

PURE RESONANT MODE POWER SUPPLY

Adam Vašíček

Master Degree Programme (2), FEEC BUT

E-mail: xvasic01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Miroslav Patočka

E-mail: patocka@feec.vutbr.cz

Abstract: One of the recently very popular keywords is a word *resonant*. Unlike the vast majority of the relevant articles this one covers truly resonant DC/DC converter. Despite it is the well known full bridge LLC converter, using a different control approach enables the converter to work in the zero current switching mode over the whole operating range needing no snubbers. Another unique feature is lowering switching frequency as the load is being decreased thus improving a low load efficiency.

Keywords: resonant soft-switching ZCS Fourier DC/DC converter LLC

1 ÚVOD

S pokrokem v oboru výkonové elektroniky dochází k neustálému zvyšování účinnosti a stále větší miniaturizaci DC/DC měničů. Zvyšování spínacího kmitočtu za účelem zmenšování rozměrů, a tedy i ceny magnetických prvků měniče s sebou přináší i zvyšování přepínacích ztrát ve spínacích prvcích a úrovně rušení produkovaného měničem. Použití rezonančního měniče tyto problémy výrazně omezí a umožní tak další zlepšování parametrů.

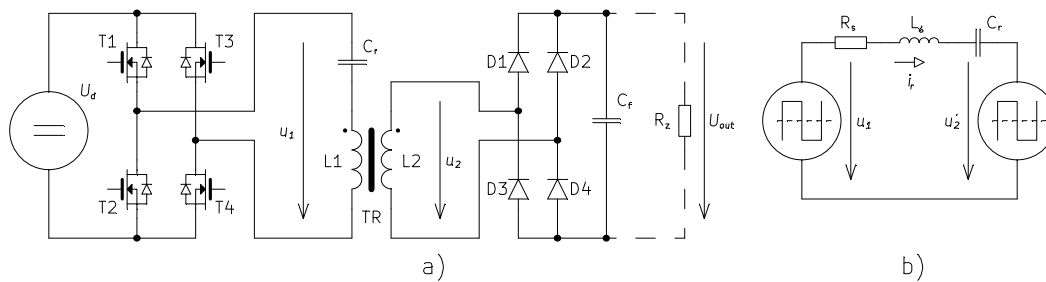
V odborné literatuře se dnes můžeme setkat s množstvím různých typů měničů, označovaných populárním přívlastkem *resonant*. Drtivá většina těchto měničů však pracuje v rezonanci jen v určité části pracovní charakteristiky nebo u nich nedochází ke spínání i vypínání tranzistorů při průchodu proudu (případně napětí) nulou (viz kupříkladu [2]). To může vést k nutnosti např. odlehčovat vypínací děj a měnič se tak začíná blížit klasickému měniči s tvrdým spínáním. Navíc je tak omezen regulační rozsah měniče, který je často klíčový. Dále popsany měnič tyto nečnosti eliminuje za cenu mírně složitějšího řízení a vyšších nároků na výstupní filtr.

2 PRINCIP NAVRHOVANÉHO MĚNIČE

Zjednodušené schéma zapojení silové části měniče je na obrázku 1a). Schéma samo o sobě není ničím zajímavé. Jedná se o klasický plný dvojčinný můstek s LLC rezonančním obvodem v úhlopříčce. Zátěž připojenou na sekundární vinutí transformátoru tvoří můstkový usměrňovač, filtrační kapacita C_f a samotná zátěž R_z . Celé zapojení můžeme zjednodušit až do podoby na obrázku 1b). Zanedbali jsme proud magnetizační indukčnosti transformátoru TR a z LLC rezonančního obvodu se tak stal prostý sériový rezonanční obvod, buzený napětím

$$u_{RLC} = u_1 - u_2'. \quad (1)$$

Sériový rezonanční obvod se chová jako filtr, laděný na rezonanční kmitočet f_0 . Budeme-li tedy volit takové okamžiky spínání jednotlivých tranzistorů můstku, abychom měnili amplitudu U_h té harmonické napětí u_1 , jejíž kmitočet je shodný s rezonančním kmitočtem f_0 , bude se měnit i velikost proudu i_r tekoucího do zátěže. Je zřejmé, že pokud chceme volit okamžiky spínání a vypínání tranzistorů v okamžicích průchodu proudu i_r nulou, nelze dosáhnout spojitě změny budicího napětí U_h .

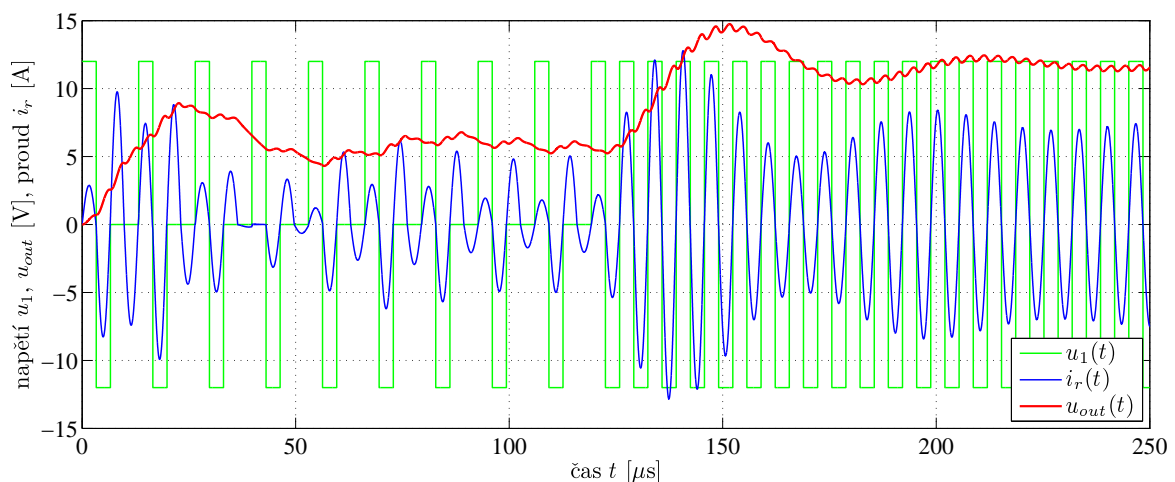


Obrázek 1: Zjednodušené zapojení silové části měniče (a) a znázornění principu měniče (b).

Fourierovým rozvojem časového průběhu budicího napětí u_{RLC} tedy můžeme pro různě dlouhé budicí pulzy odvodit amplitudy harmonických, jejichž kmitočet je roven rezonančnímu kmitočtu f_0 . Dvojčinný můstek měniče je řízen takovým způsobem, aby smysl změny napětí na rezonančním obvodu odpovídal trendu rezonančního proudu i_r — při sestupném průchodu proudu nulou může dojít ke snížení budicího napětí a naopak. To je vidět na obr. 2. V první polovině obrázku (v čase od 0 do $125\mu s$) následuje po kladném a záporném budicím pulzu mezera v délce jedné periody. Ve druhé části (v čase od 125 do $250\mu s$) jsou na rezonanční obvod přivedeny budicí pulzy s kmitočtem opakovaní f_0 . Výstupní napětí měniče v tomto režimu (při transformačním poměru transformátoru TR rovným jedné) odpovídá napájecímu napětí U_d zmenšenému o úbytek na ztrátovém odporu R_s . Ten zahrnuje jak ztráty v rezonančním obvodu, tak i odpor kanálů příslušných sepnutých tranzistorů. Průběh je výsledkem simulace v programu MATLAB/Simulink bez jakékoliv zpětné vazby přesně podle obrázku 1a. Všechny prvky obvodu jsou brány jako ideální, usměrňovač je realizován blokem absolutní hodnoty.

3 ŘÍZENÍ POPISOVANÉHO MĚNIČE

Jak již bylo zmíněno, může se tvar a tedy i amplituda příslušné harmonické budicího napětí rezonančního obvodu měnit pouze v rámci několika diskrétních hodnot, daných Fourierovým rozvojem budicího napětí. Pro dosažení kvalitní regulace měniče je vhodné navrhnout nejdříve podřízenou regulační smyčku proudu. Na základě akčního zásahu PI regulátoru proudu dojde v modulátoru k výběru nejvhodnějšího pořadí a okamžiků spínání jednotlivých tranzistorů měniče. Vstupem podřízené regu-



Obrázek 2: Výsledek simulace chování měniče bez zpětné vazby.

lační smyčky bude výstupní akční zásah nadřazené napět'ové, případně výkonové regulační smyčky. Měnič v ustáleném stavu periodicky mění sousední modulační vzory tak, aby bylo možné jeho parametry spojitě měnit v požadovaném rozsahu. Z toho vyplývá nutnost adekvátního dimenzování výstupního filtru, který tedy musí spolehlivě zachytit i zvlnění o výrazně nižším kmitočtu než je kmitočet rezonanční.

Protože v průběhu činnosti měniče dochází k neustálým změnám rezonančního kmitočtu (vlivem oteplení prvků, stárnutí a pod.), je zapotřebí náležitě kompenzovat okamžiky spínání tranzistorů aby bylo zaručeno spínání i vypínání při průchodu proudu nulou. Pro dosažení maximální jednoduchosti a flexibility je pro veškeré řízení použit DSP Texas Instruments řady TMS320F2803x.

4 VLASTNOSTI MĚNIČE

Na první pohled je zřejmé, že hlavní výhodou popisovaného měniče je eliminace přepínacích ztrát. V praxi je však rychlost spínání a vypínání tranzistorů nezanedbatelná (řádově desítky ns až jednotky μ s) a ztráty tedy nebudou zcela nulové.

Další výhodou je možnost výrazného zmenšení transformátoru (případně tlumivky) měniče. Měnič totiž může bez problémů pracovat na rezonančním kmitočtu řádu stovek kHz. Tato výhoda je částečně kompenzována nutností použití baterie kvalitních rezonančních kondenzátorů.

Velkou výhodou měniče je snižování spínacího kmitočtu tranzistorů se snižováním zatížení měniče. U rezonančních měničů řízených odlad'ováním spínacího kmitočtu tomu obvykle bývá právě naopak, což se nepříznivě projeví na účinnosti takového měniče při malém zatížení.

Mimo již zmíněnou rezonanční kapacitu je nevýhodou měniče složitější řízení a nutnost správného dimenzování výstupního filtru s ohledem na nižší kmitočet zvlnění výstupního napětí oproti kmitočtu rezonančnímu.

5 ZÁVĚR

Článek zevrubně popisuje klasický LLC rezonanční měnič, jehož hlavní nedostatek, špatná regulovatelnost, byl odstraněn inovací řízení měniče. Jsou uvedeny výhody i nevýhody plynoucí ze zvolené metody řízení. Funkce popisovaného řešení byla ověřena simulací v prostředí MATLAB/Simulink. V době psaní příspěvku probíhá realizace zkušebního vzorku měniče. Detailní výsledky budou součástí diplomové práce.

REFERENCE

- [1] Vašíček, A.: *Spínané zdroje s měkkým spínáním*. [semestrální projekt] Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2011, 31 s
- [2] Ranstad, P., Nee, H.-P., Linner, J.: *A novel control strategy applied to the series loaded resonant converter*. In European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, 2005, str. 10, ISBN 90-75815-09-3