

Predykcyjny algorytm DTC-3V z minimalizacją tętnień momentu i stałą częstotliwością przełączeń

Streszczenie. W artykule przedstawiono sterowanie predykcyjne silnikiem synchronicznym z magnesami trwałymi, nazwane DTC-3V. Nowy regulator predykcyjny bazuje na kryterium minimalizacji uchybu regulacji momentu i strumienia. Sterowanie zostało zoptymalizowane zarówno w stanach statycznych, zapewniając wysoką dokładność regulacji, małe tętnienia momentu oraz stałą częstotliwość przełączeń, jak i dynamicznych, zapewniając dynamikę kształtowania momentu porównywalną z najszybszymi metodami nieliniowymi. Zaprezentowano założenia nowej metody oraz wyniki badań symulacyjnych i laboratoryjnych, potwierdzające poprawność przeprowadzonej analizy.

Abstract. In this article a new DTC-3V control method of PMSM with new predictive controller is presented. The method is based on torque and flux error vector minimization criteria. The proposed method was optimized for both static and dynamic states. In static states it ensures high performance, reduction of the torque ripples and constant switching frequency. In dynamic states DTC-3V method provides the fastest torque response, similar to non linear methods. The correctness of the analysis and main assumptions as well as the expected final results have been verified in simulation and laboratory investigation. (A new predictive DTC-3V algorithm with torque ripple minimization and constant switching frequency).

Słowa kluczowe: sterowanie predykcyjne, predykcyjny regulator momentu, silnik typu PMSM.

Keywords: predictive control, predictive torque controller, PMSM.

Wstęp

W artykule poruszono zagadnienie predykcyjnego sterowania przekształtnikiem trójfazowym DC/AC zasilającym silnik synchroniczny z magnesami trwałymi (PMSM - Permanent Magnet Synchronous Motor). Silniki synchroniczne, w porównaniu z powszechnie stosowanymi w przemyśle silnikami klatkowymi mają szereg zalet, do których należą m.in. małe mechaniczne stałe czasowe, duża przeciążalność, duży zakres regulacji prędkości (równomierność ruchu także przy bardzo małych prędkościach kątowych napędu) oraz korzystny stosunek momentu do masy [1]. Dzięki swoim zaletom silniki synchroniczne wykorzystywane są w precyzyjnych serwonapędach, ale również w napędach zmiennoodrotowych (np. pompy, wentylatory i inne). Innym polem do zastosowań silników synchronicznych jest przemysł motoryzacyjny, w samochodach hybrydowych lub elektrycznych. Maszyny synchroniczne PMSM wykorzystywane są również jako generatory w elektrowniach wodnych lub wiatrowych.

Aby w pełni wykorzystać zalety płynące ze stosowania maszyn PMSM niezbędne jest precyzyjne i szybkie sterowanie przekształtnika zasilającego układ napędowy, sterowanie zapewniające wysoką dynamikę kształtowania momentu oraz niskie tętnienia momentu.

Współcześnie, do sterowania silników PMSM, stosuje się w zasadzie tylko metody wektorowe, spośród których można wyróżnić dwie zasadnicze rodziny – metody połowo zorientowane FOC (ang. Field Oriented Control) [2] oraz DTC (ang. Direct Torque Control) [3].

Metody nieliniowe, w tym DTC, mają jedną zasadniczą zaletę w postaci wysokiej dynamiki kształtowania momentu elektromagnetycznego. Posiadają jednak szereg wad, takich jak: znaczne tętnienia momentu, zmienna częstotliwość przełączeń tranzystorów przekształtnika. Z kolei sterowanie FOC z liniowymi regulatorami prądu lub momentu i strumienia (DTC-SVM) [4]-[7] zapewnia dobrą jakość kształtowania wielkości zadanych, jednak jego dynamika w stanach przejściowych jest w pewnym stopniu ograniczona stosowaniem regulatorów PI oraz modulatora PWM (SVM).

Mając na uwadze potrzebę eliminacji słabych stron klasycznych metod podjęto wiele prób modyfikacji istniejących metod lub też opracowania nowych metod, zapewniających zarówno precyzyjną regulację w stanach

ustalonych jak również najszybszą dynamikę kształtowania momentu w stanach przejściowych.

Zagadnienie sterowania predykcyjnego, do którego zalicza się prezentowany w artykule algorytm DTC-3V, stanowi dziś prężnie rozwijaną dziedzinę energoelektroniki. W literaturze można spotkać różne rozwiązania. Np. w pracach [8]-[10] zaproponowano metodę DTC, w której, w pojedynczym czasie próbkowania, zastosowano modulację pomiędzy wektorem aktywnym wybranym z tablicy a wektorem zerowym, poprawiając tym samym działanie metody DTC w stanie ustalonym.

Inną grupę metod predykcyjnych stanowi rodzina sterowań MPC (ang. Model Predictive Control) [11]-[13], [20]-[23], gdzie na bazie modelu obiektu algorytm wyznacza przewidywane wartości sterowanych wielkości (momentu, strumienia, prądu) w kolejnych krokach próbkowania i dokonuje wyboru sterowania zapewniającego minimalizację określonego wcześniej współczynnika jakości [24].

Metoda DTC-3V opisana w dalszej części artykułu należy do dziedziny MPC. Na podstawie analizy przewidywanego położenia wektora uchybu regulacji dokonywany jest wybór wypadkowego wektora napięcia, który zapewnia całkowitą kompensację uchybu momentu i strumienia. W artykule przedstawiono nowy sposób wyznaczania sektorów N , które decydują o wyborze optymalnych wektorów napięcia. W klasycznym sterowaniu DTC numer sektora zależy od położenia wektora strumienia. W metodzie DTC-3V sektor N wyznaczany jest na podstawie aktualnego stanu układu, uwzględniając położenie wektora uchybu na płaszczyźnie. Zaletą algorytmu DTC-3V jest to, że zapewnia optymalne sterowanie w dowolnym stanie pracy przekształtnika. W stanach ustalonych zapewnia kompensację składowych wektora uchybu w pojedynczym okresie obliczeń, w stanach dynamicznych zaś metoda DTC-3V działa analogicznie jak metody nieliniowe, załączając optymalny wektor napięcia na cały okres T_p , powodując najszybszą możliwą zmianę momentu i strumienia, powodując minimalizację uchybu momentu i strumienia. Poprawność działania metody poparto wynikami symulacji i eksperymentów.

Model silnika synchronicznego z magnesami trwałymi

Model matematyczny silnika PMSM opisują następujące równania przedstawione w układzie odniesienia dq zorientowanym na strumień od magnesów trwałych [1]:

$$(1) \quad U_s = R i_s + \frac{d\Psi_s}{dt} + j p_b \omega_0 \Psi_s$$

$$(2) \quad \Psi_s = L_s i_s + \Psi_{PM}$$

$$(3) \quad M = \frac{3}{2} p_b \operatorname{Im}(\Psi_s^* \cdot i_s)$$

Podstawiając (2) do (1) można wyznaczyć równanie określające wektor pochodnej wektora prądu stojana silnika:

$$(4) \quad L_s \frac{d i_s}{dt} = -(R_s i_s + j p_b \omega_0 \Psi_s) + U_s$$

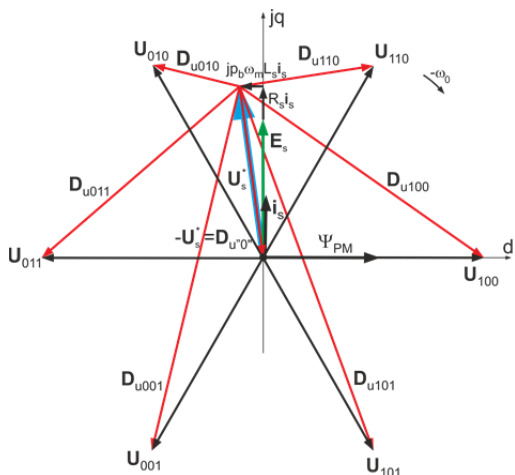
$$(5) \quad D_{uxxx} = L_s D_{ixxx} = L_s \frac{d i_s}{dt} = -U^* + U_s$$

$$(6) \quad D_{ixxx} = \frac{d i_s}{dt} = \frac{1}{L_s} D_{uxxx} = \frac{1}{L_s} (-U^* + U_s)$$

gdzie: R_s, L_s – rezystancja i indukcyjność stojana, p_b – liczba par biegunów, ω_0 – prędkość synchroniczna. Wektor U^* określa wektor napięcia zadanego, tj. napięcia sinusoidalnego jakim należałoby zasilić silnik aby uzyskać przepływ sinusoidalnego prądu równego prądowi zadanemu. Wektor U_s reprezentuje wektory napięć przekształtnika 2-poziomowego i dany jest jako:

$$(7) \quad U_s = \begin{cases} \frac{2}{3} U_d e^{j((n-1)\frac{\pi}{3} - \omega_0 t)} \\ "0" \end{cases}$$

gdzie: n – numer wektora, U_d – napięcie w obwodzie DC.



Rys.1. Ilustracja wpływu położenia wektorów napięcia przekształtnika na kierunek i zwrot odpowiednich wektorów pochodnych prądu stojana

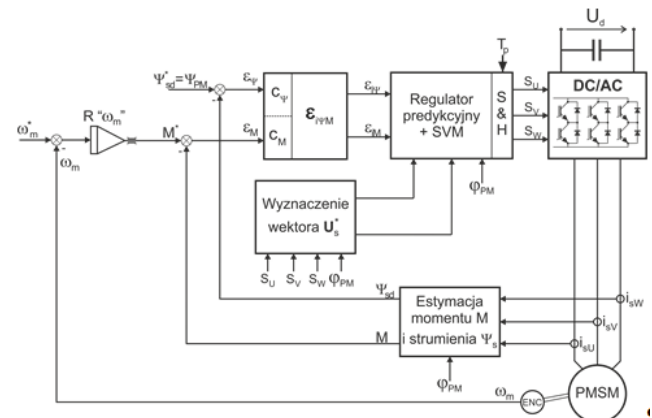
Równanie (6) pozwala wyznaczyć przewidywaną wartość prądu w kolejnym kroku obliczeń, w zależności od załączonego wektora napięcia przekształtnika.

Wektory pochodnych D_{ixxx} niosą informacje o kierunku i szybkości zmian momentu i strumienia silnika. Na rysunku 1 przedstawiono zależność (5) w postaci graficznej.

Znajomość wektorów D_{ixxx} pozwala przewidzieć wpływ załączonego wektora napięcia U_{xxx} (np. U_{110}, U_{010} itp.) na uchyb regulacji momentu i strumienia. Na tej podstawie stworzono algorytm DTC-3V. Algorytm bazuje na regulatorze predykcyjnym, którego zadaniem jest ocena możliwości kształtowania wektora prądu przekształtnika, a pośrednio także możliwości minimalizacji wektora uchybu momentu i strumienia, i wybór takich wektorów napięcia, które zapewnią kompensację uchybu.

Predykcyjne sterowanie DTC-3V

Schemat funkcjonalny sterowania DTC-3V przedstawia rysunek 2.



Rys.2. Schemat sterowania metodą DTC-3V

Zadane wartości składowej d strumienia stojana Ψ_{sd}^* oraz momentu M^* porównywane są z wartościami rzeczywistymi (estymowanymi) Ψ_{sd} i M . Przyjęto, że wartość zadanej składowej Ψ_{sd}^* równa jest strumieniowi generowanemu przez magnesy trwałe Ψ_{PM} , co odpowiada klasycznemu sterowaniu silnikiem synchronicznym z zerową wartością składowej i_{sd} prądu stojana. Wartości uchybów momentu ϵ_M i strumienia ϵ_ψ są składowymi zespolonego wektora uchybu, danego w postaci:

$$(9) \quad \epsilon_{\psi M} = \epsilon_\psi + j \epsilon_M$$

Ponieważ na wektorze uchybu wykonywane będą operacje matematyczne, niezbędne jest, aby obie jego składowe wyrażone były w jednej skali, np. skali prądu [14]-[15]. Wybór prądowej skali umożliwia zastosowanie teorii wektorów pochodnych prądu do predykcji położenia wektora uchybu w kolejnych krokach próbkowania. Przeskalowanie wektora uchybu polega na wyznaczeniu współczynników proporcjonalności pomiędzy momentem i prądem oraz strumieniem i prądem. Przeskalowany wektor uchybu momentu i strumienia opisany jest równaniem:

$$(10) \quad \epsilon_{i\psi M} = \epsilon_{i\psi} + j \epsilon_{iM} = c_\psi \epsilon_\psi + j c_M \epsilon_M$$

gdzie: współczynniki c_M i c_ψ opisują relację pomiędzy składowymi wektora uchybu prądu (choć nie jest on wyznaczany bezpośrednio) a uchybami momentu i strumienia. Przyjmując taką definicję, c_M i c_ψ mogą być opisane poniższymi wzorami [16]:

$$(11) \quad c_M = \frac{i_{sq}^* - i_{sq}}{M^* - M} = \frac{2}{3 p_b \Psi_{PM}}$$

$$(12) \quad c_\psi = \frac{i_{sd}^* - i_{sd}}{\Psi_{sd}^* - \Psi_{sd}} = \frac{i_{sd}^* - i_{sd}}{L_s (i_{sd}^* - i_{sd})} = \frac{1}{L_s}$$

Po operacji standaryzacji wektora uchybu i przejściu na skalę prądową (11)-(12), przewidywaną wartość wektora $\varepsilon_{i\psi M}$ w następnym kroku obliczeń (po czasie T_p) można zapisać w sposób następujący [16]-[17]:

$$(13) \quad \varepsilon_{i\psi M(n+1)} = \varepsilon_{i\psi M(n)} - T_p \mathbf{D}_{\text{xxxx}}$$

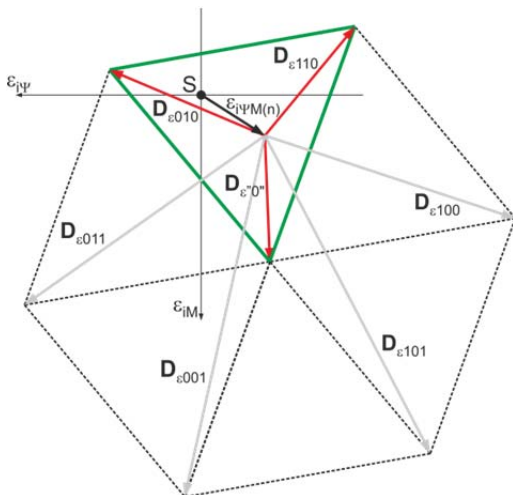
Kierunek zmian wektora uchybu jest przeciwny do zwrotu wektora pochodnej prądu stojana. W celu zwiększenia przejrzystości dalszej analizy wprowadzono wektory zmian wektora uchybu \mathbf{D}_{xxxx} zdefiniowane następująco [18]:

$$(14) \quad \mathbf{D}_{\text{xxxx}} = -T_p \mathbf{D}_{\text{xxxx}}$$

Ostatecznie wzór (13) przyjmie postać:

$$(15) \quad \varepsilon_{i\psi M(n+1)} = \varepsilon_{i\psi M(n)} + \mathbf{D}_{\text{xxxx}}$$

Na podstawie równania (15) można określić przyszłe położenie wektora uchybu $\varepsilon_{i\psi M}$ w następnym kroku obliczeń (po upływie okresu impulsowania T_p), w zależności od wybranej konfiguracji załączeń tranzystorów przekształtnika (wybranego wektora napięcia \mathbf{U}_{xxx}). Graficzną postać równania (15) przedstawiono na rysunku 3.



Rys. 3. Heksagon reprezentujący wszystkie możliwe położenia wektora uchybu momentu i strumienia w następnym kroku próbkowania

Oś układu współrzędnych uchybu zostały odwrócone w celu zachowania podobieństwa rysunków w skali uchybu oraz w skali napięciowej (rys. 1) i ułatwienia analizy nowej metody.

Klasyczne sterowanie DTC daje możliwość wyboru jednego wektora napięcia \mathbf{U}_{xxx} , który załączony jest następnie przez cały okres T_p . Powoduje to zmianę wektora uchybu (rys. 3) i skierowanie, w zależności od wybranego wektora napięcia, do jednego z punktów będących wierzchołkami heksagonu lub do jego środka, jeśli wybrano wektor zerowy. Celem sterowania powinien być taki stan układu, w którym wektor uchybu jest jak najmniejszy. Idealnie byłoby, gdyby udało się go skierować do punktu S, który odpowiada dokładnej kompensacji składowych wektora $\varepsilon_{i\psi M}$. Ponieważ klasyczna metoda DTC, na skutek ograniczonej liczby dostępnych wektorów napięcia, nie umożliwia pełnej kompensacji wektora uchybu zaproponowano nowy algorytm, który w pojedynczym okresie próbkowania wykorzystuje 3 wektory napięcia, dwa sąsiednie wektory aktywne i wektor zerowy (podobnie jak w klasycznej modulacji PWM).

Przykładowo, wykorzystując wektory \mathbf{U}_{110} , \mathbf{U}_{010} i \mathbf{U}_{000} można sprowadzić wektor uchybu do dowolnego punktu leżącego wewnątrz trójkąta rozpiętego na wektorach $\mathbf{D}_{\varepsilon_{110}}$, $\mathbf{D}_{\varepsilon_{010}}$ i $\mathbf{D}_{\varepsilon_{000}}$ itd. Heksagon z rysunku 3 określa wszystkie

możliwe położenia wektora uchybu na początku następnego kroku obliczeń.

Jeśli punkt S, reprezentujący zerowy uchyb regulacji, leży wewnątrz heksagonu, algorytm jest w stanie całkowicie skompensować uchyby momentu i strumienia.

W dalszej części artykułu omówione zostaną procedury:

- wyboru optymalnych wektorów napięcia,
- obliczenia czasów załączeń wybranych wektorów.

Wybór wektorów napięcia w metodzie DTC-3V

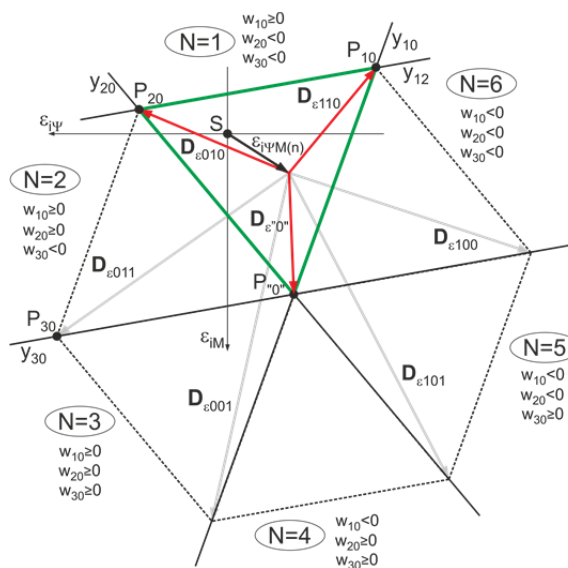
Sposób wyznaczenia wektorów napięcia do sterowania zilustrowano na rysunku 4. Płaszczyzna uchybu podzielona jest przez trzy proste (y_{10} , y_{20} , y_{30}) na sześć obszarów, z których każdy zawiera trójkąt równoboczny, będący częścią „heksagonu uchybów”. Równania prostych wyznaczono na podstawie znajomości współrzędnych punktów P_{10} , P_{20} , P_{30} oraz P_{00} , obliczonych na podstawie równania (15).

Dysponując równaniem prostej oraz współzrędnymi punktu (np. S) na płaszczyźnie, można określić, po której stronie prostej (na półpłaszczyźnie „dodatniej” czy „ujemnej”) ten punkt się znajduje. Należy zbadać znak wyrażenia w_{xx} :

$$(15) \quad w_{xx} = A_{xx}x_p + B_{xx}y_p + C_{xx}$$

gdzie: A_{xx} , B_{xx} , C_{xx} – współczynniki równania prostej, x_p , y_p – współzrędnymi punktu na płaszczyźnie. Jeśli poszukiwane jest położenie początku układu współrzędnych (punktu S) względem prostej, x_p oraz y_p są równe zero

Znaki wyrażen w_{10} , w_{20} , w_{30} określają jednoznacznie, w którym z sześciu obszarów na płaszczyźnie znajduje się początek układu współrzędnych płaszczyzny uchybu.



Rys. 4 Sposób wyznaczenia wektorów napięcia używanych w sterowaniu DTC-3V

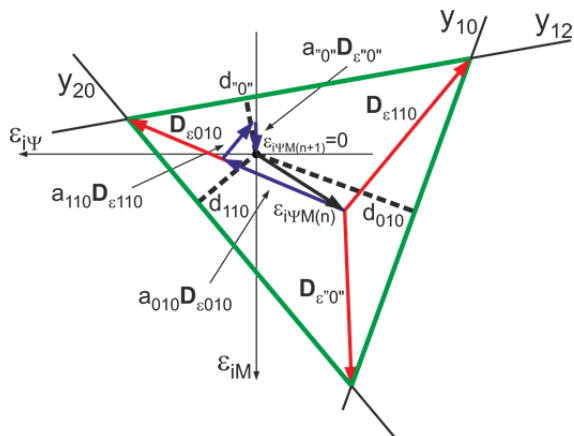
Tabela 1. Sposób wyznaczenia numeru sektora N oraz wektorów napięcia wykorzystywanych w sterowaniu DTC-3V

w_{10}	w_{20}	w_{30}	Sektor N	Wybrane wektory napięcia $\mathbf{U}_{s1}, \mathbf{U}_{s2}, \mathbf{U}_{s0}$
+	-	-	1	$\mathbf{U}_{110}, \mathbf{U}_{010}, \mathbf{U}_{000}$
+	+	-	2	$\mathbf{U}_{010}, \mathbf{U}_{011}, \mathbf{U}_{000}$
+	+	+	3	$\mathbf{U}_{011}, \mathbf{U}_{001}, \mathbf{U}_{000}$
-	+	+	4	$\mathbf{U}_{001}, \mathbf{U}_{101}, \mathbf{U}_{000}$
-	-	+	5	$\mathbf{U}_{101}, \mathbf{U}_{100}, \mathbf{U}_{000}$
-	-	-	6	$\mathbf{U}_{100}, \mathbf{U}_{110}, \mathbf{U}_{000}$

Numer sektora N, w zależności od znaków wyrażen w_{10} , w_{20} , w_{30} dany jest w postaci tabeli 1 i stanowi informację o wektorach napięcia, które należy wykorzystać w sterowaniu.

Obliczenia czasów załączeń wektorów napięcia

Sposób postępowania przy obliczaniu czasów załączeń wektorów napięcia pokazano na rysunku 5. Analizę przeprowadzono dla sektora $N=1$.



Rys.5. Idea kompensacji uchybu regulacji w stanie ustalonym w metodzie DTC-3V (sektor $N=1$)

Jeśli, jak na rysunku 5, początek układu współrzędnych płaszczyzny uchybu znajduje się w obrębie trójkąta równobocznego (co należy zweryfikować w oparciu o znajomość równań prostych y_{10} , y_{20} oraz y_{12} , zawierających boki trójkąta równobocznego), wektor uchybu $\varepsilon_{i\psi M}$ może być skompensowany ($\varepsilon_{i\psi M(n+1)}=0$) w jednym okresie próbkowania T_p . Taką sytuację można opisać za pomocą równania [19]:

$$(16) \quad \varepsilon_{i\psi M(n+1)} = \varepsilon_{i\psi M(n)} + a_{110} \mathbf{D}_{\varepsilon 110} + a_{010} \mathbf{D}_{\varepsilon 010} + a_{000} \mathbf{D}_{\varepsilon 000} = 0$$

gdzie: a_{110} , a_{010} i a_{000} - względne czasy załączeń wektorów \mathbf{U}_{110} , \mathbf{U}_{010} , i \mathbf{U}_{000} . Ich suma równa się jednocy.

Współczynniki a_{110} , a_{010} i a_{000} określone są przez odległości d_{xxx} (odległość prostej zawierającej odpowiedni bok trójkąta równobocznego od początku układu współrzędnych S), zgodnie z następującą zależnością:

$$(17) \quad a_{110} = \frac{d_{110}}{h}, a_{010} = \frac{d_{010}}{h}, a_{000} = \frac{d_{000}}{h}$$

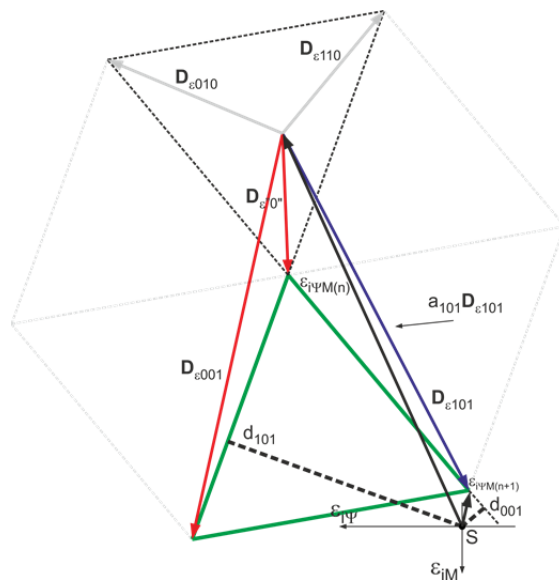
gdzie h jest wysokością trójkąta równobocznego, powiązaną z parametrami układu napędowego, zgodnie ze wzorem:

$$(18) \quad h = \frac{\sqrt{3}}{2} |U_s| \frac{T_p}{L_s} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{2U_d T_p}{3 L_s} = \frac{\sqrt{3}U_d T_p}{3L_s}$$

Zaprezentowany sposób sterowania zapewnia minimalizację wektora uchybu momentu i strumienia, redukując tym samym tętnienia momentu i przyczyniając się do znaczącej poprawy jakości regulacji, w porównaniu do tradycyjnego sterowania DTC.

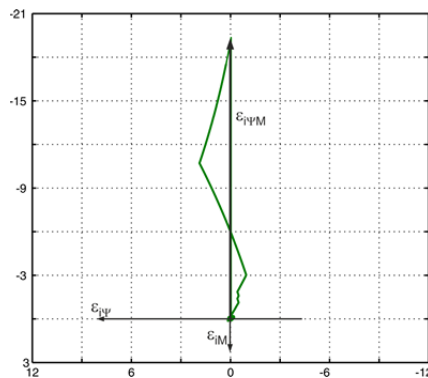
Stany dynamiczne w metodzie DTC-3V

W przypadku, gdy początek układu współrzędnych uchybu (punkt S) leży poza heksagonem algorytm sterowania nie jest w stanie skompensować uchybu regulacji momentu i strumienia w pojedynczym kroku obliczeń. W tej sytuacji (pokazanej na rysunku 6) algorytm DTC-3V wybiera wektor napięcia, zapewniający minimalny uchyb $\varepsilon_{i\psi M(n+1)}$ i załącza go na cały okres T_p . Wybór wektora napięcia determinowany jest przez najdłuższą odległość początku układu współrzędnych od prostych zawierających wektory aktywne napięcia używane w sektorze N .

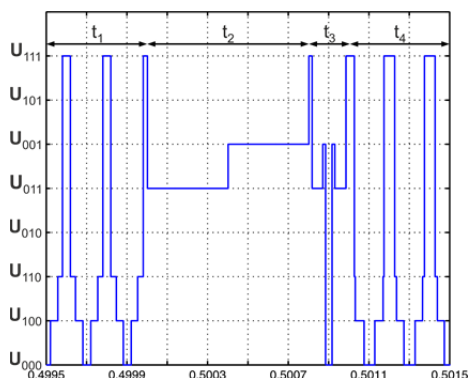


Rys.6. Analiza stanu dynamicznego w metodzie DTC-3V (sektor $N=4$), gdy punkt S znajduje się poza obszarem heksagonu możliwych położenia wektora uchybu

a)



b)



Rys.7. Trajektoria wektora uchybu (a) oraz wybierane wektory napięcia (b) podczas nawrotu (skok prędkości zadanej z 500 obr/min na -500 obr/min) w metodzie DTC-3V (skala: M^* , $M - 10 \text{ N}\cdot\text{m/dz}$) (wyniki symulacji)

Na rysunku 7 przedstawiono trajektorię wektora uchybu (rys. 7a) oraz numery wektorów (rys. 7b) wybieranych w rozważanym stanie dynamicznym w metodzie DTC-3V. W czasie t_1 (rys. 7b), chwilę przed skokową zmianą prędkości zadanej, układ pracuje w stanie ustalonym. Regulator predykcyjny korzysta z wektorów generujących najkrótsze pochodne prądu, tj. \mathbf{U}_{100} , \mathbf{U}_{110} oraz \mathbf{U}_{000} , zapewniając kompensację uchybu regulacji i minimalne tętnienia

momentu i strumienia. Na początku okresu t_2 , następuje chwila nawrotu. Powstaje długi wektor uchybu o silnie ujemnej składowej ε_{IM} , jak na rysunku 7a. Początek układu współrzędnych uchybu znajduje się poza heksagonem możliwych położenia wektora uchybu (analogicznie jak na rysunku 6), dlatego regulator wybiera jeden wektor napięcia, załączając go na cały okres T_p - najpierw wektor U_{011} , a potem U_{001} .

W czasie t_2 modulacja wektorowa nie występuje, toteż szybkość odpowiedzi układu na skokową zmianę momentu zadanego ograniczona jest jedynie fizycznymi parametrami silnika i przekształtnika. Następnie, w okresie czasu t_3 , początek układu współrzędnych uchybu (punkt S) wchodzi w zasięg „heksagonu uchybów”, i znajduje się w trójkącie rozpiętym na wektorach D_{e011} , D_{e001} i D_{r0r} . Odpowiednio załączone wektory dynamiczne U_{011} , U_{001} oraz wektor zerowy U_{r0r} , są w stanie całkowicie skompensować wektor uchybu regulacji momentu i strumienia. Sytuacja z okresu t_4 jest analogiczna jak w okresie t_1 , uchyb regulacji został skompensowany i regulator predykcyjny ponownie wykorzystuje wektory położone w sąsiedztwie wektora napięcia zadanego U_s^* , które zapewniają minimalne tętnienia momentu i strumienia.

Badania laboratoryjne

Opisany w niniejszym artykule nowy algorytm sterowania DTC-3V został poddany testom doświadczalnym na stanowisku badawczym składającym się z przekształtnika AC/DC/AC zasilającego silnik synchroniczny z magnesami trwałymi. Parametry maszyny oraz przekształtnika podane są w tabeli 2.

Wykonano testy nowej metody DTC-3V w stanach ustalonych, przy różnych prędkościach kątowych napędu, oraz w stanach dynamicznych, podczas nawrotów. Porównano otrzymane rezultaty z wynikami takich samych prób, wykonanych przy klasycznym sterowaniu DTC.

Przedstawiono porównanie jakościowe, na podstawie przebiegów prądu, momentu i strumienia stojana przy różnych prędkościach kątowych.

Tabela 2. Parametry modelu przekształtnika DA/AC oraz silnika synchronicznego PMSM.

Parametr	Wartość		
Moc znamionowa silnika	P_N	[kW]	2,8
Prędkość obrotowa zn.	n_N	[obr/min]	750
Liczba par biegunów	p_b	-	4
Moment znamionowy	M_N	[N·m]	36,6
Rezystancja stojana	R_s	[Ω]	1,58
Indukcyjność stojana	L_s	[mH]	15,9
Strumień od mag. trwałych	Ψ_{PM}	[Wb]	0,56
Napięcie w obwodzie DC	U_d	[V]	450

Przy ocenie ilościowej sterowania w stanach ustalonych za kryteria oceny przyjęto wartości współczynników THD prądu silnika oraz skutecznej wartości tętnień momentu oraz prądu fazowego.

Przy porównywaniu metod nieliniowych (takich jak DTC) z metodami wykorzystującymi modulator PWM (SVM) pojawia się problem oceny tętnień momentu. W metodach z modulatorem nie ma możliwości zarejestrowania chwilowych wartości momentu po każdej zmianie konfiguracji tranzystorów przekształtnika. Układ sterowania otrzymuje informację o momencie raz na okres modulacji (zazwyczaj na sześć przełączeń tranzystorów przekształtnika). Dlatego, aby porównanie sterowania DTC-3V z klasycznymi metodami nieliniowymi uczynić bardziej wiarygodnym, wprowadzono, dla metod nieliniowych, pojęcie momentu uśrednionego za sześć przełączeń tranzystorów przekształtnika (M_6). W metodzie DTC-3V za M_6 przyjmuje się wartość momentu M , mierzoną co okres T_p .

Do oceny tętnień momentu wykorzystano współczynnik $\Delta M_{6(RMS)}$ [14]-[15]:

$$(15) \quad \Delta M_{6(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (M_6 - M_{(AV)})^2 dt},$$

rozumiany jako wartość skuteczna wszystkich harmonicznych występujących w momencie przy zadawaniu momentu na poziomie wartości stałej.

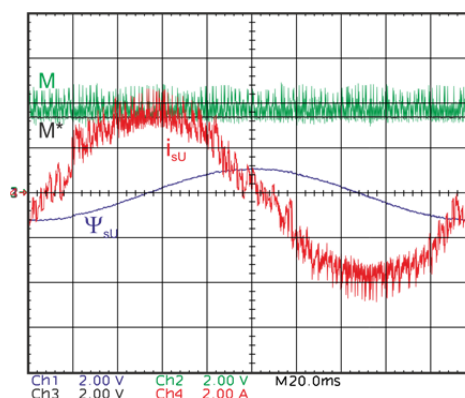
Do oceny tętnień prądu wykorzystano współczynnik $\Delta I_{(RMS)}$:

$$(15) \quad \Delta I_{(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i - i_1)^2 dt},$$

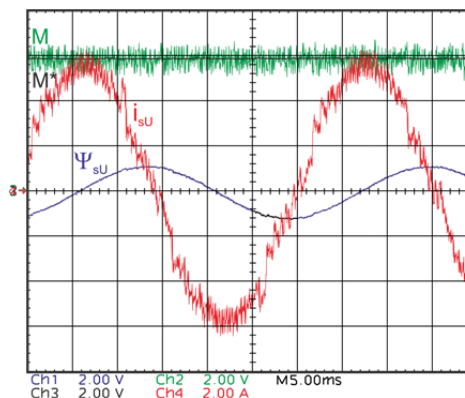
rozumiany jako wartość skuteczna wszystkich harmonicznych występujących w prądzie po odjęciu od chwilowej wartości prądu jej pierwszej harmonicznej.

Na rysunku 8 przedstawiono przebiegi prądu i strumienia fazowego oraz momentu zadanego i estymowanego dla sterowania DTC, odpowiednio dla prędkości kątowej napędu wynoszącej 6 rad/s oraz 50 rad/s. Rysunek 9 przedstawia te same przebiegi dla metody DTC-3V. Porównując wyniki badań można stwierdzić, że metoda predykcyjna zapewnia zdecydowanie lepszą jakość kształtowania momentu silnika. Jest to widoczne zwłaszcza przy niewielkich prędkościach kątowych silnika. W tym stanie pracy napędu wektory pochodnych prądu D_{xxx} , pochodzące od aktywnych wektorów napięcia, są długie i powodują znaczne tętnienia momentu. W klasycznym sterowaniu nieliniowym, takim jak DTC, minimalny czas załączenia aktywnego wektora napięcia U_{xxx} wynosi T_p .

a)



b)



Rys.8. Przebiegi czasowe prądu stojana i_U (Ch4 – 2A/dz.), strumienia stojana Ψ_U (Ch3 – 0,5 Wb/dz.), momentu M (Ch1 – 3,33 Nm/dz.) oraz składowej prądu i_{sq} (Ch2 – 1 A/dz.) przy sterowaniu DTC ($\omega=50\text{rad/s}$).

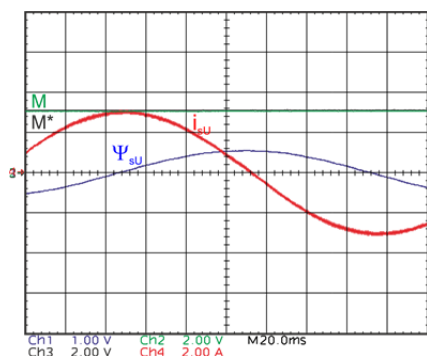
W efekcie załączenie wektora aktywnego powoduje duży skok momentu. Następnie, przez kilka kroków obliczeń może być wykorzystywany wektor zerowy, zmniejszający moment. Prowadzi to wprawdzie do obniżenia średniej częstotliwości przełączeń tranzystorów (jedna konfiguracja łączników może być utrzymywana przez kilka kroków obliczeń), ale kosztem pogorszenia właściwości sterowania.

W sterowaniu DTC-3V minimalny czas załączenia wektorów napięcia przekształtnika U_{xxx} ograniczony jest jedynie wartością ustawionych czasów martwych. W rezultacie, przy bardzo małych prędkościach kątowych, wektory aktywne wykorzystywane są optymalnie, jedynie przez czas potrzebny do kompensacji uchybów momentu i strumienia.

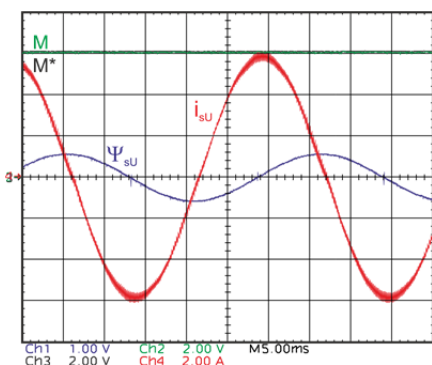
Warto podkreślić, że metoda DTC-3V zapewnia znacznie lepszą jakość regulacji momentu i strumienia przy kilkukrotnie dłuższym okresie próbkowania mikroprocesora sterującego. Dodatkowym atutem opracowanego algorytmu jest stała, niezależna od prędkości kątovej napędu, średnia częstotliwość przełączeń tranzystorów przekształtnika.

W tabeli 3 porównano wartości współczynników THD , tętnień momentu uśrednionego za 6 przełączeń oraz prądu silnika dla omówionych metod. Metoda DTC-3V zapewnia kilkukrotnie mniejszy niż w metodzie DTC współczynnik zniekształceń prądu wyższymi harmonicznymi (w przypadku prędkości $\omega_m=6$ rad/s nawet ponad 10 krotnie mniejszy).

a)



b)



Rys.9. Przebiegi czasowe prądu stojana i_U (Ch4 – 2A/dz.), strumienia stojana Ψ_U (Ch3 – 0,5 Wb/dz.), momentu M (Ch1 – 3,33 Nm/dz.) oraz składowej prądu i_{sq} (Ch2 – 1 A/dz.) przy sterowaniu DTC-3V ($\omega=50$ rad/s).

Nowy algorytm DTC-3V charakteryzuje się także najniższymi wartościami tętnień momentu ($\Delta M_{6(RMS)}$) oraz prądu ($\Delta I_{(RMS)}$). Współczynniki te, dla proponowanej metody, są od kilku do kilkunastu (przy najmniejszych prędkościach napędu) razy mniejsze niż w klasycznym sterowaniu DTC.

Należy jednak zaznaczyć, że częstotliwość przełączeń w metodzie DTC była niższa niż w metodzie DTC-3V,

zmieniała się, w zależności od prędkości napędu, od 6 do 14 kHz.

Tabela 3. Porównanie współczynników THD , tętnień momentu i prądu oraz średniej częstotliwości przełączeń $f_{s(av)}$ przy stałym czasie próbkowania $T_p=50$ μ s dla metody DTC oraz $T_p=200$ μ s dla metody DTC-3V

DTC				
ω_m	$f_{s(av)}$	THD	$\Delta I_{(RMS)}$	$\Delta M_{6(RMS)}$
[rad/s]	[kHz]	[%]	[A]	[N·m]
6	6	24,8	0,456	0,586
15	8	10,3	0,474	0,506
50	14	9,8	0,429	0,275
75	13	9,9	0,458	0,375
DTC-3V				
ω_m	$f_{s(av)}$	THD	$\Delta I_{(RMS)}$	$\Delta M_{6(RMS)}$
[rad/s]	[kHz]	[%]	[A]	[N·m]
6	30	2,2	0,040	0,053
15	30	1,4	0,060	0,040
50	30	2,6	0,118	0,058
75	30	3,2	0,138	0,28

By porównać jakość sterowania omówionych metod w zbliżonych warunkach pracy wykonano dodatkowe testy, zapewniając stałą częstotliwość przełączeń tranzystorów przekształtnika równą 15 kHz. Wyniki badań przedstawiono w tabeli 4. Także i to porównanie wypada zdecydowanie na korzyść metody predykcyjnej.

W stanach dynamicznych zbadano zachowanie się układu napędowego podczas nawrotu silnika z prędkości 50 rad/s na -50 rad/s. Na rysunku 10 przedstawiono przebiegi prędkości, momentu oraz prądu i strumienia fazowego w chwili nawrotu.

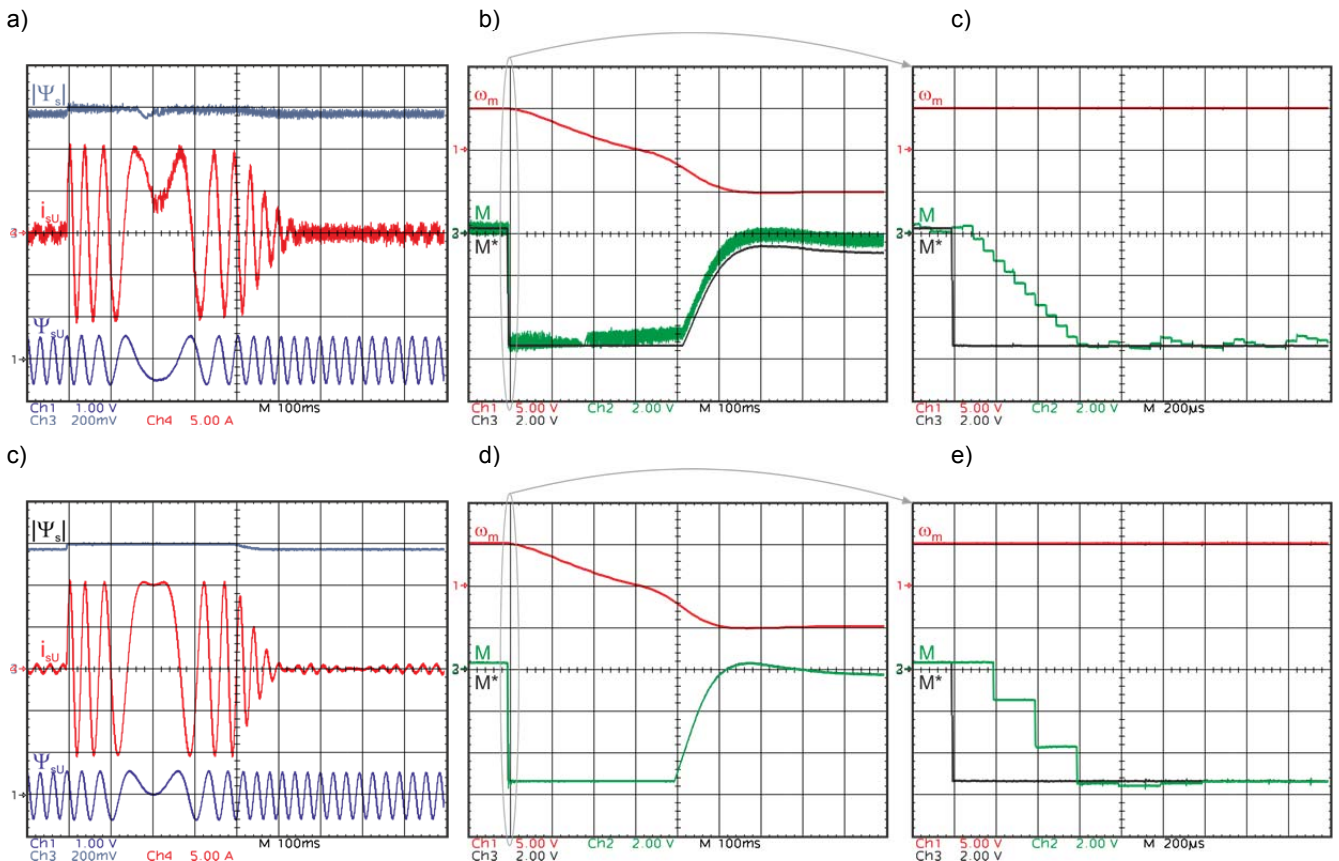
Czas odpowiedzi na skokową zmianę momentu zadanego jest w obu przypadkach, dla metody DTC i DTC-3V, zbliżony, ponieważ obie metody w stanach dynamicznych wykorzystują te same wektory napięcia, generujące najdłuższe wektory pochodnych prądu, a tym samym najszybsze zmiany momentu. Ponadto, jak można zauważyć na rysunkach 10a i 10c, metoda DTC-3V zapewnia pełną kontrolę momentu i strumienia przy prędkościach kątowych bliskich zero. W klasycznej metodzie DTC jest z tym problem, co widać na rysunku 10a.

Tabela 4. Porównanie współczynników THD , tętnień momentu i prądu oraz średniej częstotliwości przełączeń $f_{s(av)}$ przy stałej częstotliwości przełączeń równej 15 kHz

DTC				
ω_m	$f_{s(av)}$	THD	$\Delta I_{(RMS)}$	$\Delta M_{6(RMS)}$
[rad/s]	[kHz]	[%]	[A]	[N·m]
50	15	9,8	0,425	0,272
75	15	9,7	0,447	0,346
DTC-3V				
ω_m	$f_{s(av)}$	THD	$\Delta I_{(RMS)}$	$\Delta M_{6(RMS)}$
[rad/s]	[kHz]	[%]	[A]	[N·m]
50	15	4,7	0,206	0,059
75	15	6,0	0,257	0,119

Podsumowanie

W artykule zaprezentowano nową metodę sterowania silnikiem synchronicznym z magnesami trwałymi z predykcyjnym regulatorem momentu i strumienia. Regulator predykcyjny zaprojektowano tak, aby w każdym stanie pracy przekształtnika (statycznym i dynamicznym) dokonywał wyboru optymalnych wektorów napięcia oraz czasów ich załączeń. Optymalnych, to znaczy takich, które zapewnią minimalny możliwy uchyb regulacji w każdym kroku obliczeń.



Rys.10. Przebiegi czasowe prądu stojana i_U (Ch4 – 2A/dz.), strumienia stojana Ψ_U (Ch3 – 0,5 Wb/dz.), momentu M (Ch1 – 3,33 Nm/dz.) oraz składowej prądu i_{sq} (Ch2 – 1A/dz.) przy sterowaniu DTC (a-c) oraz DTC-3V (c-e) ($\omega=50\text{rad/s}$)

Zastosowanie opisanego regulatora predykcyjnego z modulacją wektorową zapewnia minimalizację tętnień momentu silnika, możliwie niewielki współczynnik zawartości wyższych harmonicznych (THD) oraz stałą częstotliwość przełączeń tranzystorów. Zalety te łączą się z bardzo dobrą dynamiką kształtowania momentu w stanach przejściowych. Wyniki eksperymentów pokazują, że metoda DTC-3V w stanach przejściowych zapewnia szybkość odpowiedzi na skok momentu zadanego porównywalną do standardowej metody DTC.

Praca naukowa finansowana ze środków na badania naukowe Wydziału Elektrycznego Politechniki Białostockiej w ramach pracy S/WE/3/2013.

Autor: dr inż. Rafał Grodzki, Politechnika Białostocka, Katedra Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych, ul. Wiejska 45D, 15-351 Białystok, e-mail: r.grodzki@we.pb.edu.pl.

LITERATURA

- [1] Zawirski K., Sterowanie silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań, 2005
- [2] Takahashi I., Noguchi T.: A New quick – response and high – efficiency control strategy of an induction motor, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, IA-22 (1986), 820-827
- [3] Blaschke F.: Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine. Siemens Forschungs und Entwicklungsberichte, (1972) 184-193.
- [4] Habetler T. G., Divan D. M.: Control strategies for direct torque control using discrete pulse modulation, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27 (1991), n.5, 893-901
- [5] Habetler T. G., Profumo F., Pastorelli M., Tolbert L. M.: Direct torque control of induction machines using space vector modulation, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28 (1992), n.5, 1045-1053
- [6] Świerczyński D., Kaźmierkowski M. P., Blaabjerg F.: DSP based direct torque control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) using space vector modulation (DTC-SVM), 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2002, L'Aquila, Italy, 2002, vol. 3, 723 - 727.
- [7] Świerczyński D., Kaźmierkowski M. P.: Direct torque control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) using space vector modulation (DTC-SVM) - simulation and experimental results, 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON 2002, Sevilla, Spain, 2002, vol.1, 751 - 75.
- [8] Romeral L., Fabrega A., Cusido J., Garcia A., Ortega J.A.: Torque Ripple Reduction in a PMSM driven by Direct Torque Control, Power Electronics Specialist Conference 2008, PESC 2008, 4745 – 4751
- [9] Kang J.K., Seung-Ki Sul D., New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 35 (1999), n.5, 1076-1082
- [10] Hu H., Li Y.: Predictive Direct Torque Control Strategies of Induction Motor Based on Area Voltage Vectors Table, 39th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society IECON 2003, 2684-2689
- [11] Zhu H., Xi Xiao, Li Y., Torque Ripple Reduction of the Torque Predictive Control Scheme for Permanent-Magnet Synchronous Motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59 (2011), n.2, 871-877
- [12] Zhang Y., Zhu J., Xu W.: Predictive Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive with Reduced Switching Frequency, 2010 International Conference on Electrical Machines and Systems ICEMS, 798-803
- [13] Falkowski P., Sikorski A.: Wpływ parametrów maszyny indukcyjnej na predykcyjną regulację momentu i strumienia, *Przegląd Elektrotechniczny*, (2013), nr 9, 19-22.
- [14] Sikorski A.: Bezpośrednia regulacja momentu i strumienia maszyn indukcyjnych, Oficyna Wydawnicza Politechniki Białostockiej, Białystok, 2009.
- [15] Korzeniewski M., Nowe algorytmy bezpośredniej regulacji momentu i strumienia silnika indukcyjnego zasilanego z

- trójpoziomowego przekształtnika DC/AC, Rozprawa doktorska, Politechnika Białostocka, Białystok, 2009
- [16] Grodzki R.: Nowe algorytmy sterowania przekształtnikiem współpracującym z siecią i silnikiem synchronicznym PMSM, Rozprawa doktorska, Politechnika Białostocka, Białystok, 2015
- [17] Grodzki R.: A new predictive DTC strategy for a DC/AC inverter-fed permanent magnet synchronous machine, XV International PhD Workshop, OWD 2013, Wisła, Poland, 2013
- [18] Grodzki R., Sikorski A.: Predictive control of the AC/DC converter, 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, PEMC 2014, Antalya, Turkey, 2014, s. 131-136.
- [19] Grodzki R., Sikorski A.: A New DTC control for PMSM with torque ripple minimization and constant switching frequency, *COMPEL*, 30 (2011), n.3, 1069-1081.
- [20] Hao Zhu, Xi Xiao, Yongdong Li: Torque ripple reduction of the torque predictive control scheme for permanent-magnet synchronous motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59 (2011), n.2, 871-877.
- [21] Zhang Y., Zhu J., Xu W.: Predictive torque control of permanent magnet synchronous motor drive with reduced switching frequency, 2010 International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2010, Incheon, South Korea, 2010, 798-803.
- [22] Rodriguez J., Cortes P., Kennel R., Kaźmierkowski M. P., Model predictive control - a simple and powerful method to control power converters, IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC 2009, Wuhan, China, 2009, 41-49.
- [23] Landsmann P., Stolze P., Kennel R.: Optimal switching time calculation in predictive torque control, 2011 IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, ICPE & ECCE 2011, Jeju, South Korea, 2011, 923 – 930.
- [24] Rodriguez J., et al.: Predictive current control of a voltage source inverter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54 (2007), n.1, 496-503