



**FAKULTA
ELEKTROTECHNICKÁ
ZÁPADOČESKÉ
UNIVERZITY
V PLZNI**

2015

Pracoviště: **Regionální inovační centrum elektrotechniky**

Výzkumná zpráva č.: **22190-032-2015**

Vektorové řízení třífázového 4Q proudového pulzního usměrňovače - popis modulátoru a řídicího algoritmu

Druh úkolu: **Vědecko-výzkumný**
Řešitelé: **Ing. Jan Michalík, Ph.D.**
Vedoucí úkolu: **Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.**
Počet stran: **16**
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 zpráva se zabývá popisem vektorového modulátoru a vektorové modulace obecně 3f 4Q proudového pulzního usměrňovače. Jsou zde popsána specifika provozu usměrňovače s reverzací proudu založená na vektorové modulaci. Jako nadstavba modulátoru je také představen řídicí algoritmus usměrňovače s popisem funkce.

Seznam symbolů a zkratek

CSI	Current-Source Inverter, Pulzní proudový střídač
CSR	Current-Source Rectifier, pulzní proudový usměrňovač
PWM	Pulse With Modulation
SVM	Space Vector Modulation, Vektorová modulace

Obsah

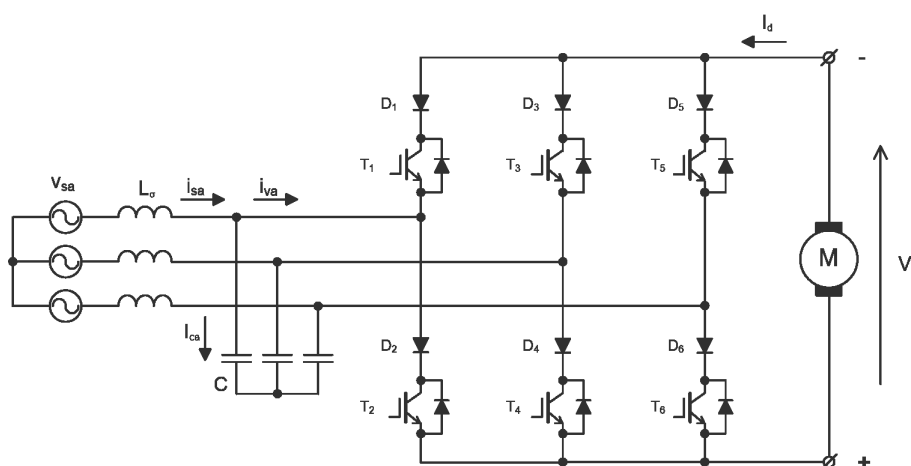
1	ÚVOD.....	4
2	ČTYŘKVADRANTOVÝ (4Q) PROUDOVÝ PULZNÍ USMĚRŇOVAČ – TOPOLOGIE MĚNIČE	4
3	VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ TŘÍFÁZOVÉHO 4Q PROUDOVÉHO PULZNÍHO USMĚRŇOVAČE - POPIS MODULÁTORU	5
4	REGULAČNÍ ALGORITMUS.....	10
5	ZÁVĚR.....	12

1 Úvod

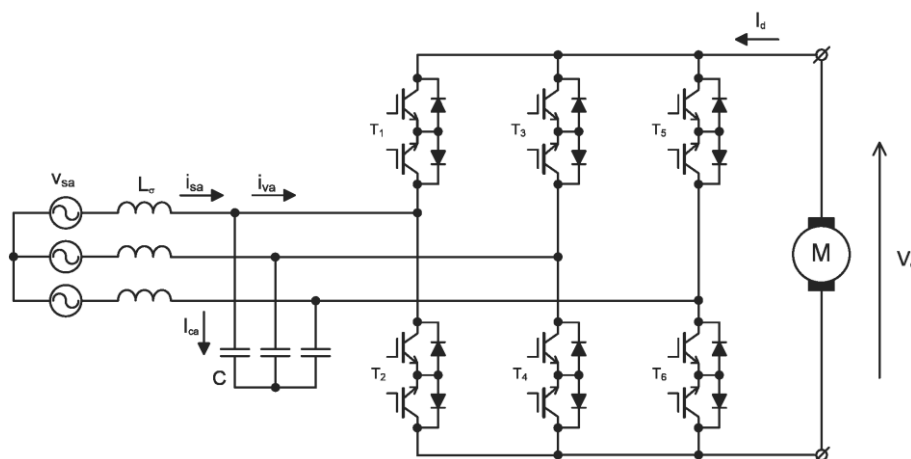
Tato zpráva se zabývá popisem vektorového modulátoru a vektorové modulace obecně 3f 4Q proudového pulzního usměrňovače. Jsou zde popsána specifika provozu usměrňovače s reverzací proudu založená na vektorové modulaci. Jako nadstavba modulátoru je také představen řídicí algoritmus usměrňovače s popisem funkce.

2 Čtyřkvadrantový (4Q) proudový pulzní usměrňovač – topologie měniče

Topologie třífázového proudového pulzního usměrňovače je dobře známa a je znázorněna na Obr.1. Její nevýhodou je nemožnost reverzace proudu, je tedy schopna funkce pouze ve dvou kvadrantech (2Q). V případě napájení ss motoru přímo z usměrňovače se tato vlastnost stává nevýhodou, vzhledem k faktu, že nemůžeme reverzovat proud (díky sériovým diodám v každé větvi), a tedy přímo jednoduše měnit smysl otáčení motoru. Tuto vlastnost je možné odstranit použitím obousměrných spínačů, jak je vidět na Obr.2. Jedná se o obdobnou konfiguraci, jaká se využívá u maticových měničů, přičemž její hlavní nevýhodou je dvojnásobný počet aktivních spínačů. Na druhou stranu lze usměrňovač v této konfiguraci provozovat jako dva samostatné proudové pulzní usměrňovače, každý pro příslušnou polaritu proudu – tedy jako čtyřkvadrantový usměrňovač.



Obr.1 Topologie 3f proudového pulzního usměrňovače (2Q)



Obr.2 Topologie čtyřkvadrantového proudového pulzního usměrňovače

3 Vektorové řízení třífázového 4Q proudového pulzního usměrňovače - popis modulátoru

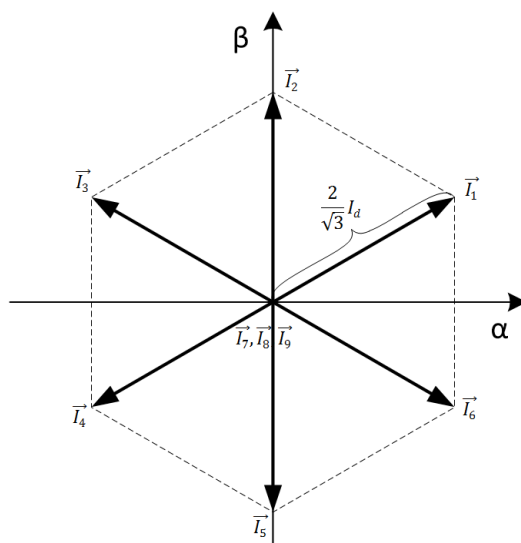
Základní vlastnosti usměrňovače (2Q), spínací sekvence i obecný popis vektorové modulace proudového pulzního usměrňovače byl proveden ve výzkumné zprávě č. 22190 – 074 – 2013. Zde bude proto proveden popis modulace a rozšíření o specifika 4Q SVM modulace.

Třífázový proudový pulzní usměrňovač má celkem devět možných spínacích stavů, šest aktivních a tři nulové. V jeden časový okamžik vedou v ustáleném stavu vždy dva spínače a ostatní čtyři jsou vypnuté. Např. pokud jsou sepnuté tranzistory T_1 a T_6 (vektor I_1), a ostatní tranzistory vypnuty, vstupní proudy usměrňovače (i_{sa} , i_{sb} a i_{sc}) budou nabývat hodnot (I_d , 0 a $-I_d$). Tímto způsobem je možné popsat všechny možné spínací kombinace, což je provedeno v Tab. I. Za povšimnutí stojí mimo jiné skutečnost, že je zde šest aktivních vektorů (I_1 – I_6), ale na rozdíl od napěťového pulzního usměrňovače (jak již bylo uvedeno výše) tři nulové vektory (I_7 – I_9).

Tab. I Spínací kombinace proudového pulzního usměrňovače

Vektor	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	i_{sa}	i_{sb}	i_{sc}
I_1	1	0	0	0	0	1	I_d	0	$-I_d$
I_2	0	0	1	0	0	1	0	I_d	$-I_d$
I_3	0	1	1	0	0	0	$-I_d$	I_d	0
I_4	0	1	0	0	1	0	$-I_d$	0	I_d
I_5	0	0	0	1	1	0	0	$-I_d$	I_d
I_6	1	0	0	1	0	0	I_d	$-I_d$	0
I_7	1	1	0	0	0	0	0	0	0
I_8	0	0	1	1	0	0	0	0	0
I_9	0	0	0	0	1	1	0	0	0

Pokud použijeme standardní zobrazení vektorů v rovině, s využitím všech šesti aktivních vektorů dostaneme šestiúhelník rozdělený do šesti sektorů (Obr.3):



Obr.3 Prostorové vektory proudového pulzního usměrňovače ve stojícím souřadném systému.

Všech devět vektorů může být popsáno následujícím vztahem:

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

$$\vec{I}_k = 0 \quad \text{pro } k = 7, 8, 9. \quad (2)$$

Všechny tyto vektory jsou shrnuty v následující tabulce II.

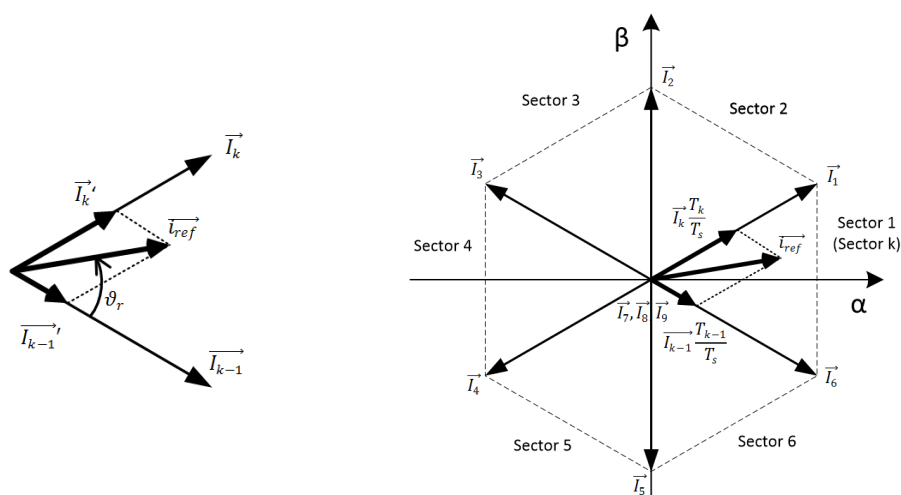
Tab. II Hodnoty jednotlivých vektorů proudového pulzního usměrňovače

Vector	i_{sa}	i_{sb}	i_{sc}	Vector
I_1	1	0	-1	$I_1 = I_d \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} e^{j\pi/6}$
I_2	0	1	-1	$I_2 = I_d \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} e^{j3\pi/6}$
I_3	-1	1	0	$I_3 = I_d \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} e^{j5\pi/6}$
I_4	-1	0	1	$I_4 = I_d \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} e^{j7\pi/6}$
I_5	0	-1	1	$I_5 = I_d \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} e^{j9\pi/6}$
I_6	1	-1	0	$I_6 = I_d \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} e^{j11\pi/6}$
I_7	0	0	0	$I_7 = 0$
I_8	0	0	0	$I_8 = 0$
I_9	0	0	0	$I_9 = 0$

Všechny možné kombinace vstupních proudů mohou být vytvořeny pomocí vhodné kombinace uvedených prostorových vektorů, což plyne z principu vektorové modulace – libovolný vektor $\vec{I}_{ref}$ uvnitř šestiúhelníku může být vyjádřen pomocí poměrné hodnoty dvou sousedních aktivních vektorů a jednoho nulového vektoru. Tato myšlenka je realizována v každém cyklu PWM. Z důvodu omezení spínací frekvence každého tranzistoru je vhodné zohlednit minimální množství přepnutí mezi jednotlivými spínacími stavy. Z tohoto důvodu je spínací schéma sestaveno tak, aby během přechodu z jednoho stavu do druhého docházelo pouze v rámci jedné větve střídače. Z této úvahy je také možné odvodit vhodnou spínací kombinaci nulového vektoru pro příslušný sektor. Výsledné spínací kombinace příslušných vektorů v daném sektoru jsou pak shrnuty v následující Tab. III. Také díky spínacím ztrátám je v rámci celého sektoru vždy jeden ze spínačů sepnut po celou dobu průchodu prostorového vektoru uvažovaným sektorem. V Tab. III je tento spínač označen tučně.

Tab. III Spínací kombinace jednotlivých vektorů v příslušném sektoru šestiúhelníku

Sektor	1. aktivní vektor	2. aktivní vektor	Nulový vektor
1	$\vec{I}_6$ (1,0,0,1,0,0)	$\vec{I}_1$ (1,0,0,0,0,1)	$\vec{I}_7$ (1,1,0,0,0,0)
2	$\vec{I}_1$ (1,0,0,0,0,1)	$\vec{I}_2$ (0,0,1,0,0,1)	$\vec{I}_9$ (0,0,0,0,1,1)
3	$\vec{I}_2$ (0,0,1,0,0,1)	$\vec{I}_3$ (0,1,1,0,0,0)	$\vec{I}_8$ (0,0,1,1,0,0)
4	$\vec{I}_3$ (0,1,1,0,0,0)	$\vec{I}_4$ (0,1,0,0,1,0)	$\vec{I}_7$ (1,1,0,0,0,0)
5	$\vec{I}_4$ (0,1,0,0,1,0)	$\vec{I}_5$ (0,0,0,1,1,0)	$\vec{I}_9$ (0,0,0,0,1,1)
6	$\vec{I}_5$ (0,0,0,1,1,0)	$\vec{I}_6$ (1,0,0,1,0,0)	$\vec{I}_8$ (0,0,1,1,0,0)



Obr.4 Vytvoření prostorového vektoru $\vec{i}_{ref}$ v sektoru k pomocí vektorů $\vec{I}_k$, $\vec{I}_{k-1}$ a nulového vektoru

Nejdůležitější částí vektorové modulace je výpočet časů trvání obou aktivních a jednoho nulového vektoru v rámci každé vzorkovací periody T_s . Za předpokladu, že perioda T_s je dostatečně malá, i_{ref} může být během tohoto intervalu uvažován jako konstantní stejně jako vektory i_{k-1} a i_k . Požadovaný vektor i_{ref} může být vypočten pomocí vztahu:

$$\vec{i}_{ref} = (T_k \vec{i}_k + T_{k-1} \vec{i}_{k-1}) \frac{1}{T_s} \quad (3)$$

což je zároveň běžná definice vektorové modulace. T_k a T_{k-1} jsou časy trvání vektorů i_k a i_{k-1} . vztah (3) lze dále modifikovat takto:

$$\vec{i}_{ref} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d \left[\left(T_{k-1} + \frac{T_k}{2} \right) + j \frac{\sqrt{3}}{2} T_k \right] \frac{1}{T_s} \quad (4)$$

Z obrázku (4) je také možné vyjádřit vektor i_{ref} pomocí reálné a imaginární složky:

$$\vec{i}_{ref} = \left(\vec{i}_{k-1} + \frac{\vec{i}_k}{2} \right) + j \frac{\sqrt{3}}{2} \vec{i}_k \quad (5)$$

kde

$$\vec{i}_{k-1} = \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{i}_{ref}| \sin\left(\frac{\pi}{3} - \vartheta_r\right) \quad (6)$$

$$\vec{i}_k = \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{i}_{ref}| \sin(\vartheta_r) \quad (7)$$

ϑ_r a $|\vec{i}_{ref}|$ reprezentují úhel a velikost vektoru i_{ref} v rámci jednoho sektoru. S využitím rovnic (4) a (5) je možné vyjádřit časy T_{k-1} a T_k dvou sousedních vektorů i_{k-1} a i_k jako:

$$T_{k-1} = m T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \vartheta_r\right) \quad (8)$$

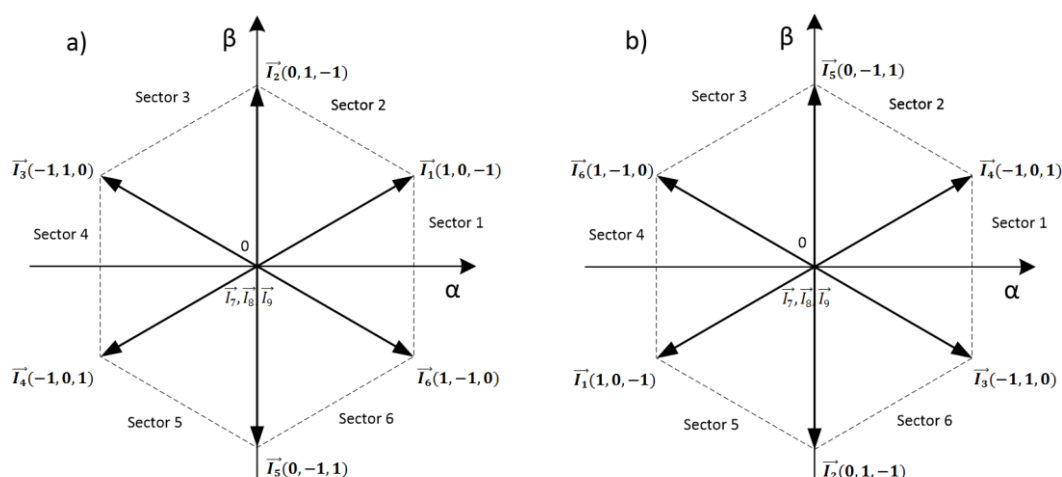
$$T_k = m T_s \sin(\vartheta_r) \quad (9)$$

Čas T_0 je pak možné jednoduše vypočíst jako:

$$T_0 = T_s - T_{k-1} - T_k \quad (10)$$

Modulační index m ($0 \leq m \leq 1$) je definován jako:

$$m = \frac{|\vec{i}_{ref}|}{I_d} \quad (11)$$



Obr.5 Vektory proudu s příslušnými spínacími kombinacemi 4Q proudového pulzního usměrňovače; a) $I_d > 0$, b) $I_d < 0$

Myšlenka rozšíření klasické vektorové modulace 2Q usměrňovače na 4Q usměrňovač je znázorněna na Obr.5. Každá z IGBT dvojic (spojené společným emitorem) je uvažována jako jeden obousměrný spínač, spínací funkce pro každou fázi (sw_a , sw_b , sw_c) může být pak definována jako 1, 0, -1 – sepnutý horní spínač, vypnuté oba spínače, sepnutý spodní spínač. Vzhledem k tomu, že vždy pouze jedna vstupní fáze může být připojena ke kladnému a jedna k zápornému pólu ss meziobvodu, musí platit následující rovnost:

$$sw_a + sw_b + sw_c = 0 \quad (12)$$

Prostorový vektor vstupního proudu lze pak obecně definovat jako:

$$\vec{i}_s = \frac{2}{3} (\vec{i}_a + \mathbf{a}\vec{i}_b + \mathbf{a}^2\vec{i}_c) \quad (13)$$

$$\text{kde } \mathbf{a} = e^{j2\pi/3} \quad (14)$$

Fázové proudy mohou být také vyjádřeny pomocí spínacích funkcí (12) a proudu I_d :

$$\vec{i}_s = \frac{2}{3} (sw_a I_d + \mathbf{a} sw_b I_d + \mathbf{a}^2 sw_c I_d) = sw_i I_d \quad (15)$$

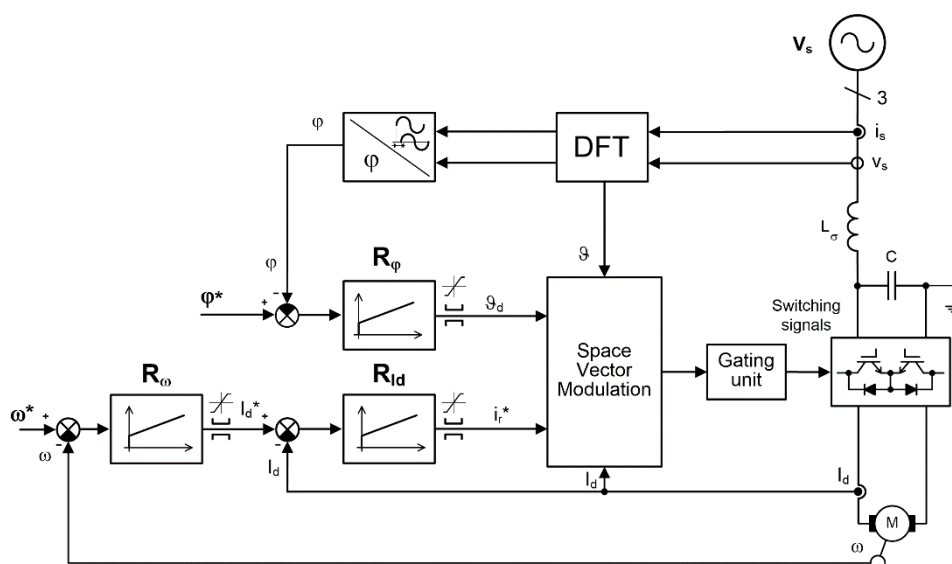
kde sw_i je prostorový vektor spínacích funkcí vstupních proudů:

$$sw_i = \frac{2}{3} (sw_a + \mathbf{a} sw_b + \mathbf{a}^2 sw_c) \quad (16)$$

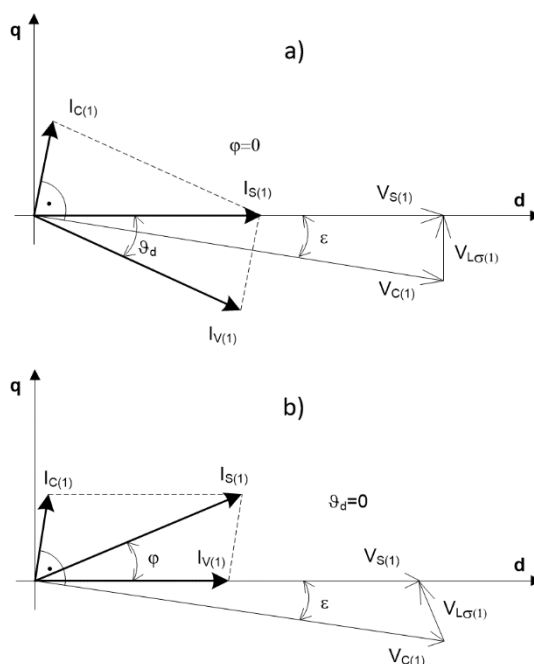
Po dosažení hodnot spínacích funkcí sw_a , sw_b a sw_c do sw_i dostaneme vektory vstupních proudů, znázorněných na Obr.5a pro $I_d > 0$, resp. Obr.5b pro $I_d < 0$. Spínací stavy tak mohou být jednoduše odvozeny pro každou polohu prostorového vektoru. Například pro vektor I_1 můžeme odvodit, že: $sw_a = 1$, $sw_b = 0$ a $sw_c = -1$, což znamená, že $i_a = I_d$, $i_b = 0$ a $i_c = -I_d$. Za povšimnutí stojí také fakt, že spínací kombinace vektorů jsou stejné, ale leží v protifázi v závislosti na polaritě proudu zátěže I_d . To, který šestiúhelník bude použit, je pak záležitostí nadřazeného regulačního algoritmu.

4 Regulační algoritmus

Hlavním smyslem 4Q proudového usměrňovače je přímé napájení ss motoru v obou smělech otáčení. Pro tento účel byl vyvinut regulační algoritmus na Obr.6. Je založen na klasické regulační smyčce proudu s nadřazenou regulací otáček motoru. Pro synchronizaci s napájecí sítí a zároveň získání prvních harmonických napětí a proudu používá DFT, jejímž výstupem je přímo amplituda a fáze příslušného průběhu. Tímto způsobem lze snadno vyhodnotit jejich fázový posuv a přímo ho následně regulovat jednoduchým PI regulátorem. Výstupem regulátoru je úhel ϑ_d (Obr.7), což je fázový posuv mezi vektorem napětí sítě a proudem měniče I_v . Tímto způsobem je možné přímo řídit velikost účinníku a pokud je vyžadováno, provozovat usměrňovač i jako kompenzátor účinníku pracující v kapacitní i induktivní oblasti (Obr.7).



Obr.6 Navržený regulační algoritmus s regulací účinníku využívající DFT



**Obr.7 Vektorové diagramy, objasnění myšlenky řízení účinníku;
a) s řízením účinníku, b) bez řízení účinníku**

Rozsah řízení úhlu φ (a tedy i účinníku) je samozřejmě omezen a závisí na několika faktorech. Za předpokladu, že platí:

$$mI_d < \omega CV_m \quad (17)$$

je maximální dosažitelný fázový posun mezi vektorem napětí a proudu sítě:

$$\max \varphi = \arcsin \frac{mI_d}{\omega CV_m} \quad (18)$$

$$\max p.f. = \frac{mI_d}{\omega CV_m} \quad (19)$$

Za dodržení podmínky (17) je účinník říditelný v celém rozsahu až do hodnoty dané vztahem (19). Pokud podmínka (17) nemůže být splněna (např. v případě malé zátěže), regulační algoritmus nastaví max. dosažitelnou hodnotu účinníku. Pro $m=1$ and $\vartheta_d=0$ je zároveň dosažena maximální hodnota výstupního napětí usměrňovače (Obr.6b).

Modulace usměrňovače je prováděna za dodržení podmínky platné pro všechny proudové měniče obecně – nepřerušování ss proudu a zamezení zkratu napájecí strany, neboť u zvažované 4Q varianty měniče k ní, na rozdíl od 2Q varianty, dojít může. Rozdíl v topologii mezi 4Q a 2Q variantou jsou obousměrné spínače. V ustáleném stavu je tedy nutné dodržovat překryvy sepnutí jednotlivých prvků během komutace (bez ohledu na polaritu I_d). Během změny polarity proudu I_d je však nutné postupovat tak, jako by se jednalo o řízení dvou samostatných měničů

a přechodu spínacích schémat mezi nimi. To znamená, že po dosažení nulové hodnoty proudu I_d je nutné modulaci na okamžik zastavit (obdoba dead-time), než se přejde na spínání druhé poloviny měniče a proud I_d změní polaritu.

5 Závěr

Tato zpráva se zabývá popisem vektorového modulátoru a vektorové modulace obecně 3f čtyřkvadrantového proudového pulzního usměrňovače. Jsou zde popsána specifika provozu usměrňovače s reverzací proudu založená na vektorové modulaci. Jako nadstavba modulátoru je také představen řídicí algoritmus usměrňovače s popisem funkce, specifiky řízení a regulační smyčkou proudu a otáček ss motoru. Ověření funkce modulátoru a regulační struktury je součástí zprávy 22190-055-2014, která na tuto zprávu přímo navazuje.

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	Topologie 3f proudového pulzního usměrňovače (2Q)	4
Obr.2	Topologie čtyřkvadrantového proudového pulzního usměrňovače.....	5
Obr.3	Prostorové vektory proudového pulzního usměrňovače ve stojícím souřadném systému.	6
Obr.4	Vytvoření prostorového vektoru i_{ref} v sektoru k pomocí vektorů i_k , i_{k-1} a nulového vektoru	7
Obr.5	Vektory proudu s příslušnými spínacími kombinacemi 4Q proudového pulzního usměrňovače; a) $I_d > 0$, b) $I_d < 0$	9
Obr.6	Navržený regulační algoritmus s regulací účinníku využívající DFT	10
Obr.7	Vektorové diagramy, objasnění myšlenky řízení účinníku; a) s řízením účinníku, b) bez řízení účinníku.....	11

Historie revizí

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