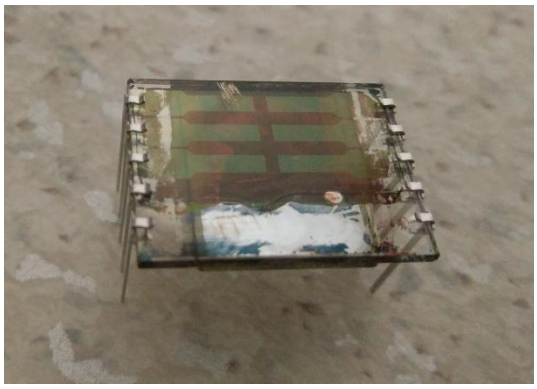
2.1 PREPARATION OF PEROVSKITE SOLAR CELLS

All steps of perovskite solar cells preparation have to be made in glovebox. First step is deposition of PEDOT on ITO glass. After PEDOT deposition follows deposition of perovskite layer, before this can be made, glasses are tempered on temperature 80 °C. When glasses are tempered, they are moved on spin coater, where the perovskite is applied. After perovskite deposition, follow on annealing.

Next step is deposition of PCBM layer. PCBM layer is applied via spin coater and pipette. When this layer is done, the cleaning of glass has to be done on the place where cathode band belongs.

After PCBM layer application follows deposition of aluminium electrodes. Deposition is done by vacuum evaporation.

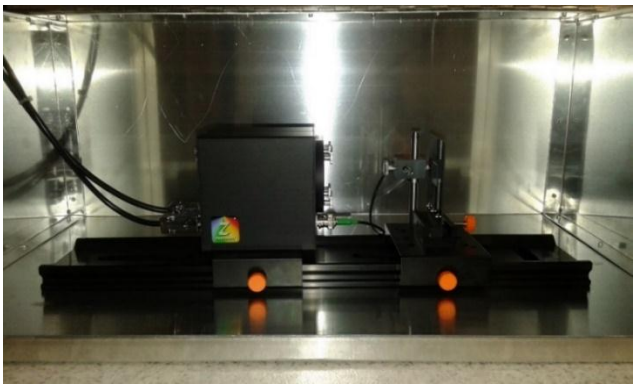
Last step is application of epoxy resin and cover glass. Epoxy resin is hardened by UV light [1].



Picture 1: Finished perovskite solar cell

2.2 METHODS OF SOLAR CELLS MEASUREMENTS

All measurements were executed on CIMPS device with two light sources. First light source WLR02 s/n LS 1367 have wide spectrum LED diode, second light source TLS03 1366 contains monochromatic light sources with wavelength from 290 nm to 1090 nm.



Picture 2: Light source and solar cell holder with light sensitive sensor.

I-V characteristic shows dependence of current on potential. From this characteristic is possible to gain MPP (Maximum Power Point), where the maximum output is gained. Light intensity of light source was set on 350 W/m^2.

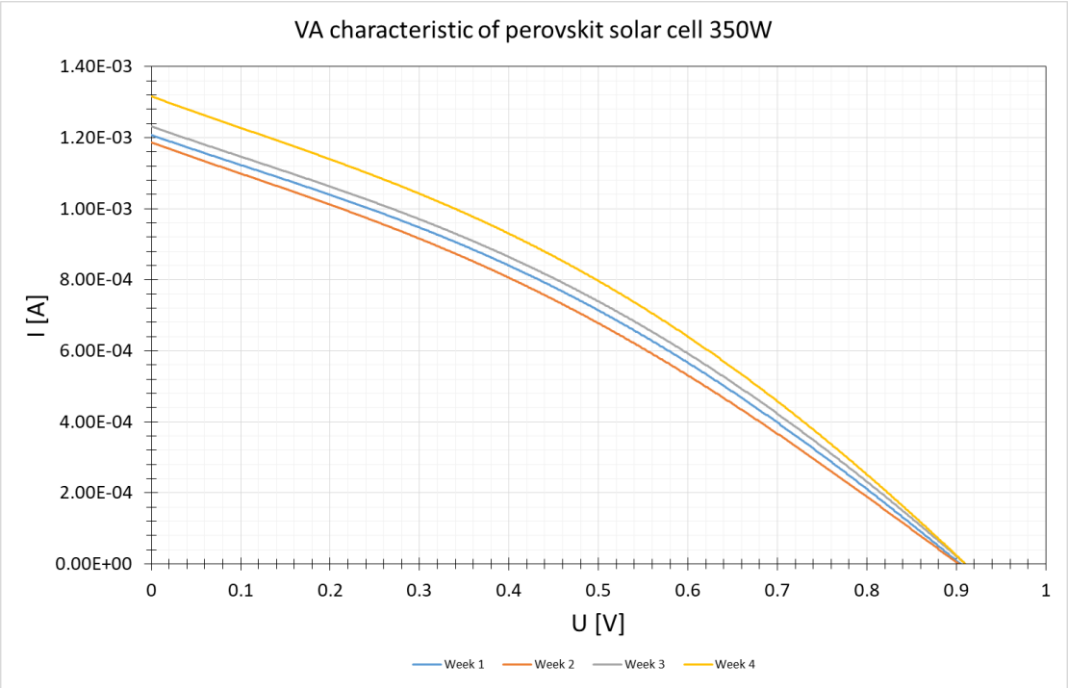


Figure 1: I-V plots during 4 weeks

I-V mesuremetnt provides us various values about perovskite solar cells. Main values, U_{OC} open circuit potential, I_{SC} short circuit current, P_{max} maximum power counted from U_{max} and I_{max}, which represents potential and current in MPP, and *Fill Factor* (equation 1), are aranged in table below.

$$FF = \frac{U_{max} \cdot I_{max}}{U_{OC} \cdot I_{SC}} [\%] \tag{1}$$

E [W/m²]	U_{OC} [V]	I_{SC} [mA]	P_{max} [µW]	U_{max} [V]	I_{max} [µA]	Fill Factor
350	0.907	-1.366	403.8	0.506	-798	0.326

Table 1: Values measured for light intensity 350 W/m^2.

Dependence of photocurrent on light intensity

This method allows to measure current during increasing light intensity of power source. This measurement was done from light intensity from 0 to 350 W/m^2 with step 2 W/m^2. Potential on solar cell was set on 0.8 V.

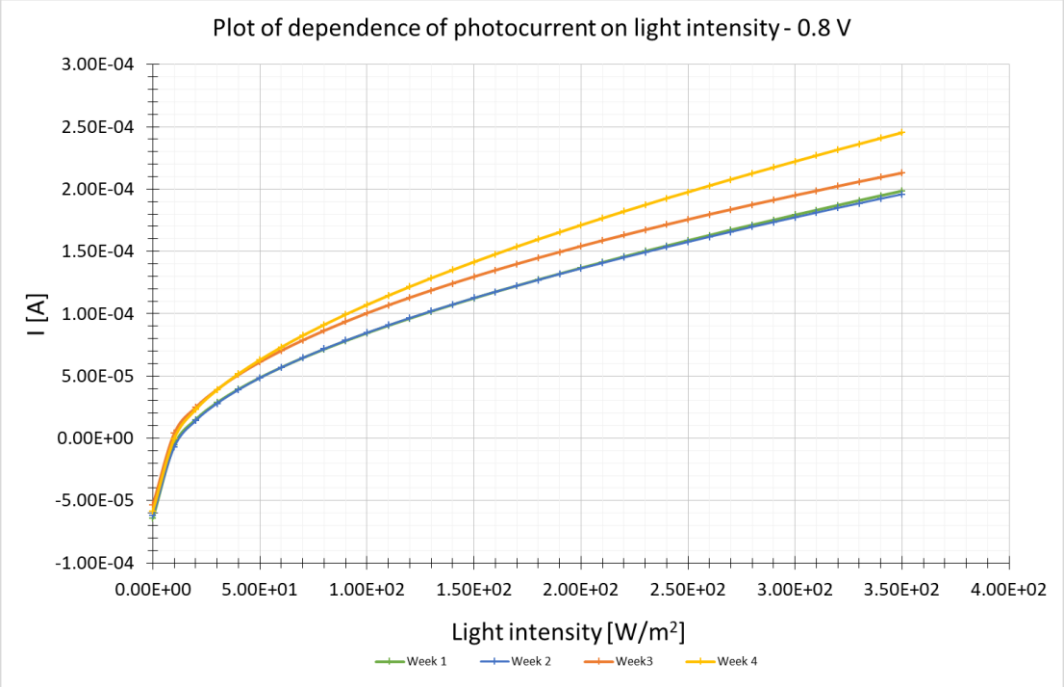


Figure 2: Plots of dependence of photocurrent on light intensity during 4 weeks

Intensity modulated photocurrent spectroscopy - IMPS

Dynamic measurements IMPS measure currents dependence and phase on frequency. Light intensity was set on 350 W/m^2 and frequency range from 0.1 Hz to 7 MHz

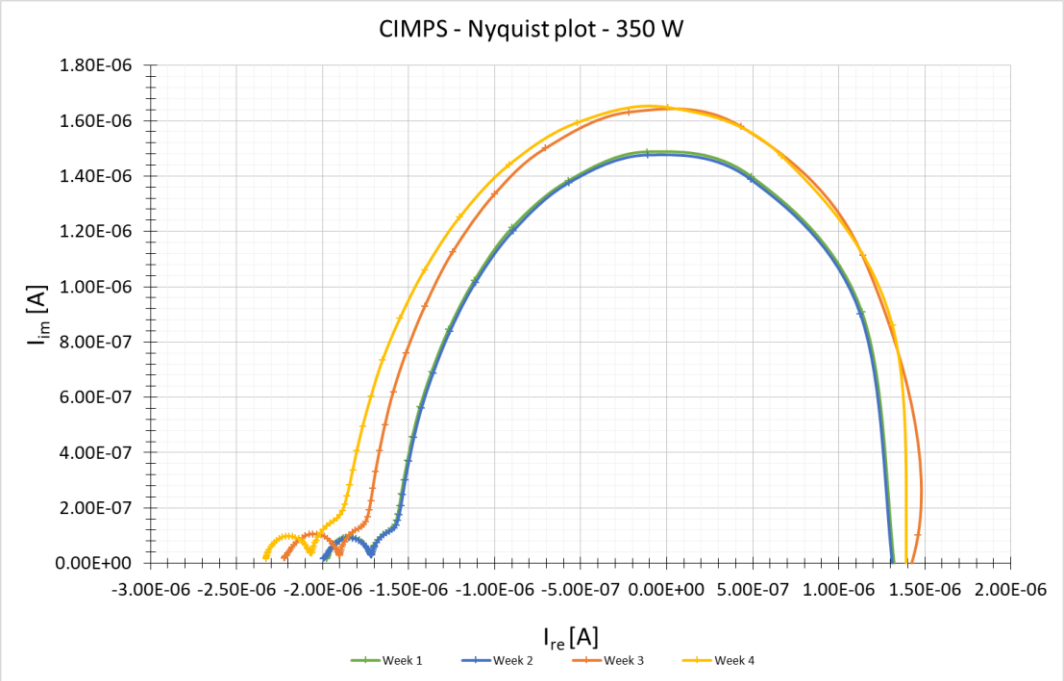


Figure 3: IMPS Nyquist plots during 4 weeks

3 RESULTS AND CONCLUSION

From experiments we can see that time affects performance of perovskite solar cells. In comparison of week 1 and 2 there is slight decrease in potential and current, but in upcoming weeks 3 and 4 an increase of these values was measured. There are many variables, which can affect degradation of perovskite solar cells. This result suggests studying changes in perovskite solar cells more accurate.

For next study can be used for example IMPS or IMVS (intensity modulated photovoltage spectroscopy) method.

Data from IMPS provides us values which can be used for calculation of electron transport time τ_{tr} in perovskite solar cells (equitation 2). At short-circuit conditions, the band gap between valence and conductive band is maximum. This leads to stage, when nearly no electrons are injected into conductional band. Most reactions occur on the back layer of the anode and electrons are migrating from the location of their generation to the electrode´s back layer [2].

$$\tau_{tr} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{IMPS}} \tag{2}$$

Where f_{IMPS} is frequency in the peak of IMPS plot.

IMVS provides us data for calculation of electron recombination time τ_{rec} in perovskite solar cells (equitation 3). The open- circuit potential in perovskite solar cells is the maximum potential before the power is dissipated instead of being generated. During this potential, the band gap between valence band and conduction band is small. This causes that reactions on the back layer of the anode are less likely. Most generated electrons are injected into the conduction band. Because of this injection, solar cell reaches steady state in which the rate of electron injection into the conduction band is equal to the electron recombination rate [2].

$$\tau_{rec} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{IMVS}} \tag{3}$$

Where f_{IMVS} is frequency in the peak of IMVS plot.

Results from these measurements can help us understand perovskite solar cells mechanisms.

REFERENCES

[1] DVOŘÁK, T. Characterization of the perovskite photovoltaic cells. Brno: Brno University of technology, Faculty of electrical engineering and communication, 2017. 74 s. Supervisor doc. Ing. Vítězslav Novák, Ph.D.

[2] Dye Solar Cells – Part 3: IMPS and IMVS Measurements. G*amry.com:* Dye Solar Cells [online] [cit. 2018-01-28]. Available from: https://www.gamry.com/application-notes/physechem/dye-solar-cells-imps-imvs/

SUPERSONIC FLOW MEASUREMENT WITHIN A LOW-PRESSURE AREA

Robert Bayer [a], Pavla Hlavatá [b], Michal Bílek [a]

[a] Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT

[b] Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xbayer02@vutbr.cz, hlavata.pavla@gmail.com, xbilek07@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiri Maxa

E-mail: maxa@feec.vutbr.cz

Abstract: The goal of this paper is to describe the idea of measuring a supersonic gas flow within low-pressure areas in order to describe its behavior and to compare the measurement data with the generally described supersonic gas flow behavior derived from its behavior within high-pressure areas. This data should help to make low-pressure supersonic flow simulations more accurate.

Keywords: ANSYS Fluent, ANSYS Mechanics, Optical methods, Pitot tube, Pressure measurement, Shockwave, Solidworks, Thermography,

1 INTRODUCTION

Nowadays when simulating a supersonic gas flow within a low-pressure area, the constants used for calculations are approximated from their trends calculated in high-pressure areas. These constants can be inaccurate, considering the gas flow within a low-pressure area behaves differently than within a high-pressure area. This is caused by the change of a continuous gas flow into a discrete flow of individual gas particles because of the lack of them within the flow.

To be able to describe the behavior of this supersonic gas flow, it is suitable to measure its character with more than one method.

This paper aims at using more methods at once to describe the character of a supersonic gas flow within a low-pressure area. To be able to implement those methods, new measurement chamber has been developed. This chamber allows to implement these measurement methods:

- Application of an optical Schlieren method to visualize the shape of the flow in visible,
- Dynamic pressure measurement and flow's velocity calculation using Pitot tube,
- Oblique shockwave angle analysis using cone needle to calculate the flow's velocity and pressure loss behind the oblique shockwave,
- Temperature measurement using IR camera and thermocouple,
- Static pressure and pressure difference measurement within and outside the supersonic flow using deformation pressure sensor.

This paper contains the description of some of the principles of measurements feasible on the new measurement chamber.

2 SUPERSONIC GAS FLOW CHARACTER MAPPING

To fully understand and describe the supersonic gas flow in low-pressure areas, the new chamber allows to perform more types of measurement to complement each other, than its previous version. These are some of the methods applied:

2.1 OPTICAL SCHLIEREN METHOD

This method is based on the change of refraction index of a fluid caused by the change of its density. Any pressure disturbance within the fluid will deflect the light beam that goes through the fluid from its original path at angle depending on the new refraction index of the pressure disturbance. This principle can be described with Clausius-Mosotti equation:

$$n - 1 = K\rho \tag{1}$$

where n [-] is the refractive index, ρ [kg·m^{-3}] is the densify of fluid and K [m^3·kg^{-1}] is the Gladston-Dale constant (refractivity) of the fluid [1].

Dispersed light beams will be cut off with an optical knife behind the measured disturbance, leaving the picture of a first derivation of density of the measured fluid on a photographic device. The figure 1 shows the schematic layout of the Schlieren method:

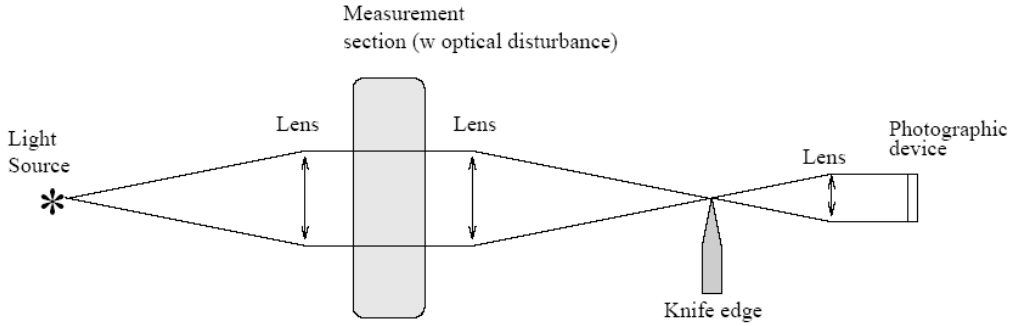


Figure 1: Optical Schlieren method scheme

2.2 PITOT TUBE

Next method applied in the new chamber is the dynamic pressure measuring Pitot tube. Output data from Pitot tube can also be used for calculations of velocity of the flow on its central axis [2]. Figure 2 shows the principle scheme of the Pitot tube:

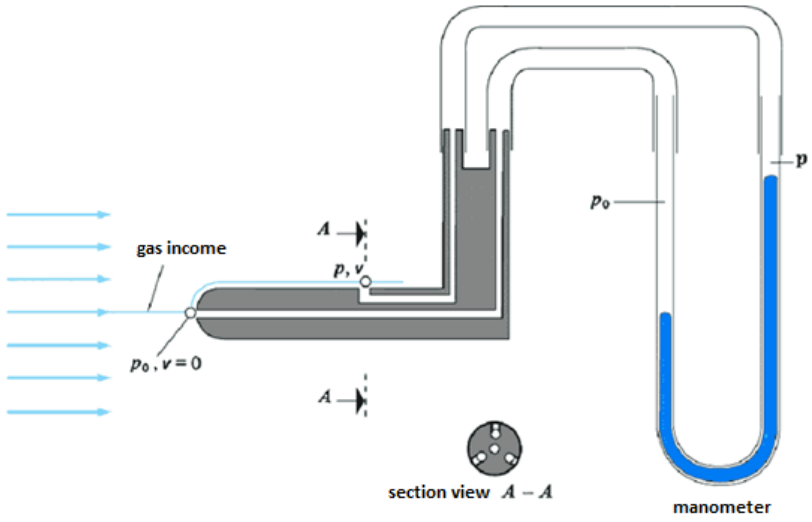


Figure 2: Pitot tube scheme

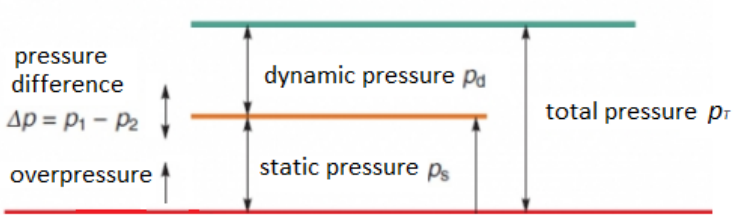


Figure 3: Pressure sections in Pitot tube

In our case the mathematical model used for velocity calculations from measured pressure using the Pitot tube varies in different flow mode:

- Incompressible mode
- Subsonic compressible mode
- Supersonic compressible mode

The gas flow can be considered incompressible when its velocity is lower than 30 % of the velocity of sound. When considering incompressible gas flow, the velocity equals:

$$v = \sqrt{\frac{2(P_t - P_s)}{\rho}} \tag{2}$$

where P_t [Pa] is the total pressure, P_s [Pa] is the static pressure and ρ [kg·m^{-3}] is the density of the gas.

When the velocity of the flow exceeds 30 % of the velocity of sound, it has to be dealt with as with a compressible fluid. The calculation of the velocity of the flow has to consider the Poisson constant and the final equation will be:

$$v = \sqrt{\frac{2\gamma}{\gamma-1}\frac{p_s}{\rho_s}\left[\left(\frac{p_{st}}{p_s}\right)^{\frac{\gamma-1}{\gamma}} - 1\right]} \tag{3}$$

where γ [-] is Poisson constant, p_s [Pa] is static pressure, p_{st} [Pa] is stagnation (Pitot) pressure and ρ_s [kg·m^{-3}] is the density of the fluid within a static pressure area.

2.3 OBLIQUE SHOCKWAVE ANGLE ANALYSIS USING CONE NEEDLE

A shockwave forms in front of the head of the Pitot tube, when considering supersonic compressible gas flow. Depending on the velocity of the flow and the peak angle of the cone-like Pitot tube the shockwave forms either as the oblique shockwave or the bow shockwave. Behind the oblique shockwave, there is not such pressure loss as behind the bow shockwave, which would distort the pressure and temperature measurement. To find the boundary between the oblique and bow shockwave forming in low pressure areas, more measurements will be performed including different cone peak angles and flow velocities. Next figure describes the relation between the shockwave's shape, the cone peak angle and the velocity of the flow [3].

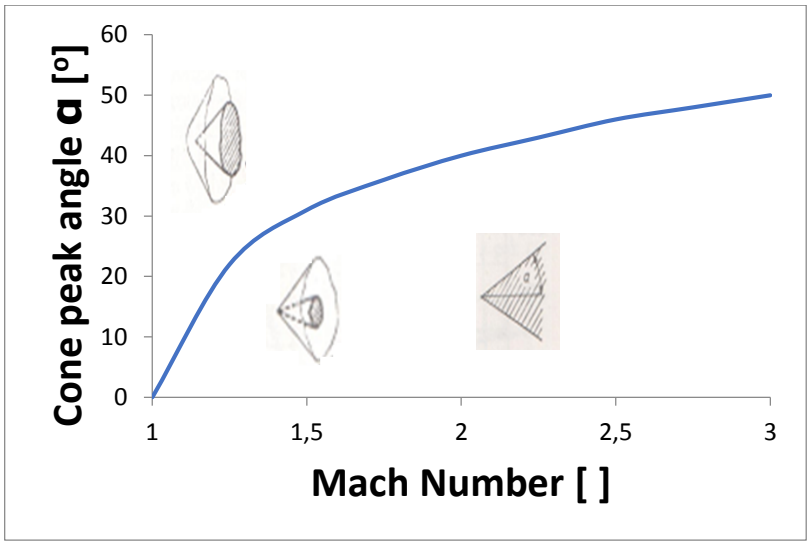


Figure 4: Relation between the shockwave's shape, the cone peak angle and the flow's velocity

3 MEASUREMENT CHAMBER

The base shape of the new experimental measurement chamber is a 20 cm tall cylinder with a 13 cm diameter and a 2,5 cm thick wall. It was designed using modelling and simulation software Solid-Works, all flexible parts were designed and calculated in software ANSYS Mechanics and gas flow simulations were calculated in ANSYS Fluent. All parts of the chamber are designed to be made from steel (including spring steel pressure measuring membrane) except observation apertures which are made from quartz glass in order to let IR and UV light through. Next figure shows a section view of the simplified design of the new chamber with respect to the authorship of the design.

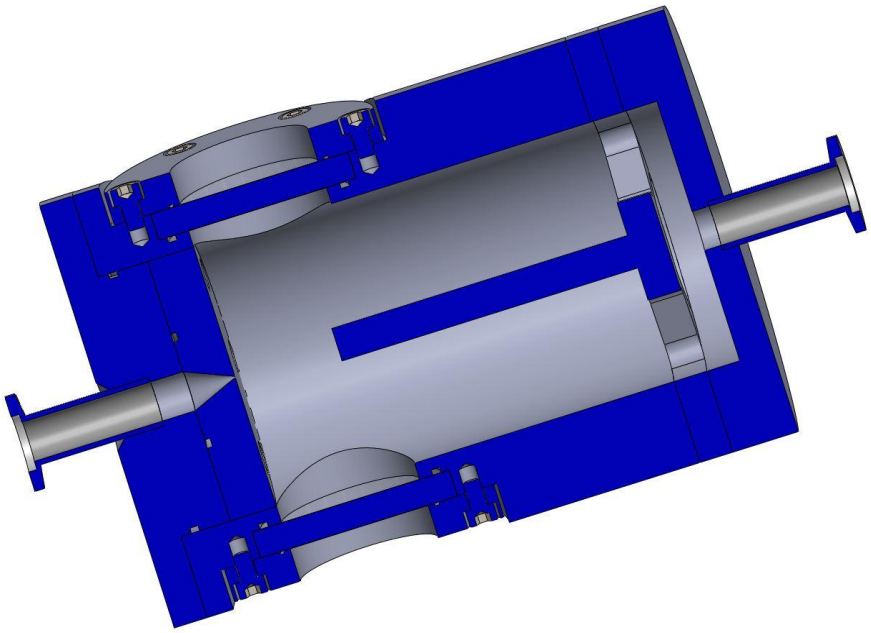


Figure 5: Simplified design of the new experimental chamber

Last figure shows simulation results of a spring steel membrane deformation on the boundary of an input pressure 2 kPa and a working pressure 50 Pa. This membrane will serve as a holder for a strain gauge, which has a limited relative prolongation ± 2,5 ‰.

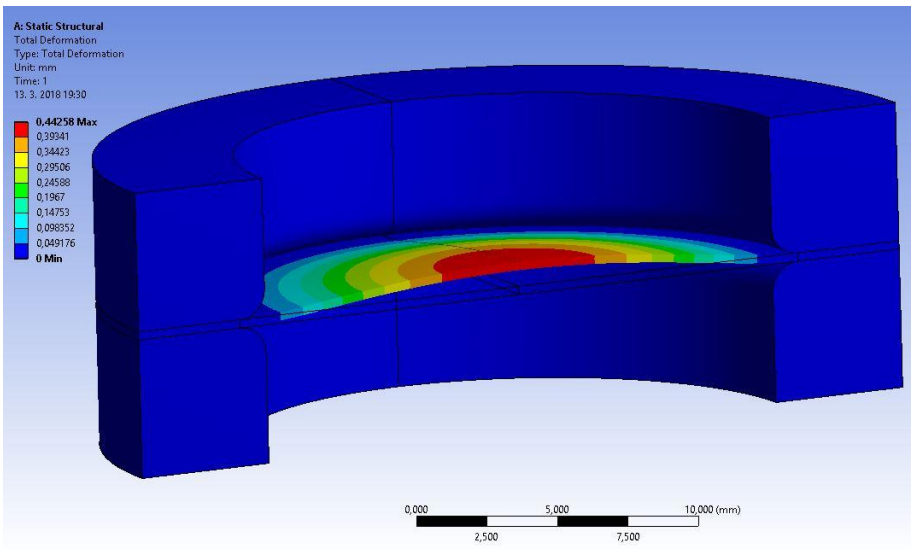


Figure 6: Steel membrane deformation calculation results

4 CONCLUSION

In order to increase the accuracy of measured data, a new experimental chamber was designed. This chamber allows to apply more measurement methods, including optical methods for density measurements, thermocouple sensors for temperature measurements, Pitot tube for static pressure measurements within the supersonic flow, strain gauge for pressure measurements in addition to the Pitot tube and shockwave analysis using combination of a cone needle and optical methods for velocity measurements.

ACKNOWLEDGEMENT

This article was created with the help of an internal grant FEKT-S-17-4595 „Materials and technology for electrical engineering III“.

REFERENCES

[1] SMITS, A.J. a T.T. LIM. *Flow Visualization: Techniques and Examples: Techniques and Examples*. Imperial College Press, 2012. ISBN 9781908977182. Dostupné také z: https://books.google.cz/books?id=tM-6CgAAQBAJ

[2] Příklady měřících metod průtoku. Průtoky.cz [online]. Praha [cit. 2018-03-15]. Dostupné z: http://www.prutoky.cz/kapaliny/teorie/priklady-mericich-metod/#kpm-ppt

[3] DEJČ, M.J. Technická dynamika plynů. SNTL, 1967

OPTICAL FIBERS FORMING FOR OPTICAL SENSORS RESEARCH

Michal Jelínek

Doctoral (2) FEEC BUT

E-mail: xjelin36@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: František Urban

E-mail: urban@feec.vutbr.cz

Supervised specialist by: Břetislav Mikel

E-mail: mikel@feec.vutbr.cz

Abstract: We present development of new methods and techniques of the splicing and shaping optical fibers with focusing to development new sensors. We developed new techniques of splicing for standard Single Mode (SM) and Multimode (MM) optical fibers and optical fibers with different diameters in the wavelength range from 532 to 1550 nm. Together with development these techniques we prepared other techniques to splicing and shaping special optical fibers like as Polarization-Maintaining (PM) or hollow core Photonic Crystal Fiber (PCF) and theirs cross splicing methods with focus to minimize backreflection and attenuation. Splicing special optical fibers, especially PCF fibers with standard telecommunication and other SM fibers, can be done by light adjustment of our developed techniques.

Development of these new optical fibers splicing techniques and methods are made with respect to using these fibers to another research and development in the field of optical fiber sensors, laser frequency stabilization and laser interferometry based on optical fibers.

Keywords: microstructured fibers, optical sensors, shaping optical fibers, splicing optical fibers, tapering optical fibers.

1 INTRODUCTION

Fiber optic sensors are most widely used in the last two decades. The most used types of the fiber optic sensors are sensors with fiber Bragg grating (FBG). They are used in many industry fields such as telecommunications, aero industry, hydro or nuclear turbines, cars, planes [1], ships [2], railways, roads to oil and gas wells. One of the most progressing fields in the utilization of FBG sensors are structural health monitoring (SHM) systems [3]. The SHM systems are a fundamental tool to control state and lifetime of any structures such as tunnels, bridges, dams, nuclear power plants and other special and critical structures. The SHM systems can record, analyze, localize, and predict the state of the structures by non-destructive methods [4].

Other types of sensors can use principles of optical resonators in fibers, known as Raman scattering or Brillouin scattering, etc. One of the new and perspective principle of optical fiber sensors are microstructured fibers, which can be basically divided into the fibers with solid core known as a Photonic Crystal Fibers (PCF) and the fibers without solid core known as Photonic Bandgap Fibers (PBGF). In the sensor technology, PC fibers can be used to measure gases and liquids by the methods based on the measurement of refraction index changes through the fiber. By writing FBGs into the PCF [5] can be improved theirs properties and theirs usability can be extended. On the other

side the PBGF can be used to measure the concentration of gases and the liquids by measurement of the change of the optical power at the end of the fiber [6].

In comparison with standard electrical sensors, the optical fiber sensors have many advantages. They have compact size, better chemical resistance, they are immune to electromagnetic field and they have ability to measure over a long distance without electricity. These advantages predetermine the optical fiber sensors for extensive field of applications.

Adequate preparation of the optical fibers is essential to any successful application; the optical fiber with FBG sensors had to be nitrogen loaded to writing FBG, optical fibers to vibration sensors with FBG [7] had to be shaped, gas or spectroscopic sensors in microstructured fiber had to be spliced to standard telecommunication fibers, optical fibers designed for measuring ionizing radiation have to be etched. Our research presents the preparation of the optical fibers for further use with specific sensors.

2 OPTICAL FIBERS FORMING

Optical fiber forming consist shaping optical fibers, closing PC fibers and splicing nonstandard fibers with standard fibers. These forming of optical fibers can be used to design new sensors, to improve standard optical sensors and to improve usability of optical fibers in other fields of applications. More information on the theory of optical fiber forming was presented [8].

We present our results of the optical fibers forming, especially shaping, splicing and etching standard and special optical fibers. We used the Arc Fusion Splicer FSM 100P which can splice optical fibers with cladding diameter of 60 to 500 μm, and maximum optical fiber sweep length of ± 5 mm. The splicer has two sets of programs. Standard program of splicing is used to splicing single mode optical fibers, multimode optical fibers, and polarization optical fibers. On the other side the special program can be used to realization splicing SMF with PCF, tapering standard optical fibers, closing and shaping optical fibers, creating of optical lens at the end of the fiber etc. We have started to test settings necessary for the process of splicing microstructured and other optical fibers and preparation of the etched fibers to develop ionizing radiation optical fiber sensor.

2.1 SHAPING OF STANDARD OPTICAL FIBER

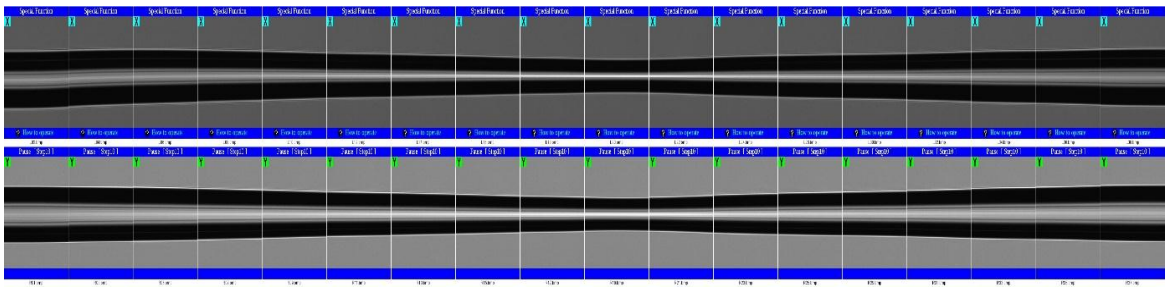
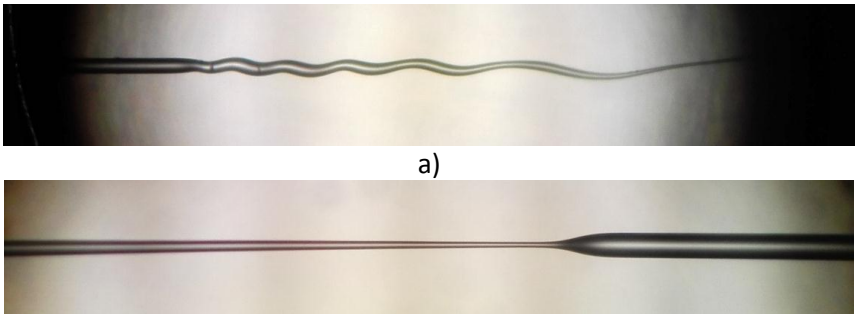


Figure 1: Taper of the standard optical fiber – length of tapered part is 3 mm; the smallest diameter is 90 μm. X and Y view from the fiber splicer.

We tested realization of several types of tapers from short (abrupt) to long (up to ten millimeters). One of the first short optical fiber tapers is in the Fig. 1. The diameter before tapering of optical fiber is 125 μm and after tapering is 90 μm in the narrowest diameter of the taper and the length of taper is 3 mm.

We realized asymmetric long taper with respect to splicing fibers with different core diameters. The splicing optical fibers with different core diameters is better when the cores of the optical fibers have almost the same diameters and the taper should be the same as we planned. In this case we tried to make a taper with fluently decreasing of a diameter without any defects. In the Fig. 2,

can be seen an improvement in the realization process of the long taper preparation. In the Fig. 2a is a long taper with unadjusted set of process parameters of the tapering. In the Fig. 2b is a long taper realized by an adjusted process with better process parameters of the tapering.



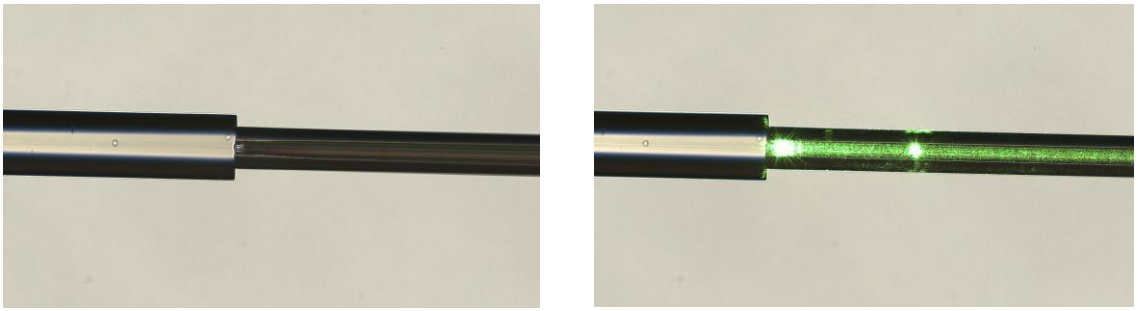
a)

b)

Figure 2: Improvement of the long tapering optical fiber process. Photo of realized long tapers of 8 mm and the smallest diameter of 30 μm. a) unadjusted set of tapering process parameters b) adjusted set of tapering process parameters.

2.2 SPLICING PCF TO SMF

In the next part, we focused on splicing standard optical fibers with microstructured optical fibers for the wavelength 532 nm with different mode field diameters. The optical fiber HCPCF – 532 nm has a cladding diameter of 81 μm, core diameter of 4, 8 μm and the diameter of the microstructure around the core is 23 μm. On the other side the standard optical fiber for wavelength 532 nm (SMF – 460 HP) has cladding diameter 125 μm and core diameter 4, 8 μm. Splicing of these fibers has many degrees of the splicing parameters setting but the key problems of the perfect splice realization are two. The perfect splice means really low attenuation in the propagation axis and the high attenuation of the backreflections. First splicing problem is the basically setting of the positions spliced fibers centers on the ideal position in Arc Fusion Splicer. The second is looking for the optimal distance between centered centers of the splicing optical fibers. The optimal distance of splicing optical fibers is important with respect to bond strength. In compare with splicing HCPCF 1550 [8] is also used less energy and time of electric arc. It is in coincidence with amount of materials in splicing optical fibers. In the case of using more power or more time of the electric arc, the structure in microstructured photonic crystal fiber collapse. After finding optimal program settings of Splicer we achieved attenuation of splicing optical fibers under 2, 6 dB. The photo of splicing different diameter optical fibers is in the figure 3a). The Figure 3b) shows parts of the same fiber where part of optical beam goes out from the fiber - the light doesn't meet the requirement for light propagation in the optical fiber.



a) b)

Figure 3a: Photo of the splicing HCPCF to SM fiber on 532 nm with different diameter optical fibers. The attenuation of the spicing is under 2, 6 dB.

Figure 3b: Photo of the splicing HCPCF to SM 532 fiber - the brighter place in light is loss on the bond of optical fibers.

2.3 ETCHING OPTICAL FIBERS

For the development of a new ionizing radiation sensor, the optical fiber's sensitivity for binding light from surrounding scintillation material of the optical fiber is crucial. One of the options is cladding optical fiber etch. We etched standard optical fiber by 40% hydrofluoric acid (HF) and we found that the etching speed is 10µm / 6 min. Etched standard optical fiber by 40% hydrofluoric acid is in the Figure 4. The etching rate is dependent on the state of HF.

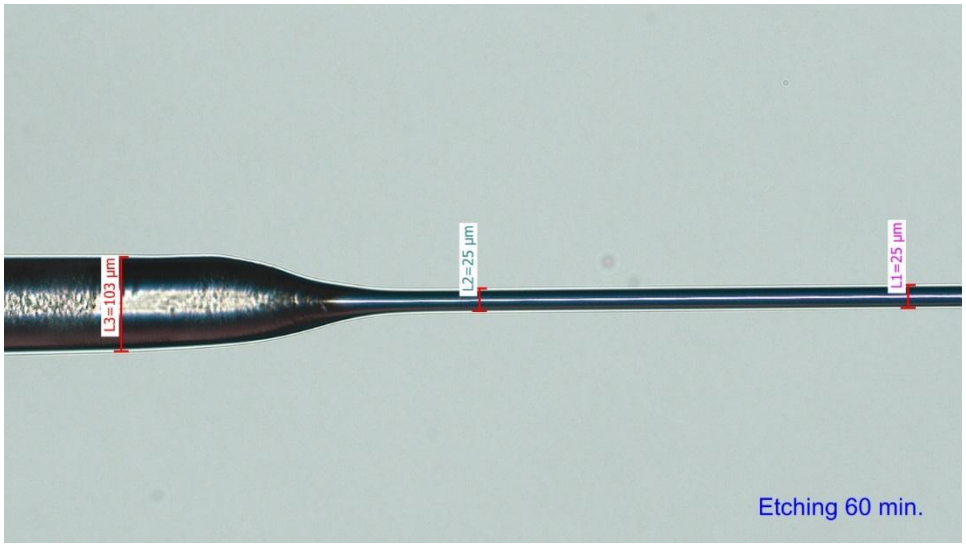


Figure 4: Etched standard optical fiber with 40% hydrofluoric acid.

3 IONIZING RADIATION SENSOR

For measuring ionizing radiation (including x-ray and gamma radiation) we develop an optical fiber sensor. The sensitive part of the ionizing sensor is a scintillation material located at the end of the optical fiber. The scintillation material can be different kind depending on the radiation energy. For the first test we chose the material for x-ray radiation: Gadolinium Oxysulfide doped with Terbium (Gd_2O_2S:Tb) and Yttrium Oxysulfide doped with Terbium (Y_2O_2S:Tb). The emission spectrum of both scintillation materials are about 540 nm. The emission light of material Y_2O_2S:Tb is shown in the Figure 5, where the really low effectivity of the ionizing radiation absorption can be seen.

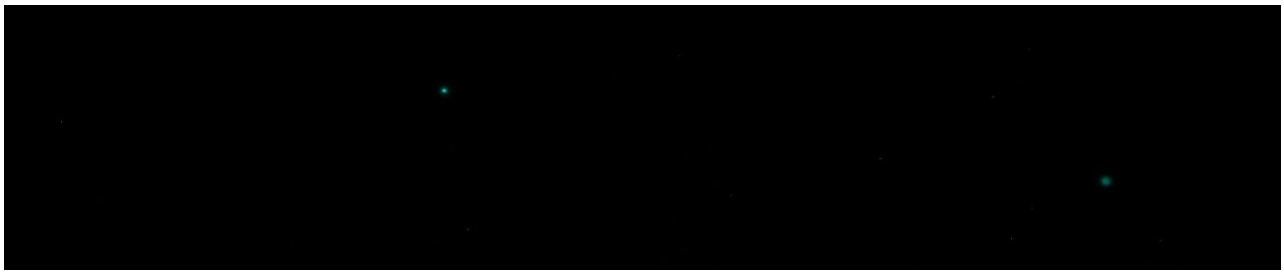


Figure 5: Emission light from scintillation material under ionizing radiation.

4 CONCLUSIONS

We presented the investigation of the parameters of optical fibers forming. The special programs to shaping optical fibers and splicing microstructured optical fibers with standard optical fibers by Arc Fusion Splicer FSM 100P were designed. To develop ionizing radiation optical fiber sensors, the etching optical fibers technology was prepared. We presented our results from our tests and some measurement of achieved parameters. Symmetric and asymmetric optical tapers from fibers with 125 μm diameter was realized. One of the most difficult experiments was splicing Hollow Core fibers with standard optical fibers. Several scintillation materials for ionizing radiation measurement which can be spotted to etched optical fibers were tested. The effectivity of scintillation materials and the bonding of light to the optical fiber will be further tested and improved.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors wish to express thanks for support to MEYS CR (LO1212), its infrastructure by MEYS CR and EC (CZ.1.05/2.1.00/01.0017) and by CAS (RVO:68081731). Methods of the shaping and splicing of optical fibers was developed thanks to support from Ministry of Interior of the Czech Republic project no. VI20172020099. The author thanks for support by project no. FEKT-S-17-3934, Utilization of novel findings in micro and nanotechnologies for complex electronic circuits and sensor applications.

REFERENCES

[1] Gupta, N., Augustin, M. J., Sathya, S. et al., “Structural Health Monitoring of Composite Aircraft Structures Using Fiber Bragg Grating Sensors,” Journal of the Indian Institute of Science, 93(4), 735-750 (2013).

[2] Jin, J., Lin, S., and Ye, X. Y., “FBG sensor network for pressure localization of spacecraft structure based on distance discriminant analysis,” Optik, 125(1), 404-408 (2014).

[3] Wang, D. S., Jin,T., Zhu, H. P. et al., "Strain Monitoring of Dual-room Box-girder During Prestressing Tension Based on Fiber Bragg Grating Sensor," Proceedings of SPIE. 84092P (2012).

[4] Mikel B., at al.: "First setup of the optical fiber measuring system to monitoring structure health of nuclear power plant," Proceedings of SPIE 9286(2014).

[5] G. Yan et al., "Fiber-Optic Acetylene Gas Sensor Based on Microstructured Optical Fiber Bragg Gratings," in IEEE Photonics Technology Letters, vol. 23, no. 21, pp. 1588-1590, Nov.1, 2011.

[6] Fini, JM, "Microstructure fibres for optical sensing in gases and liquids," MEASUREMENT SCIENCE AND TECHNOLOGY 15(6), 1120-1128(2004).

[7] Helan, R., Urban, F.at al, "Preparation and measurement of TFBG based vibration sensor," SPIE-INT SOC OPTICAL ENGINEERING 9286(2014).

[8] Jelinek, M., Hlavaty, V., Hrabina, J., Mikel, B. "Splicing and shaping of the special optical fibers", Proc. SPIE 10231, Optical Sensors 2017, 102311Y (16 May 2017); doi: 10.1117/12.2265771;http://dx.doi.org/10.1117/12.2265771

USAGE OF LOW COST DIGITAL CAMERA FOR DETECTING OF SILICON SOLAR CELL ELECTROLUMINISCENCE

Pavel Lepík, Jiří Vaněk

Doctoral Degree Programme (1.), FEEC BUT

E-mail: pavel.lepik@vut.cz

Supervised by: Jiří Vaněk

E-mail: vanekji@feec.vutbr.cz /

Abstract: This article analyses the existing methods both practically and theoretically used to detect defected surface area in solar cells. Various methods were used but by using an upgraded camera with CMOS sensor for carrying out the electroluminescence method, this has proven to have a very crucial impact on the results. Given the overall results and the acquired information, a procedure with a simple parameter can be setup to carry out the measurements. In addition to this a catalog was formed showing the defects occurring in mono and polycrystalline solar cells.

Keywords: CMOS camera, defect detection, diagnostic methods, electroluminescence, photovoltaics, photovoltaic cell, solar cell, silicon

1 INTRODUCTION

Luminescence is the property of some substances with a suitable electron structure to emit electromagnetic radiation in a near or visible spectrum. It is caused by the quantum transition of electrons in atoms from higher energy levels to lower levels after receiving a certain amount of energy after, for example, in the form of ultraviolet light (photoluminescence) or electrical energy (electroluminescence).

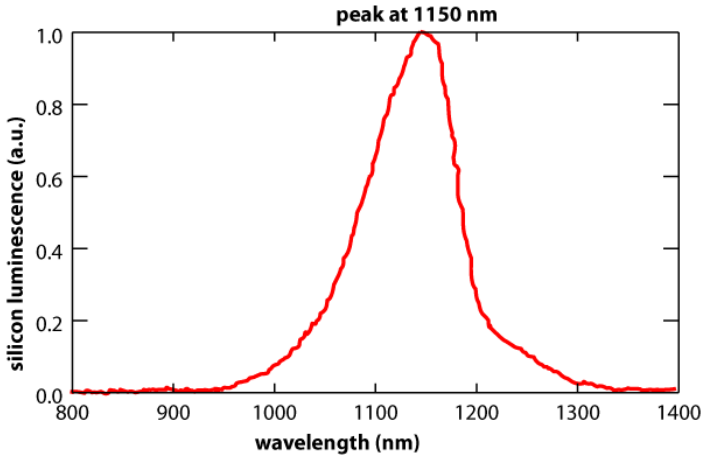


Figure 1: Silicon illuminates near infrared spectrum light[1]

The silicon illuminates near infrared spectrum radiation. Depending on the structure of the used silicon material, these are wavelengths in the range 1050 - 1150nm.This property was first seen on silicon carbide in 1907 [1].

2 DETECTION OPTIONS FOR LUMINESCENCE RADIATION

Due to the silicon luminescence spectrum, the most suitable detectors are made by using the InGaSe-based technology as shown in Figure 2.

These detectors have the advantage of detecting only luminescent radiation and zero sensitivity of interfering with the visible radiation, unfortunately the cost of these detectors is high for common usage of students. On the contrary, the silicon CCD detectors can be purchased today at a low cost. That's why we decided to design a silicon luminescence detection system based on a silicon CCD or CMOS technology.

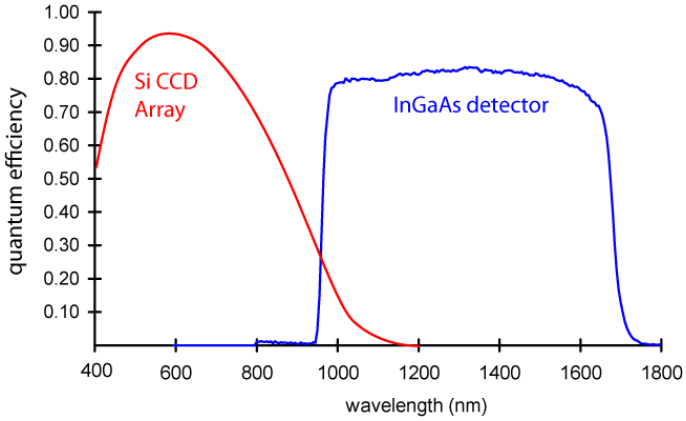


Figure 2: Comparison of Spectral Response of Silicon CCD Chip and Chip from InGaAs

The silicon CCD chip technology is most commonly used for imaging chips in compact cameras. Production is relatively simple but still expensive. The CCD chip output is not digital but analog, and therefore the CCD chip must follow image digitization circuits (A / D converter), which means higher power consumption and slower data flow.

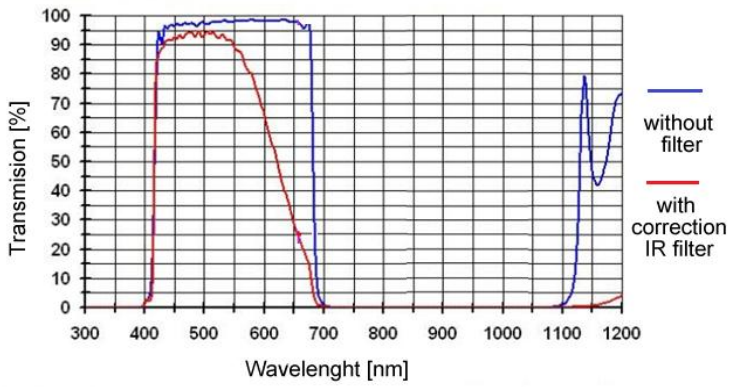


Figure 3: Influence of inbuilt correction IR filter to optical system spectral transmission characteristics

The silicon CMOS chips are dominantly used with digital SLRs and are slowly expanding into digital compact cameras. The CMOS chip is structurally a very complex matter, but it is cheaper to manufacture because it is manufactured in the same way as a computer processor. Circuits, that digitize the CCD image for all the pixels in sequence, are already part of the CMOS chip - each light-beam cell has these own circuits inbuilt. The digitization of the image is thus performed in each individual light cell separately and therefore at one point. This reduces the amount of time required to read the CMOS image and reduce power consumption.

3 WORKPLACE DESIGN

The modified Canon EOS 40D camera with CMOS sensor technology was used for the silicon solar cell luminescence detection system. The CMOS chip itself is sensitive to a wide range of spectra: The standard component of digital camera is a filter restricting the part of the spectrum to the visible component corresponding to human eye sensitivity, see Figure III and IV, V. This filter is inbuilt to camera just before the chip (in the body of the camera) and for electroluminescence detection is important it's removing.

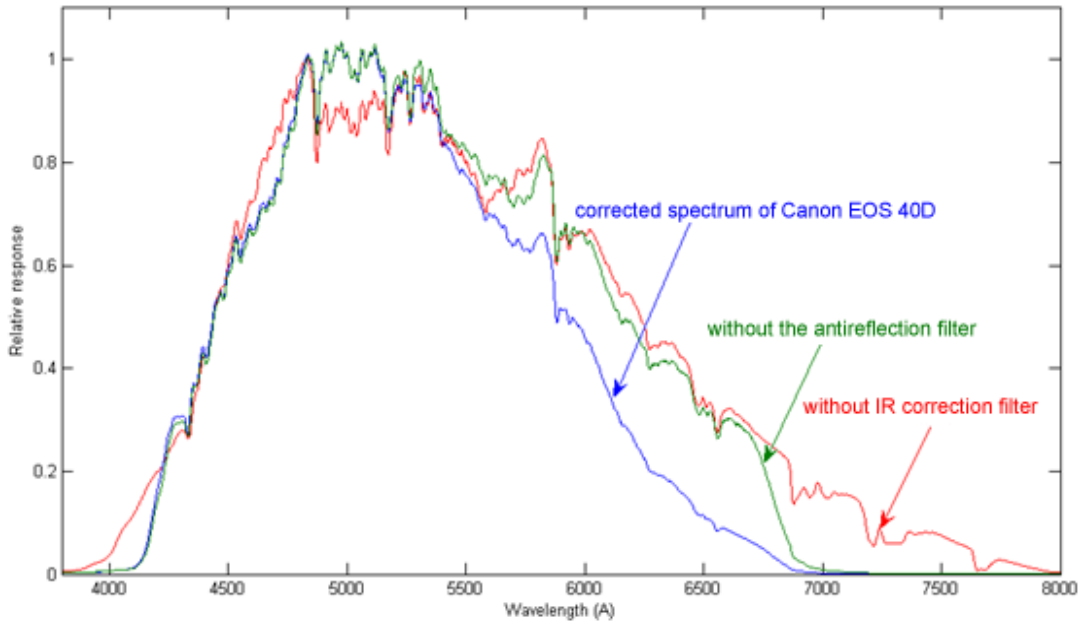


Figure 4: Influence of inbuilt correction filters to response of Canon EOS 40D CMOS chip

In order not to detect disturbing visible light, the system was supplemented with a Hoya R72 IR photographic filter, which allows to detect light only in the area of silicon luminescence. [1]

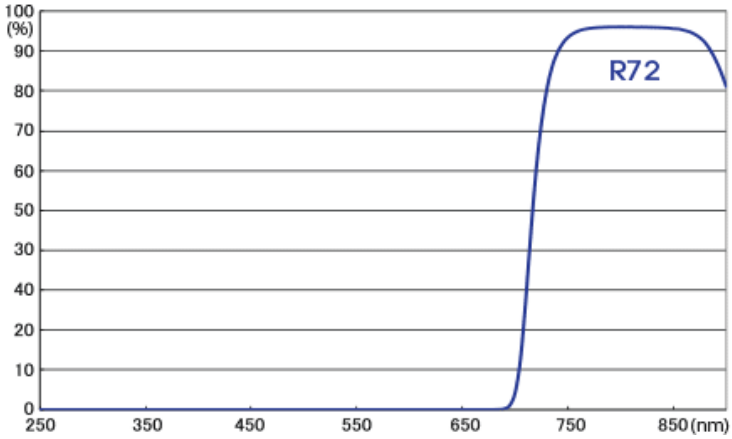


Figure 5: Spectrum characteristic of IR passing filter Hoya R72

The realization of the low-cost device for detecting the electroluminescence of the photovoltaic cell and module was done according to the block diagram shown in Figure VI. This device allows the detection of electroluminescent radiation and the results can be seen in Figure VII.

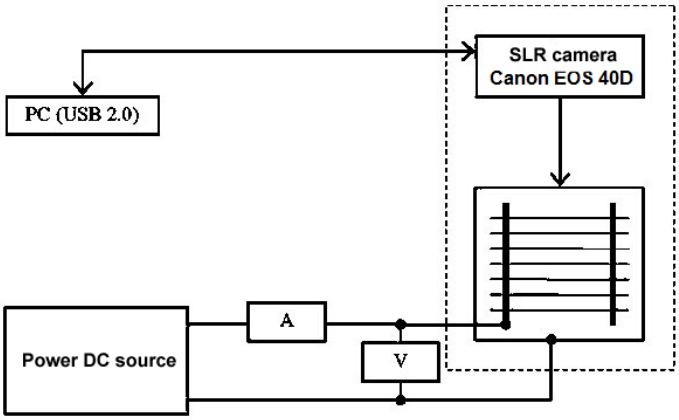


Figure 6: Block diagram of the proposed measuring workplace

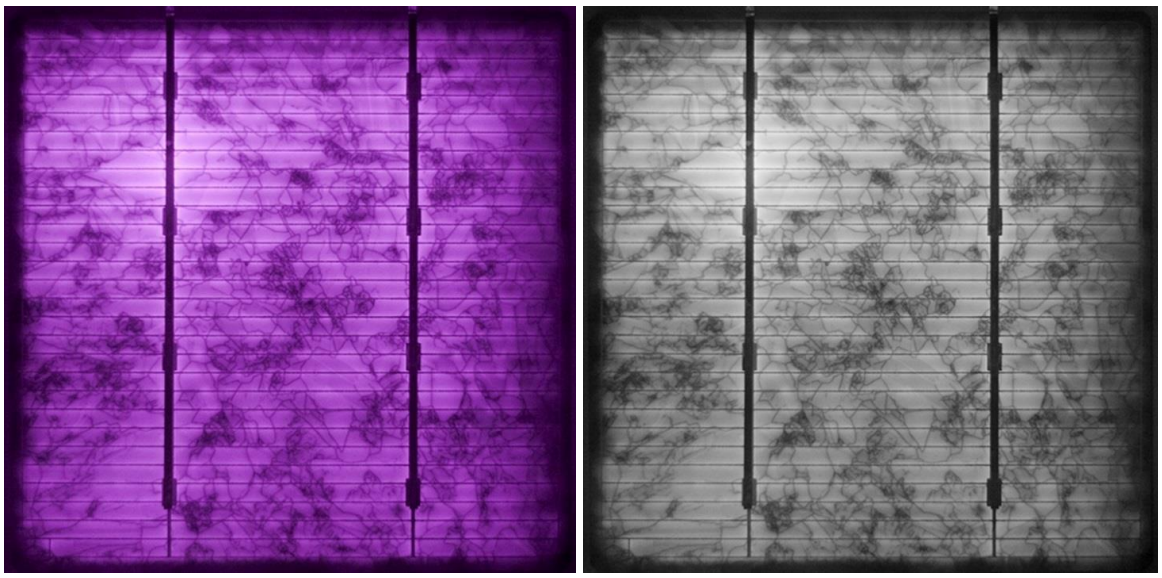


Figure 7: Display of electroluminescence radiation
left: in the original RGB spectrum of the CMOS detector , right: after conversion to a BW range,

4 CONCLUSION

A low cost electroluminescent detection device based on a detector made by Si CMOS detector technology has been implemented. This device is capable of displaying the electroluminescent radiation of photovoltaic modules in a relatively good quality and displaying their defects.

ACKNOWLEDGMENTS

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210) and intern project for supporting students- scientific conferences SVK-2017-008.

REFERENCES

[1] Lepík, P. Inovace systému pro detekci defektů solárních článků pomocí elektroluminiscence. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav elektrotechnologie, 2017

[2] Vaněk, J., Křivík P., Novák, V. Alternativní zdroje energie, Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2006.

[3] Jandová, K., Diagnostické metody plošného rozložení defektů solárních, Brno: Doktorská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta, 2008.

TRACKING RESISTANCE OF VARIOUS MATERIALS IN VACUUM

Matúš Šedivý

Doctoral Degree Programme (1) FEEC BUT

E-mail: xsediv09@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radimir Vrba

E-mail: vrbar@feec.vutbr.cz

Abstract: Many vacuum instruments used in industry and scientific research apply high voltage components. Vacuum performs as an insulator with theoretically infinite breakdown voltage. Surface of dielectrics between two electrodes inside a vacuum chamber is the weakest link for a possible electrical breakdown (tracking). This paper focuses on examination of a vacuum pressure influence to the surface breakdown voltage of a various materials. Results were compared and led to determination of an appropriate materials for a design of internal connectors in electron microscopes produced by the company Thermo Fisher Scientific.

Keywords: high-voltage, breakdown, tracking, dielectric, glass, Kapton, alumina, PVDF, PEEK

1 INTRODUCTION

Because of a lack of any particles that could conduct electric current, vacuum is usually considered as a perfect insulator with both an infinite resistance and breakdown voltage. Real vacuum is just a clean and dry gas environment with a very low pressure. Anyway, a low current running between two electrodes placed in a vacuum chamber is mostly caused by a finite resistance of dielectrics and a field electron emission between the electrodes [1]. When cathode and anode are separated by an insulator, a triple junction of the vacuum, metal, and dielectric is place with highest probability of electron emission. The emitted electrons are accelerated and when they incidence with the dielectric, it can heat up its surface, and lead to deformation of an electric field, a secondary emission, and a drop of the surface resistance. This is the most likely the cause of a tracking in vacuum, when a voltage exceeds a certain level [2].

Usually to compare and categorize various insulating materials from the perspective of tracking resistance, a standardized comparative tracking index (CTI) tests are done. CTI in material datasheets represents the minimum voltage, that causes a tracking when specific amount of an electrolyte is applied on the insulator surface [3]. With respect to other ambient conditions as humidity and level of contamination, the CTI is often used for estimation of a proper creepage distance. However, the CTI tests cannot be done in a vacuum, and as consequence, many high voltage designs for vacuum instruments are based on empirical estimations or simulations.

The main goal of this work was to create a simple method to measure the surface breakdown voltage in a vacuum, below a point of a minimum at Paschen's curve, which describes the dependency of the breakdown voltage in gas on the product of pressure and distance of electrodes. The point is specific for each type of gas. In the air, a minimum breakdown voltage $U_{b\ min}$ is 352 V, when $(p \cdot d)_{min}$ is 73,3 Pa·cm [1]. If the distance between cathode and anode is fixed, in the pressure above this point U_b slowly rises. But, below this point, U_b rapidly rises. Our experiments showed that the breakdown voltage rises while decreasing pressure, but not as much as it was expected according to the Pashen's law. It is assumed that an interaction between the dielectric surface and the gas influenced this shift. A few perspective materials were characterised when submitted to pressures from

4 mPa up to 50 Pa. Measurements were done in a vacuum chamber that allowed high voltage experiments.

2 DESIGN OF MEASUREMENT METHOD

The first step in establishing a suitable method was a design of a proper electrode system. Planar electrodes were chosen to be used on the top of a specimen surface. There were two options how to create them. A photographic process similar to a PCB manufacturing was one of the options. The second option was to stick metal tape stripes on the specimen. Although the photographic process seemed to be more accurate, it would be also more complicated and time consuming. Besides, an anisotropic etching would have to be used to avoid an overhanging. Final decision was to use the copper tape strips, which is simple, cheap, and flexible solution. The strips were cut by a template whose dimensions are shown in **Figure 1**. The distance between the electrodes (4 mm) is the same as in the CTI tests. Width and rounding of edges were chosen to comply requirements for a homogeneity of electrostatic field in the middle of specimen.

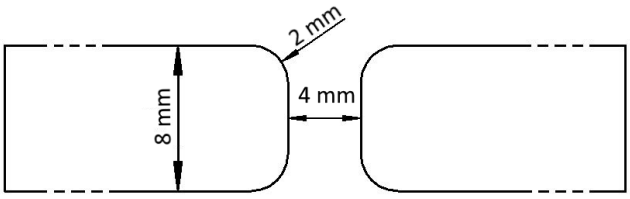


Figure 1: Dimensions and electrode layout.

The second step was verification that the field between electrodes was homogenous. To do that, the electrostatic field was simulated using a simulation software CST Studio [5]. The results of the simulation can be seen in **Figure 2**. The cathode and an enclosure borders were set to zero potential, and the anode to 1200 V potential. By simple calculation it was proved, that the electric field intensity between electrodes, which are 4 mm apart, should be 300 V/mm. Important was that lines between electrodes were parallel, matching a theoretical value of the intensity, and not exceeding a double of this value at the rounded edges.

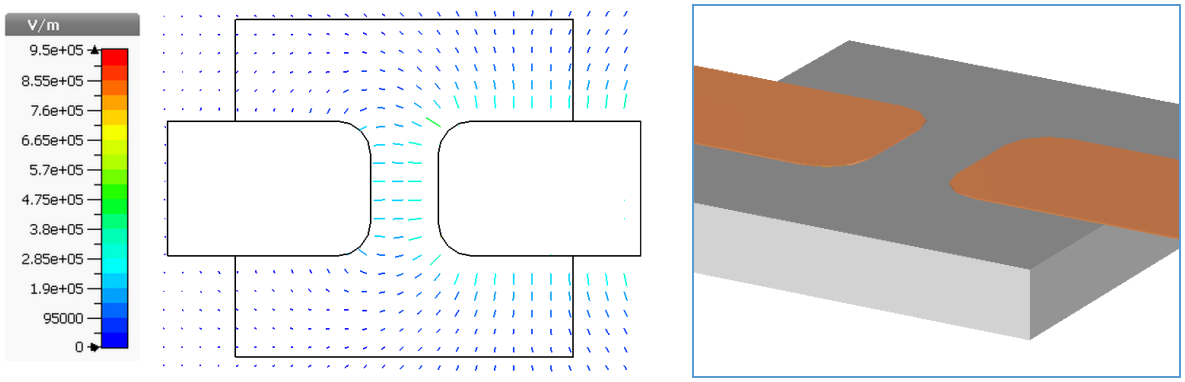


Figure 2: Simulation of electrostatic field and 3D representation of an electrode model

Then, the Paschen's curve for 4 mm distance of electrodes was calculated and plotted. To do this, the equation:

$$U_b = \frac{B \cdot p \cdot d}{\ln(p \cdot d) + a} \tag{1}$$

was used, where B = 480.22 [V·Pa^{-1}·m^{-1}] and a = 1.31 [-] are constants established from the Paschen's minimum point for the air [4].

Figure 3 shows Paschen's curve that was calculated on theoretical basis. In the chart, top border of 50 Pa for measurements was estimated. Due to the vacuum chamber and properties of a turbo pump, experimental measurements of the tracking could be done in the pressures form 4 mPa up to 50 Pa.

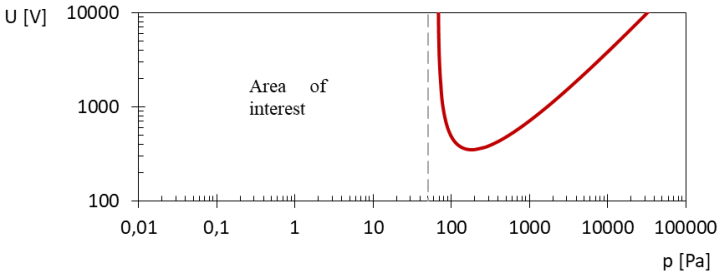


Figure 3: Paschen's curve for the air and a 4 mm distance of electrodes.

3 DESCRIPTION OF MEASUREMENTS

3.1 INSTRUMENTS AND SETUP

The vacuum chamber consisted of a glass cap and a steel bottom, which was connected to a zero potential. The glass cap was surrounded by a Faraday cage. A two vacuum pumps Edwards XDS-10 and EXT 255H together with a needle valve Pfeiffer EVN 116 and a vacuum gauge Edwards WRG-SL were used to achieve required pressures. A HT 55-I was used as a source of high voltage. Limitation for continuous electric current was set to 25 µA. An output of the current sensor was connected to an input of an Agilent 54641D osciloscope. Usually, horizontal scale was set to 200 ms/d and vertical scale to 5 V/d.



Figure 4: Picture of the used instruments and the specimen in chamber.

3.2 MEASUREMENT PROCEDURE

A four-millimetre wide template was used to stick the copper tape strips on specimens. One of the strips was also stuck to the steel bottom of chamber, while the other one was connected by a wire, through a ceramic bushing, to negative output of the source. The area between and around of the electrodes on the specimen was cleaned by an isopropyl alcohol. The specimen was then placed on a PMMA underlay. The chamber was then closed and vacuum pumps were turned on. After pressure in the chamber stabilized at a certain value, voltage started to rise till tracking appeared. Tracking usually lead to electric current pulse with a peak higher than 150 µA, or series of pulses that were less than 100 ms apart. At this point, the high voltage source was turned off, and the voltage was recorded.

Measurements were done on specimens of a Sylamit 1000 PVDF, Ketron 1000 PEEK, Kapton HN tape, IS-400 (glass-reinforced epoxy laminate) with and without a solder mask, Alumina, and glass. Because IS-400 was available with and without the solder mask, influence of this parameter to the tracking was also observed.

3.3 RESULTS

Despite that every point in the charts below represents an average of five measured values for the particular pressure, deviations of values were still quite high, especially in low pressure. This was the reason why no trend line was used in charts. However, within the range where breakdown voltage rises (pressure between 5 and 20 Pa) a power function would mostly fit with reliability (R^2) more than 0,98. At the pressure of 50 Pa a purple light above cathode was observed, which was considered as side effect of ionization of the air and formation of plasma cloud. Concurrently, raise of the electric current was with the increasing voltage rather smooth, which indicates that electric current went rather through the air, then on the surface of dielectrics.

Among organic materials that were investigated, best resistance to tracking was found in case of the PVDF, which had almost 10 kV breakdown voltage in pressure 5 Pa, and about 14 kV in lower pressure as 0.5 Pa. In the range between 5 to 20 Pa a dependency of the breakdown voltage on the pressure can be in case of PVDF described by the following function: $U_B = 165{,}02 \cdot p^{-1{,}833}$ [kV], ($R^2 = 0{,}9882$).

As it is shown in the **Figure 5**, the solder mask on IS-400 had almost no influence to tracking properties in lower pressures, but in pressures 0,5 to2 Pa the breakdown voltage is at about 1,5 kV higher, so the improvement is quite visible.

Because the glass and Alumina are inorganic materials, their characteristics were plotted in the separated chart. It can be seen that Alumina has better tracking properties in low pressure and it can withstand about 2 kV more than a glass. On the other hand, glass has shown a slightly higher tracking resistance in the pressure above 5 Pa. The breakdown voltage dependency on the pressure for these two materials in the pressures from 5 to 20 Pa can be also mathematically described by a power function with quite high reliability, as in the case of organic materials.

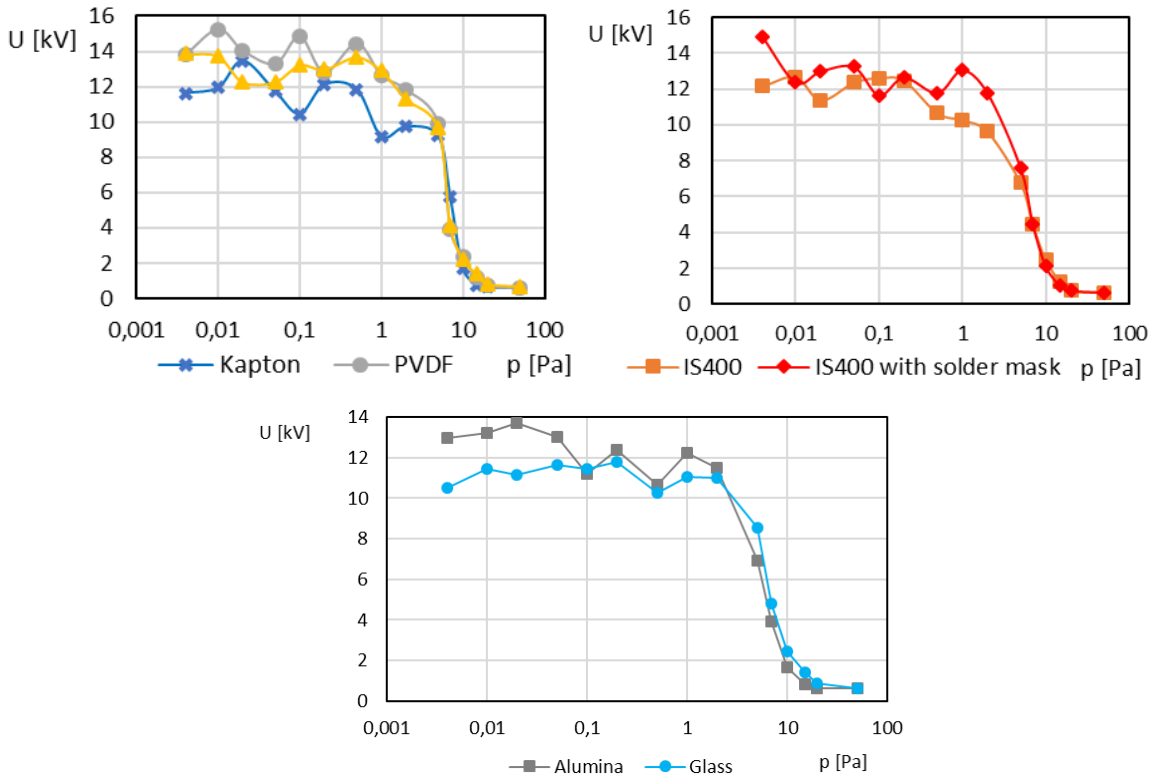


Figure 5: Breakdown voltage dependencies on pressure for Kapton, PVDF, PEEK, IS400, IS400 with solder mask, Al_2O_3, and glass. The solid lines are guides to the eyes.

4 SUMMARY

The topic of this paper deals with a little explored field of tracking in a vacuum. Important is a discovery that area, where breakdown voltage strongly depends on the pressure, was found at lower pressures than estimations based on the Paschen's curve would expect. In our case, it was mostly between 1 and 20 Pa for electrodes that were 4 mm apart. This indicates that some interaction between surface and gas must play an important role in tracking. Also, interesting fact is that all investigated materials showed a similar behaviour in the studied pressure range and their dependency of breakdown voltage could be described by power functions. This means that further investigation should focus on other parameters as distance and shape of electrodes or surface finishing, rather than variety of dielectrics. We concluded that further improvements on the experimental setup such as scheme to allow testing more than one sample at a time at certain pressure in the vacuum chamber could help gather statistical data more quickly.

This characterisation of materials is also useful for prototyping and design of new high voltage components that works suitably under vacuum conditions. From this point of view, it is important to know at what distance, voltage and pressure, the components can operate. Results shown in this paper were already used by Thermo Fisher Scientific to determinate requirements for a clearance distance of a data connector on the ceramic substrate, that is just a few millimetres away from part with voltage of 10 kV, while surrounded by a vacuum of few millipascals. Another example is PVDF separator that is used to increase a creepage distance in components that are used in an electron microscope.

ACKNOWLEDGEMENT

Data that were used in this paper were measured with an equipment of Thermo Fisher Scientific. Special thanks belong to Ing. Jan Lásko, for his advices and a quick training about operating with the vacuum and high-voltage equipment.

REFERENCES

[1] R. Arora and W. Mosch. High voltage and electrical insulation engineering. 1. Hoboken, NJ: J. Wiley and Sons, 2011. ISBN978-047-0947-890.

[2] J. M. Wetzer and P.A.A.F. Wouters. HV design of vacuum components. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation. 1995, 2(2), 202-209. DOI:10.1109/94.388241. ISSN 10709878. Available at: http://ieeexplore.ieee.org/document/388241

[3] IEC 60112. Method for the determination of the proof and the comparative tracking indices of solid insulating materials. 4. Geneva: International Electrotechnical Commission, 2003.

[4] L. F. Berzak, S. E. Dorfman and S. P. Smith. Paschen's Law in Air and Noble Gases. Berkely lab. Berkeley: Lawrence Berkeley National Laboratory, 2006. Available at http://www-eng.lbl.gov/~shuman/XENON/REFERENCES&OTHER_MISC/paschen_report.pdf

[5] *CST Studio Suite*. Framingham: CST Computer Simulation Technology AG, 2017. Available at: https://www.cst.com/products/csts2

SPECTRAL CHANGE BASED OPTICAL SENSORS

Josef Eliáš

Doctoral Degree Program (2), FEEC BUT

E-mail: xelias10@vutbr.cz

Supervised by: František Urban

E-mail: urban@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper is focused on optical sensors based on spectral characteristics change. Optical sensors are widely used for industrial, robust and noise proof measurement. There are measurement techniques for mechanical tension, temperature, pressure, displacement, vibration and so on. This article provides brief description of selected optical sensors based on Fabry-Perot and fiber Bragg grating principle. The article includes basic sensor description, theory of operation and measurement setup and expected measurement ranges and resolutions.

Keywords: Fiber optic sensors, Fabry-Perot interferometer, Fiber Bragg Grating, Measurement.

1 INTRODUCTION

Harsh environment and optical telecommunication industry, initiated development of fiber measurement and sensors. Nowadays there are hundred principles how to measure sensor response up to 80 kilometers using Fiber Bragg Gratings (FBG) based sensors[1]. There are sensors for measuring temperature for many different ranges. First range widely used in power industry is ambient temperature[2], high temperature[3] and also cryogenic temperature[4]. There are strain measurement sensors based on FBG's [5]. Strain and temperature measurements can be transformed into high voltage measurement or current measurement. Another indirect measurement is inclinometric and acceleration sensors transducing gravity acceleration into mechanical strain.

2 STRAIN MEASUREMENT

Strain measurement is one of two direct measurement based on displacement of periodic structure inscribed into fiber. This mechanical stress is converted into central reflected wavelength shift of FBG[6]. Central wavelength shift dependence of FBG is characterized by equation (1). In this equation there are two main effects influencing central wavelength position reflected from FBG. One of them leads to strain and other to temperature dependency of sensor. There are several methods to avoid temperature dependency of strain sensors. One method use compensation grating and differential central wavelength change, others are based on prestrained fiber bonded to composite material with balanced dimension expansion to 0. Basic strain sensibility of FBG type I and II ranges from 1.10 to 1.19 but according to

$$\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0} = k * \epsilon + \alpha_\delta * \Delta T \tag{1}$$

$\Delta\lambda$ = wavelength shift
λ_0 = base wavelengthat at test start
k = gage factor ~ 0.78
ϵ = strain
ΔT = temperature change in K
α_δ = refraction index change



Figure 1: Surface **s**train sensors [7] [8]

Basic strain sensors can be found on Figure 1 [8]. These sensors are designed for industrial use and can be chained into sensor field along bridges, dams, roofs, tunnels or into towers. NASA introduced multipoint real time measurement for shape deformation sensing in real time called FOSS [9].

3 TEMPERATURE SENSORS

Temperature dependency described in previous paragraph can be used in temperature sensors. These sensors can be used for precise single point measurement or as multipoint measurement array. Sensors are lightweight as standard telecommunication fiber and sustains high temperatures as 100 °C. For higher temperature measurement there are special FBG's made by micromachine inscribing process. Micromachined fiber sensors cannot be erased by high temperature like standard FBG and therefore these sensors are only limited by melting point of pure silica. According to our measurement uncoated FBG has temperature dependency about 10 pm/°C. Like strain sensors, temperature sensors can be chained into arrays and perform multipoint measurements. Temperature sensors finds use in oil and gas industry for monitoring infrastructure and condition. Classic temperature sensor with FBG inside are shown on Figure 2. These packages are similar to classic PT thermocouple sensors used industrial.



Figure 2: Temperature sensors and probes [7][8]

4 HIGH VOLTAGE

Rising of electric grid and local power plants become one of the reasons for construction FBG sensor for measuring high voltage. All measurements based on FBG can be chained together. Therefore, measurement unit price per sensor become cheaper and supports FBG sensor spread. FBG sensors and optical cables are made nonconductive and improve insulation of system from high voltage and can measure more than one physical quantity. Almost all measurement in power transmission and distribution network can be transduces into FBG sensing and monitored over tens of kilometers. High voltage measurement transforms mechanical strain from piezoelectric ceramic into mechanical stress and allow measure of voltage by FBG. Test configuration is described on Figure 3.

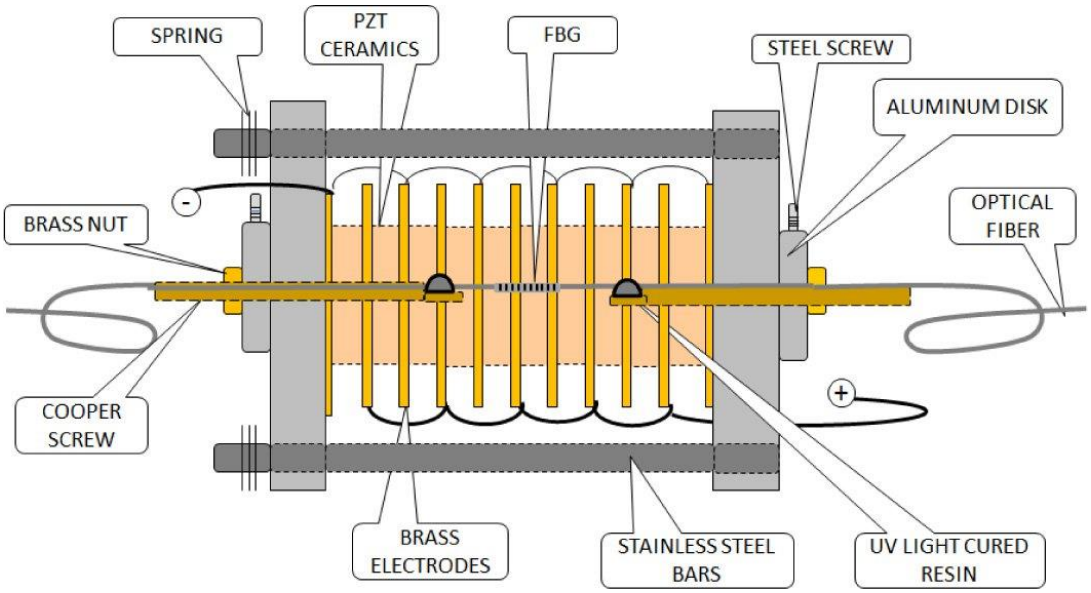


Figure 3: High voltage measurement based on electrostrictive material [10]

5 CURRENT MEASUREMENT

Similar principle with different material is used for current measurement sensors. These sensors are based on magnetostrictive materials and transforms current into mechanical stress. [11],[12]. This system provides great noise immunity, insulation between high voltage and ground and individual measuring elements. In opposite to bulk and heavy current transformers for measurement current there is lightweight magnetostrictive fiber probe with great insulation and ability to transmit measured signal tens kilometers far. Figure 4 describes behavior of FBG current sensor based on magnetostrictive material.

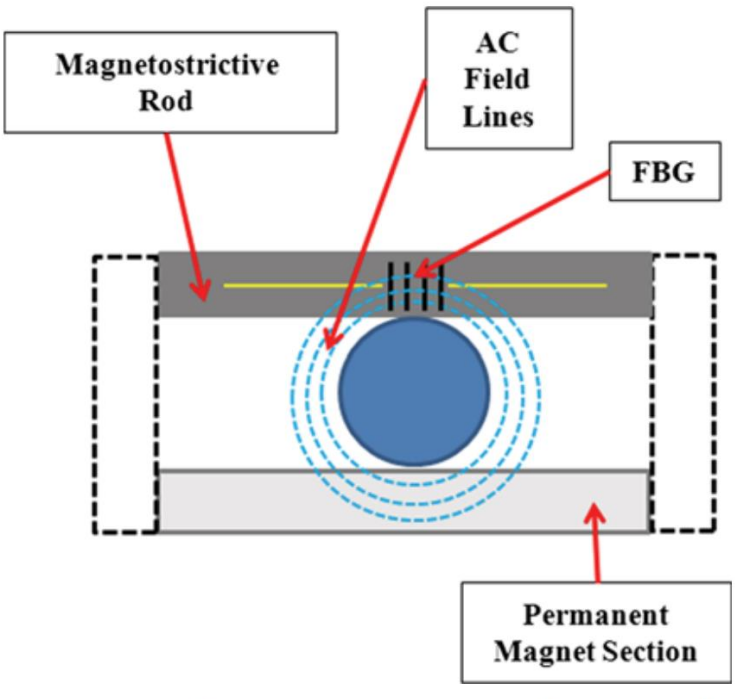


Figure 4: Current measurement sensor principle [11]

6 TILT AND INCLINOMETRIC SENSORS

Tilt and inclinometric measurement utilizes gravity force and weight bonded on end of the fiber. Tilt measurement uses one axial movement and fixture on another axis. There is single axis tilt sensor on Figure 5 right side. Sensor consist of fixture shown green, holding prestrained fiber with two FBGs. Yellow tube makes support for solid ball in the middle and takes over some strain in nonvertical positions of sensor. Due to combination of two FBGs, temperature dimension change impacts both and compensate temperature drift. Two axis inclinometers are designated same way, but there are 4 FBGs bonded in tetrahedrons corners. Dual axis inclinometer can measure roll and pitch angles without dependence on temperature drift. Complete principle is described in [13].

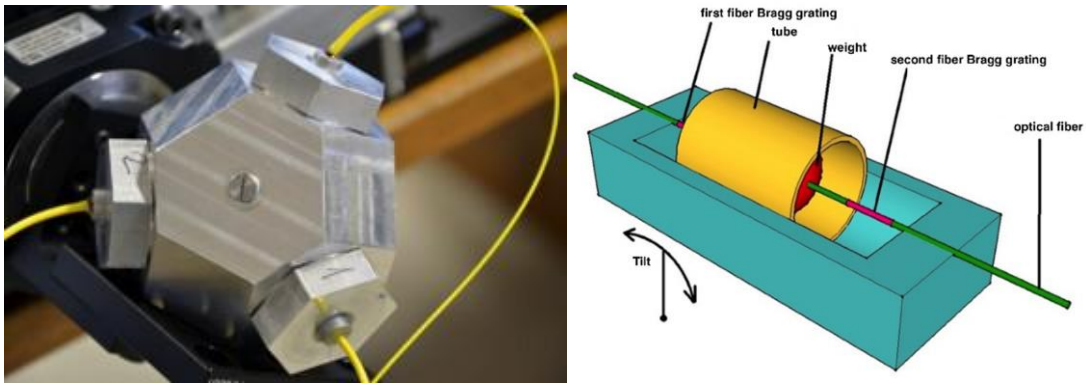


Figure 5: Inclinometer model and finall realization[13]

7 VIBRATION SENSOR

Next measurement feasible on FBG is vibration measurement. Sensor principle use tilted FBGs in combination with tapered section on fiber. Sensors are robust and can measure frequencies from 10 to 500 Hz. This type of sensor is commonly used for vibration measurements on bridge constructions, towers, concrete constructions and others.

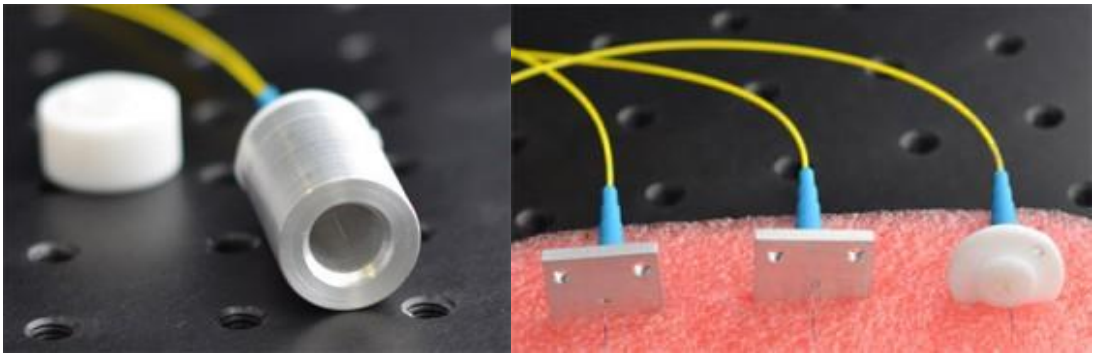


Figure 6: Vibration measurement sensors[8]

8 CONCLUSION

Different measurement methods with FBGs are presented in this paper. Novel approach to measure temperature, strain, voltage, current, inclination in same time on one fiber was presented. These chain multiplexing of sensors are so-called lab on fiber. Optical sensors are suitable for harsh environments like transmission and distribution networks. Another advantage of fiber sensing can be used for chemical and explosive industry like oil and gas or aircraft.

REFERENCES

[1] ZHENG, Binghui a Qilong KANG. A Novel Fiber Bragg Grating Sensor Analyzer Based on FPGA and DSP Platform. In: *2012 Fifth International Symposium on Computational Intelligence and Design*, ISBN 978-1-4673-2646-9

[2] BARON, Fabian E., German ALVAREZ-BOTERO, Francisco AMORTEGUI, Daniel PASTOR a Margarita VARON. Temperature measurements on overhead lines using fiber Bragg grating sensors. *2017 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference*. ISBN 978-1-5090-3596-0.

[3] SHRUTHI, S V a And S SUNDARAVADIVELU. HIGH TEMPERATURE MEASUREMENT USING FIBER BRAGG GRATING SENSOR. *Indian J.Sci.Res*. ISSN 2250-0138.

[4] LUPI, Carla, Ferdinando FELLI, Andrea BROTZU, Michele Arturo CAPONERO a Antonio PAOLOZZI. Improving FBG Sensor Sensitivity at Cryogenic Temperature by Metal Coating. *IEEE Sensors Journal*. ISSN 1530-437X.

[5] TSYBULNYK, S. O. a D. O. PIVTORAK. Method of determining the strain value from the output signal of the fiber optical sensor. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. ISBN 978-1-5090-3006-4.

[6] KREUZER, Manfred. New horizons The optical measurement chain from HBM Strain Measurement with Fiber Bragg Grating Sensors.

[7] *Temperature Probe | os4200 - Micron Optics* [online]. [vid. 2018-03-15]. Dostupné z: http://www.micronoptics.com/product/temperature-probe-os4200/

[8] RADIM ŠIFTA. *Optické senzory | SFO* [online]. 2017 [vid. 2018-03-14]. Dostupné z: http://sfo.networkgroup.cz/cs/opticke-senzory/

[9] *Fiber Optics Sensing System: A New Technology for Measurement - YouTube* [online]. 2015 [vid. 2018-03-14]. Dostupné z: https://www.youtube.com/watch?v=_CdULw4-j_o

[10] RIBEIRO, Bessie A. a Marcelo M. WERNECK. A mechanical method to tuning a FBG-PZT voltage sensor. In: Hypolito J. KALINOWSKI, José Luís FABRIS a Wojtek J. BOCK. 2015 International Society for Optics and Photonics.

[11] WERNECK, Marcelo Martins, Regina Célia da Silva Barros ALLIL a Fábio Vieira Batista de NAZARÉ. *Fiber Bragg gratings : theory, fabrication, and applications*. ISBN 9781510613850.

[12] YAO, Yuan, Ciming ZHOU, Dongli WANG a Lin WU. Research on fiber Bragg grating huge current sensing based on electromagnetic force. 2011 International Society for Optics and Photonics.

[13] URBAN, František jr., Helán RADEK, František sr. URBAN, Lukáš KOČÍ a Josef ELIÁŠ. Bragg grating implementation of fibre optic inclinometer. 2017 *In Sensors and Electronic Instrumentation Advances: Proceedings of the 3rd International Conference on Sensors and Electronic Instrumentation Advances*.

Doktorské projekty

Biomedicínské inženýrství a bioinformatika

ROBUST CELL NUCLEI TRACKING USING GAUSSIAN MIXTURE SHAPE MODEL

Tomáš Vičar
Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT
E-mail: vicar@feec.vutbr.cz

Supervised by: Radim Kolář
E-mail: kolarr@feec.vutbr.cz

Abstract: The life cell microscopic imaging is a standard approach for studying of cancer cell morphology and behaviour during some treatment. In the dense cell cultures, tracking each cell nucleus is challenging task due to cell overlap and interactions. Moreover, for time-lapse sequences (lasting typically 20-30 hours) the robust automatic cell tracking is needed. This paper describes new method for fluorescence nuclei tracking based on Gaussian mixture model (GMM), and additionally, GMM modification allowing application to the images is also introduced. Method is mainly designed for robustness - tracking the highest possible number of nuclei in the whole sequence. Proposed algorithm proved to by very reliable with 80% of correctly tracked nuclei.

Keywords: Fluorescence nuclei images, nuclei tracking, Gaussian mixture model

1 INTRODUCTION

The detection of the individual nuclei and, in particular, separation of the clustered nuclei is complicated and still unresolved problem [1]. Moreover, detected cells are further utilized in the cell tracking methods, where errors from the individual frames are cumulated, because each detection error leads to interruption of track and thereby loss of information about this cell for whole sequence.

Method presented in this paper was mainly designed for the fluorescence images from Multimodal Holographic Microscope (MHM) [2], which is able of simultaneous acquisition of fluorescence and quantitative phase images. The main motivation for this paper is to design a robust method for tracking of nuclei trough the whole image sequence. The result of nuclei tacking than can be simply used as seed-points for the segmentation of the individual cells in each frame. We are only interested in cells that we can track all the time without cell division. This is due to the design of the experiment, which is intended to study different cell parameters related to cell death.

Many tracking algorithms exist (e.g. [3] and [4]), but they all incorporate cell division and do not focus on reliable tracking of the initial set of cells. The proposed method for the tracking of the fluorescence nuclei can significantly improve beyond them due to active search of all cell from the last frame. However, the main problem is separation of clustered nuclei, which is solved by assumption of the same number of nuclei in each pair of neighboring frames. This separation is achieved with Gaussian Mixture Models (GMM), which very robustly divide each cluster to the right number of Gaussian shapes with relatively equal size of the resulting parts. For the direct application of GMM on images, GMM algorithm was also slightly modified.

2 MATERIALS AND METHODS

2.1 DATASET

Method has been tested and evaluated on 5 field of view of the PNT1A cells, which were treated with inductor of the apoptosis Staurosporin and nuclei were fluorescently labeled with Hoechst 33258. Images were acquired on MHM with Objective Nikon Plan $10x/0.3$ and CDD camera XIMEA MR4021MC. Each field of wiew have the size 600x600px, with the frame rate 0.2 frame/min and 467 frames.

2.2 FOREGROUND SEGMENTATION AND NUCLEUS CLUSTERS EXTRACTION

The first step of proposed method is segmentation of nucleus pixels, but simple thresholding cannot be used, due to large variability in image values between experiments, therefore Maximally Stable Extremal Region (MSER) [5] approach was used. MSER identifies connected components in thresholded binary image, which are not changing their area with respect to threshold perturbation. Efficient algorithms for MSER extraction exist, and it is robust to variability of images in intensity changes and with same parameters setting. The binary masks from MSER method contain a large number of nuclei, which are connected, thus each connected component (nuclei cluster) is subjected to the subsequent GMM analysis.

2.3 GAUSSIAN MIXTURE MODEL TRACKING

The shape of each cell nucleus can be well approximated with 2D Gaussian function, thus each nucleus cluster can be modeled using the GMM [6]; moreover, GMM parameters can by estimated using Expectation-Maximization (EM) method. GMM probability density is given by the sum of K weighed Gaussian functions [6]

$$P(\mathbf{x}|\theta) = \sum_{k=1}^{K} w_k p(\mathbf{x}|\theta_k) = \sum_{k=1}^{K} w_k (2\pi)^{-d/2} |\Sigma_k|^{-1/2} exp\left[-\frac{1}{2}(\mathbf{x}-\mu_k)^T \Sigma_k^{-1}(\mathbf{x}-\mu_k)\right] \quad (1)$$

where model parameters θ consist of set of parameters for each Gaussian $\theta_k = \{w_k, \mu_k, \Sigma_k\}$, which are Gaussian weight, mean vector and covariance matrix, respectively, and d denotes dimensionality. EM is statistical iterative method for the estimation of maximum a posteriori (MAP) estimate of model parameters, which consist of iterations between two steps: (1) In the E-step, expected MAP for all samples is updated and (2) in the M-step, model parameters that maximize MAP are estimated, where both steps have closed form solution for GMM [6]; however, it can leads to the local optima, which highly depend on the initialization. Furthermore, GMM can be used for following classification, simply by assignment of the sample to the Gaussian with highest probability.

GMM is designed for the estimation of the probability density function, $p(\mathbf{x}|\theta)$, based on density of observed samples. It is possible to convert image $I(\mathbf{x})$ into samples by creation of $I(\mathbf{x})$-times replicated sample at each $\mathbf{x}$-position (i.e. for every pixel is created as many samples as is value of the pixel) as in [7], but it leads to increase of computational demands and is impractical. Therefore, new modification of GMM, weighted GMM (wGMM), is proposed it this paper, where each sample have weight λ, which affects importance of this sample in EM algorithm. E-step of EM algorithm is not affected, thus posterior probability for i-th sample and j-th Gaussian can be computed as

$$p_{ij} = p(\theta_k = \theta_j | \mathbf{x} = \mathbf{x}_i) = \frac{w_j p(\mathbf{x} = \mathbf{x_i} | \theta_k = \theta_j)}{\sum_{l=1}^{K} w_l p(\mathbf{x} = \mathbf{x_i} | \theta_k = \theta_l)} \quad (2)$$

Modification of the algorithm is in M-step, where we add λ into computation of j-th Gaussian parameters

$$w_j = \frac{\sum_i p_{ij}\lambda_i}{K\sum_i \lambda_i}, \quad \mu_j = \frac{\sum_i p_{ij}\lambda_i \mathbf{x}_i}{\sum_i \lambda_i p_{ij}}, \quad \Sigma_j = \frac{\sum_i p_{ij}\lambda_i (\mathbf{x}_i - \mu_j)(\mathbf{x}_i - \mu_j)^T}{\sum_i \lambda_i p_{ij}} \tag{3}$$

where i are indexes of the samples. It leads to only few simple modifications in standard implementations of GMM algorithm. This wGMM can be applied on the image simply by use of position on the pixel grid $\mathbf{x}$ as samples $\mathbf{x}_i$ and pixel values $\mathrm{I}(\mathbf{x})$ as weights λ_i. However, application on the non-image data can be also considered.

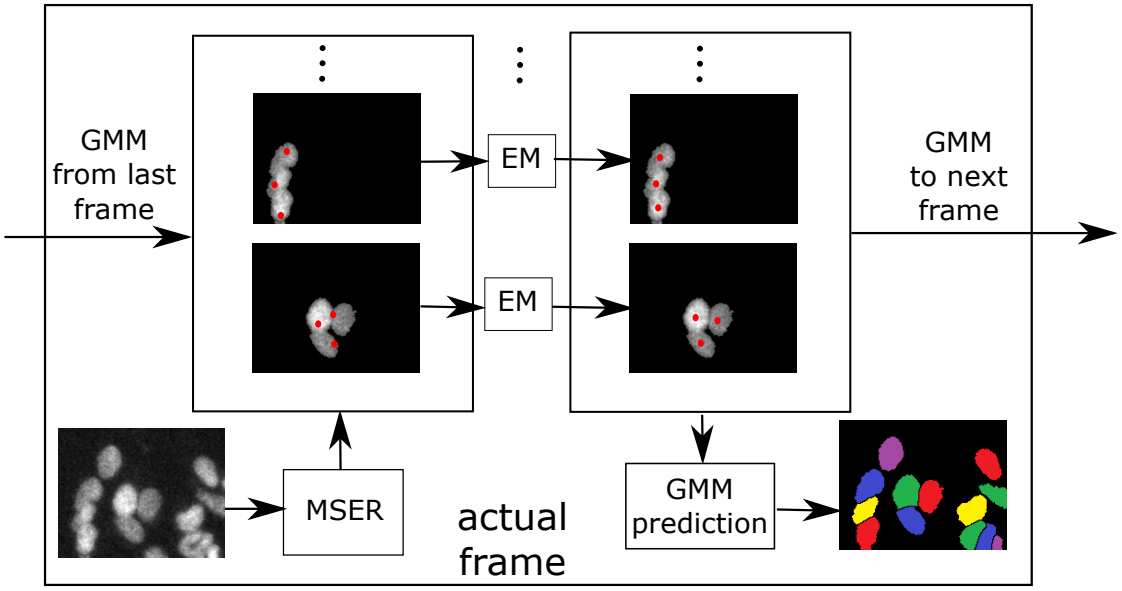


Figure 1: Block diagram of the process in one frame; red dots indicates Gaussians centers and number of EM runs depend on number of clusters identified in the image.

One of the problems of the GMM is that we need to estimate the number of Gaussians. In our application of nuclei tracking, the number of nuclei in each cluster is known from the previous frame. Furthermore, we can use all Gaussians parameters from previous frame for initialization of EM. EM algorithm than only adjust parameters of wGMM in each frame. Gaussians for each cluster are identified as Gaussian whose μ lies inside the mask cluster, and, in the second step, these Gaussians are adjusted by EM applied on the pixels under the cluster mask. Afterward, Gaussians from all the clusters are mixed together and move to the next frame. Processing of one frame is depicted on the Figure 1.

Additionally, GMM fits the normalized probability distribution, but not the image values, thus Gaussians weights w_i will not match between frames, if some Gaussian change cluster. Therefore, it is more appropriate to modify weights after EM in each cluster as

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{w}\sum_{i=1} I(\mathbf{x}_i)}{\sum_k p_{x=x_i,\theta}} \tag{4}$$

where p_{ik} is evaluation of GMM at position of the pixels of the cluster x_i. In the other words, weights of the all Gaussians are divided by the sum of the image values predicted by the model and multiplied

Table 1: Results of proposed method and TrackMate as the number of correctly tracked cells; x/y represents number of the correctly tracked cells / total number of the cells.

Field of view	1	2	3	4	5	sum	%
proposed	52/67	21/26	19/25	61/73	32/40	185/231	80%
TrackMate [3]	22/67	6/26	7/25	22/73	15/40	72/231	31%

by sum of the values of original image. After this adjustment Gaussians fit the image values and can be validly reused in the next frame.

2.4 GMM INITIALIZATION

In the first frame, GMM is initialized from detected seed-point, which are obtained with LoG based cell detection algorithm described in [8], but the manual adjustments in first frame can be also considered way for higher precision. After detection, one Gaussian model is created for each initialization point i, where μ_i is set to point position, w_i is set to one and Σ_i is set to identity matrix. The newly appeared cells in next frames, are identified as binary mask without any Gaussian. These cells are also initialized and add to the GMM tracking.

3 RESULTS AND DISCUSSION

Due to strict requirement on the analysis of these types of experiment, only cells tracked through the whole sequence are considered as correct; moreover even temporarily false union of two nuclei is considered as error for the both nuclei. Because of complicated manner of such evaluation criterion and non-existence of a ground truth data, evaluation was done by the visual checking of each nuclei and classifying them as correct/incorrect. Results were compared to the state-of-the-art method TrackMate [3], which use LoG filter based detector and Linear Assignment Problem tracker for connection of detected points paths and for filtration of the false detections.

The results obtained by our approach and TrackMate are sumarized in the Table 1. Proposed method achieved significantly better results of 80% percent of correctly tracked cells. Above that, besides of totally insensitive parameters of MSER, proposed method have no parameters to be set. Besides of larger number of nuclei progress to the next analysis, wrongly tracked cells must be also filtered out in some post-processing step, thus this increase in the precision can significantly refine the results of the analysis. On the other hand, computational time on standard desktop machine (procesor Intel(R) Core(TM) i5-6500 CPI @ 3.20GHz) is 2.1s/frame and <0.1s/frame for proposed and TrackMate, respectively. The example of the results is depicted in the Figure 2(a), where is shown first frame with cell tracking paths through whole sequence.

Besides off very good detection and tracking, proposed method also provide segmentation of single nuclei (see example on Figure 2(b)). Tracked nuclei can be also used as cornerstone for the subsequent segmentation.

4 CONCLUSION

This paper describes the nuclei tracking and segmentation method tested for the fluorescence images acquired with MHM. The proposed method mainly focuses on tracking as many cells as possible throughout the whole image sequence, where it achieve 49% more correctly segmented than state-of-the-art method TrackMate. The proposed method use GMM for the fitting of the Gaussians like shape of the nuclei, where special modification of GMM model, wGMM, is introduced, therefore GMM can be applied on the images.

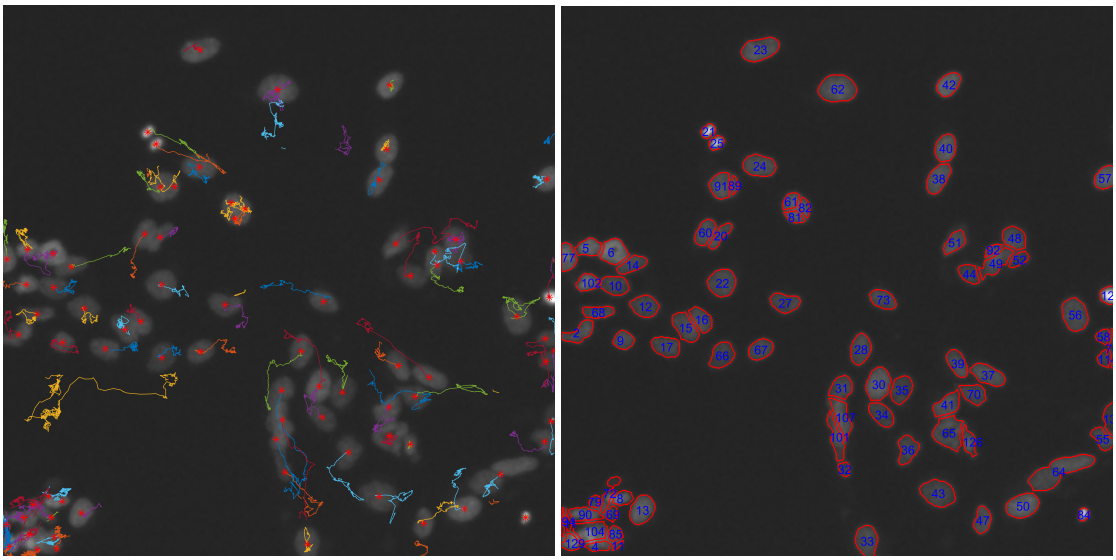


Figure 2: Example of the results; Image of fluorescence nuclei in the first frame (a) with the marked paths in whole sequence, (b) with the nuclei segmentation contours.

REFERENCES

[1] V. Ulman, M. Maška, K. E. Magnusson, O. Ronneberger, C. Haubold, N. Harder, P. Matula, P. Matula, D. Svoboda, M. Radojevic, *et al.*, "An objective comparison of cell-tracking algorithms," *Nature methods*, vol. 14, no. 12, p. 1141, 2017.

[2] P. Kolman and R. Chmelík, "Coherence-controlled holographic microscope," *Optics Express*, vol. 18, no. 21, pp. 21990–22004, 2010.

[3] J.-Y. Tinevez, N. Perry, J. Schindelin, G. M. Hoopes, G. D. Reynolds, E. Laplantine, S. Y. Bednarek, S. L. Shorte, and K. W. Eliceiri, "Trackmate: An open and extensible platform for single-particle tracking," *Methods*, vol. 115, pp. 80–90, 2017.

[4] J. Chalfoun, M. Majurski, A. Dima, M. Halter, K. Bhadriraju, and M. Brady, "Lineage mapper: A versatile cell and particle tracker," *Scientific reports*, vol. 6, p. 36984, 2016.

[5] D. Nistér and H. Stewénius, "Linear time maximally stable extremal regions," in *European Conference on Computer Vision*, pp. 183–196, Springer, 2008.

[6] G. McLachlan and D. Peel, *Finite mixture models*. John Wiley & Sons, 2004.

[7] C. Jung, C. Kim, S. W. Chae, and S. Oh, "Unsupervised segmentation of overlapped nuclei using bayesian classification," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 57, no. 12, pp. 2825–2832, 2010.

[8] H. Kong, H. C. Akakin, and S. E. Sarma, "A generalized laplacian of gaussian filter for blob detection and its applications," *IEEE transactions on cybernetics*, vol. 43, no. 6, pp. 1719–1733, 2013.

APPLICATION OF OPTIMIZATION ALGORITHMS TO THE GENOME ASSEMBLY

Robin Jugas

Doctoral Degree Programme (2.), FEEC BUT

E-mail: jugas@feec.vutbr.cz

Supervised by: Helena Škutková

E-mail: skutkova@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper results from development of new sequencing methods together with the need of suitable genome assembly algorithms. It combines the genomic signal processing, correlation techniques and optimization algorithms for solving assembly task. Genomic signals are made by conversion of letter-based DNA into the form of digital signal, thus the methods of digital signal processing can be applied. Possible overlaps between reads converted into signals are found by computing correlation coefficient similarly to cross-correlation. We acquire similarity matrix and the task is to find the path through it achieving minimum distance criterion. For the task, the two optimization techniques were employed: ant colony optimization (ACO) and simulated annealing (SA). The result implies the possibility of using the ACO at the task of creating path through similarly to graph-theory-based algorithms.

Keywords: bioinformatics, genome assembly, genomic signal processing, optimization techniques

1 INTRODUCTION

Genome assembly and DNA sequencing methods are stressed because of medical trends focusing on a genetic base of diseases and possible treatment [1]. Thus, new methods of molecular biology are developed and also a price of fully sequenced genome decreased, making progress more available [2]. However, DNA sequencing methods still are not able to sequence the whole genome at once, hence the need for a genome assembler. An output of DNA sequencers differs in amount and length of reads – a short sequences of DNA which are later connected into longer sequences using genome assembler. Older platforms like Roche454 produced up to 1000bp reads, Illumina up to 350bp, recent Oxford Nanopore can sequence thousands of base pairs [3]. More assemblers exist targeting different properties of sequencing platforms [4]. For long reads, the algorithms based on overlap-layout-consensus graphs prove to be efficient [5], whereas for shorter reads the assemblers are using de Bruijn graphs [6]. Assemblers use the graph theory algorithms for searching a path through reads, which shares an overlap between pairs of them.

All assemblers use the standard letter-based form of DNA, using four letters denoting nucleotides. The current study focusses on Genomic Signal processing(GSP) techniques to improve the previous existing methods. [7]. Genomic signal processing merges the domains of bioinformatics and digital signal processing. GSP is based on numerical representations, formulas describing the conversion of letter-based DNA into numerical based DNA. After the conversion, methods of digital signal processing can be used.

The purpose of this article is to examine the possibility of using optimization techniques – ant colony optimization (ACO) and simulated annealing (SA), at the genome assembly. Genome assembly can be viewed as searching through a graph and creating a path. Both selected optimization techniques are suitable for graph problems and tend to find global extreme. [8]

2 METHODS

2.1 GENOMIC SIGNAL PROCESSING

Genomic signal processing combines the genomic signals with the field of digital signal processing. The genomic signal is generally a signal obtained from DNA sequence by applying certain formulas. The output differs in the dimensionality of a signal, added features or possibility of backward reconstruction of the sequence. The method for transforming DNA into the signal is called numerical representation and several of them were already published [9, 10]. Suitable numerical representations are those one-dimensional with the same sampling frequency as the original sequence, thus, the phase numerical representation is chosen [11]. Each nucleotide in DNA sequence is converted into a genomic signal by getting the phase of the complex number according to mapping, e.g. (A = π/4; T = -π/4; C =-3π/4; G =3π/4) and then the values are cumulatively summed [11].

2.2 CORRELATION COMPUTATION

Searching for overlaps between reads is based on correlation methods – Pearson correlation coefficient is computed between all possible pairs of reads using implemented gradually incrementing window. The Pearson correlation is defined as (1):

$$\rho(A,B) = \frac{1}{N-1}\sum_{i=1}^{N}\frac{(A_i-\mu_A)}{\sigma_A}\frac{(B_i-\mu_B)}{\sigma_B} \quad (1)$$

where *A*, *B* denote signals, N is the length of signals, μA and σA are the mean and standard deviation of *A*, respectively of *B*. Pearson correlation coefficient values are in range from -1 to 1, a value of 1 indicates linear dependency of vectors A and B, a zero value indicates no dependency and a value of -1 negative linear dependency. For searching overlaps, i.e. detecting the position where the signals share a part of them, the Pearson correlation is computed using an algorithm similar to the cross-correlation method. Correlation computation is divided into two steps, so all possible positions between reads of the same length are covered. Having two signals, *X [1: N]* and *Y [1: M]*, *N=M*, the correlation coefficient is calculated as (2):

$$coef_{a)} = \rho(X\,[1:i], Y\,[M-i:M]) \qquad coef_{b)} = \rho(X\,[N-i:N], Y\,[1:M-i]) \quad (2)$$

where ρ is the Pearson correlation coefficient and i is the shift between the signals. The $coef_{a)}$ describes the computation when the first signal is gradually shifted into the second one to the right side, the $coef_{b)}$ describes the same from the other side, the first signal is shifting out of the second signal. The formulas are graphically described in Figure 1.

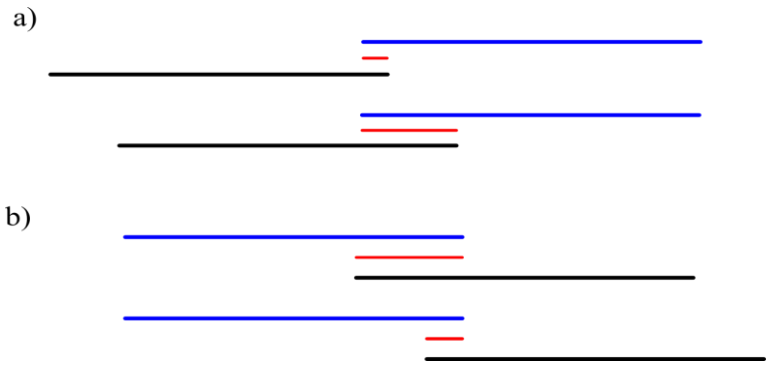


Figure 1: Algorithm for computing correlation. Blue and black lines represent signals, red lines show what part of a signal are taken into correlation computation

The output of this calculation is correlation signal of length *2N*, where axis x denotes shifted position of signals and y denotes correlation coefficient at that point. There should be significant extreme at a position where signals have overlap. Hereby we acquire a similarity matrix by choosing the maximum value of correlation signal between a pair of reads.

2.3 SIMULATED ANNEALING

Simulated annealing is a probabilistic method for searching global optimum which is based on metallurgy process of creating crystal lattice with minimal energy state. Similarly, the algorithm searches for lower energy state. The current state represents one possible solution, in traveling salesman, it is the permutation of cities to visit and algorithm considers neighbouring state, which is generated by reversing the order of cities. The simulated annealing explores the possible solutions by using the neighbours state and it can accept currently worse neighbour state with a certain probability (3):

$$r \leq e^{\left[fp_{old} - fp_{new}\right]/T} \tag{3}$$

where r is uniform random number and T denotes temperature. Otherwise, the new solution is rejected.

Key role plays the temperature T, higher T implies greater random fluctuations of neighbouring states. Decreasing of T is called cooling schedule. The algorithm stops when T≈0.

2.4 ANT COLONY OPTIMIZATION

Ants are finding the shortest path to food by following the pheromone trail left by other ants. Ants will exude more pheromone on a short path than on long path. All possible ways are visited with the same probability, but the ants going through the shortest will exude the pheromone faster than others. Because of premature convergence, the property of pheromone evaporation was added, so the initially strong pheromone paths can be later abandoned. Each ant is visiting cities according to probability (4):

$$p_{mn}^{k} = \frac{\tau_{mn}^{a}/d_{mn}^{b}}{\sum_{q} \tau_{mq}^{a}/d_{mq}^{b}} \tag{4}$$

where τ is pheromone strength, *q* cities on tour *k* after city *m*, *a* is pheromone weighting, *b* is distance weighting. Pheromone is laid between cities according to formula (5):

$$\tau_{mn} = (1 - \xi)\tau_{mn} + \sum_{k=1}^{Nants} \tau_{mn}^{k} + \varepsilon\tau_{mn}^{elite} \tag{5}$$

where τ_{mn}^{k} is pheromone between cities m and n laid by ant k, $\xi$is pheromone evaporation constant, ε is elite path weighting constant, τ_{mn}^{elite} is pheromone laid to this point.

Short path with higher pheromone levels has higher probability to be selected. The algorithm ends after fixed iteration or after achieving selected criteria.

2.5 DATASET AND EVALUATION METRICS

A synthetic dataset was created for purpose of evaluating accuracy of employed methods. All reads have a length of 350bp likewise Illumina output. Between the reads are overlaps of defined length: 25, 50, 75, 100 nucleotides. Finally, three datasets of 50, 100 and 200 reads we created. Reads were created from the whole genome sequence of E. coli (GenBank ID NC_000913.3). The output is evaluated as correctly or incorrectly joined pair of reads. Thus, used metrics are the percentage of correctly and incorrectly joined reads.

2.6 RESULTS

50 reads			100 reads		200 reads	
Overlap length	% JNS	% DJNS	% JNS	% DJNS	% JNS	% DJNS
25	100	0	100	0	100	0
50	100	0	100	0	100	0
75	100	0	100	0	100	0
100	100	0	100	0	100	0

Table 1: Results of ant colony optimization; %JNS – correct joins, %DJNS-incorrect joins

50 reads			100 reads		200 reads	
Overlap length	% JNS	% DJNS	% JNS	% DJNS	% JNS	% DJNS
25	73,8	26,1	56,3	43,6	49,5	50,4
50	73,4	26,5	59,5	40,4	50,3	49,6
75	73,4	26,5	62,6	37,3	50,1	49,8
100	75,5	24,4	61,4	38,5	51,1	48,9

Table 2: Results of simulated annealing; %JNS – correct joins, %DJNS-incorrect joins

3 DISCUSSION

The aim of the paper was to examine the applicability of optimization techniques for genome assembly paired with genomic signal processing. Two optimization techniques were employed: ant colony optimization and simulated annealing. The results were evaluated at the dataset considering different length of overlap together with increasing number of reads considered. The results are placed into Tables 1 and 2. The algorithm for correlation computation was able to detect precisely all overlaps, however only the ant colony optimization was proven to successfully create a path through similarity matrix. ACO achieved maximum score in all cases. However, algorithm of simulated annealing did not perform accurately. With increasing number of reads, its accuracy decreased up to 50 %. Also, there is a tendency for a higher accuracy towards a longer reads, which did not exhibit by ACO. On the other hand, the computation of ACO took considerably longer time. State-of-the-art assemblers are using graph theory-based algorithm for creating a path through reads, another way of using suitable optimization technique was proven possible.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by grant project GACR 17-01821S. Computational resources were partially provided by the CESNET LM2015042 and the CERIT Scientific Cloud LM2015085, provided under the programme "Projects of Large Research, Development, and Innovations Infrastructures".

REFERENCES

[1] G. M. Frampton, A. Fichtenholtz, G. A. Otto, et all, “Development and validation of a clinical cancer genomic profiling test based on massively parallel DNA sequencing,” Nat. Biotechnol., vol. 31, no. 11, pp. 1023–1031, Nov. 2013.

[2] D. Deamer, M. Akeson, and D. Branton, “Three decades of nanopore sequencing,” Nat. Biotechnol., vol. 34, no. 5, pp. 518–524, 2016.

[3] S. Koren and A. M. Phillippy, “One chromosome, one contig: Complete microbial genomes from long-read sequencing and assembly,” Curr. Opin. Microbiol., vol. 23, pp. 110–120, 2015.

[4] J. T. Simpson and M. Pop, “The Theory and Practice of Genome Sequence Assembly,” Annu. Rev. Genomics Hum. Genet., vol. 16, no. 1, pp. 153–172, 2015.

[5] E. W. Myers, “A Whole-Genome Assembly of Drosophila,” Science (80-.)., vol. 287, no. 5461, pp. 2196–2204, 2000.

[6] D. R. Zerbino and E. Birney, “Velvet: Algorithms for de novo short read assembly using de Bruijn graphs,” Genome Res., vol. 18, no. 5, pp. 821–829, 2008.

[7] P. Ramachandran and A. Antoniou, “Genomic Digital Signal Processing,” Parameswaran;andreas antoniou.

[8] R. L. Haupt and S. E. Haupt, Practical Genetic Algorithms, 2nd ed. Wiley, 2005.

[9] P. D. Cristea, “Conversion of nucleotides sequences into genomic signals.,” J. Cell. Mol. Med., vol. 6, no. 2, pp. 279–303, Apr. 2002.

[10] M. Abo-Zahhad, S. M. Ahmed, and S. a. Abd-Elrahman, “Genomic Analysis and Classification of Exon and Intron Sequences Using DNA Numerical Mapping Techniques,” Int. J. Inf. Technol. Comput. Sci., vol. 4, no. 8, pp. 22–36, 2012.

[11] P. D. Cristea, “Phase analysis of DNA genomic signals,” Proc. 2003 Int. Symp. Circuits Syst. 2003. ISCAS ’03., vol. 5, p. V-25-V-28, 2003.

THE IMPORTANCE OF SPECIFYING RR INTERVAL NORMALIZATION METHOD

Jakub Milek
Doctoral Degree Programme (1.), FEEC BUT
E-mail: xmilek01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Oto Janoušek
E-mail: janouseko@feec.vutbr.cz

Abstract: The main objective of this article is to bring attention to RR intervals resampling. Many researchers dealing with HRV problematic neglect to mention which algorithm they are using in their research. Some of the commonly used methods are presented here and how an algorithm choice can affect final results of HRV spectral analysis is shown. Power spectrum for each method was computed and power of commonly used measures (HF & LF) is presented in table to highlight the possible differences.

Keywords: HRV, PSD, RR intervals, resampling, normalization, LF, HF

1 INTRODUCTION

Heart rate variability (HRV) has been gaining more attention not only as an indicator of heart condition, but also as a source of information about autonomic nervous system (ANS) [9] [2] [3] [11] [6]. Sympathetic and parasympathetic activity have main influence on instantaneous variation of heart rate. There are many methods to asses obtained data in time and frequency domain [3] [5] [4] [11]. Current research on HRV is focused on developing new methods and measures for discovering ANS pathologies [12] [14].

Widely used parameters for estimating ANS activity are high frequency (HF, 0.15-0.4 Hz) and low frequency (LF, 0.04-0.15 Hz) components of power spectrum density (PSD) [5]. The most common way to compute PSD is with fast Fourier transform (FFT). Raw RR intervals are series of unevenly sampled points in time, thus using FFT would not be appropriate for correct measurement of HF and LF coefficient. Resampling of RR intervals should follow. Some attention is drawn to RR preprocessing methods (artifact removal), with goal to increase discrimination capability of HRV parameters [8] [7] [10]. Shortcoming of many papers dealing with HRV issues are not considering this, or not providing any information about used approach despite there being several possibilities. The objective of this article is to present some of the methods used for RR resampling and show, that different choice of these methods and not providing any information on this topic lead to inconsistent results and zero reproducibility, thus bringing more confusion to this topic [1].

2 RESAMPLING METHODS

Methods for computing evenly sampled tachogram (series of RR intervals) are presented. Selected methods appears most commonly in research papers, but due to lack of information provided by researchers and similarities between them, it is difficult to definitely determine used method.

Interpolation is by far the most used method for computing new data points from discrete measured data. It provides estimation of unknown values between known data, depending on selected interpolation type.

2.1 NEAREST-NEIGHBOR INTERPOLATION

Nearest-neighbor interpolation is the simplest interpolation method. It provides additional data points of the same value as the nearest known value. As shown in Figure1a tachogram computed by this method contains sharp transitions between known values, which contaminates spectrum of this signal with ripples/comb especially in high frequencies (See fig.2b). This type of tachogram represents heart rate of the patient at that exact moment of time.

2.2 LINEAR INTERPOLATION

Nearest-neighbor in linear interpolation uses fitting of linear function to compute new data. Use of linear polynomials provide better transitions between data points Figure1b, thus reduces spectral contamination in high frequencies. Still it is the simplest approximation of unknown function.

2.3 CUBIC SPLINE INTERPOLATION

Cubic spline interpolation is special case of polynomial interpolation using low degree polynomials. This interpolation provides smooth polynomial functions, that fits together at known points. This method is probably the best choice for resampling RR data series and it seems to be the most used one.

2.4 MOVING AVERAGE

Use of moving average is not a method of resampling RR intervals, but sometimes it is considered as a better representation of slower changes in HRV when fast changes are not of interest. As this method cannot provide additional samples, it is usually computed from nearest-neighbor interpolation (beats per minute curve). This method provides very smooth tachogram, thus highly reducing high frequency components in the signal (See fig.2e). As a result using moving average for constructing tachogram is not a good method for spectral analysis (comparing HF & LF) and should be used only if researcher is searching for slowly changing variability [9].

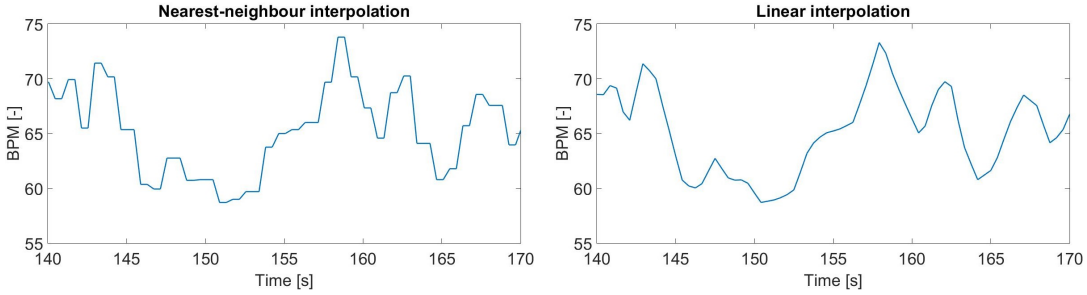
3 METHODS COMPARISON

For better understanding of differences between presented methods, spectra of tachograms are shown and also a table of HF and LF components power contribution to power of whole spectrum (0.003-0.4 Hz - area of interest). Because of concerns that some researchers may completely ignore resampling of RR interval, spectrum of unequally sampled RR series is also presented [10]. 1 Hz is used as a reference sampling rate for x axis, as it is the most probable representation in paper omitting resampling methods.

As you can see Figure2 it is obvious, that resulting power spectra differs greatly. Especially a drop in HF components can be seen (marked by doted line).This is also visible in table1. As expected power spectrum without any resampling method is the most chaotic and is the only one where we can not see peak at approximately 0.1 Hz, which is very distinguishable in other spectra (pointed out by arrow, caused by blood pressure oscillations [13]).

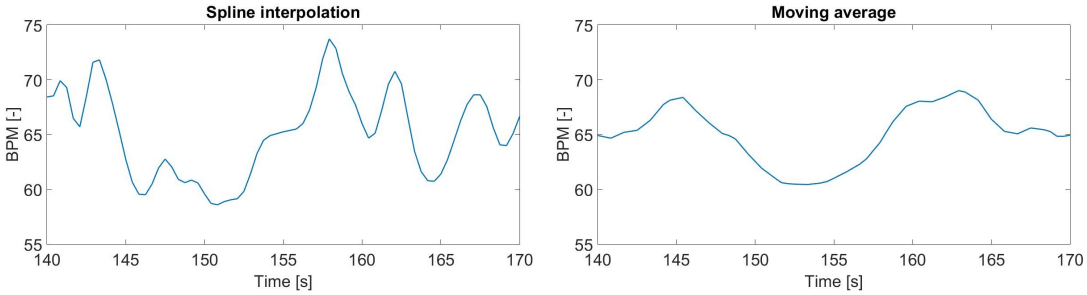
Table 1: Representation of LF and HF power spectral components

	No interp.	**Nearest n.**	**Linear**	**Cubic**	**Mov. avg.**
LF pow [%]	40,09	46,67	44,38	44,01	27,60
HF pow [%]	30,11	29,36	9,53	11,73	4,20



(a) Nearest-neighbor interpolation

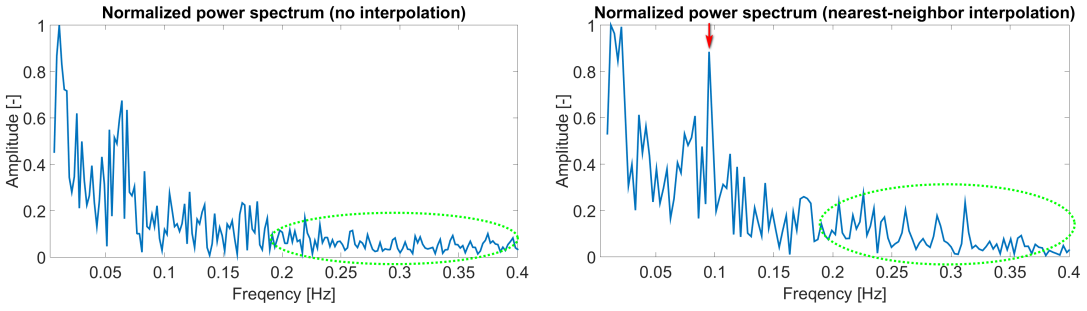
(b) Linear interpolation



(c) Cubic spline interpolation

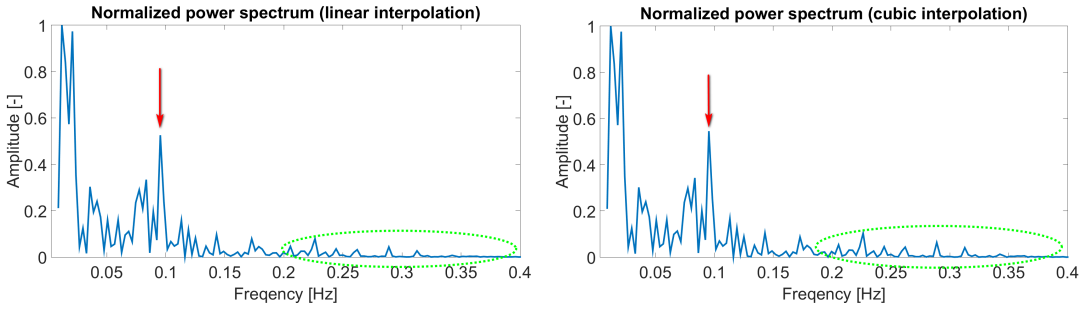
(d) Moving average

Figure 1: Sections of tachograms created by selected methods



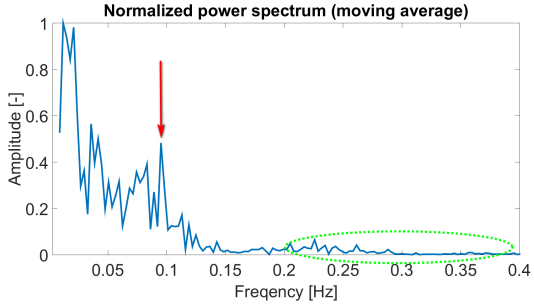
(a) Normalized power spectrum (no int.)

(b) Normalized power spectrum (Neighbor int.)



(c) Normalized power spectrum (linear int.)

(d) Normalized power spectrum (cubic int.)



(e) Normalized power spectrum (moving average)

Figure 2: Normalized power spectra

4 CONCLUSION

As this work shows different resampling methods have major influence on resulting spectra. Even though cubic spline interpolation is considered as an unspoken standard it is not used at all times. Also it does not always have to be the best method for other HRV measures.

Only some methods were compared and there are numerous other possibilities of altering RR intervals. Even the presented moving average method yields different results depending on chosen window size. Another possible method is convolution with window function applied to nearest-neighbor interpolation when there is influence of future RR interval expected on previous ones.

The goal of this work is not to show that one resampling method is superior to other, but to bring some attention to the issue. This would bring much needed clarity to various papers dealing with HRV analysis and could explain why similar experiments yield different results.

REFERENCES

[1] George Billman. The LF/HF ratio does not accurately measure cardiac sympatho-vagal balance. *Frontiers in Physiology*, 4:26, 2013.

[2] Jill Borresen and Michael I Lambert. Autonomic Control of Heart Rate during and after Exercise: Measurements and Implications for Monitoring Training Status. *Sports Medicine*, 38(8):633–646, 2008.

[3] Task Force of the European Society of Cardiology the North American Society of Pacing Electrophysiology. Heart Rate Variability. *Circulation*, 93(5):1043, 1996.

[4] Jacob B. Holzman and David J. Bridgett. Heart rate variability indices as bio-markers of top-down self-regulatory mechanisms: A meta-analytic review. *Neuroscience & Biobehavioral Reviews*, 74:233–255, March 2017.

[5] Marc J.A. Janssen, Cees A. Swenne, Johan de Bie, Otto Rompelman, and Jan H. van Bemmel. Methods in heart rate variability analysis: which tachogram should we choose? *Computer Methods and Programs in Biomedicine*, 41(1):1–8, September 1993.

[6] John M Karemaker. An introduction into autonomic nervous function. *Physiological Measurement*, 38(5):R89–R118, May 2017.

[7] Ko Keun Kim, Hyun Jae Baek, Yong Gyu Lim, and Kwang Suk Park. Effect of missing RR-interval data on nonlinear heart rate variability analysis. *Computer Methods and Programs in Biomedicine*, 106(3):210–218, June 2012.

[8] Faezeh Marzbanrad, Herbert Jelinek, Ethan Ng, Mikhail Tamayo, Brett Hambly, Craig McLachlan, Slade Matthews, Marimuthu Palaniswami, and Ahsan Khandoker. *The effect of automated preprocessing of RR interval tachogram on discrimination capability of Heart Rate Variability parameters*, volume 40. January 2013.

[9] O Rompelman and R I Kitney. Part I-Comparative study of heart.rate variability analysis methods. *Medical and Biological Engineering*, page 7, 1977.

[10] R. Sassi and L.T. Mainardi. Editing RR Series and computation of long-term scaling parameters. pages 565–568. IEEE, September 2008.

[11] Roberto Sassi, Sergio Cerutti, Federico Lombardi, Marek Malik, Heikki Huikuri, Chung-Kang Peng, Georg Schmidt, Yoshiharu Yamamoto, Bulent Gorenek, Gregory Y.H. Lip, Guido Grassi,

Gulmira Kudaiberdieva, James Fisher, Markus Zabel, and Robert MacFadyen. *Advances in heart rate variability signal analysis: Joint position statement by the e-Cardiology ESC Working Group and the European Heart Rhythm Association co-endorsed by the Asia Pacific Heart Rhythm Society*, volume 17. July 2015.

[12] T. Penzel, J. W. Kantelhardt, L. Grote, J. H. Peter, and A. Bunde. Comparison of detrended fluctuation analysis and spectral analysis for heart rate variability in sleep and sleep apnea. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 50(10):1143–1151, October 2003.

[13] Reijo Takalo, Ilkka Korhonen, Silja Majahalme, Martti Tuomisto, and Vaino Turjanmaa. Circadian profile of low-frequency oscillations in blood pressure and heart rate in hypertension*. *American Journal of Hypertension*, 12(9):874–881, September 1999.

[14] Sidi Ahmed Taouli and Fethi Bereksi-Reguig. Nonlinear analysis of the heart rate variability. pages 721–725. IEEE, March 2012.

PIXEL-WISE SEGMENTATION OF THE BLOOD VESSELS USING RANDOM FORESTS

Branislav Hesko
Doctoral Degree Programme, FEEC BUT
E-mail: xhesko00@stud.fit.vutbr.cz

Supervised by: Vratislav Harabiš
E-mail: harabis@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper presents segmentation of the blood vessels in retinal images. First, a serie of feature detectors is applied in form of multiple filters. Then, each pixel is classified using random forests, which was trained on labeled images. Promising results have currently been achieved.

Keywords: segmentation, random forests, retinal blood vessels

1 INTRODUCTION

Segmentation of the blood vessel images is one of the main processes in fundus camera images evaluation. It allows to examinate major eye diseases, such as glaucoma, hypertension or diabetic retinopathy. Automatic segmentation saves time needed to manual segmentation and provides useful informations about diseases without having visible symptoms. Currently many approaches are frequently used, such as supervised or unsuperwised methods with use of machine learning, matched filtering, vessel tracking, deformable models etc. [3], [4], [5], [7]

In this paper we present a novel approach to pixel-wise segmentation. We detected 199 features for each pixel using different filters in form of kernels. Afterwards, classification is realised using random forests. Multiple decision trees are learned and final class is decided by majority voting or averaging. To avoid biasing, features used to build a tree must be uncorrelated, thus randomly sampled.

2 METHODS

In this paper, DRIVE (Digital Retinal Images for Vessel Extraction) database is used. It contains aproximately 30 images with manually segmented images. Each image has resolution of (565×584) pixels. The approach is straightforward. For each pixel a feature map is computed using multiple filters like hessian, roberts diagonal mask, sobel mask, gabor filters and laplacian. The total size of the feature space is 199 features for each pixel.

2.1 FEATURES COMPUTING FILTERS

The first used filter is Roberts diagonal filter, which is computed as a 2D convolution of the image with masks:

$$R_1(x,y) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad \text{and} \quad R_2(x,y) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \tag{1}$$

These masks represent diagonal approximation of the first derivative in both directions.

Next, 2D convolution with sobel mask is applied, to approximate first derivative in directions x and y.

It is in form:

$$S_x(x,y) = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & -2 & -1 \end{bmatrix} \quad \text{and} \quad S_y(x,y) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 2 & 0 & -2 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \tag{2}$$

Another used feature is Laplacian, which is an approximation of the second derivative. It is implemented as a convolution with mask:

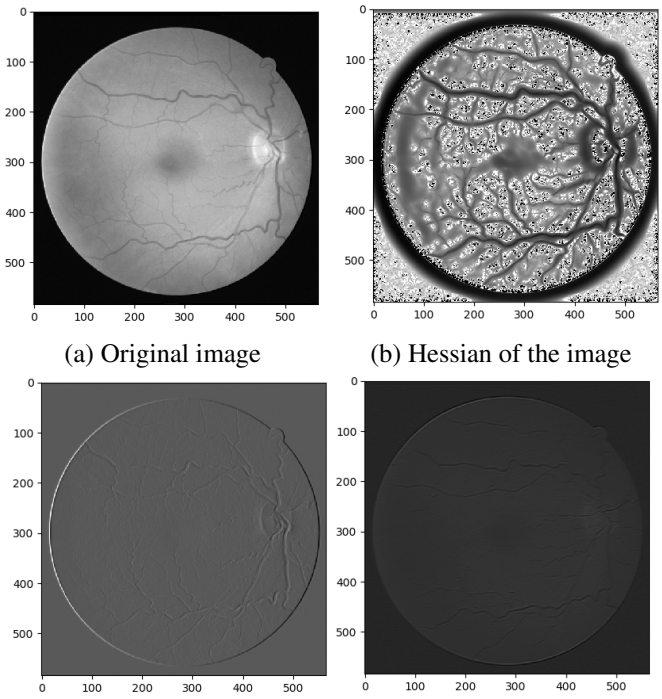
$$L(x,y) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ -1 & 4 & -1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \tag{3}$$

Afterwards, Hessian matrix is computed. It is defined as:

$$H(x,y) = \begin{vmatrix} \frac{\delta^2 I}{\delta x^2} & \frac{\delta^2 I}{\delta x \delta y} \\ \frac{\delta^2 I}{\delta x \delta y} & \frac{\delta^2 I}{\delta y^2} \end{vmatrix}, \tag{4}$$

where I is the original image. Hessian is used to determine extremas of a function $f(x,y)$ and is given by its determinant.

Negative logarithm of the Hessian matrix is taken as a feature. Vessel's pixels are having darker colors. Testing image and its Hessian is shown on the figure 1.



(a) Original image (b) Hessian of the image

(c) Laplacian of the image (d) Gabor filtered image

Figure 1: Examples of used features together with original image.

Then, original intensities are used as a separate feature because pixel intensities in the vessel are darker in general.

Finally, the rest of the feature space is computed using Gabor filters [6], which are linear filters used for extracting features. Discrete version of the filter is given by:

$$G(i,j) = B \cdot e^{-\frac{i^2+j^2}{2\sigma^2}} \cdot \cos(2\pi f(i\cos(\theta) + j\sin(\theta)), \tag{5}$$

B is normalizing factor, f is the frequency and θ filter orientation. σ is the size of the region, which is taken in concern. [6]

2.1.1 PARAMETER IMPORTANCE

Majority of the features are computed using Gabor filters. This type of filter has three different parameters. In general, Gabor filter is expressed as Gaussian kernel modulated with plane sinusoidal wave. There are three tunable parameters. Relating these parameters to blood vessel segmentation, f is the frequency of plane sinusoidal wave. Blood vessel diameter and repeatability of vessels are influenced by choosing different freuqncies. Parameter θ gives orientation of the Gabor filter. Filter response is maximised when the orientation of the blood vessel is equal to θ. Finally, the last parameter σ is the most important parameter to detect different diameters of blood vessels. For different σ, different diameter of the blood vessel has its maximum filter response. According to the literature, Gabor filter is most sensible on blood vessels with diameter $d = \sqrt{\sigma}$ and maximal blood vessel diameter is about $d_{max} = 10\,\text{pixels}$, thus σ has to be choosen according to this value. [6]

After detecting features, the set of images is split into training and testing set equally. Only pixels laying inside retina are used to train.

2.2 RANDOM FORESTS

Random forests is an example of gradient boosting methods. It combines multiple weak classifiers to obtain one robust classifier. Due to the averaging, random forests does not suffer from overtraining, but produce a limiting value of the generalization error. [2]

There are many variants of the tree building methods, but in general k trees are generated, but unlike bagging, random forests does not construct a tree from all of the features. Instead, trees are constructed usually from $\sqrt{N}$ features, where N is the number of features. Best split feature from the subset of randomly choosen features is used to split each node in a tree based on the training set. The goal is to have all of the k trees uncorrelated, because only in this case, averaging multiple decision trees is less sensitive to noise and does not result in biasing. Random forests are also relatively robust to outliers.

For a testing sample, each decision tree classifies this sample and the result is obtained using averaging of the predictions of all individual decision trees. [2], [1]

3 RANDOM FORESTS SEGMENTATION

The set of the total 199 features is entering into random forest pixel-wise classification. Pixel can be predicted as vessel or background with corresponding values $(0,1)$. Features does not have to be normalized, because random forests are not comparing features mutually, unlike SVMs. The random forest with the following parameters is used:

- Number of decision trees: 100
- Class weights: $(1,3)$ - this means that vessel pixels are three times more relevant in the error estimation.
- Maximum number of features : $\sqrt{N}$, where N is the number of features. This value indicated the number of features used to train each decision tree.
- Maximum depth: All of the decision trees are fully grown, thus all the leafs are pure.
- Bootstraping: Statistical technique, which involves random sampling with replacement [1].

- Entropy: A measure for estimating quality of split, when training a decision tree. Entropy could be expressed as information gain.

At the borders of the background and retina, usually features are causing, that vessel pixels are incorrectly detected. To eliminate this problem, only pixels laying inside retina could be classified as vessel pixels. This is achieved using mask of the retina pixels in the original image, which is part of the dataset and also is easy to detect without dataset because background pixels are having values close to 0.

4 RESULTS

The dataset is split into training and testing sets. Training set contains 66% images, while testing set contains 33% of the resting images. For each pixel, its features are computed and separately classified. This implies that neighborhood is not influencing pixel classification result. But partially, many features are computed using adjascent pixels via 2D convolution. Thus, some information about neighborhood is preserved in features. After segmenting all of the retina pixels, image is obtaining by putting pixels in their corresponding position. Segmented image together with corresponding mask are inserted below:

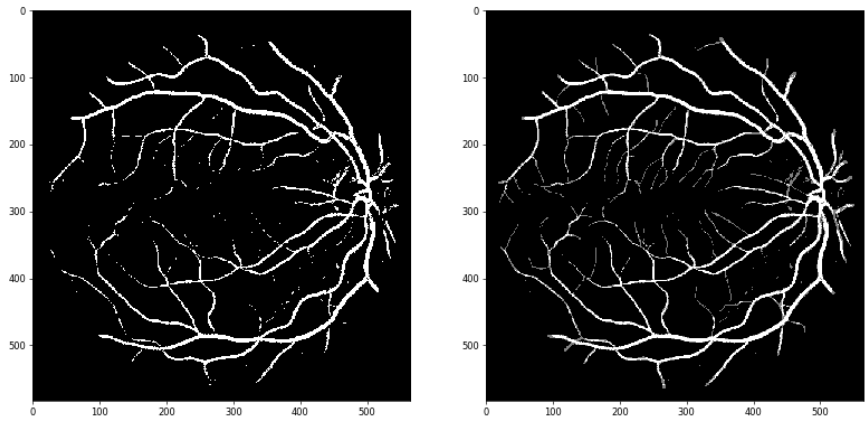


Figure 2: Result of the pixel-wise segmentation - left, target values - right.

For every image, we compute sensitivity, specificity, dice coefficient and intersection over union coefficient. We put results in the following 1:

Based on this table, we can observe high specificity and sensitivity, but smaller values of intersection over union caused by small vessel misclassification and detection of optical disc. Dice coefficient should be ideally equal to 1.

4.1 PERSISTING PROBLEMS

There are three major persisting problems, causing some pixels to be badly classified. First, optical disc is usually segmented as blood vessel. This is probably caused by change in brightness on the optical disc border, which is evaluated the same way as the contrast in blood vessels.

Next, on the border of retina, without removing it according to the mask, Pixels are having feature values close to the vessel values, thus they are classified as blood vessels. By detecting retina on the image, this type of errors should be removed.

Finally, the biggest problem lays in detection of small blood vessels. Their features values are not sufficiently close to the features of bigger vessels, resulting in false negative case classification. This

Table 1: Segmentation result for each image in testing set.

Image	Sensitivity	Specificity	Intersection over union	Dice coefficient
1	0.8750	0.940	0.453	0.722
2	0.856	0.954	0.567	0.734
3	0.861	0.951	0.554	0.740
4	0.852	0.799	0.299	0.549
5	0.913	0.926	0.513	0.782
6	0.888	0.917	0.529	0.725
7	0.912	0.891	0.427	0.725
8	0.873	0.934	0.515	0.723
9	0.884	0.933	0.518	0.737
Average	0.879	0.916	0.486	0.718

problem must be treated in the future, probably by applying another features, like rotated gaussian filters [5]. One of the causes of this problem is also relatively small number of small vessels pixels in the training dataset.

5 CONCLUSION

We have presented an approach to pixel-wise segmentation using multiple features detectors followed by random forest classifier. This approach is succesful on bigger vessels, but often insufficient on smaller vessels. This is also caused by relatively small number of smaller vessels in the image. Moreover, manual segmentation is subjective and may contain false pixels, which are decreasing classification success rate. In the future work, we will employ more feature detectors which are more sensitive to smaller vessels. Then, we have to consider, that DRIVE databse is outdated according to image resolution and quality, thus we will employ our algorithms to a better database, like HRF. Finally, postprocessing may be applied, for example, vessel tracking, which could connect small vessels.

REFERENCES

[1] Efron, B.: Bootstrap methods: Another look at jackknife, The Annals of Statistics (1), 1979, p. 1-26.

[2] Breiman, L.: Random Forest, Machine Learning 45(1), 2001, p. 123-140.

[3] Fraz, M.M. et al: Blood vessel segmentation methodologies in retinal images - A survey, Computer Methods and Programs in Biomedicine, 2018, p. 407-433.

[4] Saffarzadeh, V.M. et al.: Vessel segmentation in retinal images using multi-scale line operator and k-means clustering, Journal of Medical Signals, 2014, p. 122-129.

[5] Singh, N., Kaur, L.: A survey on blood vessel segmentation methods in retinal images, EDCAV, 2015, DOI: 10.1109/EDCAV.2015.7060532

[6] Mehrotra, R.: Gabor filter-based edge detection, Pattern Recognition, 1992, p. 1479-1494, DOI: 10.1016/0031-3203(92)90121-X.

[7] Zhang, J. et al.: Blood vessel segmentation of retinal images based on neural network., Image and Graphics, 2015, 6p.

VERIFICATION AND ADJUSTMENT OF HF-ECG PREPROCESSING IN EXPERIMENTAL CARDIOLOGY

Petra Novotna

Doctoral Degree Programme (1st), FEEC BUT

E-mail: novotnap@feec.vutbr.cz

Supervised by: Jana Kolarova

E-mail: kolarova@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this article is to propose an approach to High-Frequency ECG (HF-ECG) preprocessing with an intention to verify the settled methods of signal preprocessing in the perspective of the new requirements and possibilities in the area of signal processing. The method using Butterworth filters is often used. Nevertheless, for the presented type of analysis is not suitable. FIR filtering alongside with clustering and signal averaging were used for preprocessing of data from isolated rabbit hearts. Frequency bands for further analysis were chosen according to the estimated SNR (signal-to-noise ratio).

Keywords: ECG, high frequency, HF-ECG, signal processing, preprocessing, filtering, averaging, clustering, decomposition

1 INTRODUCTION

High-Frequency ECG (HF-ECG) is considered to be a valuable resource of information related to the physiology and pathophysiology of the heart. While the low-frequency ECG signal seems to include information about the classical ECG components such as P-wave, QRS-complex or T-wave, HF-ECG is thought to be related to local changes in conduction velocity. [1][2]

Preprocessing of data is a crucial aspect of any analysis. Even though there is no standard method for acquiring HF-ECG, often a band-pass filtering by Butterworth filter of the 4th order is used. The method was stated by Proakis and Monolakis (1996) [4]. Since then, the possibilities of recording high-quality and high-resolution signals in both time and amplitude were developed. Unfortunately, this method, often used by default for extraction of HF-ECG, was not compatible with analysis of animal data from isolated rabbit hearts. [3][5]

Therefore, a suitable approach towards HF-ECG preprocessing is presented along with the encouragement for confronting historically settled methods with new conditions and possibilities in signal processing.

2 ORIGIN OF THE DATA

Six adult New Zeland white rabbits (both sexes) were medicated by diazepam (2.5 mg), xylazine (4 mg/kg), ketamine (60 mg/kg) and heparin (1000 IU/kg). The heart was excised and fixed to a modified Working Heart System (Radnoti, USA) and perfused with Krebs-Henseleit solution (2.5 mM $CaCl_2$, 37 °C, pH 7.4) aerated by pneumoxyd (95% O_2; 5% CO_2).

For 15 minutes, heart was perfused in Langendorff mode at a constant pressure (80 mmHg). The system was then switched to working heart mode (preload 8 cmH_2O; afterload 60 cmH_2O) and the heart was left to stabilize for next 15 minutes.

Unipolar pseudo-ECGs were measured by 8 non-contact Ag-AGCl electrodes placed on an interior wall of buffer-filled chamber. Electrodes were uniformly spaced along the left ventriculus wall.

All animal experiments were carried out with respect to recommendations of the European Community Guide for the Care and Use of Laboratory Animals. The experimental protocol was approved by local Committee for Ensuring the Welfare of Laboratory Animals.

3 REQUIREMENTS OF HF-ECG ANALYSIS

The analysis designed for HF-ECG requires high resolution preprocessed data. According to the Nyquist theorem, the sampling frequency needs to be at least twice as high as is the highest analysed frequency. Working with higher sampling frequencies provides more details with the possibility to record even small changes in analysed parameters. [2][5]

The signal decomposition into respective HF bands is done by bandpass filtering. Method, which has been used for over 20 years, is based on non-linear filtering by Butterworth 4th order filter. Unfortunatelly, the method does not provide satisfactory results when applied to data from isolated rabbit heart. Therefore, the analysis requires a specified filtering approach towards data.

High resolution of processed signals is required for using the HF-ECG processing methods. Working with HF-ECG requires denoised HF signal. Applying classical filtering methods is problematic. Therefore, a signal averaging method is used to improve the signal-to-noise ratio (SNR). Signal Averaged ECG (SA-ECG) is based on signal averaging techniques. The useful component of the signal is always the same whether the noise components are variating through all the cumulated signals. [5][8]

4 METHODS

The paragraphs below describe the steps of the algorithm used to preprocess the HF-ECG signal for evaluating derived parameters. The algorithm needs to respect previously mentioned information about signal processing and also the physiological predisposition of the isolated rabbit heart. [1][2]

Experimental data enter the analysis in their raw form. The first step includes creating a piece of signal called averaged beat by using morphological clustering and signal averaging. The next step represents the choice of suitable bandpass filtering for analysed data. After that follows the decomposition of HF part of the signal's spectre into bands itself. The design of the algorithm can be seen in Figure 1.

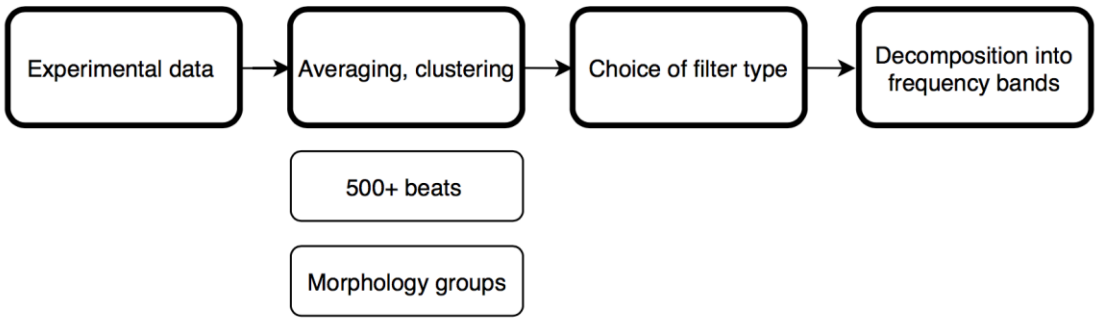


Figure 1: The design of the algorithm

4.1 SIGNAL CLUSTERING AND AVERAGING

Clustering following by averaging is a convenient method of how to denoise analysed signals without using low-pass filtering. Clustering is used to sort the HF ECG beats according to the respective morphological groups. [5]

Signal enters the sorting algorithm alongside with the global R-wave positions. The process of clustering is done with parts of the signal with the length of 1200 samples, which equals to 120 ms, 60 ms on each side from the selected R-wave position. The size of the windows was chosen according to the average width of the QRS complex in rabbit ECG signal and also the stimulation peak was not included. Cross-correlation threshold was set to 0.985, maximum lag to 20 ms around the R-wave. The morphological group for averaging should include at least 500 beats. The outcome of aligning beats can be seen in Figure 2. [1][7][9]

There is a possibility of the creation too many morphological groups. Therefore, it is useful to include also visual control of the outcome. If two groups with very similar morphology were found, the cross-correlation between them was computed again and if the coefficient was above 0.985, the two groups were merged. Every morphological group represents the part of the signal which is stable in its shape and amplitude.

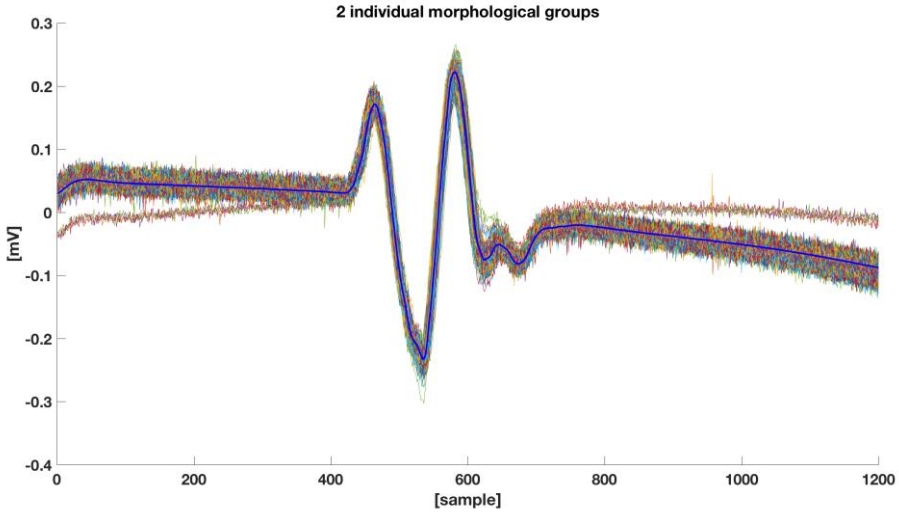


Figure 2: Aligned beats (circa 800) from one section of signal witch averaged beat highlighted.

4.2 FILTERING SETUP

Bandpass filtering is an already mentioned problematic part of the preprocessing. Mostly used method is based on Butterworth filter, often of 4th order. The method was estimated in 1996 and became almost a standard in HF-ECG preprocessing. Nevertheless, the verification of method's credibility should always be provided. In the described case, the application of said method provided outcomes, which differed from other approaches greatly.

In the Figure 3 can be seen, how much of an influence the filter choice is. The usage of Butterworth filter degraded the signal's morphology alongside with creating unwanted oscillations at the beginning of filtering window. Also, the amplitude of the signal was halved compared to the FIR filter outcome. Presented Figure3 outlines the results for the frequency band 300-500 Hz, but the signal degradation by Butterworth filter increased in higher frequency bands.

Finally, set of FIR filters was chosen for the purpose of decomposition, all stable with orders from 15 to 70 with the effective value at -3 dB being exactly the bands´ cut-off frequencies.

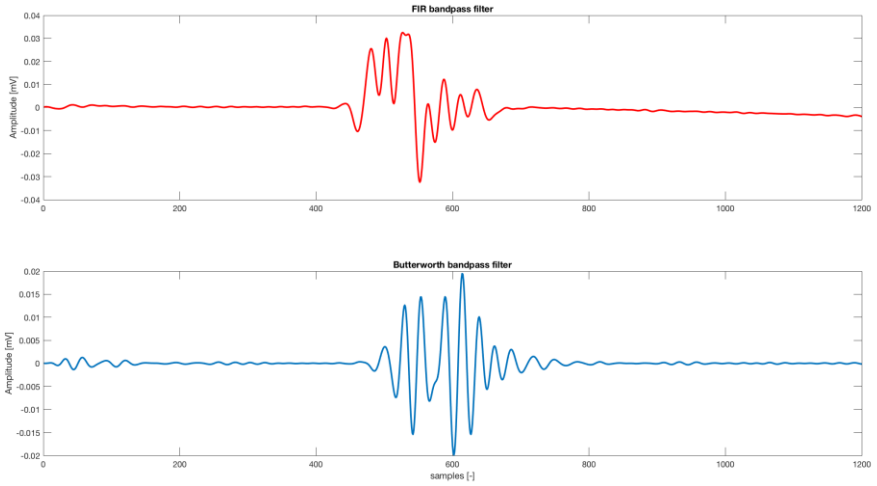


Figure 3: The comparison of FIR (upper) and Butterworth (lower) filtering outcomes in the frequency band 300-500 Hz.

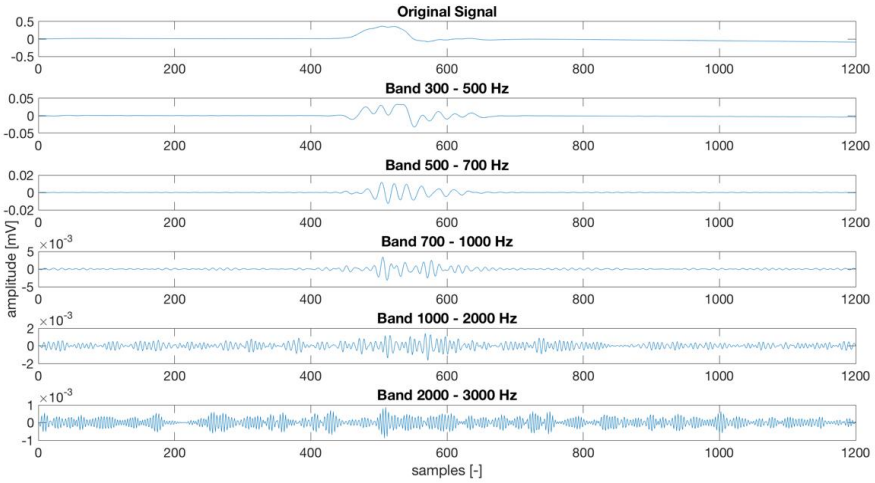


Figure 4: Averaged beat decomposed into 5 frequency bands.

4.3 SIGNAL DECOMPOSITION

The last step of HF-ECG data preprocessing for further analysis is a decomposition into respective frequency bands. Input into this step is the averaged signal computed by clustering and averaging. The number of bands needs to be settled according to the analysis aims and the physiological requirements of the analysed data. In this case, originally the number of bands was set to 5 with the range from 300 Hz to 3000 Hz. [3][6][7]

Not all frequency bands were used for further analysis. In Figure 5, the comparison of signal energy in respective frequency bands for the QRS area and area with no useful signal information (noise) can be observed. SNR in first 3 bands varies in range 53-185. In the last 2 band, it decreases to 1-8,3. Therefore, the last two bands were not used for further analysis.

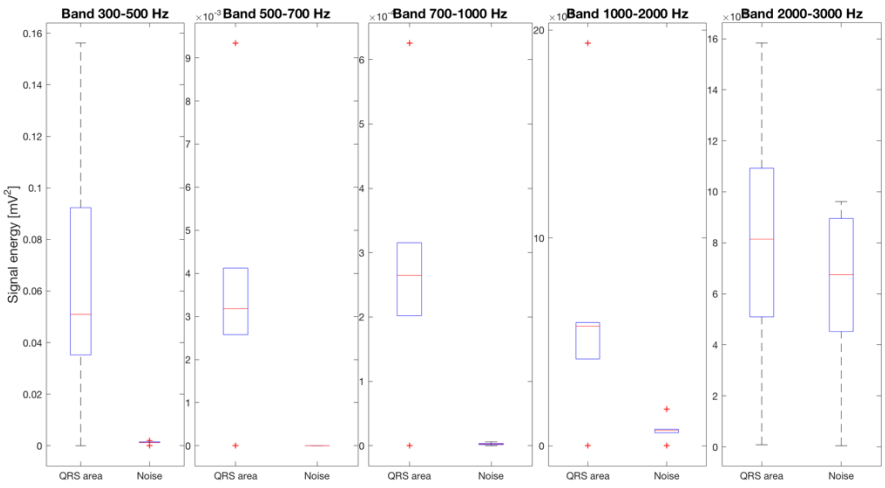


Figure 5: Comparison of signal energy in QRS complex area and non-QRS area (noise)

5 CONCLUSION

The aim of this article was to describe the process of preprocessing HF-ECG data from isolated rabbit heart for further analysis and to encourage for verifying the credibility of long-term settled methods. The follow-up presented in this article could be considered as general suggestion for such preprocessing, but the specific attributes of data and designed analysis must always be taken into account. Experiments with animal data and their following analysis are also crucial for further understanding the physiology of the human heart. The functionality of rabbit heart is very similar to the human one and because of that, we can design and develope studies and experiments to help cure and prevent cardiovascular diseases in human population.

REFERENCES

[1] Novotná, P.: Analysis of High-Frequency ECG and Mechano-Electric Coupling in Isolated Heart: master's thesis. Brno: Brno University of Technology, Faculty of Electrical Engineering and Communication, Department of Biomedical Engineering, 2017. 95 p. Supervised by Ing. Jakub Hejč.

[2] Novotná, P., Hejč, J., Ronzhina, M., Janoušek, O., Stračina, T., Olejníčková, V., Nováková, M., Kolářová, J. Analysis of Hemodynamic Related Changes in High Frequency Content of QRS Complex in Working Isolated Rabbit Heart. In Computing in Cardiology 2017. Computers in Cardiology. 44. Rennes, France: Computing in Cardiology 2017, 2017. s. 1-4. ISBN: 978-1-5090-0684-7. ISSN: 0276-6574.Orság, F.: Vision für die Zukunft. Biometrie, Kreutztal, DE, b-Quadrat, 2004, s. 131-145, ISBN 3-933609-02-X.

[3] Sornmo, L., Laguna P.: Bioelectrical signal processing in cardiac and neurological applications. Burlington: Elsevier Academic Press, 2005. ISBN 978-0-12-437552-9.

[4] Proakis, John G. a Dimitris K. Manolakis. Digital Signal Processing. 4. London: Pearson, 2007. ISBN 8131710009.

[5] Tragardh, E., Schlegel T. T.,: High-frequency QRS electrocardiogram. Clin Physiol Funct Imaging. 2007, **27**, pp 197-204. DOI: 10.1111/j.1475-097X.2007.00738.x. ISBN 10.1111/j.1475-097X.2007.00738.x.

[6] Hejč, J., Ronzhina M., Janoušek O., Olejníčková V., Nováková M., Kolářová J., Stračina T.: The Response of Ventricular Repolarization Parameters to Preload Changes in the Isolated Working Heart. In: Computing in Cardiology 2016. Vancouver, Canada: Computers in Cardiology, 2016, pp 1-4. ISBN 978-1-5090-0684-7. ISSN 0276-6574.

[7] Ronzhina, M. Study of electrophysiological function of the heart in experimental cardiology. Brno: BUT, Faculty of Electrical Engineering and Communication, 2016. 165 p. Academic advisor: doc Ing. Jana Kolarova, PhD.

[8] Plesinger F., Jurco J., Halamek J., Leinveber P., Reichlova T., Jurak P.: Multichannel QRS Morphology Clustering - Data Preprocessing for Ultra-High-Frequency ECG Analysis. 2015. DOI: 10.5220/0005604200110019. ISBN 10.5220/0005604200110019.

[9] Berbari E. J., Lander P.: The methods of recording and analysis of the signal averaged ECG. 1993, 1993, , pp 49-68. DOI: 10.1007/978-94-011-0894-2_4. ISBN 10.1007/978-94-011-0894-2_4.