



**FAKULTA  
ELEKTROTECHNICKÁ  
ZÁPADOČESKÉ  
UNIVERZITY  
V PLZNI**

**2013**

Pracoviště: **Regionální inovační centrum elektrotechniky**

Výzkumná zpráva č.: **22190 – 069 – 2013**

# **Algoritmy řízení třífázového měniče proudového typu**

Druh úkolu: **Vědecko-výzkumný**  
Řešitelé: **Ing. Jan Michalík, Ph.D.**  
Vedoucí úkolu: **Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.**  
Počet stran: **22**  
Datum vydání: **prosinec 2013**  
Revize: **1**

Tato práce vznikla s finanční podporou projektů CZ.1.05/2.1.00/03.0094 a TA ČR TA01010863

## Anotace

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

## Seznam symbolů a zkratk

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
TPWM	Trapezoidal PWM, Lichoběžníková modulace

## Obsah

1	ÚVOD.....	4
2	NEPŘÍMÝ MĚNIČ KMITOČTU PROUDOVÉHO TYPU – UVAŽOVANÁ TOPOLOGIE.....	4
2.1	Modulace CSR a CSI.....	5
3	PROUDOVÝ PULZNÍ STRÍDAČ – CSI .....	6
3.1	Modulace s vloženými komutacemi – lichoběžníková modulace (Trapezoidal Modulation).....	8
3.2	Modulace s vylučováním vyšších harmonických – SHE (Selective Harmonic Elimination) .....	10
3.3	Vektorová modulace – SVM (Space Vector Modulation) .....	12
3.3.1	Spínací stavy .....	12
3.3.2	Prostorové vektory .....	13
3.3.3	Výpočet spínacích kombinací .....	15
3.3.4	Spínací sekvence .....	17
4	ZÁVĚR, SROVNÁNÍ MODULACÍ SVM, TPWM A SHE.....	19

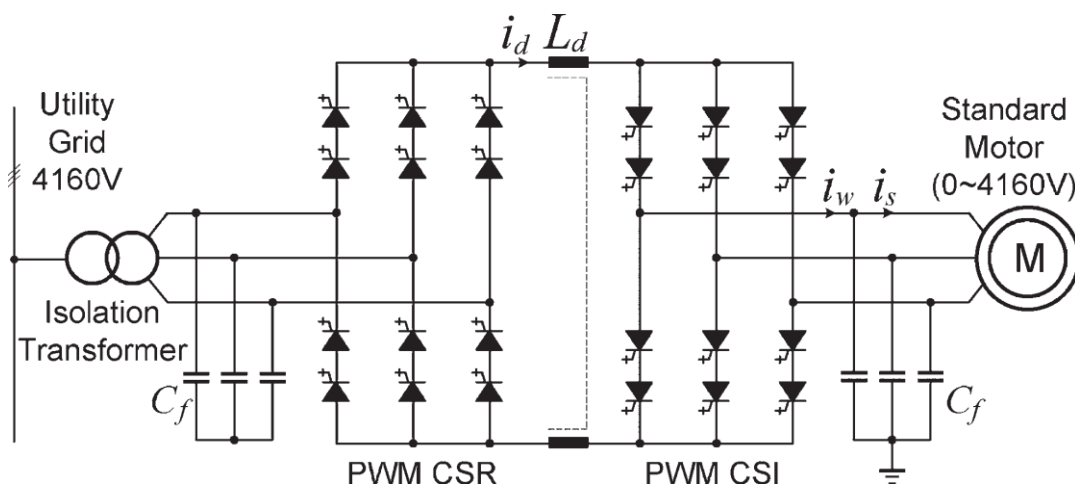
## 1 Úvod

Tato výzkumná zpráva se zabývá rešerší a popisem modulací, které jsou v současnosti používány pro řízení třífázového proudového pulzního střídače. 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].

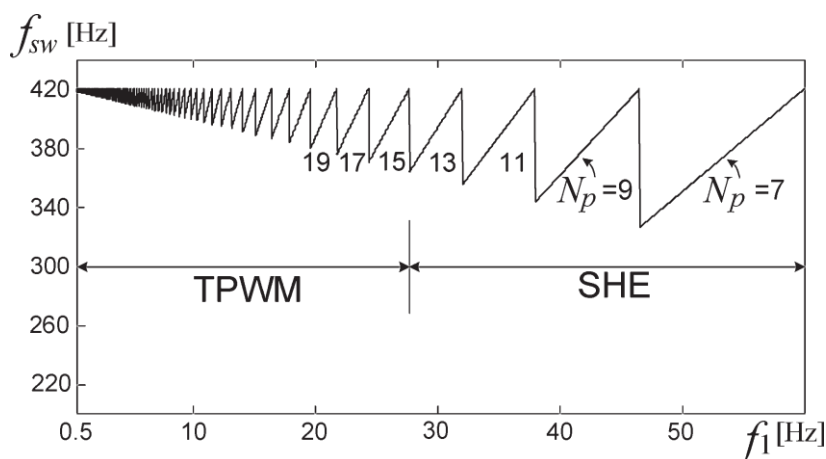
Příklad konfigurace kompletního měniče je na Obr.1. Použity jsou zde kompletně prvky SGCT pro usměrňovač i střídač. Pro vyšší hladiny napětí se zde standardně využívá sériové řazení prvků pro zvýšení napěťové odolnosti. Závažným problémem pro použití prvků SGCT je však i přes jejich výhody fakt, že jediným 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.



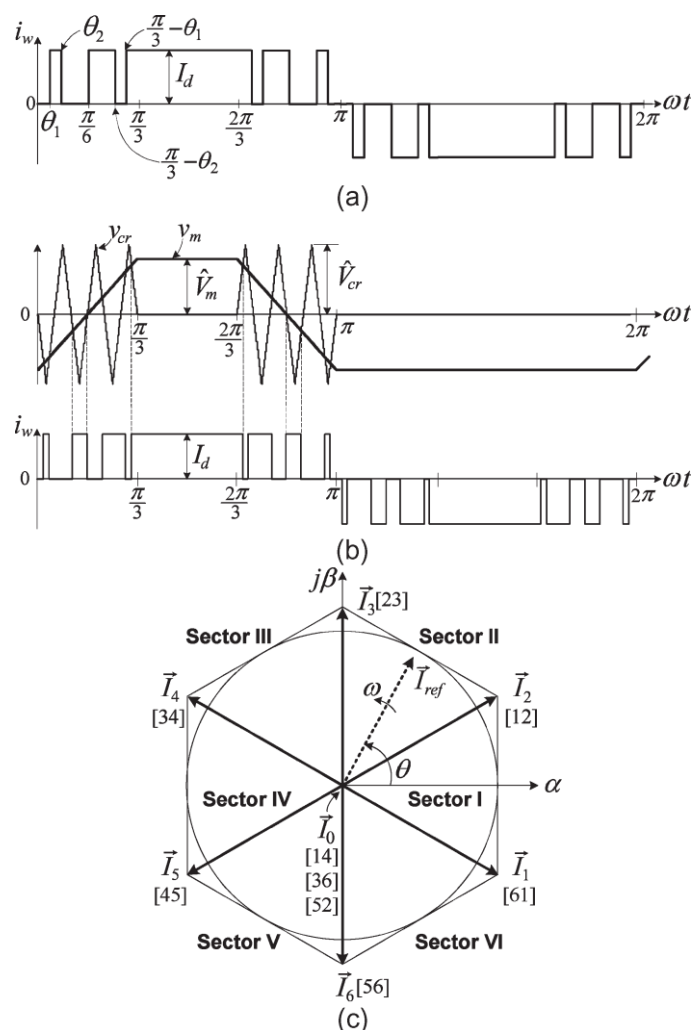
Obr.1 Nepřímý měnič kmitočtu proudového typu s pulzním usměrňovačem a střídačem [1]

## 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], [6]. Principiální ukázky uvedených modulačních 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 modulačních 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 [6].



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

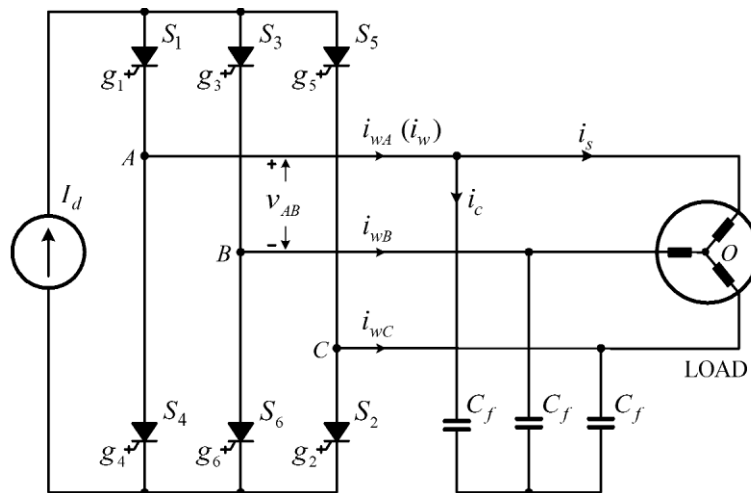


Obr.3 Modulační schéma CSI a CSR: a) SHE, b) TPWM, c) SVM [1]

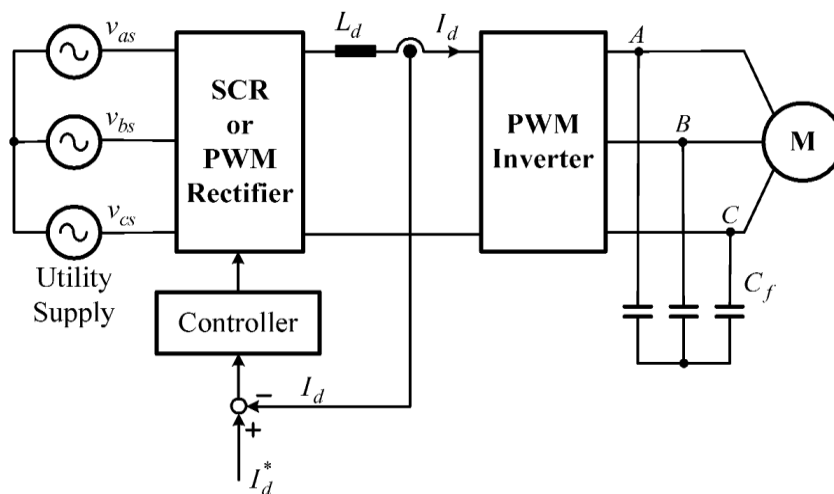
### 3 Proudový pulzní střídač – CSI

Idealizovaný proudový pulzní střídač je uveden na Obr.4. Střídač se skládá ze šesti vypínatelných součástek, zde GCT. Výhodou použití tyristorů je bezproblémové sériové řazení prvků v případě nutnosti nasazení měniče na vyšší hladině napětí. Výstupní proud střídače je označen jako  $i_w$ . Na ss straně střídače je pro jednoduchost předpokládán ideální zdroj proudu. Ve skutečnosti je na místě zdroje proudu říditelný usměrňovač, realizovaný buď jako tyristorový, nebo lépe pulzní.

Na výstupních svorkách střídače jsou umístěny kondenzátory  $C_f$ , z důvodu komutace mezi prvky. Např. při vypnutí S1 proud  $i_w$  klesne k nule. Kondenzátor zajistí nepřerušování proudu



Obr.4 Obvodové schéma proudového pulzního střídače



Obr.5 Regulace proudu ve ss meziobvodu  $I_d$

indukčnosti ve fázi A. Kondenzátor zde také plní funkci harmonického filtru – zlepšuje průběhy napětí i proudu zátěže.

Příklad zapojení celého měniče s regulací proudu  $I_d$  v meziobvodu je na Obr.5. V meziobvodu je jako akumulární prvek umístěna indukčnost  $L_d$ , která zároveň slouží k vyhlazení proudu  $I_d$ . Regulační smyčka proudu  $I_d$  reguluje hodnotu proudu na hodnotu požadovanou střídačem  $I_d^*$ .

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

- **Jednoduchá topologie měniče.** V případě použití SGCT tyristorů není nutné zapojení sériových diod.



- **Příznivé průběhy napětí a proudu zátěže.** Proudový pulzní měnič produkuje třífázový pulzní proud namísto pulzního napětí jako v případě napěťového střídače. Kromě toho jsou průběhy napětí i proudu zátěže vzhledem k výstupním kondenzátorům blízké sinusovým. Problematika  $du/dt$  známá z napěťových střídačů zde neexistuje.
- **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 nemůže měnit skokem, což omezuje dynamiku celého systému.

Návrh spínací sekvence CSI musí zohledňovat následující podmínky:

- Proud  $I_d$  ve ss meziobvodu nesmí být přerušen.
- Proud střídače  $i_w$  musí být definován modulací.

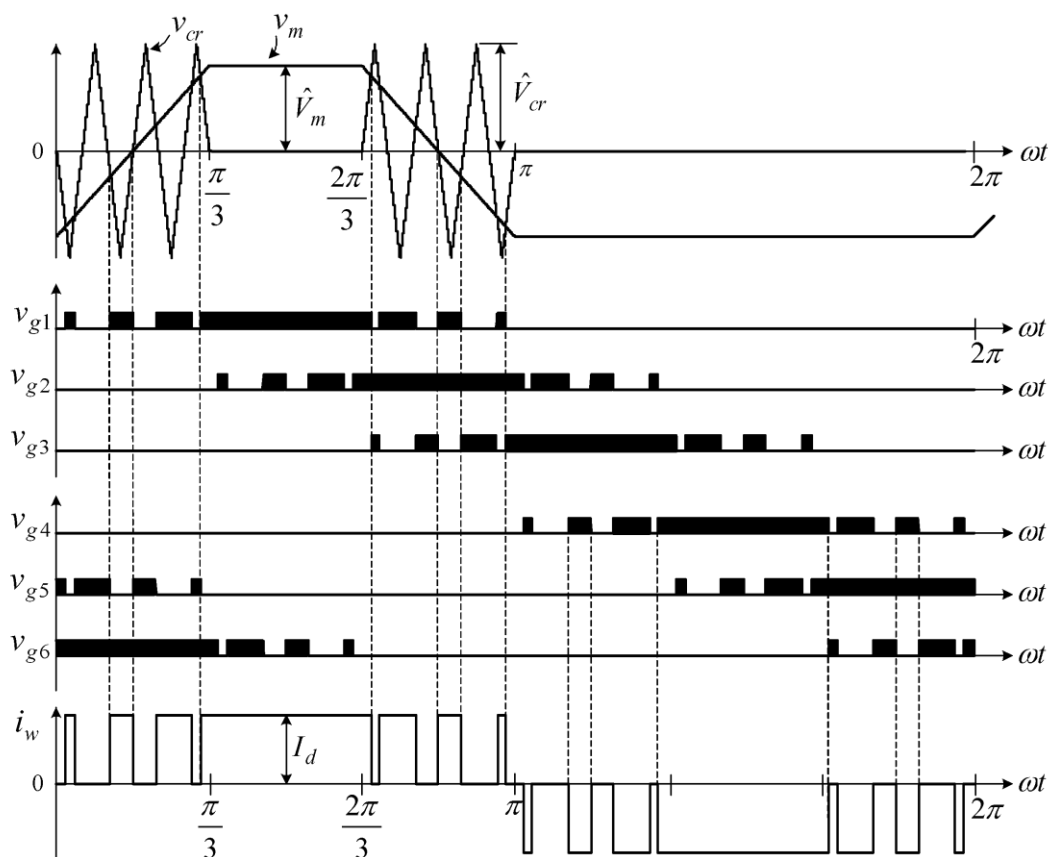
Tyto dvě podmínky mohou být vyjádřeny prostřednictvím následujících spínacích omezení: V jakýkoli okamžik (kromě komutačních intervalů) vedou pouze dva spínací prvky, jeden v horní a druhý v dolní skupině. Pokud by vedl pouze jeden prvek, došlo by k rozpojení ss meziobvodu, k přepětí způsobeném indukčností  $L_d$ , a zničení spínače. Pokud by byly sepnuty více než dva spínače současně, proud  $i_w$  by nebyl definován modulací, ale zátěží, což by znamenalo, že jeho hodnota v příslušných fázích by se pohybovala mezi 0 a  $I_d$ . Např. v případě sepnutí S1, S2 a S3 současně, by proudy fází A a B byly dány zátěží, přestože jejich součet bude stále roven  $I_d$ .

### **3.1 Modulace s vloženými komutacemi – lichoběžníková modulace (Trapezoidal Modulation)**

Na Obr.6 je vidět princip modulace s vloženými komutacemi (TPWM), přičemž  $v_m$  je lichoběžníková modulační křivka a  $v_{cr}$  je trojúhelníková nosná. Modulační index je dán vztahem:

$$m_a = \frac{\widehat{V}_m}{\widehat{V}_{cr}}$$

Kde  $V_m$  a  $V_{cr}$  jsou amplitudy modulační a nosné křivky. Stejně jako u klasické PWM napěťového střídače, spínací signály jsou generovány v okamžicích koincidencí těchto dvou



**Obr.6 Trapezoidal pulse-width modulation.**

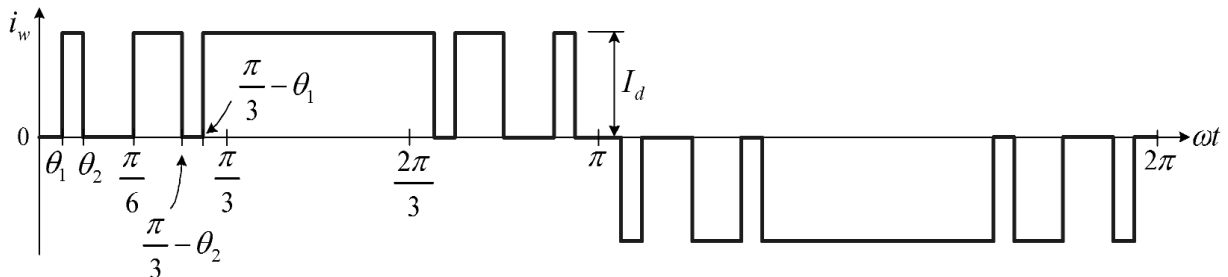
signálů. TPWM modulace nengeneruje spínací signály v prostřední části intervalu ( $\pi/3$ ) kladné ani záporné půlvlny. Spínací frekvence je dána vztahem:

$$f_{sw} = f_1 \times N_p$$

kde  $f_1$  je frekvence 1.harmonické a  $N_p$  počet pulzů na půlvlnu  $i_w$ . Z důvodu obsahu vyšších harmonických se TPWM modulace používá pro  $N_p \geq 7$  [1]. Tato modulace se používá ve spojení s obdélníkovým řízením nebo častěji s SHE z důvodu rostoucí spínací frekvence modulace SHE při klesající výstupní frekvenci CSI. Předpokládá se zde, že přestože TPWM modulace 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.

### 3.2 Modulace s vylučováním vyšších harmonických – SHE (Selective Harmonic Elimination)

Modulace s vylučováním harmonických (SHE) je off-line modulační schéma, pomocí kterého je možné eliminovat zvolený počet harmonických proudů střídače  $i_w$ . Spínací úhly jsou



předem vypočítány a následně implementovány do řídicího procesoru. Na Obr.7 je ukázka

**Obr.7 Selective harmonic elimination (SHE)**

typického průběhu modulace SHE, který splňuje spínací podmínky kladené na CSI. Je zde pět pulzů na půlperiodu ( $N_p=5$ ) a pět spínacích úhlů v první čtvrtperiodě, přičemž druhá čtvrtperioda je symetrická podle  $90^\circ$ . Je však třeba uvést, že pouze úhly  $\theta_1$  a  $\theta_2$  jsou nezávislé, všechny ostatní úhly sepnutí jsou buď pevné, nebo počítané s jejich využitím.

Dva spínací úhly poskytují dva stupně volnosti, což znamená, že jsme tímto způsobem schopni eliminovat buď dvě harmonické proudy  $i_w$  bez možnosti změny modulačního indexu nebo jednu harmonickou a proměnnou hloubku modulace – řízení amplitudy. V případě CSI se využívá první možnost, protože amplituda  $i_w$  je řízena změnou proudu v meziobvodu realizovanou usměrňovačem.

Počet eliminovaných harmonických je dán vztahem:

$$k = (N_p - 1)/2$$

Proud  $i_w$  může být vyjádřen vztahem:

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

kde:

$$a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} i_w(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t)$$

Fourierovi koeficienty lze odvodit z následujících vztahů:

$$a_n = \frac{4I_{dc}}{\pi} \begin{cases} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin(n\omega t) d(\omega t) + \dots + \int_{\theta_k}^{\frac{\pi}{6}} \sin(n\omega t) d(\omega t) + \\ + \int_{\frac{\pi}{3}-\theta_k}^{\frac{\pi}{3}-\theta_{k-1}} \sin(n\omega t) d(\omega t) + \dots + \int_{\frac{\pi}{3}-\theta_1}^{\frac{\pi}{2}} \sin(n\omega t) d(\omega t), & \mathbf{k = \text{liché}} \\ \int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin(n\omega t) d(\omega t) + \dots + \int_{\theta_{k-1}}^{\theta_k} \sin(n\omega t) d(\omega t) + \\ + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}-\theta_k} \sin(n\omega t) d(\omega t) + \dots + \int_{\frac{\pi}{3}-\theta_1}^{\frac{\pi}{2}} \sin(n\omega t) d(\omega t), & \mathbf{k = \text{sudé}} \end{cases}$$

odkud

$$a_n = \frac{4I_{dc}}{\pi} \begin{cases} \cos(n\theta_1) + \cos\left[n\left(\frac{\pi}{3} - \theta_1\right)\right] - \cos(n\theta_2) - \cos\left[n\left(\frac{\pi}{3} - \theta_2\right)\right] + \\ \dots + \cos(n\theta_k) + \cos\left[n\left(\frac{\pi}{3} - \theta_k\right)\right] - \cos\left(n\frac{\pi}{6}\right), & \mathbf{k = \text{liché}} \\ \cos(n\theta_1) + \cos\left[n\left(\frac{\pi}{3} - \theta_1\right)\right] - \cos(n\theta_2) - \cos\left[n\left(\frac{\pi}{3} - \theta_2\right)\right] + \\ \dots - \cos(n\theta_k) - \cos\left[n\left(\frac{\pi}{3} - \theta_k\right)\right] + \cos\left(n\frac{\pi}{6}\right), & \mathbf{k = \text{sudé}} \end{cases}$$

Abychom eliminovali  $k$  harmonických, musíme formulovat  $k$  rovnic, pro které platí, že  $a_n=0$ ,

$$F_i = (\theta_1, \theta_1, \theta_1, \dots, \theta_1) = 0, \quad i = 1, 2, \dots, k$$

Například, abychom eliminovali 5., 7. a 11. harmonickou v proudu  $i_w$ , sestavíme následující tři funkce:

$$F_1 = \cos(5\theta_1) + \cos\left[5\left(\frac{\pi}{3} - \theta_1\right)\right] - \cos(5\theta_2) - \cos\left[5\left(\frac{\pi}{3} - \theta_2\right)\right] + \cos(5\theta_3) \\ + \cos\left[5\left(\frac{\pi}{3} - \theta_3\right)\right] - \cos\left(5\frac{\pi}{6}\right) = 0$$

$$F_2 = \cos(7\theta_1) + \cos\left[7\left(\frac{\pi}{3} - \theta_1\right)\right] - \cos(7\theta_2) - \cos\left[7\left(\frac{\pi}{3} - \theta_2\right)\right] + \cos(7\theta_3) \\ + \cos\left[7\left(\frac{\pi}{3} - \theta_3\right)\right] - \cos\left(7\frac{\pi}{6}\right) = 0$$

$$F_3 = \cos(11\theta_1) + \cos\left[11\left(\frac{\pi}{3} - \theta_1\right)\right] - \cos(11\theta_2) - \cos\left[11\left(\frac{\pi}{3} - \theta_2\right)\right] + \cos(11\theta_3) \\ + \cos\left[11\left(\frac{\pi}{3} - \theta_3\right)\right] - \cos\left(11\frac{\pi}{6}\right) = 0$$

Tato nelineární soustava rovnic se řeší nejčastěji pomocí numerických metod, přičemž jednou z nejpoužívanějších je Newton-Raphsonův iterační algoritmus.

Výsledkem výpočtu s využitím této metody jsou spínací úhly pro 5., 7. a 11. harmonickou  $\theta_1 = 2.24^\circ$ ,  $\theta_2 = 5.60^\circ$ , a  $\theta_3 = 21.26^\circ$ .

Je třeba poznamenat, že při návrhu má standardně větší prioritu eliminace harmonických nižšího řádu, nemusí to však být pravidlem. Například, pokud dochází k rezonanci mezi kondenzátorem a indukčností zátěže na frekvenci 11. harmonické a máme možnost eliminovat pouze dvě harmonické, eliminujeme namísto 5. a 7. harmonické 5. a 11. kromě toho může nastat situace, kdy není možné nalézt řešení soustavy nelineárních rovnic. Tento stav nastává např. při hledání řešení pro eliminaci 5., 7. 11. 13. a 17. harmonické.

Jak bylo uvedeno výše, metoda SHE se často kombinuje s metodou TPWM, kde se SHE modulace uplatňuje v oblasti frekvencí blízkých jmenovité a TPWM se používá pro nižší frekvence, přičemž zlomová frekvence mezi těmito dvěma modulacemi je standardně kolem 30 Hz.

### **3.3 Vektorová modulace – SVM (Space Vector Modulation)**

Kromě modulací SHE a TPWM je pro řízení CSI s výhodou využívána i vektorová modulace. V tomto odstavci bude popsán základní princip SVM a postup implementace do mikroprocesorového regulátoru. Závěrem bude provedeno srovnání modulací SVM, SHE a TPWM.

#### **3.3.1 Spínací stavy**

Jak již bylo uvedeno, spínací schéma CSI musí splňovat podmínku, kdy jsou v jednom okamžiku sepnuty pouze dva spínače (kromě komutačních intervalů), jeden z horní a druhý z dolní skupiny. Vzhledem k této podmínce je k dispozici celkem devět spínacích kombinací, šest aktivních a tři nulové. Tyto spínací kombinace je možné shrnout v následující tabulce.

CSI má tři nulové vektory: [14], [36] a [52]. Nulový vektor [14] znamená, že spínače S1 a S4 ve fázi střídače A jsou sepnuty a ostatní spínače jsou vypnuty. Stejnoseměrný obvod je zkratován, tento stav se označuje jako nulové vedení (bypass operation). Během něj platí, že  $i_{wA} = i_{wB} = i_{wC} = 0$ .

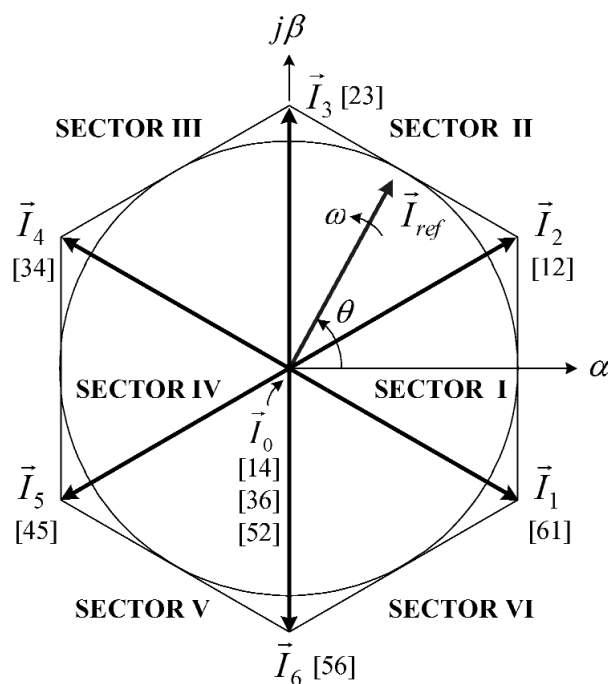
	Spínací stav	Spínací kombinace	Proudy střídače			Vektor
			$i_{wA}$	$i_{wB}$	$i_{wC}$	
Nulové stavy	[14]	$S_1, S_4$	0	0	0	$I_0$
	[36]	$S_3, S_6$				
	[52]	$S_5, S_2$				
Aktivní stavy	[61]	$S_6, S_1$	$I_d$	$-I_d$	0	$I_1$
	[12]	$S_1, S_2$	$I_d$	0	$-I_d$	$I_2$
	[23]	$S_2, S_3$	0	$I_d$	$-I_d$	$I_3$
	[34]	$S_3, S_4$	$-I_d$	$I_d$	0	$I_4$
	[45]	$S_4, S_5$	$-I_d$	0	$I_d$	$I_5$
	[56]	$S_5, S_6$	0	$-I_d$	$I_d$	$I_6$

**Tab. 1 Spínací stavy a označení vektorů**

Aktivních vektorů je šest. Například stav [12] znamená sepnuté prvky  $S_1$  ve fázi A a  $S_2$  ve fázi C. Proud  $I_d$  teče přes spínač  $S_1$ , zátěž, spínač  $S_2$  a zpět do ss meziobvodu. Během této spínací kombinace platí, že  $i_{wA} = I_d$ ,  $i_{wC} = -I_d$  a  $i_{wB} = 0$ . Ostatní poměry v obvodu je možné určit analogicky a jsou popsány v Tab.1.

### 3.3.2 Prostorové vektory

Aktivní a nulové spínací stavy CSI mohou být reprezentovány také jako aktivní a nulové vektory. Typický diagram prostorových vektorů CSI je uveden na Obr.8, kde  $I_1 - I_6$  jsou aktivní vektory a  $I_0$  je nulový vektor.



**Obr.8 Diagram prostorových vektorů proudového střídače**

Za předpokladu třífázové zátěže musí platit, že

$$i_{wA}(t) + i_{wB}(t) + i_{wC}(t) = 0$$

kde  $i_{wA}$ ,  $i_{wB}$  a  $i_{wC}$  jsou okamžité hodnoty výstupních fázových proudů střídače. Tyto třífázové hodnoty mohou být následně transformovány do stojícího souřadného systému  $\alpha\beta$ :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}(t) \\ i_{\beta}(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{wA}(t) \\ i_{wB}(t) \\ i_{wC}(t) \end{bmatrix}$$

Prostorový vektor může být v tomto systému vyjádřen jako:

$$\vec{I}(t) = i_{\alpha}(t) + ji_{\beta}(t)$$

Dosažením za  $i_{\alpha}$  a  $i_{\beta}$  můžeme vyjádřit  $\vec{I}(t)$  pomocí proudů  $i_{wA}$ ,  $i_{wB}$  a  $i_{wC}$ :

$$\vec{I}(t) = \frac{2}{3} \left[ i_{wA}(t)e^{j0} + i_{wB}(t)e^{j2\pi/3} + i_{wC}(t)e^{j4\pi/3} \right]$$

Dosadíme-li hodnoty proudů např. pro stav [61], kdy jsou sepnuty prvky S1 a S6, a platí pro ně, že:

$$i_{wA}(t) = I_d, \quad i_{wB}(t) = -I_d \quad a \quad i_{wC}(t) = 0$$

dostaneme hodnotu  $\vec{I}_1$

$$\vec{I}_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d e^{j(-\pi/6)}$$

Stejným způsobem můžeme spočítat hodnoty ostatních pěti vektorů, které mohou být obecně vyjádřeny jako:

$$\vec{I}_k = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d e^{j((k-1)\pi/3 - \pi/6)} \quad \text{pro } k = 1, 2, \dots, 6$$

Prostorový vektor  $\vec{I}_{ref}$  se otáčí úhlovou rychlostí

$$\omega = 2\pi f_1$$

Kde  $f_1$  je frekvence 1. harmonické výstupního proudu střídače  $i_w$ . Fázový posun mezi vektorem  $\overrightarrow{I_{ref}}$  a osou  $\alpha$  ve stojícím souřadném systému je možné spočítat vztahem:

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \theta(0)$$

Pro konkrétní velikost a natočení může být prostorový vektor  $\overrightarrow{I_{ref}}$  realizován pomocí tří stacionárních vektorů (viz Tab.1) v závislosti na příslušném sektoru šestiúhelníku. Výstupní frekvence střídače odpovídá rychlosti otáčení prostorového vektoru  $\overrightarrow{I_{ref}}$ , velikost výstupního proudu jeho velikosti.

### 3.3.3 Výpočet spínacích kombinací

Jak je uvedeno výše, prostorový vektor  $\overrightarrow{I_{ref}}$  může být realizován pomocí tří stacionárních vektorů. Čas jednotlivých stacionárních vektorů v podstatě reprezentuje poměrné sepnutí (čas sepnutí nebo vypnutí) konkrétních spínacích prvků během příslušné periody  $T_s$ . Výpočet doby sepnutí příslušných spínacích kombinací vychází z předpokladu, že prostorový vektor a periodu  $T_s$  je možné nahradit součtem stacionárních vektorů vynásobených poměrnou velikostí  $T_s$  odpovídající době trvání tohoto vektoru v rámci periody  $T_s$ . Za předpokladu, že je vzorkovací perioda  $T_s$  dostatečně krátká, lze během této doby prostorový vektor považovat za konstantní. Za této podmínky může být  $\overrightarrow{I_{ref}}$  aproximován dvěma sousedními stacionárními vektory a nulovým vektorem. Například pokud vektor  $\overrightarrow{I_{ref}}$  bude umístěn v sektoru I (viz Obr.8), může být složen z vektorů  $I_1$ ,  $I_2$  a  $I_0$ . Tento předpoklad lze vyjádřit vztahem:

$$\overrightarrow{I_{ref}} T_s = \overrightarrow{I_1} T_1 + \overrightarrow{I_2} T_2 + \overrightarrow{I_0} T_0$$

$$T_s = T_1 + T_2 + T_0$$

Kde  $T_1$ ,  $T_2$ , and  $T_0$  jsou časy trvání vektorů  $\overrightarrow{I_1}$ ,  $\overrightarrow{I_2}$  a  $\overrightarrow{I_0}$ . Dosazením následujících tvarů do předchozího vztahu

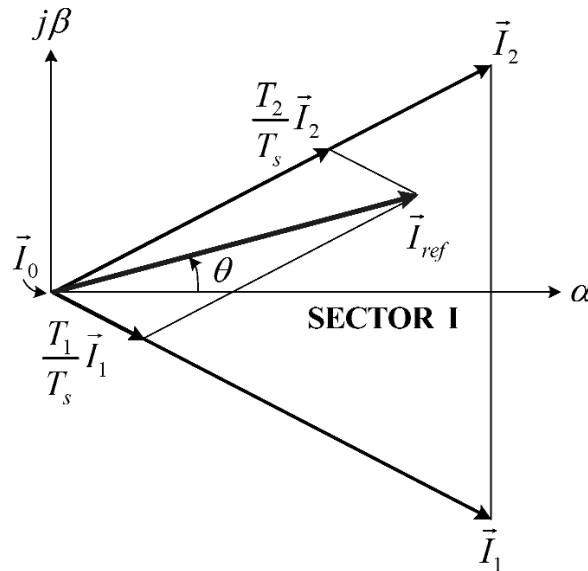
a přepsáním výsledného vztahu do stojícího souřadného systému  $\alpha$ - $\beta$  dostaneme:

$$\overrightarrow{I_{ref}} = I_{ref} e^{j\theta}, \overrightarrow{I_1} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d e^{-j\pi/6}, \overrightarrow{I_2} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d e^{j\pi/6}, \text{ a } \overrightarrow{I_0} = 0$$

$$Re: I_{ref} (\cos\theta) T_s = I_d (T_1 + T_2)$$



$$Im: I_{ref}(\sin\theta)T_s = \frac{1}{\sqrt{3}}I_d(-T_1 + T_2)$$



Obr.9 Syntéza  $\vec{I}_{ref}$  pomocí vektorů  $\vec{I}_1$ ,  $\vec{I}_2$  a  $\vec{I}_0$

Za předpokladu, že platí:  $T_s = T_1 + T_2 + T_0$ , lze tento vzorec přepsat do tvaru:

$$T_1 = m_a \sin\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right) T_s$$

$$T_2 = m_a \sin\left(\frac{\pi}{6} + \theta\right) T_s \quad \text{pro } \left(-\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{\pi}{6}\right)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2$$

kde  $m_a$  je modulační index, definovaný jako

$$m_a = \frac{I_{ref}}{I_d} = \frac{\widehat{I}_{w1}}{I_d}$$

Kde  $\widehat{I}_{w1}$  je amplituda první harmonické proudu  $i_w$ . Přestože je toto odvození provedeno pro sektor I, lze ho použít analogicky pro libovolný ze sektorů za předpokladu, že je příslušný násobek  $\pi/3$  odečten od fázového posunu  $\theta$  tak, aby byl výsledný úhel  $\theta'$  v intervalu  $-\pi/6 \leq \theta' \leq \pi/6$ . Tento předpoklad lze také zapsat jako:

$$\theta' = \theta - (k-1)\frac{\pi}{3} \quad \text{pro } \left(-\frac{\pi}{6} \leq \theta' < \frac{\pi}{6}\right)$$

kde  $k = 1, 2, \dots, 6$  pro sektory I, II, ... , VI. Maximální délka vektoru  $I_{ref\_max}$  je dána poloměrem kružnice vepsané šestiúhelníku vektorů. Vzhledem k tomu, že šestiúhelník je tvořen šesti aktivními vektory o velikosti  $2I_d/\sqrt{3}$ ,  $I_{ref\_max}$  je možné spočítat jako:

$$I_{ref,max} = \frac{2I_d}{\sqrt{3}} \times \frac{\sqrt{3}}{2} = I_d$$

Dosažením do vztahu pro velikost modulačního indexu dostáváme jeho maximální velikost

$$m_{a,max} = 1$$

z čehož plyne, že modulační index se pohybuje v intervalu  $0 \leq m_a \leq 1$ .

### 3.3.4 Spínací sekvence

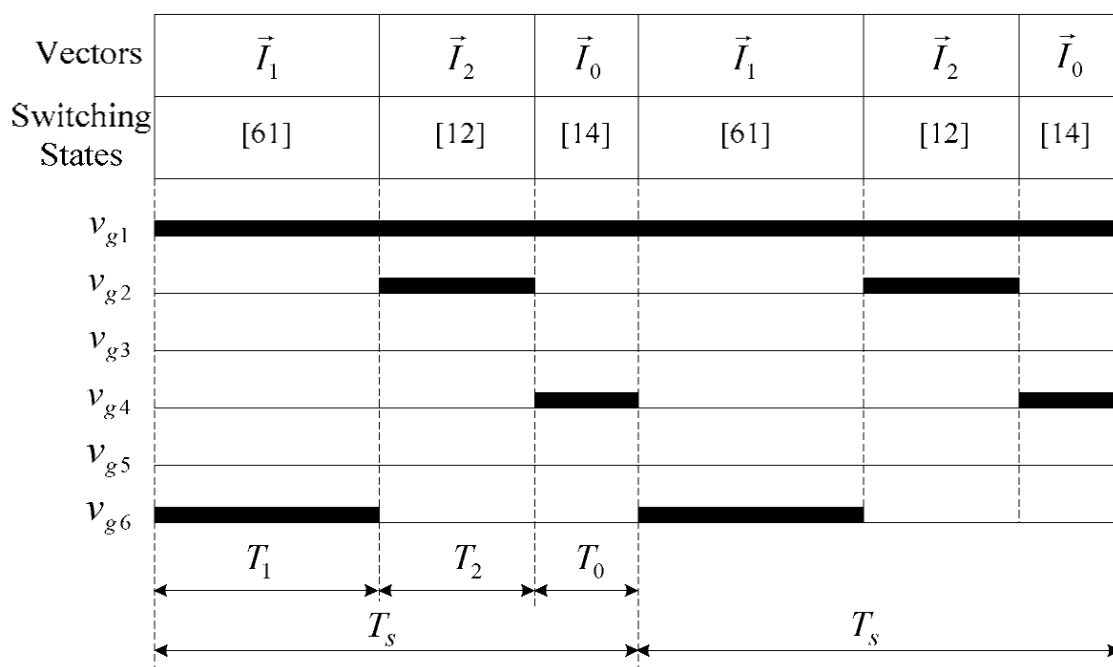
Podobně jako u VSI, musí návrh spínací sekvence CSI splňovat následující dva požadavky na minimalizaci spínací frekvence:

- Přechod z jedné spínací kombinace na druhou je realizován pouze se dvěma prvky, kdy jeden je sepnut a druhý vypnut.
- Přechod prostorového vektoru  $\overrightarrow{I_{ref}}$  by měl být realizován s minimálním počtem přepnutí.

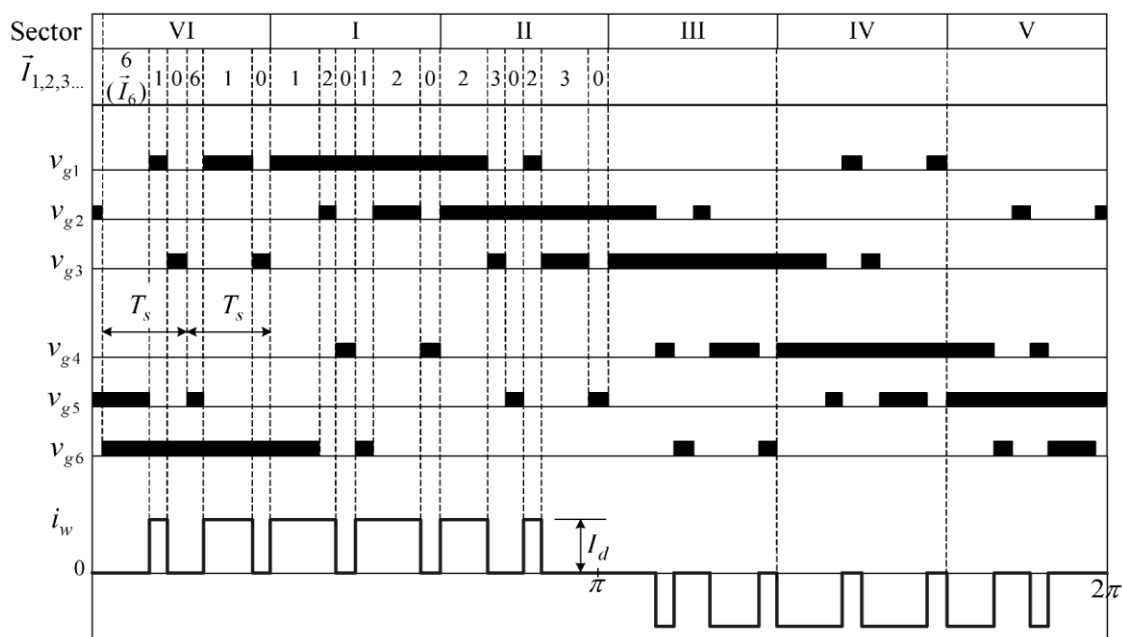
Na Obr.10 je vidět příklad spínací sekvence vektoru  $\overrightarrow{I_{ref}}$  v sektoru I, kde  $v_{g1}$  až  $v_{g6}$  jsou spínací signály spínačů S1 až S6. Vektor  $\overrightarrow{I_{ref}}$  je tvořen stacionárními vektory  $I_1$ ,  $I_2$  a  $I_0$ . Spínací perioda  $T_s$  je rozdělena do třech segmentů označených jako  $T_1$ ,  $T_2$  a  $T_0$ . Spínací kombinace vektorů  $I_1$  a  $I_2$  jsou [61] a [12], což odpovídá sepnutí prvků S1, S6 a S1, S2. Nulový vektor  $I_0$  je [14] a byl zvolen s ohledem na požadavek b) výše.

Na Obr.11 jsou vidět detaily spínací sekvence a spínacích signálů v rámci jedné periody. Je zde 12 pulzů na periodu, což znamená 2 pulzy na každý sektor. Z obrázku je zřejmé, že spínací sekvence splňuje následující body:

- V libovolný časový okamžik vedou pouze dva spínací prvky, jeden v horní a druhý v dolní skupině střídače.
- Vhodnou volbou spínacích kombinací nulového vektoru  $I_0$  byly dodrženy výše uvedené předpoklady. Jinak řečeno, přechod vektoru  $\overrightarrow{I_{ref}}$  z jednoho sektoru do dalšího vyžaduje pouze dva aktivní spínače.



Obr.10 Spínací sekvence vektoru  $\vec{I}_{ref}$  pro sektor I



Obr.11 SVM spínací sekvence v rámci jedné periody

- V rámci jedné periody je použito 12x nulového vedení/nulového vektoru. To potvrzuje předpoklad, že je možné měnit amplitudu proudu  $i_{wmax}$ .
- Spínací frekvenci  $f_{sw}$  spínacího prvku je možné spočítat vztahem:  $f_{sw} = f_1 \times N_p$ .
- Vzorkovací frekvence je  $f_{sp} = 1/T_s$ , což je ve vztahu ke spínací frekvenci  $f_{sw} = f_{sp}/2$ .
- Spínací sekvenci SVM schématu je možné zapsat jako

$$\vec{I}_k, \vec{I}_{k+1}, \vec{I}_0 \quad \text{pro } k = 1, 2, \dots, 5$$

$$\vec{I}_k, \vec{I}_1, \vec{I}_0 \quad \text{pro } k = 6$$

Kde  $k$  je číslo sektoru.

## 4 Závěr, srovnání modulací SVM, TPWM a SHE

Tato výzkumná zpráva se zabývá rešerší současného stavu používaných modulačních schémat třífázového proudového pulzního střídače. Uvažovány byly modulace TPWM, SVM a SHE. Všechny tři jsou v současnosti využívány, přičemž každá z nich má specifické vlastnosti, na které je ve zprávě poukázáno. Závěr lze provést stručným srovnáním shrnutým v Tab.2. Nejvýznamnější vlastností SVM modulace je rychlé dynamické chování. Je to dáno faktem, že (i) modulační index může být měněn v rámci každé periody  $T_s$ , a (ii) proud střídače  $i_w$  může být přímo řízen/měněn pomocí vkládání nulových vektorů (nulového vedení) namísto řízení velikosti  $I_d$  usměrňovačem. Z toho důvodu je SVM vhodná pro aplikace, kde je vyžadována rychlá dynamická odezva. SHE modulace má nejlepší chování z hlediska obsahu harmonických. Její dynamiku lze pak dále vylepšit pomocí vkládání nulových vektorů (analogicky s modulací SVM) pro rychlejší změnu velikosti  $i_w$ . Kvalita modulace TPWM je z hlediska dynamiky a obsahu harmonických mezi SHE a SVM.

	SVM	TPWM	SHE
Dosažitelná hodnota $I_{w1,max}/I_d$	0.707	0.74	0.73–0.78
Dynamika	Vysoká	Střední	Malá
Implementace	Real time	Real time nebo look-up table	Look-up table
Obsah harmonických	Přijatelný	Dobrý	Nejlepší
Použité nulových vektorů	Ano	Ne	Možné

**Tab.2 Srovnání modulačních schémat CSI**

## 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] 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
- [4] WU, Bin. *High-Power Converters and ac Drives*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2006. ISBN 9780471731719.
- [5] Vondrášek, F.: *Výkonová elektronika, svazek II*. Západočeská univerzita v Plzni, Plzeň, 2003.
- [6] 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.
- [7] 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
- [8] 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	Obvodové schéma proudového pulzního střídače .....	7
Obr.5	Regulace proudu ve ss meziobvodu $I_d$ .....	7
Obr.6	Trapezoidal pulse-width modulation. ....	9
Obr.7	Selective harmonic elimination (SHE) .....	10
Obr.8	Diagram prostorových vektorů proudového střídače .....	14
Obr.9	Syntéza $I_{ref}$ pomocí vektorů $I_1$ , $I_2$ a $I_0$ .....	16
Obr.10	Spínací sekvence vektoru $I_{ref}$ pro sektor I.....	18
Obr.11	SVM spínací sekvence v rámci jedné periody .....	18

## Historie revizí

<b>Rev.</b>	<b>Kapitola</b>	<b>Popis změny</b>	<b>Datum Jméno / Odd.</b>
1	Všechny	Publikování dokumentu	10.12.2013 JM / RICE