

Kvazirezonanční napěťový střídač

Petr Šimoník

Katedra elektrických pohonů a výkonové elektroniky, FEI,
VŠB–Technická univerzita Ostrava, 17. listopadu 15,
708 33 Ostrava-Poruba
Petr.Simonik@vsb.cz

Abstrakt. Příspěvek se zabývá popisem a konstrukcí nového typu frekvenčního měniče pro elektrické pohony. Jedná se o perspektivní koncepci tzv. kvazirezonančních měničů, které mají obecně nižší ztráty a nižší úroveň elektromagnetické emise než doposud nejčastěji používané nepřímé měniče kmitočtu s tzv. tvrdým spínáním. Tyto kvazirezonanční měniče vyžadují pro bezchybný chod pečlivé vyladění rezonančního obvodu a řídicích obvodů. V další fázi se zvažuje použití signálových procesorů pro efektivní řízení střídače, které by nahradilo stávající analogové řídicí obvody.

Klíčová slova: Rezonanční měnič, kvazirezonanční napěťový střídač, měkké spínání

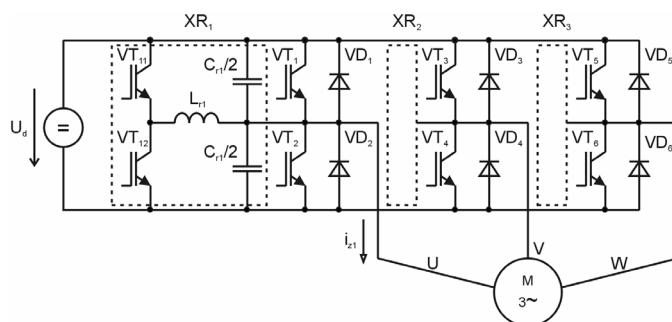
1 Úvod

S postupujícím časem můžeme sledovat velmi zřetelný rozvoj výkonové spínací elektroniky. Jedním z oborů výkonové elektroniky je studie řízení střídavých pohonů pomocí frekvenčních měničů. Je zřejmé, že největší měrou se na ztrátách polovodičových měničů podílejí ztráty spínací. Tento druh ztrát snižuje horní hranici spínacího kmitočtu a následkem toho dochází ke snížení kvality výstupních veličin. Snížení spínacích ztrát lze docílit použitím tzv. měkkého spínání v nule napětí (zero voltage switching) nebo proudu (zero current switching), které využívá rezonančních vlastností LC obvodu zařazeného ve struktuře výkonového obvodu takových měničů. Měniče jejichž výkonová struktura zmíněné měkké spínání umožňuje se nazývají rezonanční.

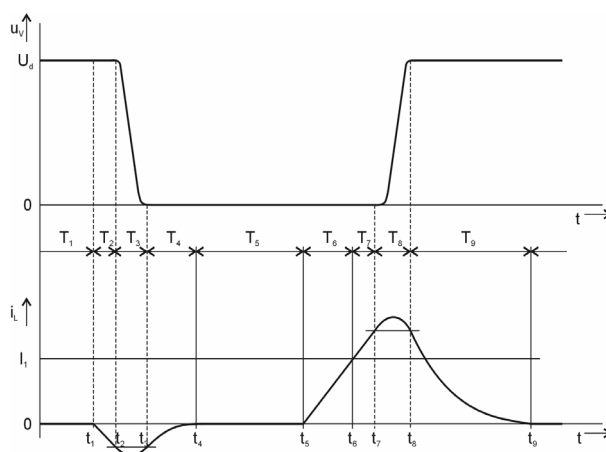
Pokud se rozbořením koncepce budeme zabývat dále a podrobněji, narážíme na skupinu tzv. kvazirezonančních měničů. Rezonanční LC obvod takových měničů je na rozdíl od měničů rezonančních aktivován pouze v okamžiku komutace výkonových spínačů. Při aplikaci rezonančních (kvazirezon.) měničů je patrná další neméně důležitá výhoda oproti měničům pracujícím v režimu tvrdého spínání, kterou je snížení strmosti náběžné a sestupné hrany výstupního napětí (du/dt). Tato skutečnost se kladně projeví na snížených požadavcích na velikost výstupního filtru měniče. Příznivý vliv snížení strmostí můžeme zaregistrovat také v oblasti elektromagnetického rušení.

2 Princip funkce kvazirezonančního měniče

Na obr. 1 je vyobrazeno obvodové schéma kvazirezonančního měniče s pomocnými rezonančními póly. Měnič s pomocnými rezonančními póly je tvořen klasickým napěťovým střídačem s nulovými diodami, doplněným o pomocné rezonanční póly. Každá větev můstku střídače je doplněna o spínače VT_{11} a VT_{12} (VT_{21} , VT_{22} a VT_{31} , VT_{32}), uvádějící do činnosti obvody L_{r1} , $C_{r1}/2$, respektive L_{r2} , $C_{r2}/2$ a L_{r3} , $C_{r3}/2$. Tyto obvody jsou iniciovány v okamžicích, kdy proud zátěže je příliš malý pro dostatečně rychlé přebití nebo nesprávné polarity pro přebití rezonančních kondenzátorů. Pokud je proud zátěže dostatečně velký a správné polarity, lze přebití realizovat bez přispění pomocného rezonančního obvodu. Hlavní spínače můstku střídače spínají v nule napětí a pomocné spínače v nule proudu. V žádné ze součástek obvodu tedy nevznikají ztráty odpovídající tvrdému spínání standardního střídače. Obvodové poměry při přepínání jsou rozloženy do devíti časových intervalů (viz obr. 2.)



Obr. 1. Střídač s pomocnými rezonančními póly



Obr. 2. Časové průběhy veličin kvazirezonančního obvodu.

Interval T1

Je charakteristický vedením spínače VT_1 , který spolu s diodou VD_1 tvoří obousměrný spínač pro průchod výstupního fázového proudu. Pomocný rezonanční obvod je ve vypnutém stavu.

Interval T2

Začíná okamžikem sepnutí pomocného spínače VT_{12} a uzavřením obvodu s rezonanční indukčností L_{r1} . Nárůst proudu indukčností je lineární, až do hodnoty potřebné pro přebití rezonančního kondenzátoru I_{Lmin} . Po dosažení této hodnoty vypíná spínač VT_1 .

Interval T3

V tomto intervalu je proud uzavřen rezonančním obvodem tvořeným C_{r1} , L_{r1} a spínačem VT_{12} . Dochází k přebíjení kondenzátorů a výstupní napětí rezonančního obvodu klesá k nule. Tento pokles je závislý na velikosti proudu zátěže. Interval končí v okamžiku, kdy napětí na kondenzátoru C_{r1} klesne k nule. Za předpokladu dostatečně velkého proudu zátěže lze bezeztrátové přepnutí zrealizovat pouze proudem zátěže.

Interval T4

Tento interval je charakteristický vedením diody VD_2 . Diodou protéká proud tvořený rozdílem proudů $I_1 - i_L(t)$. Proud rezonanční cívky klesá k nulové hodnotě. Interval končí v okamžiku, kdy proud klesne na nulovou hodnotu a je vypnut pomocný spínač VT_{12} .

Interval T5

V tomto intervalu vede dioda VD_2 , která je pro případ změny polaroty proudu zátěže doplněna o spínač VT_2 , se kterým vytváří obousměrný spínač pro vedení fázového proudu. Délka intervalu $t_4 \leq t \leq t_5$ je určována řízením střídače.

Interval T6

Začíná sepnutím pomocného spínače VT_{11} . Proud diody VD_2 je určován proudem zátěže I_1 a okamžitou hodnotou proudu rezonanční cívky i_L . Interval končí v čase t_6 , kdy proud rezonanční cívky dosáhne velikosti proudu zátěže I_1 a dojde ke komutaci proudu z diody VD_2 na spínač VT_2 .

Interval T7

V tomto intervalu proud rezonanční cívky dále narůstá. Tento interval končí v okamžiku, kdy proud rezonanční indukčnosti dosáhne minimální hodnoty pro rychlé přebití kondenzátorů.

Interval T8

Začíná ve chvíli, kdy proud rezonanční cívky dosáhne hodnoty $I_{Lmin}(t_7)$ rozepnutím spínače VT_2 . Je uzavřen rezonanční obvod tvořený L_{r1} , C_{r1} . Dochází k nárůstu výstupního napětí rezonančního obvodu na hodnotu U_d vlivem proudu rezonanční cívky nabíjejícího rezonanční kondenzátory C_{r1} . Interval je ukončen v okamžiku, kdy hodnota výstupního napětí rezonančního obvodu dosáhne hodnoty napětí U_d .

Interval T9

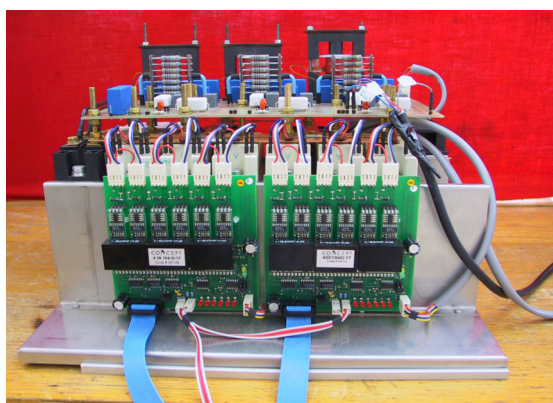
Doba poklesu proudu rezonanční cívky i_L k nule určuje minimální dobu trvání výstupního impulsu napětí. Interval je ukončen v okamžiku, kdy proud rezonanční cívky dosáhne nulové hodnoty a je vypnut pomocný spínač VT₁₁.

3 Experimentální výsledky

Postupnými úpravami řídicích obvodů a laděním bylo dosaženo finálního stavu realizovaného střídače jako celku. Byl požadován takový stav (z hlediska funkčnosti) střídače, kdy je možné plynule za chodu střídače měnit napětí meziobvodu, komparační kmitočet (určen kmitočtem trojúhelníkového signálu vstupujícího do řídicí části) i kmitočet proudu zátěže (určen kmitočtem sinusového signálu vstupujícího do řídicí části), aniž by došlo k zhavarování činnosti střídače. Toto nastavení je věcí kompromisu mezi požadavky na jednotlivé rozsahy pásma sledovaných parametrů. S ohledem na tuto skutečnost a na základě měření byly stanoveny parametry měniče a shrnuty do následující tabulky.

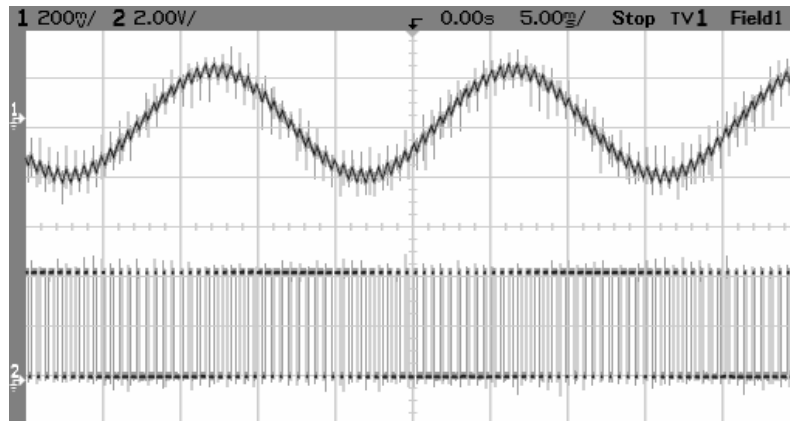
Tabulka 1. Dosažené parametry kvazirezonančního napět'ového střídače.

| Parametr | Rozsah | Zdůvodnění hranic rozsahu |
|-----------------------|------------|--|
| Napětí meziobvodu | 30 - 230V | Dáno nastavením řídicích obvodů, pro změnu rozsahu je nutné přeladit nastavení řídicích obvodů |
| Komparační kmitočet | do 5.5kHz | Horní hranice kmitočtu je určena průběhem a povahou dějů v rezonančním obvodu výkonové části |
| Kmitočet výst. proudu | 15 - 110Hz | Horní hranice je dána kmitočtovým rozsahem použitého sinusového generátoru (sinus pro PWM) |

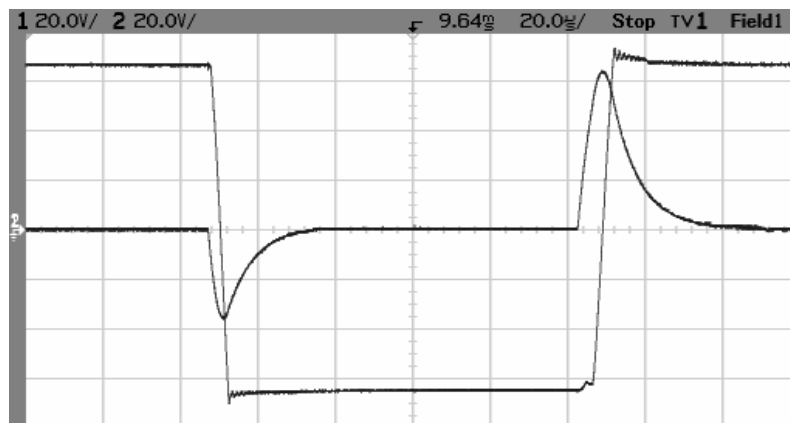


Obr. 3. Realizovaný kvazirezonanční měnič.

Na obr. 4 vidíme průběh signálu pulsně-šířkové modulace (dále jen PWM) tak jak vstupuje do logické části řídicích obvodů a dále také průběh proudu zátěží. Z průběhu proudu zátěží je zřejmé, že řídicí obvody pracují správně a výkonové IGBT jsou spínány ve správný okamžik po správnou dobu. Na obr. 5 je vyobrazen detail proudového rezonančního pulzu v rezonančním obvodu a výstupního napětí střídače, během přepínání tranzistorů výstupní větve střídače.



Obr. 4. Výstupní proud zátěží (kanál1) a PWM (kanál2) vstupující do logické části řídicích obvodů.
(Nastavení a konfigurace: $f_{\text{mod}}=2\text{kHz}$, $f_{\text{vyst}}=50\text{Hz}$, $U_D=180\text{V}$, $R_Z=2,4\Omega$, $L_Z=45,6\text{mH}$.)



Obr. 5. Výstupní napětí střídače (kanál1) a proudové pulsy v rezonančním obvodu (kanál2).
(Nastavení a konfigurace: $f_{\text{mod}}=5\text{kHz}$, $f_{\text{vyst}}=36\text{Hz}$, $U_D=130\text{V}$, $R_Z=2,4\Omega$, $L_Z=47,6\text{mH}$.)

4 Závěr

Z hlediska potvrzení teorie, z které bylo vycházeno při návrhu a následné praktické realizaci rezonančního napěťového střídače s pomocnými rezonančními póly je důvod se domnívat, že bylo dosaženo významného kroku kupředu ve vývoji rezonančních měničů. Skutečnost, že je možno tento střídač provozovat s modulačním kmitočtem až 5,5 kHz není také zanedbatelná vzhledem k tomu, že se jedná o kvazirezonanční střídač. Nutnost dokončení dějů v rezonančním obvodu u tohoto typu měniče totiž omezuje horní hranici modulačního kmitočtu. V dalším vývojovém stupni realizovaného vzorku je počítáno se zařazením mikroprocesorového systému do řídicích obvodů střídače.

Seznam autorových publikací

1. Chlebiš, P., Dudek, J., Šimoník, P.: Comparison of different types of AC/AC converters and evaluation of behaviour and their qualities, , *EDPE 2003*, Vysoké Tatry, Slovensko, 2003

Řešené grantové projekty

1. CEZ:J17/98:272400014 – Výzkum prostředků pro zvyšování jakosti elektrotechnických produktů (člen řešitelského týmu)

Reference

1. Hasal Jiří, Ověření vlastností rezon. měničů pomocí počítačové simulace, Diplomová práce, VŠB - TUO 2000.
2. Chlebiš Petr, *Rezonanční měniče pro střídavé pohony*, Habilitační práce, VŠB - TUO 1999.
3. Klimek Josef, *Realizace střídače s pomocnými rezonančními póly*, Diplomová práce, VŠB - TUO 2001.
4. Marek Josef, *Návrh a realizace výkonové části trojfázového střídače s IGBT*, Diplomová práce, VŠB - TUO 2000.

Annotation.

Quasi resonant inverter of voltage type

This paper deals with a description and construction of a new type of frequency converter for electrical drives. The converter belongs to the perspective conception of a family of quasi resonant converters, which generally have lower power losses and lower electromagnetic emissivity, than the most common hard switched inverter with DC link used for power conversion. These quasi resonant converters require very careful tuning of resonant circuit and control circuits for error free run. In the next stage the use of digital signal processors is planned for effective control of inverter, in order to replace the current analog control circuits.

Acknowledgement

This research was supervised by Doc. Ing. Petr Chlebiš, CSc.