

Proudový pulsní usměrňovač

Jan Marcol¹

¹Katedra výkonové elektroniky a elektrických pohonů, FEI, VŠB – Technická Univerzita
Ostrava, 17. listopadu 15,
708 33, Ostrava-Poruba
jan.marcol@vsb.cz

Abstrakt. V tomto příspěvku jsou prezentovány výsledky simulací obvodů s proudovým pulsním usměrňovačem, jenž byly vytvořeny v simulačním programovém produktu Pspice. V těchto simulacích byly zkoumány jednotlivé metody řízení, které mohou být aplikovány na proudový pulsní usměrňovač a jejich vliv na tvar vstupního proudu a potažmo účinník. Vhodnými metodami pro řízení proudového pulsního usměrňovače mohou být trojúhelníková pulsně-šířková modulace, fázové řízení, delta modulace, vektorová pulsně-šířková modulace atd. Za signifikantní veličiny v obvodu lze považovat tvar vstupního proudu usměrňovače, jeho harmonické spektrum a např. i tvar výstupního proudu usměrňovače.

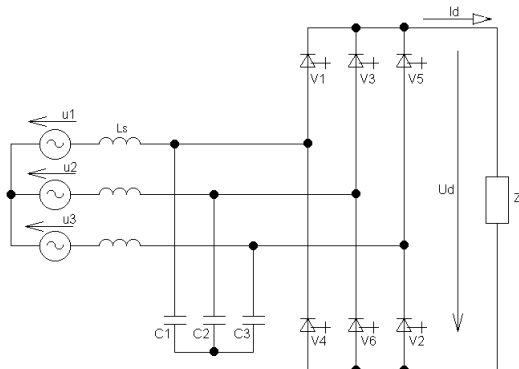
Klíčová slova: Proudový pulsní usměrňovač, simulace, řízení.

1 Úvod

Výkonové elektroniky se dnes široce využívá v průmyslových zařízeních jako jsou např. měniče frekvence, motorové pohonné jednotky, usměrňovače atd. Takovéto systémy však generují vyšší harmonické proudy, které s sebou nesou známé nežádoucí vlivy jako nízký účinník, vyšší ztráty a tím nižší účinnost. Z pohledu napájecí sítě řízené polovodičové usměrňovače představují časově proměnnou impedanci, navíc impedanci nelineární, která způsobuje odběr deformovaného, nesinusového proudu. Vzniká tak deformační výkon. Proud odebíraný usměrňovačem ze sítě má při vyhlazeném proudu zátěží (je-li na stejnosměrné straně usměrňovače dostatečně velká indukčnost) obdélníkový charakter a obsahuje tak široké spektrum vyšších harmonických, které jsou ze sítě odebírány a napájecí síť zkresluje.

2 Proudový pulsní usměrňovač

Všechny tyto nežádoucí účinky se objevují, když se používají klasické fázově řízené usměrňovače. Tato technologie byla v minulosti hojně využívána, neboť není složitá na reálnou aplikaci pomocí analogových obvodů. Z pohledu dnešních požadavků z hlediska jakosti výrobků všechny tyto nevýhody zmíněné výše limitují tuto technologii. S příchodem mikropočítačových systémů bylo možno aplikovat v obvodech nové principy, které zmíněné nevýhody eliminují. Proudový pulsní usměrňovač (Obr. 1.) je výkonový obvod, jenž tyto principy umožňuje uskutečnit.



Obr. 1. Proudový pulsní usměrňovač.

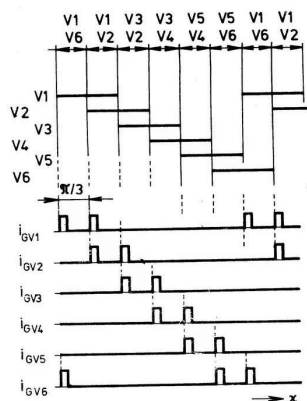
z indukčnosti, pro kterou se předpokládá, že je tvořena indukčností sítě. Tady vyvstává další výhoda tohoto proudového pulsního usměrňovače. Není bezpodmínečně nutné vkládat přídavné indukčnosti do obvodu. Ty mohou být tvořeny jednotlivými komponenty obvodu. Z hlediska správného návrhu filtru, je však někdy potřebné použít přídavné indukčnosti. Toto však samozřejmě prodražuje dané zařízení. Vlastní usměrňovač se skládá z vypínatelných součástek, např. IGBT tranzistory.

Ten se skládá z následujících komponentů. Na výstupu se musí nacházet zátěž Z, která obsahuje vyhlazovací indukčnost. Za vyhlazovací indukčnost lze i považovat například vinutí kotvy stejnosměrného motoru. Na vstupu usměrňovače se nachází LC filtr, jenž je navržen právě na eliminaci vyšších harmonických. Tento filtr se skládá ze tří kapacit C_1 , C_2 a C_3 , které musí být do obvodu mezi usměrňovač a síť vloženy a dále

3 Řídicí metody pro proudový pulsní usměrňovač

Proudový pulsní usměrňovač může být řízen několika řídicími metodami využívající různých algoritmů. Klasická metoda pro řízení jakýchkoliv usměrňovačů je metoda fázového řízení. I tato metoda může být aplikována na proudový pulsní usměrňovač. Moderní zařízení však využívají algoritmu pulsně šířkové modulace (PWM).

3.1 Fázové řízení



Obr. 2. Takty a spínací digram fázového řízení.

Tato metoda je odborné veřejnosti známa z řízení klasický usměrňovačů osazených nevypínatelnými tyristory. Princip této metody spočívá ve vysílání jednotlivých dvojic pulsů daných žádanou spínací kombinací, přičemž jsou tyto dvojice od sebe časově vzdáleny vždy o 3,33ms tj. o 60° (Obr. 2.). Čili po dobu 3,33ms je sepnuta jedna spínací kombinace. Je zde tedy pevná spínací frekvence 300Hz [2].

3.2 Delta řízení

Druhá rozebíraná metoda v pořadí je delta modulace. Delta modulace je metoda vycházející s dvouhodnotové hysterezní regulace. Hystereze není ovšem dosahována pomocí necitlivosti regulátoru, ale diskretním vzorkováním. Delta modulace je diskretní metoda řízení měničů, kdy se v diskretních okamžicích určených modulační periodou (1/10kHz) provede:

- Výpočet diferencí mezi žádaným a skutečným vstupním proudem.
- Určení spínací kombinace pro další periodu tak, aby došlo k minimalizaci diference mezi žádanými a skutečnými hodnotami proudu.

Algoritmus je názorně naznačen v Tab 1. [3]:

Tab1. Algoritmus spínání delta modulátoru.

Podmínka	Spínací kombinace	
$Dif_1 < Dif_2 < Dif_3$	V4 V5	$Dif_1 = I_{1R} - I_{1A}$
$Dif_3 < Dif_2 < Dif_1$	V1 V2	
$Dif_1 < Dif_3 < Dif_2$	V3 V4	$Dif_2 = I_{2R} - I_{2A}$
$Dif_2 < Dif_3 < Dif_1$	V1 V6	
$Dif_2 < Dif_1 < Dif_3$	V5 V6	$Dif_3 = I_{3R} - I_{3A}$
$Dif_3 < Dif_1 < Dif_2$	V2 V3	

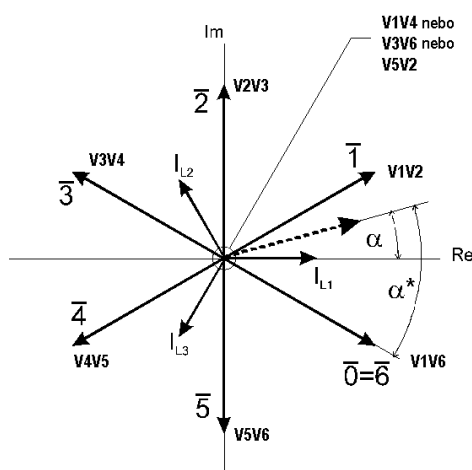
3.3 Trojúhelníková pulsně-šířková modulace

Princip této metody spočívá v porovnávání tří referenčních sinusových napětí s napětím s trojúhelníkovým nebo pilovitým průběhem. Na základě výsledků porovnání všech referenčních napětí s trojúhelníkovým se určí požadovaná spínací kombinace. Z každého jednoho porovnání se určí vedení příslušného spínače ve větvi. V případě proudového pulsního usměrňovače je frekvence referenčních napětí 50Hz a je konstantní podle vstupního napětí sítě. Referenční napětí jsou vůči sobě fázově posunuta o 120°. Frekvence trojúhelníkového signálu musí být mnohem větší (alespoň 10x) než frekvence signálů referenčních. V tomto případě je frekvence zvolena na 10kHz. Spínací kombinace je vyhodnocena na základě spínací tabulky (Tab. 2.).

Tab. 2. Spínací tabulka pro trojúhelníkovou PWM

Podmínka	Spínač ve větvi, jenž vede
$u_{ref1} > u_t$	V1
$u_{ref1} < u_t$	V4
$u_{ref2} > u_t$	V3
$u_{ref2} < u_t$	V6
$u_{ref3} > u_t$	V5
$u_{ref3} < u_t$	V2

3.4 Vektorová pulsně šířková modulace



Poslední uvažovaná metoda je vektorová pulsně šířková modulace. Nejprve je potřeba uvést, že jednotlivé vstupní proudy a napětí tvoří vektory, jenž obíhají v komplexní rovině s frekvencí 50Hz a vzájemně s určitou fází. Úkolem všech řídicích algoritmů je, aby vektor skutečného vstupního proudu se rovnal požadovanému vstupnímu proudovému vektoru. Ten může mít podle požadavků totožnou polohu s vektorem vstupních napětí a odlišnou velikost. Tento požadovaný proudový vektor se pohybuje v rovině rozdělenou na 6 kvadrantů (pro proudový pulsni usměrňovač Obr. 3.).

Obr. 3. Spínací vektory v komplexní rovině.

Každý kvadrant je ohraničen dvojicí vektorů daných určitou spínací kombinací. Každé spínací kombinaci tedy odpovídá jeden vektor v rovině. V každé z předešlých metod se také realizovaly spínací kombinace a tedy vektory v rovině na základě určitých algoritmů. V podstatě však nejde o nic jiného, než aby vektor odpovídající skutečným vstupním proudům kopíroval vektor odpovídající žadaným vstupním proudům tj. žadaný vektor. Žadaný vektor je dán svou velikostí a fází. Podle fáze se dá určit sektor, ve kterém má vektor ležet a tedy spínací kombinace dvou krajních vektorů (levého a pravého). Tyto dva vektory plus nulový vektor potom vytvoří spínací sekvenci, která bude trvat po dobu danou spínací frekvencí (10kHz) resp. spínací periodou. Přičemž doba trvání jednotlivých vektorů ve spínací sekvenci je daná velikostí žadaného vektoru a polohou žadaného vektoru v sektoru. Ten krajní vektor, který je blíže žadanému, bude sepnut déle v poměru ke svému protějšku. Vektorový modulátor tedy musí zajistit následující kroky [4]:

1. Zjistit sektor, ve kterém leží žadaný vektor.
2. Určit levý, pravý a nulový vektor.
3. Určit spínací časy levého, pravého a nulového vektoru.
4. Provést sepnutí všech vektorů a příslušných časů.

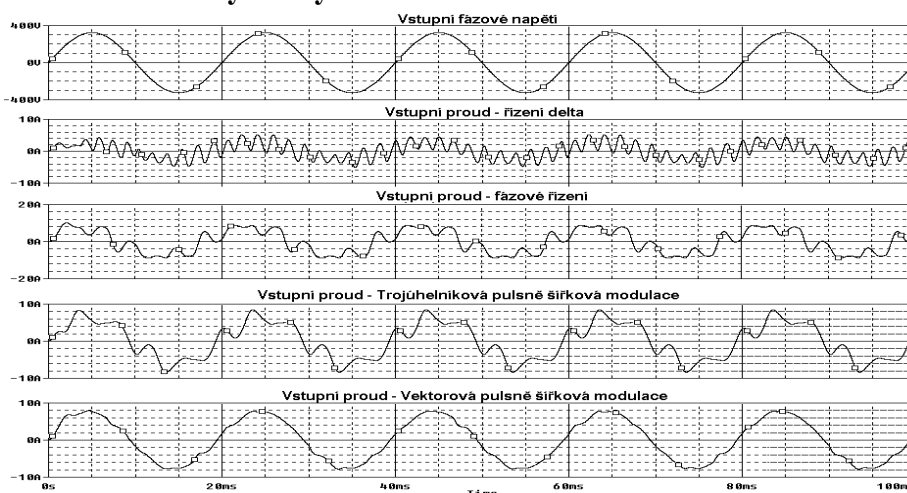
4 Závěr

Všechny simulace byly provedeny v programu Pspice. Jako zátěž byla uvažována R-L zátěž s parametry odporu $R=50\Omega$ a indukčnosti $L=10\text{mH}$. Tyto parametry byly zvoleny z důvodu pozdějšího porovnání s reálně naměřenými výsledky. Ve vytvořených modelech samozřejmě lze tyto parametry měnit. Spínací frekvence byla 10kHz, vyjma fázového řízení. Napětí sítě bylo 3X400V. Vstupní filtr byl navržen

s ohledem na kondenzátory, které se na pracovišti nacházejí. Konkrétně se jedná o kondenzátory $C_1 = C_2 = C_3 = 18\mu\text{F}$ a indukčnost filtru $L_5 = 10\text{mH}$. V modelech byly použity modely IGBT tranzistorů firmy IXYS IXGH10N60.

Asi nejdůležitějším výstupem ze simulace byl tvar vstupního proudu resp. spektrum harmonických. V odstavci 4 jsou prezentovány nasimulované průběhy vstupních proudů pro jednotlivé metody. Pro metodu delta, byla amplituda žádaného vstupního sinusového proudu zvolena na 3A, proto je odebíraný proud nižší než v ostatních případech. Přesto tato metoda vykázala nejhorší výsledky jak z pohledu vstupu, tedy počtu vyšších harmonických, tak z pohledu výstupu (výstupní proud). Výstupní proud byl u všech metod spojitý a téměř vyhlazený s výjimkou delta modulace. V tomto algoritmu se objevují spínací kombinace, které způsobují poklas výstupního proudu. Pro udržení spojitého výstupního proudu v tomto případě je nutné mít v zátěži dostatečně velkou indukčnost. Z nasimulovaných výsledků vstupních proudů je jasné, že nejlepšími výsledky bylo dosaženo vektorovou pulsně šířkovou modulací, což samozřejmě bylo potvrzeno následnou FFT, pomocí které se vytvářejí spektra harmonických.

5 Simulační výsledky



Seznam autorových prací

1. Marcol, J.: *Řešení pohonu se stejnosměrnými sériovými motory*, Diplomová práce, VŠB-TU Ostrava, 2000.
2. Marcol, J., Čermák, P.: Modelling and simulations of electrical drives with DC series motors, *TRANSCOM 2001*, Žilinská Univerzita, 2001
3. Marcol, J., Neborák, I., Čermák, P.: Modelování a simulace elektrické části stejnosměrné plasmové tavicí pece, *ELOSYS 2001*, Trenčín, 2001
4. Marcol, J., Čermák, T.: Applications of power electronics in plasma furnaces, *POSTER 2002*, Praha, 2002

5. Marcol, J., Čermák, T.: Modelování a simulace elektrické části střídavé plasmové tavicí pece, *ELOSYS 2002*, Trenčín, 2002
6. Marcol, J., Čermák, P.: Plasma furnace supplied by controlled and uncontrolled rectifiers, , *TRANSCOM 2003*, Žilinská Univerzita, 2003
7. Marcol, J., Čermák, T.: Plasma furnace supplied by controlled rectifier, *POSTER 2003*, Praha, 2003

Řešené grantové projekty

1. CEZ: J17/98:272400014 – Výzkum prostředků pro zvyšování jakosti elektrotechnických produktů, dílčí úkol s názvem: Optimalizace elektromechanické přeměny elektrické energie, 2001 – 2003, (člen řešitelského týmu).
2. LN00B029 – Materiálově-technologické výzkumné centrum – dílčí úkol: Výzkum nových metod řízení střídavých regulačních pohonů, 2003, (člen řešitelského týmu).

Reference

1. Draou, A.: *Stability analysis of current type PWM AC-TO-DC converters*, PEMC, Innsbruck, 1997
2. Vondrášek, F.: *Výkonová elektronika*, Západočeská univerzita, Plzeň, 1998
3. Damec, V.; Chlebiš, P.: *Třífázový proudový pulsní usměrňovač*, EPVE2002
4. Brandštetter, P.: *Střídavé regulační pohony – moderní způsoby řízení*, VŠB – TU Ostrava, 1999

Annotation:

Current type PWM rectifier

In this paper are presented the results from simulations, which have been performed in program Pspice. A current type PWM rectifier was simulated and some controlling methods were applied in the models. There are several control methods, which can be used for controlling PWM current type rectifier. For example triangular PWM, vector PWM, delta control or phase control. In the paper are presented the waveforms for all the controlling methods mentioned above, its comparison and analyze. The most significant output parameters from the simulations are the shapes of input currents and harmonic spectrums of input currents.

Acknowledgment

In the paper there are the results of the project LN00B029, which was supported by The Ministry of Education of Czech Republic. This research was supervised by Prof. Ing. Tomáš Čermák, CSc.