



**FAKULTA  
ELEKTROTECHNICKÁ  
ZÁPADOČESKÉ  
UNIVERZITY  
V PLZNI**

**2015**

Pracoviště: **Regionální inovační centrum elektrotechniky**

Výzkumná zpráva č.: **22190-030-2015**

# **Algoritmy řízení třífázového proudového pulzního usměrňovače**

Druh úkolu: **Vědecko-výzkumný**  
Řešitelé: **Ing. Jan Michalík, Ph.D.**  
Vedoucí úkolu: **Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.**  
Počet stran: **18**  
Datum vydání: **listopad 2015**  
Revize: **1**

Tato práce vznikla s podporou projektů CZ.1.05/2.1.00/03.0094, TE01020455 a SGS-2015-038

## Anotace

Tato výzkumná zpráva se zabývá rešerší a popisem modulací, které jsou v současnosti používány pro řízení třífázového proudového pulzního usměrňovače. Cílem zprávy je provést shrnutí a popis jednotlivých řešení a zhodnotit jejich výhodnost a vlastnosti.

## Seznam symbolů a zkratek

CSI	Current-Source Inverter, Pulzní proudový střídač
CSR	Current-Source Rectifier, pulzní proudový usměrňovač
IGCT	Integrated Gate-Commutated Thyristor
SGCT	Symmetrical Gate-Commutated Thyristor
PWM	Pulse With Modulation
SHE	Selective Harmonic Elimination, Vylučování vyšších harmonických
SVM	Space Vector Modulation, Vektorová modulace

## Obsah

1 ÚVOD.....	4
2 NEPŘÍMÝ MĚNIČ KMITOČTU PROUDOVÉHO TYPU – UVAŽOVANÁ TOPOLOGIE.....	4
2.1 Modulace CSR a CSI .....	5
3 PROUDOVÝ PULZNÍ USMĚRŇOVAČ (CSR) .....	6
3.1 Nepřímý měnič proudového typu bez vstupního transformátoru.....	8
4 MODULACE PROUDOVÉHO PULZNÍHO USMĚRŇOVAČE .....	10
4.1 Modulace s vylučováním harmonických SHE (Selective Harmonic Elimination).....	10
4.2 Vektorová modulace.....	15
5 ZÁVĚR.....	15

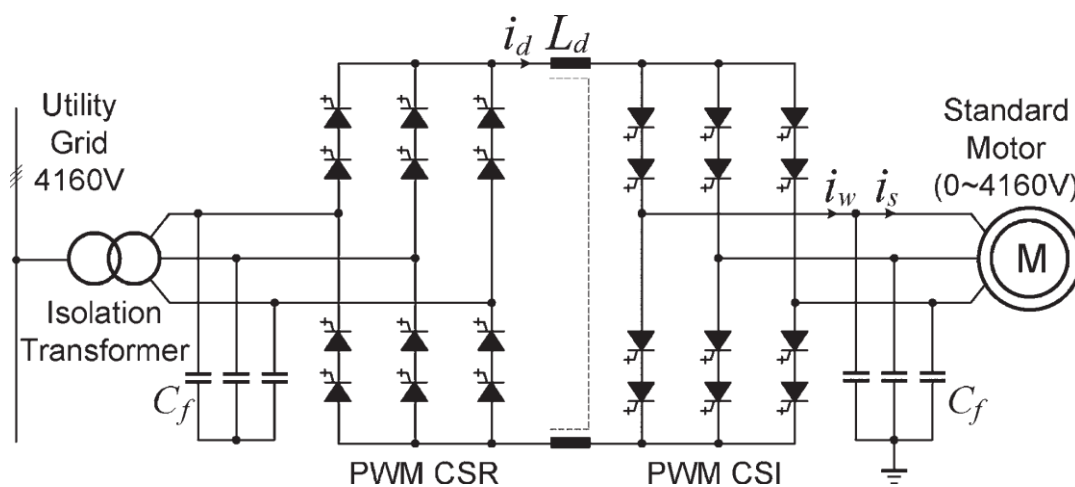
## 1 Úvod

Tato výzkumná zpráva se zabývá rešerší a popisem modulací, které jsou v současnosti používány pro řízení třífázového proudového pulzního usměrňovače. Cílem zprávy je provést shrnutí a popis jednotlivých řešení a zhodnotit jejich výhodnost a vlastnosti.

## 2 Nepřímý měnič kmitočtu proudového typu – uvažovaná topologie

Na rozdíl od napěťových měničů, proudové měniče mají vždy říditelný usměrňovač, který reguluje velikost stejnosměrného proudu v meziobvodu, výstupní střídač mění pouze frekvenci. Z toho důvodu nelze u proudových měničů obecně použít jednoduchý diodový usměrňovač (který navíc neumožňuje rekuperaci). Nejperspektivnějším řešením z hlediska kvality měniče a regulačních možností je použití pulzního usměrňovače s vypínatelnými součástkami – s vlastní komutací, kterému bude v této zprávě také věnována pozornost. Více o používaných topologiích proudových měničů je možné nalézt např. ve zprávě [2].

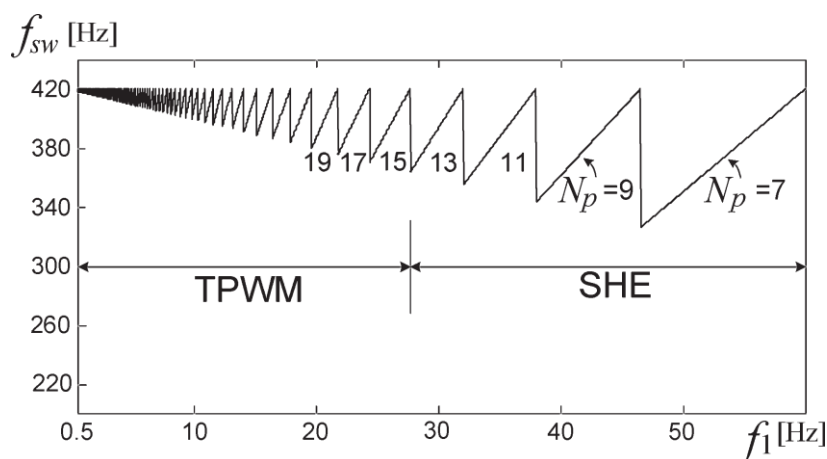
Příklad konfigurace kompletního měniče je na Obr.1. Použity jsou zde kompletně prvky SGCT pro usměrňovač i střídač. Pro vyšší hladiny napětí se zde standardně využívá sériové řazení prvků pro zvýšení napěťové odolnosti. Závažným problémem pro použití prvků SGCT je však i přes jejich výhody fakt, že jediným výrobcem na světě je společnost Mitsubishi Electric, která je dodává výhradně společnosti Rockwell Automation. Stejnou topologii je však možné realizovat i s použitím IGBT nebo IGCT prvků a zařazením sériových diod.



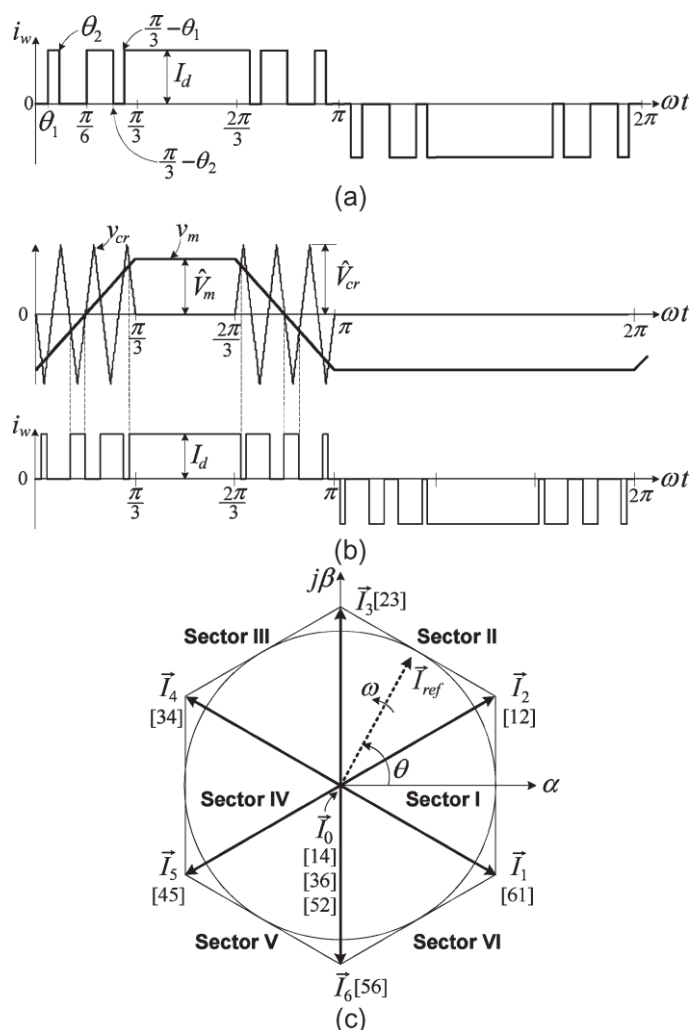
Obr.1 Nepřímý měnič kmitočtu proudového typu s pulzním usměrňovačem a střídačem [1]

## 2.1 Modulační CSR a CSI

Pro modulaci usměrňovače se nejčastěji využívá vektorová modulační (SVM) nebo modulační s vylučováním vyšších harmonických (SHE), pro modulaci střídače se nejčastěji používá modulační s vylučováním vyšších harmonických (SHE), lichoběžníková modulační (TPWM) a vektorová modulační (SVM). Nejčastěji používaná spínací schémata jsou SHE v případě usměrňovače a TPWM a SHE, příp. SVM v případě střídače [1], [7]. Principiální ukázky uvedených modulací jsou na Obr.3. Vzhledem k použití měničů v oblasti velkých výkonů, spínací frekvence se z důvodu minimalizace spínacích ztrát pohybují nejčastěji v oblasti kolem 500 Hz. Z toho důvodu jsme schopni např. s SHE schématem eliminovat max. 5., 7. a 11. harmonickou. Typickým spínacím schématem u CSI je použití obou modulací současně, tedy TPWM i SHE s přechodem mezi oběma při frekvenci cca 30 Hz z důvodu rostoucí spínací frekvence modulační SHE při klesající výstupní frekvenci CSI (viz Obr.2). Předpokládá se zde, že přestože TPWM modulační není tak kvalitní z pohledu obsahu harmonických, není to příliš na závadu, neboť měnič se většinu provozního času pohybuje v oblasti > 30 Hz, kde je použita SHE. Vzhledem k relativně snadné implementaci SVM do DSP a výborné dynamice může být výhodné použít SVM i pro modulaci usměrňovače, např. v případě, že je vyžadováno řízení s aktivním tlumením kmitů vstupního LC filtru [7].



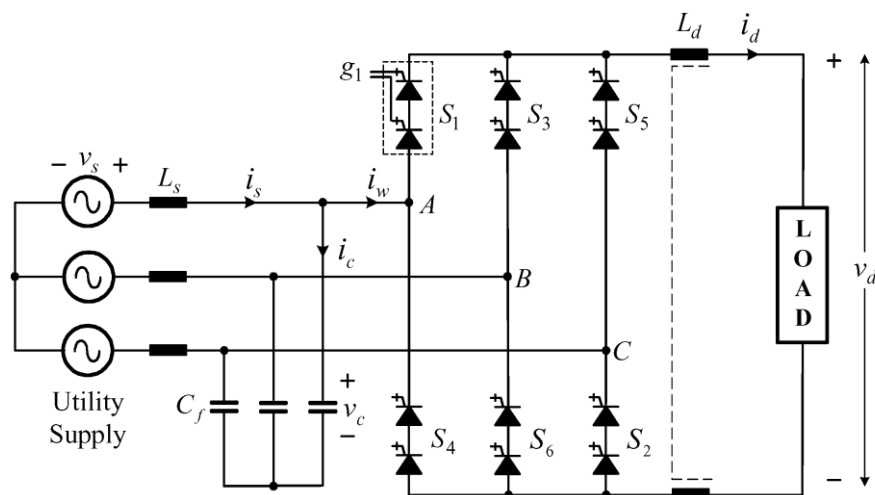
**Obr.2** Přechod mezi modulacemi TPWM a SHE.  $f_{sw}$ -spínací frekvence,  $f_1$ -výstupní frekvence střídače,  $N_p$ -počet pulzů/půlperiodu výstupního fázového proudu střídače [1]



Obr.3 Modulační schéma CSI a CSR: a) SHE, b) TPWM, c) SVM [1]

### 3 Proudový pulzní usměrňovač (CSR)

Na Obr.4 je obvodové schéma třífázového proudového pulzního usměrňovače s GCT tyristory. Výhodou použití GCT (příp. SGCT) tyristorů je jejich snadné sériové řazení v případě použití měniče v oblasti velkých výkonů. Indukčnost sítě  $L_s$  na střídavé straně usměrňovače představuje celkovou indukčnost mezi napájecí sítí a usměrňovačem, včetně indukčnosti zdroje, rozptylové indukčnosti transformátoru (pokud je transformátor zařazen) a indukčnosti vstupní tlumivky.



**Obr.4** Třífázový proudový pulzní usměrňovač (s GCT tyristory)

Proudový pulzní usměrňovač také vyžaduje filtrační kondenzátor  $C_f$  z důvodu komutace spínacích prvků měniče, jelikož standardním spínacím stavem je tzv. nulové vedení, kdy je příslušná fáze odpojována od sítě a bez kondenzátoru  $C_f$  by tak docházelo k rozpojování vstupní indukčnosti  $L_s$ , což je nepřijatelný stav. Kromě toho však také kombinace  $L_s C_f$  funguje i jako vstupní filtr. Při návrhu velikosti kondenzátoru je nutné zvážit více faktorů, jako jsou spínací frekvence usměrňovače (stovky Hz), rezonanční frekvence  $L_s C_f$  filtru, požadované THDi a účinník  $\cos \varphi$ .

Na ss straně usměrňovače je tlumivka  $L_d$  sloužící k vyhlazení ss proudu i pro akumulaci energie. Indukčnost  $L_d$  má obvykle dvě vinutí, jedno zapojené v kladné a druhé v záporné větvi ss meziobvodu (viz Obr.4). Toto uspořádání se používá z důvodu omezení souhlasného napětí motoru. Při použití usměrňovače bez vstupního transformátoru se však stává vážným problémem a je mu proto věnována následující podkapitola.

Základní charakteristika proudového pulzního usměrňovače může být shrnuta do následujících bodů:

- **Jednoduchá topologie měniče.** V případě použití SGCT tyristorů není nutné zapojení sériových diod.
- **Příznivé průběhy odebíraného proudu.** Proudový pulzní měnič odebírá ze sítě proud blízký sinusovému ve fázi s napětím sítě (pokud není vyžadován režim kompenzace s  $\cos \varphi \neq 0$ ).



- **Robustní ochrana proti zkratu.** V případě zkratu na výstupních svorkách střídače je strmost nárůstu proudu omezena indukčností ve ss meziobvodu, což poskytuje dostatečný čas pro zásah nadproudové ochrany.
- **Omezená dynamika.** Proud ve ss meziobvodu se během přechodových dějů vzhledem k velké hodnotě indukčnosti nemůže měnit skokem, což omezuje dynamiku celého systému.

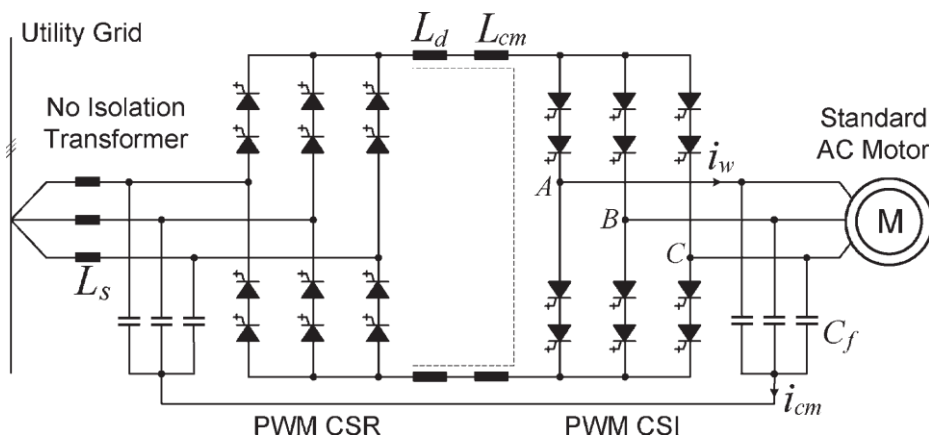
Návrh spínací sekvence CSR musí zohledňovat následující podmínky:

- Proud  $I_d$  ve ss meziobvodu nesmí být přerušen.
- V jakýkoli okamžik vedou právě dva spínací prvky (kromě komutačních intervalů, kdy vedou 3 prvky).

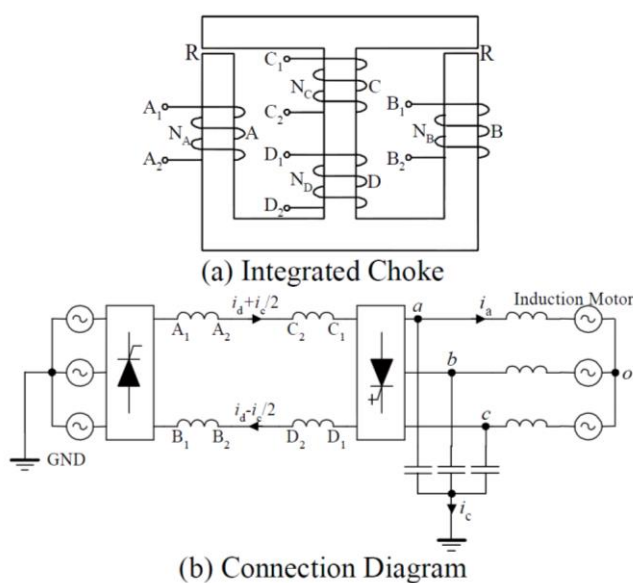
Tyto dvě podmínky mohou být vyjádřeny prostřednictvím následujících spínacích omezení: V jakýkoli okamžik (kromě komutačních intervalů) vedou pouze dva spínací prvky, jeden v horní a druhý v dolní skupině. Pokud by vedl pouze jeden prvek, došlo by k rozpojení ss meziobvodu, k přepětí způsobeném indukčností  $L_d$ , a zničení spínače.

### **3.1 Nepřímý měnič proudového typu bez vstupního transformátoru**

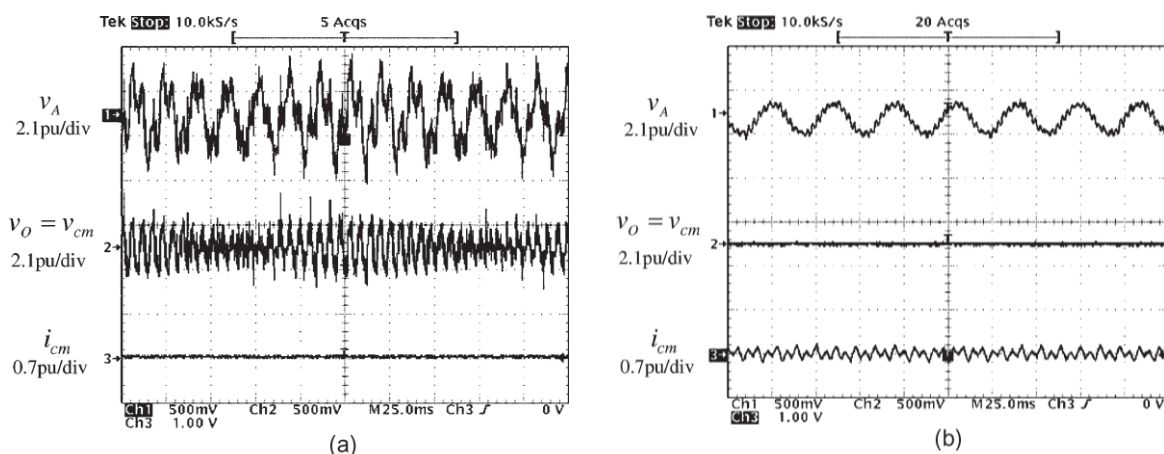
Atraktivní možností je použití celého měniče bez vstupního transformátoru – s přímým připojením na síť. Toto řešení má výhodu v nižších investičních nákladech na celý měnič, vyšší účinnosti, menší zastavěné ploše. Příklad konfigurace je uveden na Obr.5. Problém, který se při absenci transformátoru vyskytuje, je souhlasné napětí (CMV – Common Mode Voltage). Toto napětí lze potlačit zejména: (i) použitím oddělovacího transformátoru, (ii) použitím speciální tlumivky v meziobvodu, (iii) přidáním indukčností do meziobvodu nebo na výstupní svorky CSI pro potlačení souhlasného napětí. Vzhledem k tomu, že variantě (i) se chceme vyhnout, a varianta (iii) způsobuje nezanedbatelné navýšení investičních nákladů, perspektivní a v praxi používaná varianta potlačení souhlasného napětí je řešení (ii).



Obr.5 Nepřímý měnič kmitočtu proudového typu s pulzním usměřňovačem a střídačem [5]



Obr.6 a) Ukázka konfigurace tumivky z Obr.5 a b) její zapojení do ss meziobvodu [5]



**Obr.7 Fázové napětí CSI z Obr.5; a) bez integrované tlumivky pro potlačení souhlasného napětí, uzly kondenzátorových baterií rozpojeny; b) s integrovanou tlumivkou pro potlačení souhlasného napětí [1], [8]**

Z Obr.5 a Obr.6 je vidět ilustrativní řešení tlumivky v meziobvodu. Obsahuje čtyři vinutí na jednom jádře, dvě jako akumulární prvek ( $L_d$ ) a druhé dvě pro potlačení souhlasného napětí ( $L_{cm}$ ). Vzhledem k tomu, že tlumivky  $L_{cm}$  jsou navinuty na stejném jádře jako akumulární tlumivky  $L_d$ , nedochází zde k významnému navýšení investičních nákladů. Kromě toho jsou ještě spojeny uzly vstupní a výstupní kondenzátorové baterie, což zajišťuje, že statorovým vinutím nepoteče žádný souhlasný proud  $i_{cm}$ . Na Obr.7 jsou ukázky průběhů srovnávající chování CSI bez CM tlumivky a s ní. Pokud  $L_{cm}=0$ , je možné naměřit napětí  $v_0 = v_{cm}$  mezi neutrálním bodem statorového vinutí (0) a zemí. Toto napětí by v ideálním případě (symetrická síť, sinusové napětí) mělo být nulové, objevuje se díky modulaci usměrňovače a střídače. Výsledné fázové napětí  $v_A$  je pak součtem souhlasného napětí  $v_{cm}$  a fázového napětí zátěže  $v_{A0}$ . Je zřejmé, že při použití tlumivky  $L_{cm}$  (Obr.7b) dochází k eliminaci souhlasného napětí z fázového napětí CSI, přičemž mezi uzly kondenzátorových baterií protéká vyrovnávací souhlasný proud  $i_{cm}$ . Podrobněji je problematika tlumivky pro potlačení souhlasného napětí popsána např. v [1], [8].

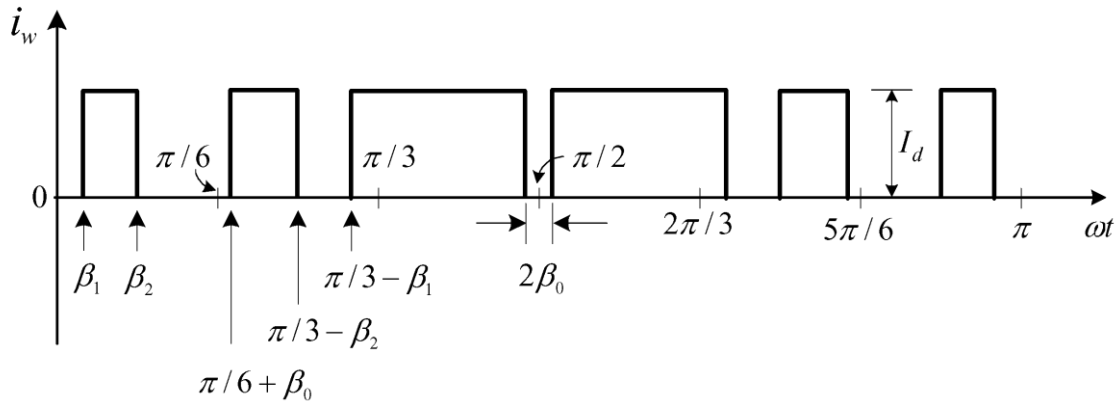
## 4 Modulace proudového pulzního usměrňovače

Pro modulaci proudového pulzního usměrňovače se nejčastěji využívá vektorová modulace (SVM) nebo modulace s vylučováním vyšších harmonických (SHE). V této kapitole budou popsána pouze modulace SHE, modulace SVM je podrobně popsána ve zprávě [3] a je principiálně totožná s modulací pro CSR. V literatuře je možné nalézt i další způsoby modulace, jako např. dvouhodnotovou modulaci, ta však vzhledem k proměnné spínací frekvenci a vstupnímu LC filtru není v průmyslu využívána.

### 4.1 Modulace s vylučováním harmonických SHE (Selective Harmonic Elimination)

Modulace s vylučováním harmonických (SHE) je off-line modulační schéma, pomocí kterého je možné eliminovat zvolený počet harmonických proudů sítě  $i_s$ . Spínací úhly jsou předem vypočítány a následně implementovány do řídicího procesoru. Modulace SHE je velmi vhodná

modulační schéma pro proudové měniče obecně vzhledem k tomu, že jsou nasazovány pro velké výkony, kde je vyžadována nízká spínací frekvence. Na rozdíl od SHE modulace proudového střídače, kde není požadováno řízení amplitudy (změna modulačního indexu) a předpokládá se maximální hodnota, SHE proudového usměrňovače musí být



**Obr.8 Průběh PWM jedné půlperiody proudu se třemi nezávislými úhly sepnutí  $\beta_1$ ,  $\beta_2$  a  $\beta_0$**

schopná kromě eliminace vybraných harmonických ještě měnit velikost modulačního indexu z důvodu regulace proudu  $I_d$  ve ss meziobvodu.

Na Obr.8 je ukázka PWM signálu jedné půlperiody proudu  $i_w$ . Modulace musí zohledňovat spínací omezení pro proudové měniče popsané v předchozí kapitole. Je zde šest pulzů na půlperiodu a tři nezávislé úhly sepnutí,  $\beta_1$ ,  $\beta_2$  a  $\beta_0$ . Díky tomu jsme schopni eliminovat dvě harmonické a zároveň měnit hloubku modulace.

Průběh PWM modulace z Obr.8 může být vyjádřen pomocí Fourierovi transformace vztahem:

$$i_w(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t)$$

kde

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} i_w(\omega t) \sin(n\omega t) d(n\omega t) \\ &= \frac{4I_d}{\pi} \left\{ \cos(n\beta_1) - \cos(n\beta_2) + \cos\left(n\left(\frac{\pi}{6} + \beta_0\right)\right) - \cos\left(n\left(\frac{\pi}{6} - \beta_2\right)\right) \right. \\ &\quad \left. + \cos\left(n\left(\frac{\pi}{3} - \beta_1\right)\right) - \cos\left(n\left(\frac{\pi}{2} - \beta_0\right)\right) \right\} \end{aligned}$$

Abychom mohli eliminovat 5. a 7. harmonickou a měnit hloubku modulace, sestavíme podle tohoto vztahu následující soustavu rovnic:

$$F_1 = \cos(5\beta_1) - \cos(5\beta_2) + \cos\left(5\left(\frac{\pi}{6} + \beta_0\right)\right) - \cos\left(5\left(\frac{\pi}{3} - \beta_2\right)\right) + \cos\left(5\left(\frac{\pi}{3} - \beta_1\right)\right) - \cos\left(5\left(\frac{\pi}{2} - \beta_0\right)\right) = 0$$

$$F_2 = \cos(7\beta_1) - \cos(7\beta_2) + \cos\left(7\left(\frac{\pi}{6} + \beta_0\right)\right) - \cos\left(7\left(\frac{\pi}{3} - \beta_2\right)\right) + \cos\left(7\left(\frac{\pi}{3} - \beta_1\right)\right) - \cos\left(7\left(\frac{\pi}{2} - \beta_0\right)\right) = 0$$

Třetí rovnici odvodíme pro změnu hloubky modulace:

$$F_3 = \frac{a_1}{I_d} - m_a = \frac{4}{\pi} \left\{ \cos\beta_1 - \cos\beta_2 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \beta_0\right) - \cos\left(\frac{\pi}{3} - \beta_2\right) + \cos\left(\frac{\pi}{3} - \beta_1\right) - \cos\left(\frac{\pi}{2} - \beta_0\right) \right\} - m_a = 0$$

kde  $m_a$  je modulační index, daný vztahem

$$m_a = \frac{\widehat{I_{w1}}}{I_d}$$

kde  $\widehat{I_{w1}}$  je amplituda modulační křivky a  $I_d$  střední hodnota ss proudu v meziobvodu. Vyřešením výše uvedené soustavy rovnic (např. pomocí zmíněného Newton-Raphsonova iteračního algoritmu) dostaneme všechny spínací úhly při všech hodnotách modulačního indexu  $m_a$ . Vypočítané úhly pro eliminaci 5. a 7. harmonické a změnu hloubky modulace jsou v tabulce Tab.1. Maximální modulační index je 1.03, při kterém je úhel  $\beta_0 = 0$  a spínací úhly  $\beta_1$  a  $\beta_2$  jsou shodné s úhly proudového střídače při eliminaci 5. a 7. harmonické.

$m_a$ :	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0	1.03
$\beta_1$ :	-13.5°	-11.9°	-10.3°	-8.60°	-6.86°	-5.00°	-3.98°	-0.67°	2.17°	6.24°	7.93°
$\beta_2$ :	14.2°	13.5°	12.7°	12.0°	11.4°	10.8°	10.4°	10.3°	10.8°	12.6°	13.8°
$\beta_0$ :	13.6°	12.2°	10.9°	9.5°	8.0°	6.6°	5.1°	3.6°	2.1°	0.5°	0

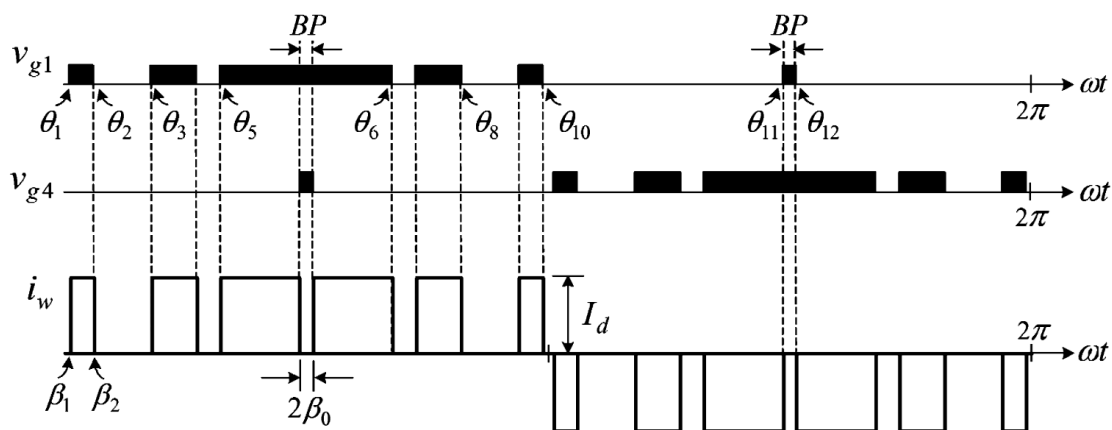
**Tab. 1 Spínací úhly 3f proudového pulzního usměrňovače pro eliminaci 5. a 7. harmonické a změnu hloubky modulace**

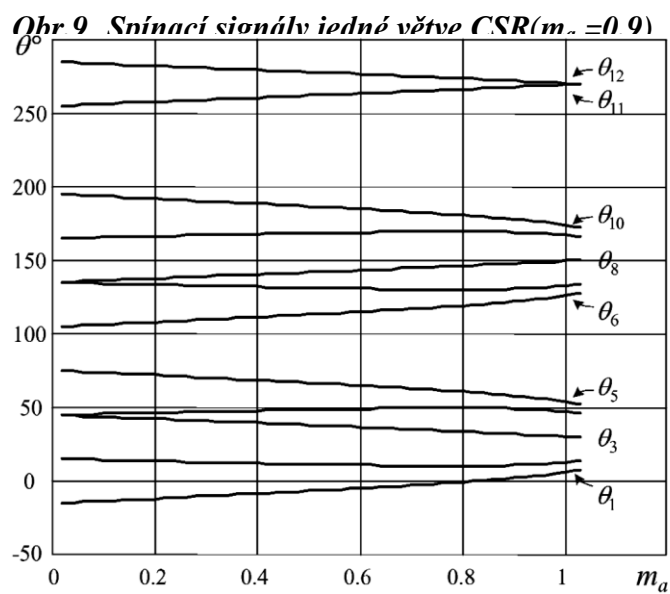
Pro konkrétní hodnoty úhlů  $\beta_0, \beta_1$  a  $\beta_2$  je následně nutné stanovit spínací signály jednotlivých prvků CSR. Na Obr.9 je ukázka spínacích signálů prvků S1 a S4 fáze A (označených jako  $v_{g1}$  a  $v_{g4}$  – gate signals). Signál  $v_{g1}$  obsahuje 6 pulzů, přičemž jeden z nich je nulový puls (bypass-pulse) daný úhly  $\theta_{11}$  a  $\theta_{12}$ . Puls o šířce  $2\beta_0$  uprostřed půlperrody  $i_w$  je realizován pomocí současného sepnutí prvků S1 a S4. Proud meziobvodu  $i_d$  je v tomto úseku nulového vedení zkratován ( $i_w=0$ ), přičemž proud  $i_d$  lze během tohoto intervalu považovat vzhledem k velké indukčnosti meziobvodu za konstantní.

Spínací frekvenci lze odvodit z Obr.9. Spínací frekvence jednoho prvku pak může být vypočtena vztahem

$$f_{sw} = f_s \times N_p = 60 \text{ Hz} \times 6 = 360 \text{ Hz}$$

kde  $f_s$  frekvence sítě a  $N_p$  počet pulzů v jedné periodě frekvence sítě. Jedná se zároveň o nejnižší možnou spínací frekvenci, se kterou je možné eliminovat dvě harmonické a zároveň měnit hloubku modulace. Všechny úhly sepnutí  $\theta_1$  až  $\theta_{12}$  je možné spočítat pomocí tabulky Tab.1 a Obr.8. Jejich grafická podoba v závislosti na modulačním indexu je znázorněna na Obr.10.





**Obr.10** Spínací úhly v závislosti na modulačním indexu SHE modulace CSR s eliminací 5. a 7. harmonické

## 4.2 Vektorová modulace

Princip modulace SVM byl podrobně popsán ve zprávě [3], kde je proveden detailní popis SVM proudového střídače. Tento přístup je přímo použitelný pro řízení CSR, a nebude zde proto znovu popisován.

## 5 Závěr

Modulace SHE je off-line PWM schéma. Všechny spínací úhly jsou předem vypočteny a následně uloženy v tabulce a v této formě implementovány do procesoru. Přestože SHE poskytuje výborné chování z hlediska obsahu harmonických, a zároveň pracuje s nejnižší dosažitelnou spínací frekvencí, nemusí být výhodná v případě, že CSR vyžaduje častou změnu modulačního indexu – dynamické změny proudu meziobvodu  $I_d$ .

Oproti tomu vektorová modulace je on-line modulační schéma standardně používané a implementované do DSP procesorů. V porovnání s SHE, SVM poskytuje rychlejší dynamickou odezvu a větší flexibilitu, protože modulační index může být měněn každou vzorkovací periodou. Této vlastnosti může být využito v aplikacích jako například aktivní tlumení kmitů vstupního LC filtru, kde je nutná dynamická změna modulačního indexu z důvodu potlačení/zatlumení rezonancí. Nevýhodou je vyšší obsah harmonických při stejné spínací frekvenci než má modulace SHE.



## Literatura

- [1] Bin Wu; Pontt, J.; Rodriguez, J.; Bernet, S.; Kouro, S.; "Current-Source Converter and Cycloconverter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives" *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.55, no.7, pp.2786-2797, July 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.924175
- [2] MICHALÍK, Jan. „Proudové měniče velkých výkonů a cyklokonvertory - současný stav: Oponovaná výzkumná zpráva č. 22190 - 047 - 2012“. ZČU, RICE, Plzeň, 2012.
- [3] MICHALÍK, Jan. „Algoritmy řízení třífázového proudového střídače: Oponovaná výzkumná zpráva č. 22190 - 069 - 2013“. ZČU, RICE, Plzeň, 2012.
- [4] Jun Kang; Yamamoto, E.; Ikeda, M.; Watanabe, E.; "Medium-Voltage Matrix Converter Design Using Cascaded Single-Phase Power Cell Modules" *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.58, no.11, pp.5007-5013, Nov. 2011. doi: 10.1109/TIE.2011.2148679
- [5] WU, Bin. *High-Power Converters and ac Drives*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2006. ISBN 9780471731719.
- [6] Vondrášek, F.: *Výkonová elektronika, svazek II*. Západočeská univerzita v Plzni, Plzeň, 2003.
- [7] J. Wiseman, B. Wu, and G. S. P. Castle, "A PWM current source rectifier with active damping for high power medium voltage applications," in *Proc. IEEE PESC*, 2002, pp. 1930–1934.
- [8] Bin Wu; Rizzo, S.; Zargari, N.; Xiao, Y.; "An integrated DC link choke for elimination of motor common-mode voltage in medium voltage drives," *Industry Applications Conference*, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE , vol.3, no., pp.2022-2027 vol.3, Sept. 30 2001-Oct. 4 2001. doi: 10.1109/IAS.2001.955905
- [9] D. Xu, N. Zargari, B. Wu et al., "A medium voltage AC drive with parallel current source inverters for high power applications," in *Proc. IEEE PESC*, 2005, pp. 2277–2283.

## Seznam obrázků

Obr.1	Nepřímý měnič kmitočtu proudového typu s pulzním usměrňovačem a střídačem [1] .....	4
Obr.2	Přechod mezi modulacemi TPWM a SHE. $F_{sw}$ -spínací frekvence, $f_1$ -výstupní frekvence střídače, $N_p$ -počet pulzů/půlperiodu výstupního fázového proudu střídače [1].....	5
Obr.3	Modulační schéma CSI a CSR: a) SHE, b) TPWM, c) SVM [1] .....	6
Obr.4	Single-bridge GCT current source rectifier. ....	7
Obr.5	Nepřímý měnič kmitočtu proudového typu s pulzním usměrňovačem a střídačem [5] .....	9
Obr.6	a) Ukázka konfigurace tlumivky z Obr.5 a b) její zapojení do ss meziobvodu [5].....	9
Obr.7	Fázové napětí CSI z Obr.5; a) bez integrované tlumivky pro potlačení souhlasného napětí, uzly kondenzátorových baterií rozpojeny; b) s integrovanou tlumivkou pro potlačení souhlasného napětí [1], [8] .....	10
Obr.8	Průběh PWM jedné půlperiody proudu se třemi nezávislými úhly sepnutí $\beta_1$ , $\beta_2$ a $\beta_0$ .....	11
Obr.9	Spínací signály jedné větve CSR( $m_a = 0.9$ ) .....	14
Obr.10	Spínací úhly v závislosti na modulačním indexu SHE modulace CSR s eliminací 5. a 7. harmonické .....	14

## Historie revizí

<b>Rev.</b>	<b>Kapitola</b>	<b>Popis změny</b>	<b>Datum Jméno / Odd.</b>
1	Všechny	Publikování dokumentu	3.11.2015 JM / RICE