

Modulacija pri regulaciji statorskega fluksa indukcijskega motorja za zmanjšano valovitost navora

David Nedeljkovič, Mitja Nemec, Vanja Ambrožič

Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, Tržaška cesta 25, 1001 Ljubljana, Slovenija
E-pošta: davidn@fe.uni-lj.si

Povzetek. V članku predstavljamo modulacijsko metodo za napajanje indukcijskega motorja z neposredno regulacijo statorskega fluksa. Novi modulacijski pristop je zasnovan na kombiniranju dveh aktivnih napetostnih vektorjev razsmernika znotraj vzorčnega časa, pri čemer je vsota obeh časov trajanja posameznega aktivnega vektorja enaka vzorčnemu času, aktivna vektorja in pripadajoča časa njunega trajanja pa sta izbrana tako, da minimizirata ocenjeni pogrešek statorskega fluksa. Posledično je valovitost statorskega fluksa manjša, manjša pa je tudi valovitost elektromagnetnega navora motorja. Stikalna frekvenca razsmernika je pri predlagani metodi nekoliko višja kot pri podobnih rešitvah iz literature, a nižja kot pri SVM. Predlagana metoda ni uporabna samo pri reguliranih izmeničnih pogonih, saj bi podoben modulacijski pristop svoje prednosti lahko izkazal povsod, kjer imamo opraviti z razsmerniki in kjer je ob majhnih pogreških pomembna tudi nizka stikalna frekvenca (aktivni močnostni filtri, precizijski viri...).

Ključne besede: neposredna regulacija navora (DTC), indukcijski motorji, razsmerniki, modulacija

Modulation in Stator Flux Control of Induction Motor for Reduced Torque Ripple

Extended abstract. The paper introduces an improved modulation method for Immediate Flux Control (IFC) of VSI-fed induction motor drive. IFC with single active voltage vector modulation, which is based on direct current control (DCC), reduces the commutation frequency in comparison with SVM [1]–[3]. With this method, an appropriate active voltage vector \mathbf{v}_I is impressed only during a precalculated time interval t_{on} (1-6) within the sampling interval Δt to minimize the predicted stator flux error $\mathbf{\epsilon}_\lambda$ (Fig. 1). In the same manner, the new modulation approach combines complementary durations (7-13) of two optimal active voltage vectors \mathbf{v}_I and \mathbf{v}_{II} within the sampling interval (Fig. 2). Both active vectors are selected according to the sector of stator voltage reference \mathbf{v}_S^* (Fig. 3, Fig. 4, and Table 2). Simulation results for an induction motor (Table 3), being controlled by IFC and predictive torque control (PTC) [4], show improved stator flux accuracy (Fig. 5, Fig. 6), while the commutation frequency is slightly increased; nevertheless it is still lower than in SVM. Torque response (Fig. 7) of the proposed method is as fast as in DTC [5]–[12] with significantly reduced torque ripple (Fig. 8). On the other hand, this modulation method has an important drawback, since

the dead-time insertion between non-subsequent active voltage vectors requires major modifications in established control of inverter.

Keywords: direct torque control (DTC), induction motors, inverters, modulation

1 Uvod

Pri regulaciji statorskega fluksa, kjer imamo opraviti z razsmerniško napajanim indukcijskim motorjem, je SVM (Space Vector Modulation) uveljavljena modulacijska tehnika, ki zagotavlja najmanjši pogrešek statorskega fluksa [1]. Žal pa je stikalna frekvenca pri SVM visoka, saj pri najpogostejši, trivejni topologiji razsmernika nastopata po 2 komutaciji na vzorčni čas za vsak močnostni tranzistor, kar ima za posledico visoke stikalne izgube.

Zato je že bila predlagana različica neposredne regulacije fluksa [2], ki podobno kot neposredna regulacija toka DCC (Direct Current Control) [3] uporablja prediktivni algoritem za generiranje statorskega fluksa. Razsmernik pri tem na motor pritisne najustreznejši aktivni napetostni vektor za vnaprej izračunani čas; preostali čas do poteka vzorčnega časa pa se na motor pritisne ničelni napetostni vektor.

Dosežena natančnost statorskega fluksa je tako sicer nekoliko manjša kot pri SVM, vendar je stikalna frekvenca bistveno nižja, saj imamo v najmanj ugodnem primeru povprečno 4/3 komutacije na vzorčni čas za vsak tranzistor.

V nadaljevanju bo obravnavan modulaijski pristop, ki je zasnovan na kombiniranju dveh aktivnih napetostnih vektorjev razsmernika znotraj vzorčnega časa, pri čemer je vsota obeh časov trajanja posameznega aktivnega vektorja enaka vzorčnemu času, aktivna vektorja in pripadajoča časa njunega trajanja pa sta izbrana tako, da minimizirata pogrešek statorskega fluksa. Ob izboljšani natančnosti statorskega fluksa se tako stikalna frekvenca bistveno ne poveča. Če metodo nadgradimo s prediktivno regulacijo navora PTC (Predictive Torque Control) [4], je odzivnost navora indukcijskega motorja primerljiva z metodo neposredne regulacije navora (DTC) [5]–[12], valovitost tako generiranega navora pa je bistveno manjša.

2 Modulacija z enim aktivnim napetostnim vektorjem

Razsmerniško napajani pogoni z indukcijskim motorjem omogočajo regulacijo statorskega fluksa tako, da le-ta sledi svoji željeni vrednosti - vektorju λ_S^* . Ob predpostavki, da je tok med kratkim vzorčnim časom Δt konstanten, lahko predvidimo, kakšen bo vektor statorskega fluksa ob koncu vzorčnega časa [4]. Če je razsmernik med tem vzorčnim časom na indukcijski motor pritisnil aktivni napetostni vektor $v_1(n)$, ki je eden izmed šestih aktivnih napetostnih vektorjev ($v_1 - v_6$), lahko zapišemo predvideni vektor statorskega fluksa $\lambda_S(n+1)$:

$$\lambda_S(n+1) = \lambda_{S0}(n+1) + v_1(n) \cdot \Delta t. \quad (1)$$

V tem izrazu (1) je $\lambda_{S0}(n+1)$ predvideni vektor statorskega fluksa ob koncu vzorčnega časa, če med njim na motor ne bi pritisnili nobenega aktivnega vektorja, kar bi lahko obravnavali kot "naravno upadanje fluksa":

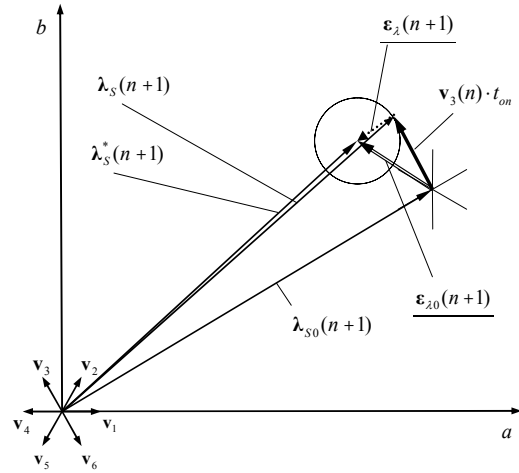
$$\lambda_{S0}(n+1) = \lambda_S(n) - i_S(n) \cdot R_S \cdot \Delta t. \quad (2)$$

Z izbiro ustreznega aktivnega napetostnega vektorja $v_1(n)$ in njegovo modulacijo – trajanjem njegove vklopljenosti v optimalnem času t_{on} – želimo minimizirati napovedani pogrešek statorskega fluksa ϵ_λ ob koncu vzorčnega časa:

$$\epsilon_\lambda = \lambda_S^*(n+1) - \lambda_S(n+1) = \epsilon_{\lambda0} - v_1(n) \cdot t_{on}, \quad (3)$$

kjer je $\epsilon_{\lambda0}$ pogrešek statorskega fluksa ob koncu vzorčnega časa, med katerim ne bi pritisnili nobenega aktivnega vektorja:

$$\epsilon_{\lambda0} = \lambda_S^*(n+1) - \lambda_{S0}(n+1). \quad (4)$$



Slika 1: Predvideni pogrešek statorskega fluksa ϵ_λ z modulacijo enega aktivnega napetostnega vektorja

Fig. 1: Predicted stator flux error ϵ_λ with modulated single active voltage vector

Razmere z vsemi bistvenimi prostorskimi vektorji so prikazane na sliki 1. Pogrešek fluksa lahko po svoji velikosti minimiziramo tako, da na motor pritisnemo aktivni napetostni vektor $v_1(n)$ v trajanju $t_{on} \leq \Delta t$, v preostanku vzorčnega časa ($t_{off} = \Delta t - t_{on}$) pa pritisnemo ničelni napetostni vektor. V konkretnem primeru je izbran aktivni napetostni vektor $v_1 = v_3$, ker je smer tega napetostnega vektorja najbližja smeri, ki jo ima predvideni vektor pogreška statorskega fluksa $\epsilon_{\lambda0}$.

Po izbiri najustreznejšega aktivnega napetostnega vektorja v_1 moramo določiti še njegovo trajanje t_{on} . Do tega pridemo z minimiziranjem velikosti pogreška ϵ_λ v statorskem koordinatnem sistemu a - b [2]–[4]:

$$t_{on} = \frac{v_{Sa}^* v_{1a} + v_{Sb}^* v_{1b}}{v_{1a}^2 + v_{1b}^2} \cdot \Delta t. \quad (5)$$

Pri tem je vektor želene statorske napetosti v_S^* preprosto povezan z $\epsilon_{\lambda0}$ – napovedanim pogreškom statorskega fluksa ob koncu vzorčnega časa brez aktivnega vektorja:

$$v_S^* = \frac{\epsilon_{\lambda0}}{\Delta t}. \quad (6)$$

V izrazu za izračun časa vklopljenosti (5) se pojavljajo samo a in b komponenti vektorja želene statorske napetosti v_S^* in komponenti izbranega aktivnega napetostnega vektorja v_1 . Poleg tega je izraz (5) zelo prikladen za digitalno procesiranje, ker je njegov imenovalec enak 1, če napetosti normiramo na $2/3$ napetosti enosmernega tokokroga V_{DC} .

3 Modulacija z dvema aktivnima napetostnima vektorjema

Znotraj vzorčnega časa Δt pa lahko pritisnemo na motor tudi dva aktivna napetostna vektorja v_1 in v_{11} , in to

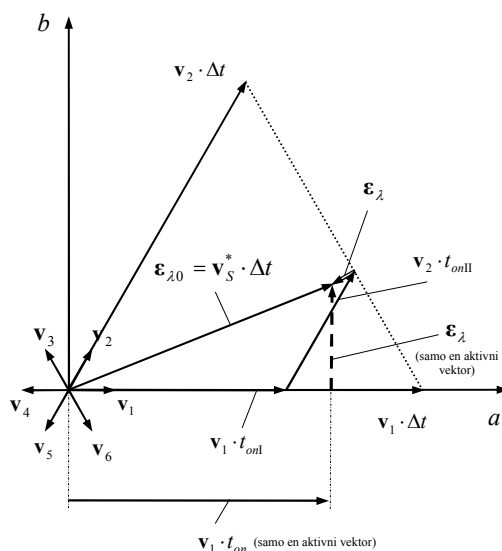
vsakega za svoj čas vklopljenosti t_{onI} in t_{onII} , pri čemer je vzorčni čas vsota teh dveh časov:

$$\Delta t = t_{onI} + t_{onII}. \quad (7)$$

V nasprotju s SVM, kjer nastopa tudi ničelni napetostni vektor, poskušajmo sedaj minimizirati predvideni pogrešek statorskega fluksa ϵ_λ tako, da bomo vektor statorskega fluksa oblikovali samo z dvema aktivnima napetostnima vektorjema:

$$\mathbf{v}_I \cdot t_{onI} + \mathbf{v}_{II} \cdot t_{onII} + \epsilon_\lambda = \epsilon_{\lambda 0}. \quad (8)$$

Stikalna frekvenca bo tako nižja kot pri SVM, pogrešek pa je prikazan na sliki 2. V konkretnem primeru je indeks I enak 1 in indeks II je 2, vendar velja opozoriti, da lahko indeksa I in II označujeta katerega koli izmed aktivnih napetostnih vektorjev ($\mathbf{v}_1 - \mathbf{v}_6$), za katera sploh ni nujno, da sta sosednja napetostna vektorja. Konica rezultirajočega vektorja statorskega fluksa $\lambda_S(n+1)$ vedno leži na eni izmed šestkotnikovih diagonal ali njegovih stranic, npr. na pikčasti črti na sliki 2. Očitno je, da bo v tem primeru pogrešek statorskega fluksa ϵ_λ manjši (dvojna črta na sliki 2), kot če bi na motor pritisnili samo en aktivni napetostni vektor $\mathbf{v}_1 = \mathbf{v}_1$ v svojem optimalnem trajanju t_{on} , čemur bi sledil ničelni napetostni vektor (črtkana črta na sliki 2).



Slika 2: Kombinacija dveh aktivnih napetostnih vektorjev minimizira predvideni pogrešek statorskega fluksa ϵ_λ

Fig. 2: Combination of two active voltage vectors minimizes the predicted stator flux error ϵ_λ

Z upoštevanjem (6) in po preureditvi (8) lahko zapišemo pogrešek statorskega fluksa v komponentah statorskega koordinatnega sistema:

$$\begin{bmatrix} \epsilon_{\lambda a} \\ \epsilon_{\lambda b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{Sa}^* \\ v_{Sb}^* \end{bmatrix} \cdot \Delta t - \begin{bmatrix} v_{Ia} \\ v_{Ib} \end{bmatrix} \cdot t_{onI} + \begin{bmatrix} v_{IIa} \\ v_{IIb} \end{bmatrix} \cdot t_{onII}. \quad (9)$$

Velikost pogreška fluksa lahko minimiziramo tako, da odvajamo njen kvadrat – torej vsoto kvadratov komponent pogreška – po času vklopljenosti enega aktivnega napetostnega vektorja (drugi čas je znan iz (7)) in odvod enačimo z 0:

$$\frac{\partial(\epsilon_{\lambda a}^2 + \epsilon_{\lambda b}^2)}{\partial t_{onI}} = 0. \quad (10)$$

Kot rezultat dobimo čas vklopljenosti aktivnega napetostnega vektorja \mathbf{v}_I :

$$t_{onI} = \frac{(v_{IIa} - v_{Sa}^*) \cdot (v_{IIa} - v_{Ia}) + (v_{IIb} - v_{Sb}^*) \cdot (v_{IIb} - v_{Ib})}{(v_{IIa} - v_{Ia})^2 + (v_{IIb} - v_{Ib})^2} \cdot \Delta t \quad (11)$$

Dobljeni izraz lahko zelo elegantno izračunavamo na digitalnih signalnih procesorjih (DSP), zlasti zato, ker so imenovalci v (11) za različne pare aktivnih napetostnih vektorjev konstante. Tabela 1 prikazuje te konstante za primer, ko napetosti normiramo na $2/3 V_{DC}$. V primerih, ko izračunani čas t_{onI} presega vzorčni čas Δt , se čas vklopljenosti prvega aktivnega napetostnega vektorja \mathbf{v}_I postavi kar na vzorčni čas Δt , pri čemer se drugi aktivni napetostni vektor \mathbf{v}_{II} sploh ne vklopi.

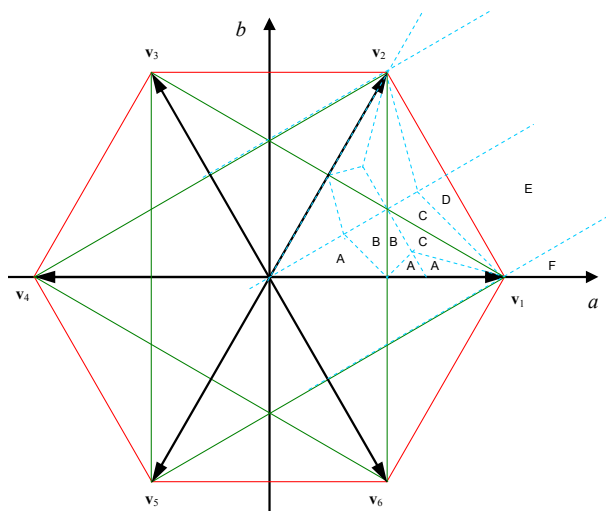
Pred izračunom pripadajočih časov vklopljenosti t_{onI} in t_{onII} je treba izbrati oba aktivna napetostna vektorja \mathbf{v}_I in \mathbf{v}_{II} . Nalogo si olajšamo, če definiramo sektorje A, B, C, D, E in F, kot je to prikazano na sliki 3. Vsak izmed teh sektorjev namreč obsega tiste točke iz sekstanta, ki so najbližje posamezni šestkotnikovi diagonal ali njegovi stranici. Izberemo tisti par aktivnih napetostnih vektorjev, katerih konici definirata diagonalo oziroma stranico, ki je najbližja vektorju zelene statorske napetosti \mathbf{v}_S^* . Tako bo tudi predvideni pogrešek statorskega fluksa ϵ_λ najmanjši.

$\mathbf{v}_I \setminus \mathbf{v}_{II}$	\mathbf{v}_1	\mathbf{v}_2	\mathbf{v}_3	\mathbf{v}_4	\mathbf{v}_5	\mathbf{v}_6
\mathbf{v}_1	x	1	3	4	3	1
\mathbf{v}_2	1	x	1	3	4	3
\mathbf{v}_3	3	1	x	1	3	4
\mathbf{v}_4	4	3	1	x	1	3
\mathbf{v}_5	3	4	3	1	x	1
\mathbf{v}_6	1	3	4	3	1	x

Tabela 1: Števci enačbe (11) za različne pare aktivnih napetostnih vektorjev pri normirani napetosti

Table 1: Denominators of equation (11) for various pairs of active voltage vectors with normalized voltage

Na sliki 3 so definirani samo sektorji za prvo polovico sekstanta ($\varphi \leq 30^\circ$). Za drugo polovico sekstanta ($30^\circ < \varphi \leq 60^\circ$) si pomagamo z zrcaljenjem, vse druge sekstante pa obravnavamo podobno, le da se predhodno prilagodimo z ustreznimi zasuki po 60° .



Slika 3: Sektorji, določeni s točkami, ki so najbližje šestkotnikovim diagonalam ali njegovim stranicam

Fig. 3: Sectors for the first (half-)sextant, defined by points, nearest to hexagon's diagonals or its sides

Tabela 2 določa, kateri par aktivnih napetostnih vektorjev v_I in v_{II} moramo izbrati, če leži vektor želene statorske napetosti v_S^* znotraj posameznega sektorja (A-F). Ker so vsi sektorji omejeni s premicami, je določitev pripadajočega sektorja za vektor želene vrednosti statorske napetosti v_S^* preprosta, kar nam kaže slika 4.

Sektor	v_I	v_{II}	Opomba
A	v_1	v_4	v_1 , ničelni vektor
B	v_6	v_2	
C	v_1	v_3	
D	v_1	v_2	
E	v_1	v_2	
F	v_1		$t_{onl} = \Delta t$

Tabela 2: Izbira para aktivnih napetostnih vektorjev

Table 2: Selection of a pair of active voltage vectors

Sektor A narekuje uporabo dveh nasprotujočih si aktivnih napetostnih vektorjev: $v_I = v_1$ in $v_{II} = v_4$. Tukaj lahko dodatno znižamo stikalno frekvenco, če namesto aktivnega vektorja v_{II} na motor pritismo ničelni napetostni vektor (v_0 ali v_7). Posledično je treba korigirati še oba časa vklopljenosti; za aktivni vektor $v_I = v_1$ je to:

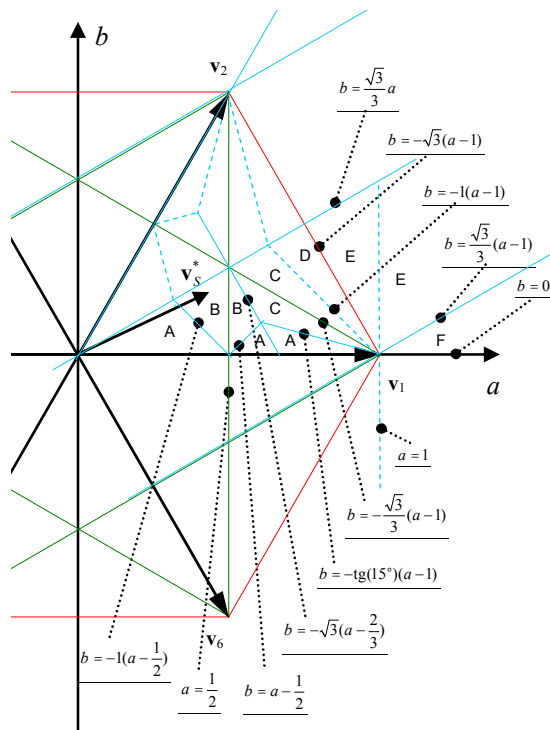
$$t_{onl(kor)} = 2 \cdot t_{onl} - \Delta t, \quad (12)$$

za ničelni vektor $v_{II} = v_0$ pa:

$$t_{onl(kor)} = 2 \cdot (\Delta t - t_{onl}). \quad (13)$$

Nova vrednost časa vklopljenosti aktivnega napetostnega vektorja $t_{onl(kor)}$ ne more biti negativna, ker je prejšnja vrednost t_{onl} vedno daljša od $\Delta t/2$ (in bi njen

učinek v preostanku vzorčnega časa kompenzirala nasprotni aktivni vektor).



Slika 4: Meje sektorjev (napetosti so normirane)

Fig. 4: Sectors' boundaries (voltages are normalized)

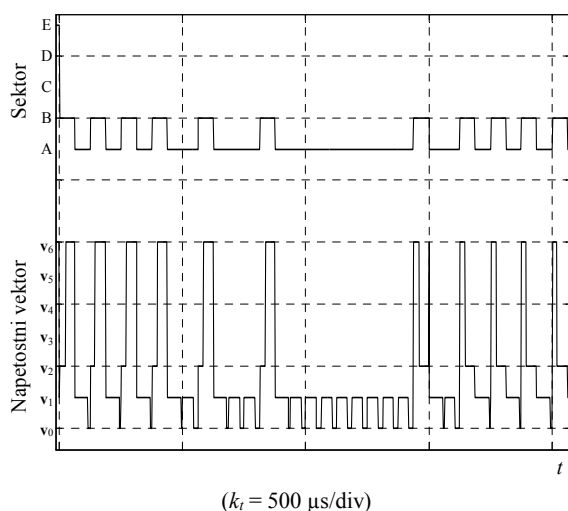
4 Rezultati

Modulacijsko metodo z dvema aktivnima vektorjema smo preizkusili simulacijsko z orodjem Matlab/Simulink. Podatki o modeliranem indukcijskem motorju so zbrani v tabeli 3. Za vzorčni čas Δt smo izbrali $62,5 \mu s$, kar pomeni, da je bila frekvenca vzorčenja 16 kHz . Med poskusi smo regulirali vrtilno hitrost motorja na 85% nazivne vrednosti, medtem ko smo bremenski navor postavili na njegovo nazivno vrednost.

Slika 5 prikazuje detajl pri uporabi predlagane modulacijske metode, ko je vektor želene vrednosti statorske napetosti v_S^* v sektorjih A ali B. V sektorju A razsmernik znotraj vzorčnega časa preklopi med napetostnima vektorjema v_1 in v_0 (slednji je ničelni vektor), medtem ko v sektorju B znotraj vzorčnega časa preklopi med aktivnima napetostnima vektorjema v_6 in v_2 .

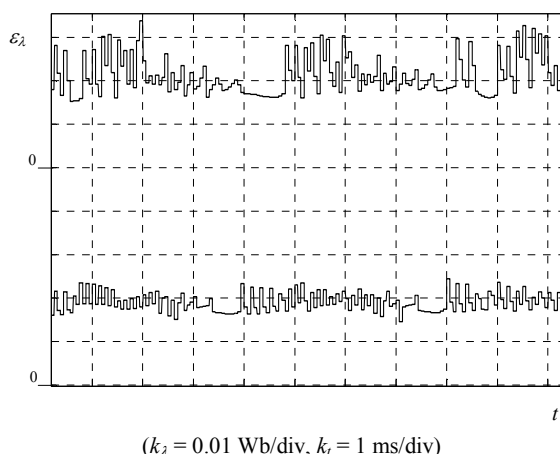
Zmanjšanje pogreška statorskega fluksa je razvidno s slike 6, kjer sta podana časovna poteka pogreška statorskega fluksa (ε_λ) za modulacijsko metodo z enim aktivnim napetostnim vektorjem in metodo z dvema aktivnima napetostnima vektorjema. Iz očitno manjše valovitosti pogreška lahko sklepamo, da je tudi valovitost statorskega fluksa pri novi metodi zmanjšana.

Če bi za modulacijo izbrali SVM, bi bil pogrešek fluksa še manjši, vendar bi bila stikalna frekvenca visoka: ob enakih predpostavkah bi imeli vedno po dve komutaciji na vzorčni čas za vsak tranzistor. Modulacijska metoda z enim aktivnim napetostnim vektorjem je v konkretnem poskusu rezultirala z 0,58 komutacije na vzorčni čas za vsak tranzistor, medtem ko je modulacija z dvema aktivnima napetostnima vektorjema v enakih razmerah imela povprečno 0,98 komutacije na vzorčni čas za vsak tranzistor.



Slika 5: Sektorji, v katerih se nahaja vektor želene vrednosti statorske napetosti v_s^* , in pripadajoča napetostna vektorja znotraj posameznih vzorčnih časov za predlagano metodo

Fig. 5: Sector of the stator voltage reference v_s^* and the corresponding voltage vectors within particular sampling intervals for the proposed modulation method



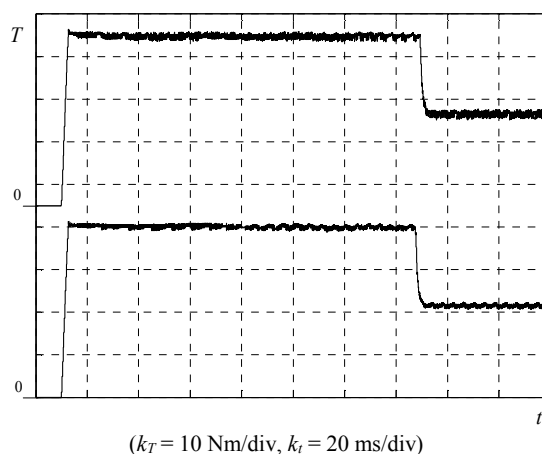
Slika 6: Pogrešek statorskega fluksa za IFC z enim aktivnim vektorjem (zgoraj) in za IFC z dvema aktivnima vektorjema (spodaj)

Fig. 6: Stator flux error for IFC with a single active vector (above) and IFC with two active vectors (below)

$P_n = 3 \text{ kW}$	$R_S = 1,95 \ \Omega$
$V_n = 380 \text{ V}$	$R_R = 1,66 \ \Omega$
$I_n = 7,3 \text{ A}$	$L_S = 244 \text{ mH}$
$n_n = 1410 \text{ min}^{-1}$	$L_R = 244 \text{ mH}$
$f_{Sn} = 50 \text{ Hz}$	$L_0 = 233 \text{ mH}$
$p = 2$	$\lambda_{Sn} = 0,92 \text{ Wb}$
$T_n = 20 \text{ Nm}$	$V_{DC} = 530 \text{ V}$

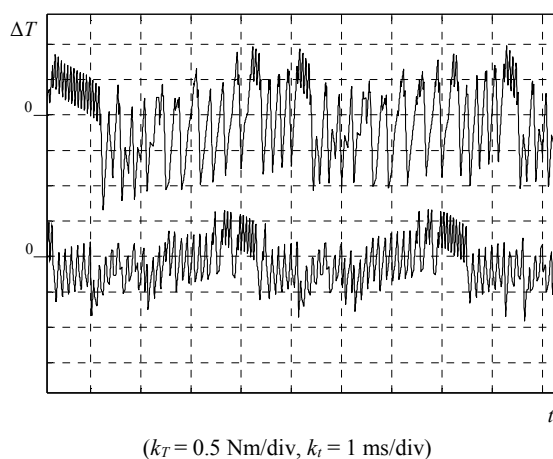
Tabela 3: Podatki indukcijskega motorja

Table 3: Induction motor specifications



Slika 7: Odziv navora za IFC z enim aktivnim vektorjem (zgoraj) in za IFC z dvema aktivnima vektorjema (spodaj)

Fig. 7: Torque response for IFC with a single active vector (above) and IFC with two active vectors (below)



Slika 8: Valovitost navora za IFC z enim aktivnim vektorjem (zgoraj) in za IFC z dvema aktivnima vektorjema (spodaj)

Fig. 8: Torque ripple for IFC with a single active vector (above) and IFC with two active vectors (below)

5 Sklep

Predlagana modulacijska metoda pri neposredni regulaciji fluksa (IFC), ki uporablja dva aktivna napetostna vektorja, izkazuje izboljšano natančnost

statorskega fluksa. Posledično je tudi valovitost elektromagnetnega navora manjša kot pri metodi, kjer moduliramo samo en aktivni napetostni vektor. Metoda z dvema napetostnima vektorjema sicer rezultira z višjo stikalno frekvenco kot metoda z enim napetostnim vektorjem, kljub temu pa je stikalna frekvenca občutno nižja kot pri SVM. Nova metoda je tako nekakšen kompromis med natančnostjo in višino stikalne frekvence.

Pri metodi z dvema napetostnima vektorjema velja poudariti njeno neprijetno lastnost, ki otežuje praktično implementacijo. Vrivanje nujno potrebnega mrtvega časa med nesosednja aktivna napetostna vektorja namreč zahteva občutne posege v gonilniško krmilje, ki generira prožilne pulze za razsmernikove močnostne tranzistorje. Uveljavljene in preizkušene komercialne rešitve gonilnikov pač predvidevajo uporabo SVM, kjer pri modulaciji sodelujeta samo sosednja aktivna napetostna vektorja.

Sicer pa predlagana modulacijska metoda ni omejena samo na prikazano regulacijo statorskega fluksa pri indukcijskem motorju, temveč bi jo lahko uporabili povsod, kjer imamo opraviti z razsmerniki, ki morajo ob majhnih pogreških izbranih veličin delovati z nizko stikalno frekvenco (npr. aktivni močnostni filtri).

6 Literatura

- [1] A. Tripathi, A. M. Khambadkone and S. K. Panda, *Stator Flux Based Space-Vector Modulation and Closed Loop Control of the Stator Flux Vector in Overmodulation into Six-Step Mode*, IEEE Trans. Power Electron., Vol. 19, maj 2004, str. 775-782.
- [2] V. Ambrožič, D. Nedeljković, R. Fišer and M. Nemeč, *Immediate Stator Flux Control of AC Machines*, Proc. ICEM 2004, Krakow, 5.-8. september 2004, CD ROM.
- [3] V. Ambrožič, R. Fišer and D. Nedeljković, *Direct Current Control - a New Current Regulation Principle*, IEEE Trans. Power Electron., Vol. 18, januar 2003, str. 495-503.
- [4] V. Ambrožič, D. Nedeljković and M. Nemeč, *Predictive Torque Control of Induction Machines Using Immediate Flux Control*, Proc. IEMDC 2005, San Antonio, 15.-18. maj 2005, str. 565-571.
- [5] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, 1998.
- [6] V. Ambrožič, G. Buja, and R. Menis, *Band-Constrained Technique for Direct Torque Control of Induction Motor*, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 51, No. 4, avgust 2004, str. 776-784.
- [7] J.-K. Kang and S.-K. Sul, *Analysis and Prediction of Inverter Switching Frequency in Direct Torque Control of Induction Machine Based on Hysteresis Band and Machine Parameters*, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 48, No. 3, junij 2001, str. 545-553.
- [8] J.-K. Kang and S.-K. Sul, *New Direct Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency*, IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 35, No. 5, sept./okt. 1999, str. 1076-1082.
- [9] G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski, *Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors - A Survey*, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 51, No. 4, avgust 2004, str. 744-757.
- [10] J. H. Lee, C. G. Kim, and M. J. Youn, *A Dead-Beat Type Digital Controller for the Direct Torque Control of an Induction Motor*, IEEE Trans. Power Electron., Vol. 17, september 2002, str. 739-746.
- [11] T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, and L. M. Tolbert, *Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation*, IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 28, sept./okt. 1992, str. 1045-1053.
- [12] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, and F. Profumo, *Performance Analysis of a Speed-Sensorless Induction Motor Drive Based on a Constant-Switching-Frequency DTC Scheme*, IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 39, marec/april 2003, str. 476-484.

David Nedeljković je diplomiral leta 1991, magistriral leta 1996 in doktoriral leta 1998 na Fakulteti za elektrotehniko Univerze v Ljubljani. V letih 1993–1998 je delal na Fakulteti za elektrotehniko kot mladi raziskovalec, sedaj pa je tam zaposlen kot asistent. Ukvarja se z regulacijami elektromotorskih pogonov, aktivnimi močnostnimi filtri in programirljivimi krmilniki. Leta 1996 je za magistrsko nalogo prejel nagrado dr. Vratislava Bedjaniča.

Mitja Nemeč je diplomiral leta leta 2003 na Fakulteti za elektrotehniko Univerze v Ljubljani. Na isti fakulteti sedaj nadaljuje študij kot mladi raziskovalec na področju regulacij in diagnostike elektromotorskih pogonov.

Vanja Ambrožič je študiral industrijsko elektrotehniko na Fakulteti za elektrotehniko Univerze v Ljubljani, kjer je diplomiral leta 1986, magistriral leta 1990 in doktoriral leta 1993. Od leta 1987 je zaposlen na Fakulteti za elektrotehniko. Kot izredni profesor (od leta 2004) predava predmete s področja mikroracionalniškega vodenja procesov, regulacije elektromotorskih pogonov in krmilnih sistemov. Njegovo raziskovalno delo je povezano z novimi prijemi v regulaciji in diagnostiki elektromotorskih pogonov.