

Dariusz ŚWIERCZYŃSKI
Marcin ŻELECHOWSKI

UNIWERSALNA STRUKTURA BEZPOŚREDNIEGO STEROWANIA MOMENTEM I STRUMIENIEM DLA SILNIKÓW SYNCHRONICZNYCH O MAGNESACH TRWAŁYCH ORAZ SILNIKÓW ASYNCHRONICZNYCH^{*)}

STRESZCZENIE *W artykule przedstawiono badania eksperymentalne dla uniwersalnej struktury bezpośredniego sterowania momentem i strumieniem dla silników synchronicznym o magnesach trwałych oraz silników asynchronicznych. Omówiono w nim dwie struktury tego sterowania. Pierwsza z nich składa się z histerezo-
wych regulatorów momentu i strumienia oraz tablicy łączeń. W drugiej strukturze zamiast regulatorów histerezo-
wych regulator PI momentu i strumienia a tablice łączeń zastąpiono modulatorem wektorowym. Dzięki tej modyfikacji uzyskano wyższy czas próbkowania oraz stałą częstotliwość łączeń w falowniku napięcia MSI.*

^{*)} Projekt był częściowo finansowany przez KBN (grant nr 8T10A05320), oraz przez subsydia profesorskie FNP.

dr inż. Dariusz ŚWIERCZYŃSKI
e-mail: swierczd@isep.pw.edu.pl

dr inż. Marcin ŻELECHOWSKI
e-mail: zelechom @isep.pw.edu.pl

Politechnika Warszawska,
Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej
Koszykowa 75, 00-662 Warszawa

1. WPROWADZENIE

Metoda bezpośredniego sterowania momentem i strumieniem jest obecnie jedną z najbardziej badanych metod regulacji silników prądu przemiennego. Początkowo została ona zaproponowana dla silników indukcyjnych jako DTC (z ang. Direct Torque Control) [1]. Popularność metoda ta zawdzięcza swoim właściwościom, takim jak: bardzo dobra dynamika momentu i strumienia, brak transformacji współrzędnych, oraz mała ilość parametrów strojenia. Jednak klasyczna metoda DTC posiada również wady, z których najistotniejszą jest zmienna częstotliwość łączeń falownika. Dlatego też dalsze prace badawcze mają na celu znalezienie metody zachowującej pozytywne cechy klasycznej metody DTC przy równoczesnej eliminacji jej wad. Jednym ze sposobów wyeliminowania wad klasycznej metody DTC jest wykorzystanie modulatora wektorowego [2, 3, 4]. Prezentowana w artykule metoda wykorzystuje w swej strukturze modulator wektorowy, przez co zapewniona jest stała częstotliwość łączeń tranzystorów w falowniku, oraz unipolarny kształt napięcia MSI. Daje to również możliwość wykorzystania indywidualnych cech stosowanego modulatora [5, 6, 7].

Równocześnie z rozwojem metod bezpośredniego sterowania momentem i strumieniem w ostatnich latach wzrosło zainteresowanie silnikami synchronicznymi prądu zmiennego ze wzbudzeniem w wirniku od magnesów trwałych (z ang. Permanent Magnet Synchronous Motor - PMSM). Stało się tak za sprawą dużego postępu w technologii wytwarzania magnesów. Zwiększona została ich wydajność przy obniżonych kosztach wykonania. Silniki synchroniczne ze wzbudzeniem od magnesów trwałych w porównaniu z silnikami indukcyjnymi mają większą sprawność energetyczną, są mniejsze i lżejsze oraz posiadają znacznie mniejszy moment bezwładności [8]. Prawdopodobnie w dalszej przyszłości silniki PMSM będą wypierały silniki indukcyjne. Jednak będzie to proces powolny ponieważ silniki indukcyjne są nadal tańsze i powszechnie stosowane. Tak więc w najbliższym czasie oba typy silników będą stosowane równocześnie. Dlatego też celowym wydaje się poszukiwanie uniwersalnej metody sterowania, która mogła by być stosowana w przekształtnikowych układach napędowych dla obu tych silników. Z analizy matematycznej równań opisujących silnik indukcyjny oraz silnik PMSM wynika iż możliwe jest stosowanie tej samej metody sterowania. Jedną z możliwych do wykorzystania jest metoda DTC. Wynika to z zasady działania tej metody, która zostanie dokładnie przedstawiona poniżej.

2. ZASADA BEZPOŚREDNIEGO STEROWANIA MOMENTEM I STRUMIENIEM SILNIKÓW PRĄDU PRZEMIENNEGO

Ogólna zależność na moment elektromagnetyczny rozwijany przez silnik prądu przemiennego wyraża się następującym wzorem [9]:

$$m_e = \frac{3}{2} p_b \operatorname{Im}(\Psi_s^* \cdot i_s) \quad (1)$$

W wirującym układzie współrzędnych (x - y) związanym ze strumieniem wirnika zależność ta przyjmuje postać:

$$m_e = \frac{3}{2} p_b \operatorname{Im}(\Psi_{sx} \cdot i_{sy} - \Psi_{sy} \cdot i_{sx}) \quad (2)$$

Wychodząc z powyższego równania i wykonując odpowiednie przekształcenia matematyczne otrzymujemy następujący wzór na moment elektromagnetyczny:

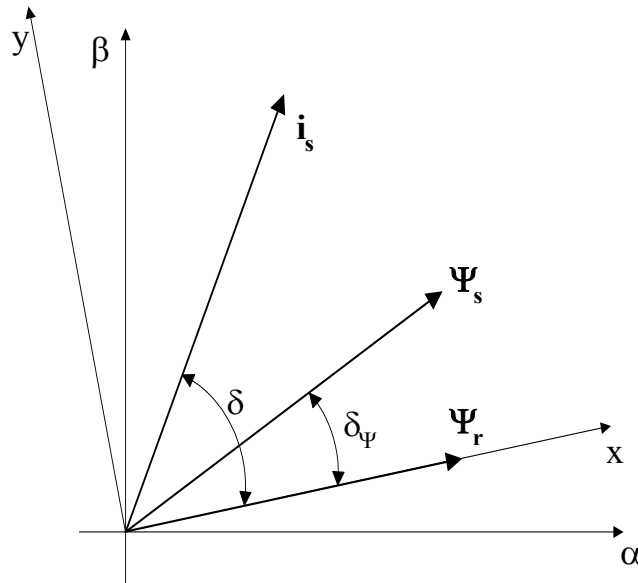
$$m_e = k_m \Psi_r \Psi_s \sin \delta_\Psi \quad (3)$$

Jak widać z powyższego wzoru moment elektromagnetyczny wytwarzany przez silnik jest zależny od amplitudy strumienia stojana, amplitudy strumienia wirnika oraz od kąta pomiędzy wektorami tych strumieni. Rysunek 1 ilustruje wzajemne położenie wektorów strumieni stojana i wirnika w silniku. Widoczny jest tu również kąt δ_Ψ pomiędzy wektorami strumieni zwany kątem obciążenia.

Zależność (3) obowiązuje zarówno dla silnika indukcyjnego jak i dla silnika PMSM. Dla silnika PMSM jako strumień wirnika rozumiany jest strumień magnesów trwałych. Różnica pomiędzy dwoma typami silników polega na innej wartości stałej k_m , która zależna jest od rodzaju silnika i jego parametrów.

Ze wzoru (3) wynika że regulacji momentu możemy dokonywać poprzez zmianę kąta δ_Ψ , który ze względu na znacznie dłuższy czas odpowiedzi wek-

torą strumienia wirnika na zmianę przyłożonego wektora napięcia możemy zmieniać poprzez regulację położenia wektora strumienia stojana.



Rys.1. Wykres wektorowy prądu i strumieni.

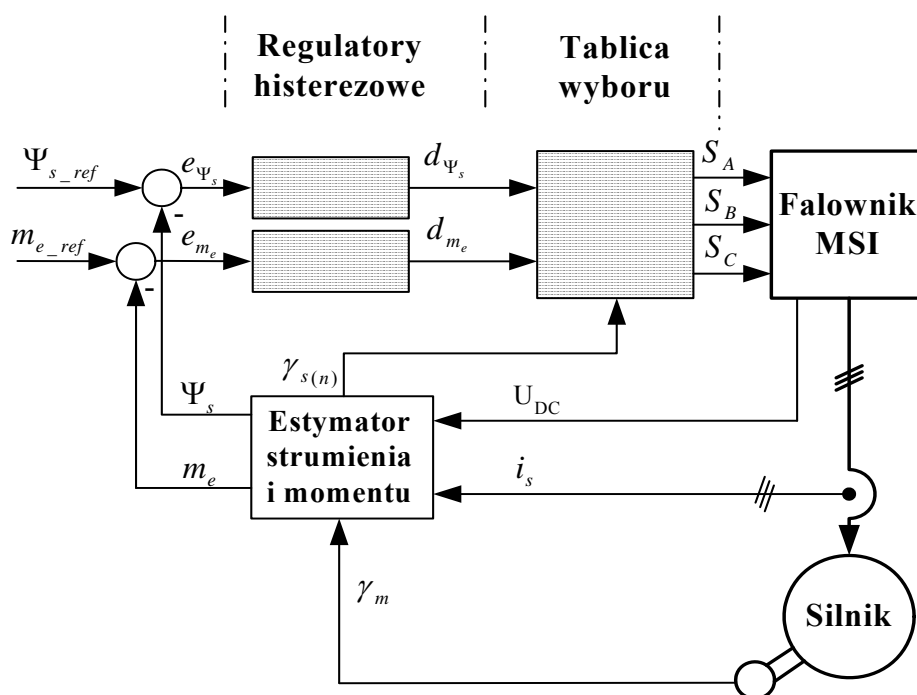
Natomiast strumień stojana, przy pominięciu spadku napięcia na rezystancji stojana jest całką z napięcia przyłożonego do silnika. Przez co możliwe jest sterowanie strumieniem stojana poprzez przyłożenie odpowiedniego wektora napięcia. Istnieje wiele sposobów wyznaczania zadanego wektora napięcia, dlatego też mamy do czynienia z wieloma metodami bezpośredniego sterowania momentem i strumieniem.

3. KLASYCZNA METODA BEZPOŚREDNIEGO STEROWANIA MOMENTEM I STRUMIENIEM

Struktura klasycznej metody bezpośredniego sterowania została przedstawiona na rysunku 2. W sterowaniu tym zadane wartości momentu i strumienia porównywane są z wartościami estymowanymi. Uchyby podawane są na regulatory histerezowe. Na podstawie cyfrowych sygnałów z regulatorów oraz informacji o sektorze w jakim aktualnie znajduje się wektor strumienia stojana z tablicy wybierany jest odpowiedni wektor napięcia. Tablica wyboru konstruo-

wana jest w wyniku przeprowadzenia analizy dla każdego z sektorów i rozpatrzeniu przypadków konieczności zwiększania lub zmniejszania momentu i strumienia stojana.

Metoda ta ze względu na wykorzystywanie regulatorów histerezywych wymaga wysokiej częstotliwości próbkowania, oraz pracuje ze zmienną częstotliwością łączeń tranzystorów w falowniku.



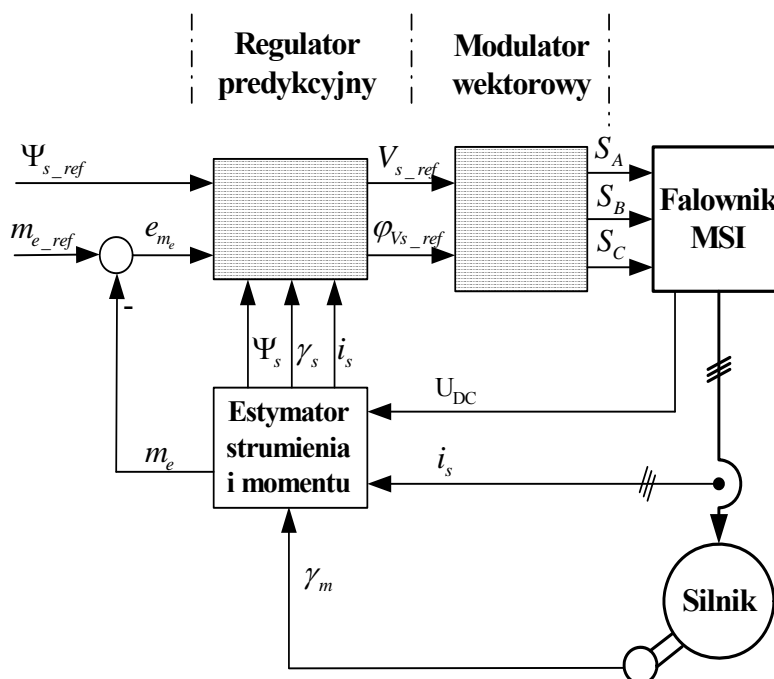
Rys.2. Struktura klasycznej metody bezpośredniego sterowania momentem i strumieniem.

4. UNIWERSALNA STRUKTURA STEROWNIA MOMENTEM I STRUMIENIEM

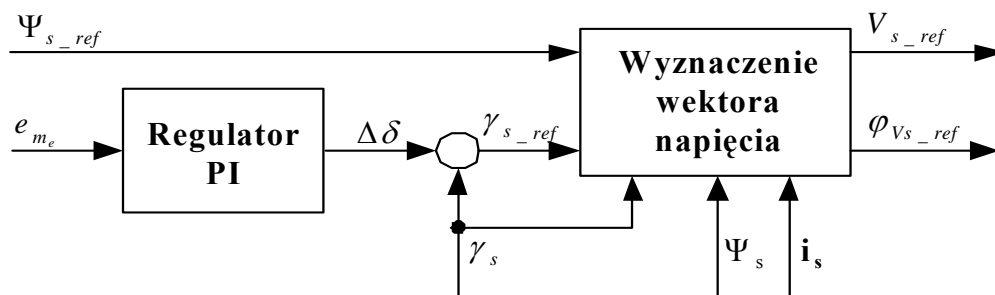
Prezentowana metoda sterowania wywodzi się z klasycznego podejścia do bezpośredniego sterowania momentem i strumieniem. Regulatory histerezywe zastąpiono regulatorem predykcyjnym, a tablice wyboru modulatorem wektorowym [10]. Metoda ta zaliczana jest do metod określaných jako DTC-SVM (z ang. Direct Torque Control Space Vector Modulation).

W proponowanym sterowaniu, pokazanym na rys.3 błąd momentu oraz zadana wartość strumienia stojana podawane są na regulator predykcyjny. Dodatkowo wykorzystuje on informacje o aktualnej amplitudzie i położeniu

wektora strumienia oraz o prądzie stojana. Regulator predykcyjny generuje zadany wektor napięcia w współrzędnych polowych $v_{ref} = [V_{ref}, \varphi_{Vref}]$. Tak zadany wektor napięcia jest realizowany przez modulator wektorowy.



Rys.3. Schemat blokowy uniwersalnej struktury sterowania.



Rys.4. Regulator predykcyjny.

Rysunek 4 przedstawia schemat regulatora predykcyjnego. Sygnałami wejściowymi są zadana amplituda strumienia stojana Ψ_{s_ref} , oraz uchyb momentu e_{m_e} . Zależność pomiędzy błędem momentu a przyrostem kąta obciążenia $\Delta\delta$ jest nieliniowa. Dlatego też zastosowano regulator PI, który generuje przyrost kąta obciążenia wymagany do zminimalizowania uchybu pomiędzy momentem aktualnym m_e a zadany m_{e_ref} .

Do wyznaczenia zadanego wektora napięcia $v_{ref} = [V_{ref}, \varphi_{Vref}]$ wykorzystywane są sygnały: aktualna amplituda strumienia stojana Ψ_s , położenie wektora strumienia stojana γ_s , wektor prądu stojana i_s , rezystancja stojana r_s , oraz sygnału $\Delta\delta$. Obliczeń dokonujemy według wzorów:

$$V_{ref} = \sqrt{v_{s\alpha_ref}^2 + v_{s\beta_ref}^2} \quad (4)$$

$$\varphi_{Vref} = \arctan \frac{v_{s\beta_ref}}{v_{s\alpha_ref}} \quad (5)$$

gdzie:

$$v_{s\alpha_ref} = \frac{\Psi_{s_ref} \cos(\gamma_s + \Delta\delta) - \Psi_s \cos\gamma_s}{T_s} + r_s i_{s\alpha} \quad (6)$$

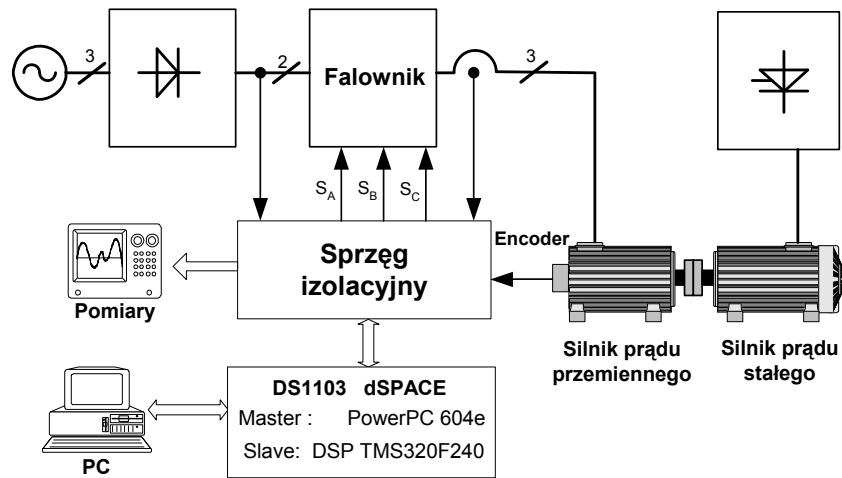
$$v_{s\beta_ref} = \frac{\Psi_{s_ref} \sin(\gamma_s + \Delta\delta) - \Psi_s \sin\gamma_s}{T_s} + r_s i_{s\beta} \quad (7)$$

T_s - czas próbkowania.

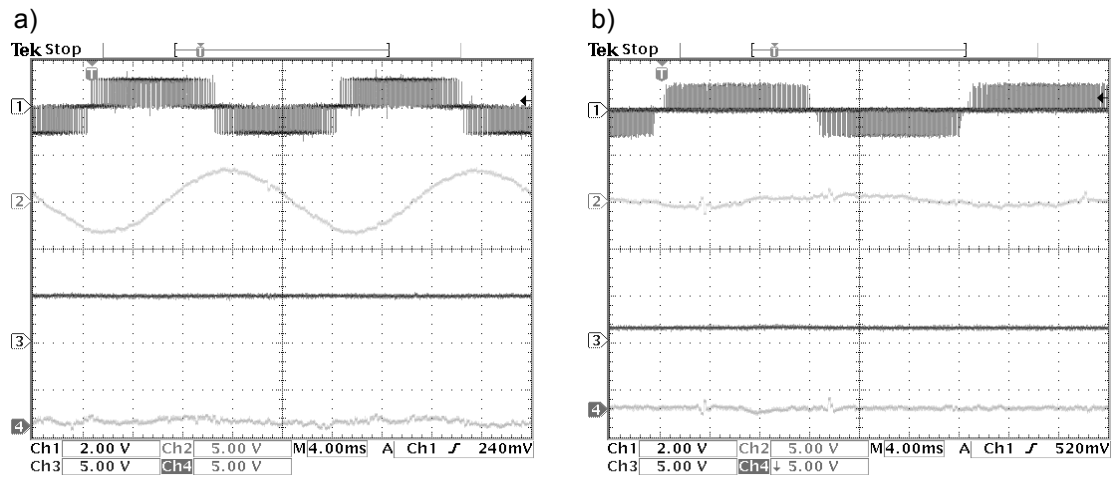
5. BADANIA EKSPERYMENTALNE

Do eksperymentalnej weryfikacji proponowanego rozwiązania, zastosowania tej samej metody do dwóch różnych typów silników wykorzystane zostało stanowisko laboratoryjne (rys.10.) oparte o kartę sterującą DS1103, firmy dSpace. Schemat blokowy tego stanowiska przedstawia rys.10. Szczegółowy opis techniczny stanowiska można znaleźć w [11]. W stanowisku wymiennie stosowane były zestawy maszynowe złożone z badanego silnika i obciążenia.

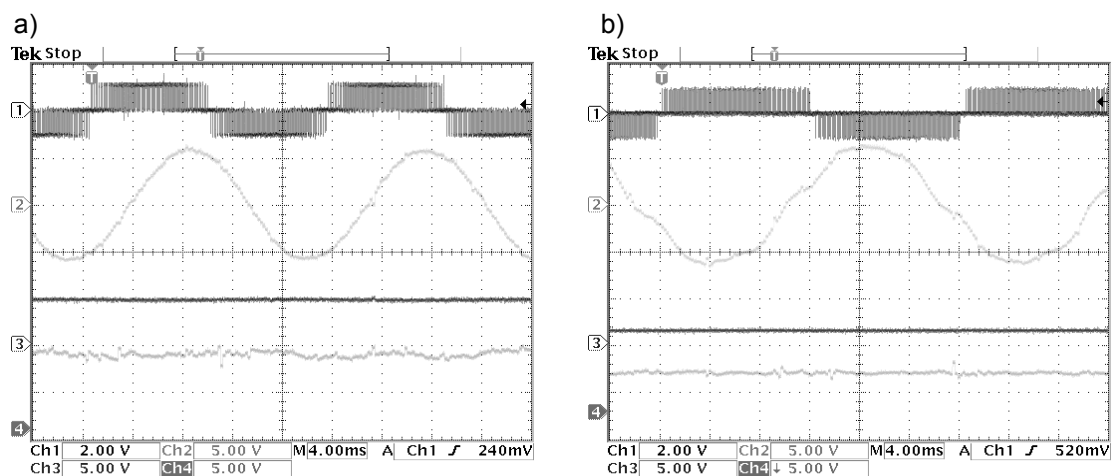
Rysunki 11-15 przedstawiają wyniki badań eksperymentalnych, odpowiednio a) dla silnika indukcyjnego, oraz b) dla silnika PMSM. Praca w stanie ustalonym pokazana jest na rys.11 i 12. Odpowiednio w stanie biegu jałowego i przy obciążeniu. Zauważyć tutaj należy, że w stanie jałowym prąd płynący w silniku synchronicznym jest znacznie mniejszy od wartości prądu w silniku asynchronicznym.



Rys.10. Schemat blokowy stanowiska laboratoryjnego.

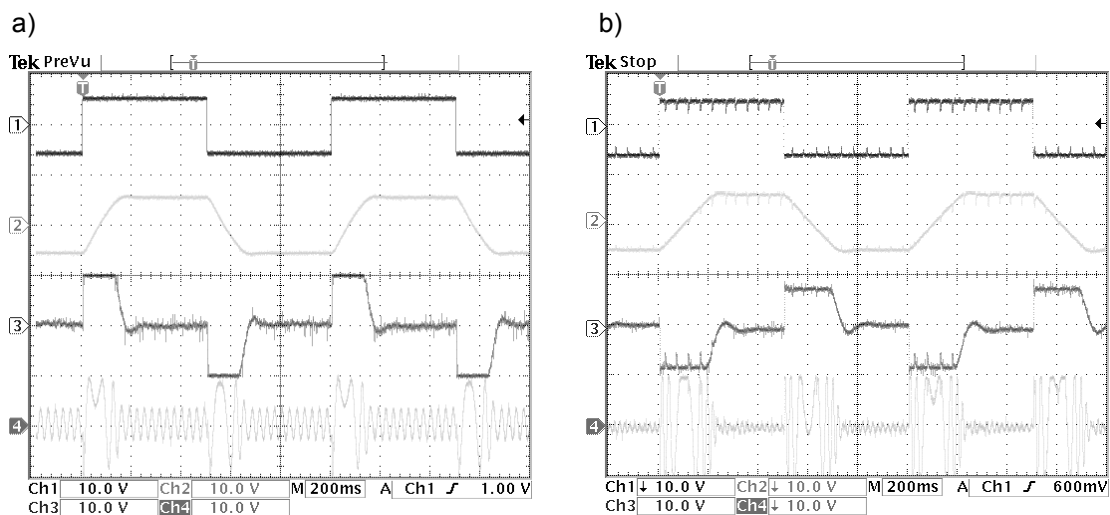


Rys.11. Stan ustalony, Od góry: napięcie międzyfazowe, prąd fazowy, amplituda strumień stojana, estymowany moment w silniku.

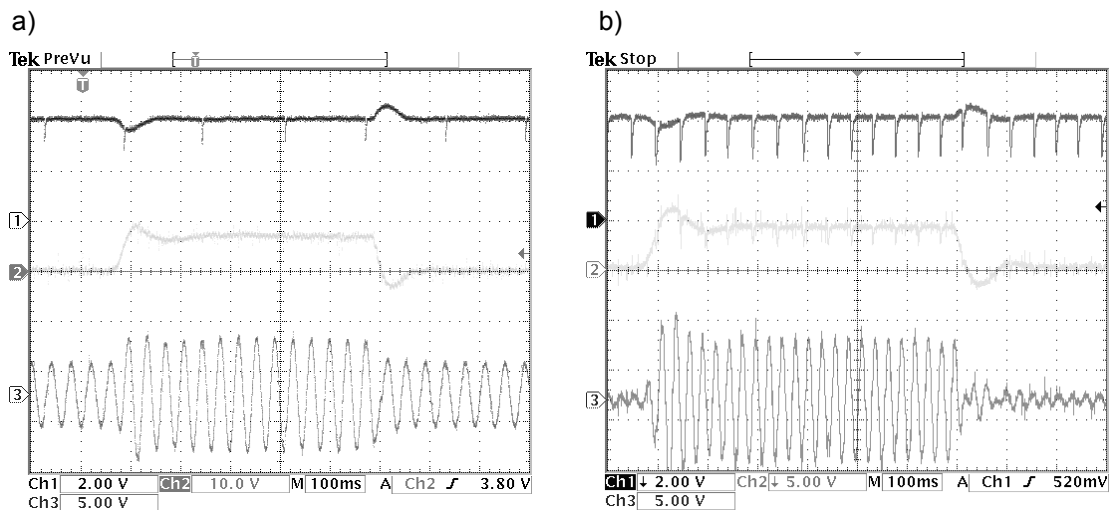


Rys.12. Stan ustalony, Obciążenie połowa znamionowego: Od góry: napięcie międzyfazowe, prąd fazowy, amplituda strumień stojana, estymowany moment w silniku.

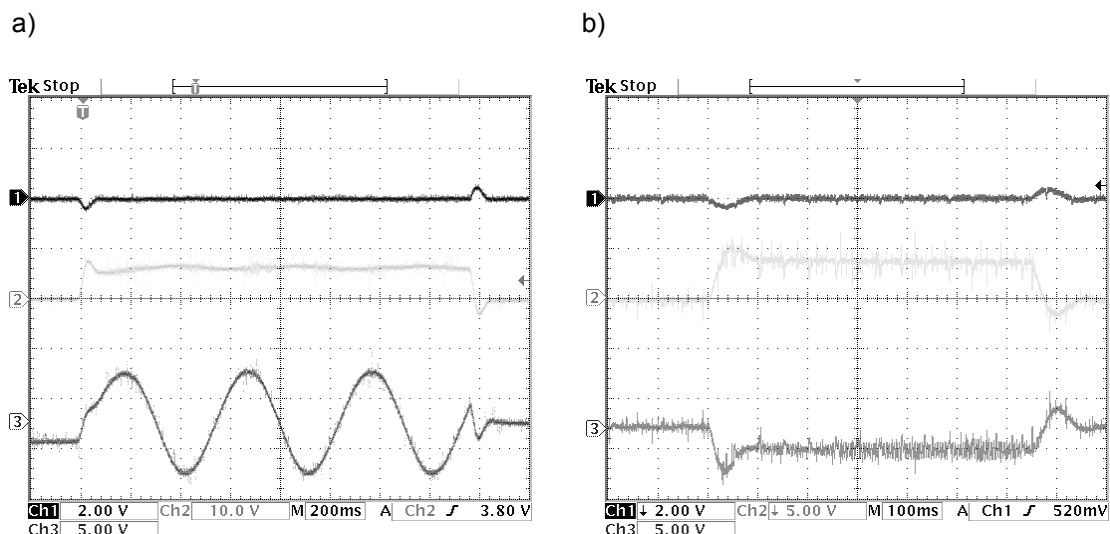
Właściwości dynamiczne pętli regulacji prędkości zostały przedstawione na rys.13. Widzimy tu odpowiedź prędkości mechanicznej silnika na skokowe zmiany wartości zadanej.



Rys.13. Skokowa zmiana zadanej prędkości, Od góry: prędkość zadana, prędkość rzeczywista, moment silnika, prąd fazowy.



Rys.14. Skokowa zmiana momentu obciążenia , Od góry: prędkość silnika, moment estymowany w silniku, prąd fazowy.



Rys.15. Skokowa zmiana momentu obciążenia przy prędkości zero. Od góry: prędkość silnika, moment estymowany w silniku, prąd fazowy.

Na rysunku 14 i 15 widzimy zachowanie układu napędowego przy skokowej zmianie momentu obciążenia. Badania wykonane zostały dla znamionowej (rys.14) i dla zerowej prędkości (rys.15). Charakterystyczne jest zachowanie układu przy prędkości zerowej. W silniku indukcyjnym przy obciążeniu płynie prąd sinusoidalny, natomiast w silniku PMSM prąd stały. Takie zachowanie jest w pełni zgodne z zasadą działania obu silników. Widzimy jednak iż układ sterowania w obu przypadkach działa poprawnie ponieważ jest utrzymywana zadana wartość prędkości.

3. WNIOSKI

Z przeprowadzonej analizy równań opisujących silniki indukcyjny i PMSM wynika iż możliwe jest znalezienie wspólnej metody sterowania. Kierunek takich prac wydaje się słuszny ze względu na równoczesne wykorzystywanie w najbliższym czasie obu typów silników. Stosowanie tego typu metod sterowania umożliwi zasilanie silników indukcyjnych jak i silników synchronicznych o magnesach trwałych z tych samych przemienników częstotliwości. Prezentowana metoda sterowania spełnia to założenie. Świadczą o tym prezentowane wyniki badań eksperymentalnych, które potwierdzają słuszność podejścia w obu przypadkach.

LITERATURA

1. Takahashi I., Noguchi T., "A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction machine", IEEE Trans. on Industrial Application, vol. IA-22, no.5, Sept./Oct. 1986, pp.820-827.
2. Grabowski P.Z., *Bezpośrednie sterowanie momentem i strumieniem silnika indukcyjnego klatkowego z wykorzystaniem modulatora wektorowego*, Przegląd Elektrotechniczny, R. LXX Z 2/2000.
3. M. Fu, L. Xu, "A novel sensorless control technique for permanent magnet synchronous motor (PMSM) using digital signal processor", NEACON, 1997, Dayton, Ohio, July, pp. 14 – 17.
4. M. Fu, L. Xu, "A sensorless direct torque control technique for permanent magnet synchronous motors", IEEE, 1999, p. 159 – 164.
5. V. Blasko, "Analysis of Hybrid PWM Based on Modified Space-Vector and Triangle-Comparison Methods", in IEEE Trans. on Industry Application, Vol.33, no.3, pp.756-764, May/June, 1997.
6. A. M. Hava, R. J. Kerkman, T. A. Lipo, "A High Performance Generalized Discontinuous PWM Algorithm", in IEEE Trans. on Industry Application, Vol.34, no.5, pp.1059-1071, September/October, 1998.
7. J. Holtz, "Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion", in Proceedings of the IEEE, vol. 82, no. 8, August, pp. 1194-1214, 1994.
8. Yaskawa manual: *Variable Speed Drive VS-686SS5 Saves More Energy Compared with Conventional Inverter Drives*, <http://www.yaskawa.co.jp>
9. M. P. Kaźmierkowi, H. Tunia, *Automatic Control of Converter-Fed Drives*, ELSEVIER, 1994.
10. Dariusz Świerczyński, Marian P. Kaźmierkowski "Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) Using Space Vector Modulation (DTC-SVM)", XXXVIII Sympozjum Maszyn Elektrycznych, Cedzyna k. Kielc, pp. 245-254, 2002.
11. M. Angielczyk, M. Malinowski, D. Świerczyński, „Stanowisko laboratoryjne oparte o kartę DSP do sterowania prostownikiem PWM oraz silnikiem PMSM zasilanym z falownika PWM”, Kamień Śląski 2000, Międzynarodowe XII Sympozjum Mikromaszyny i Serwonapędy, str. 480-487.

Rękopis dostarczono, dnia 21.10.2002 r.

Opiniował: Jarosław Zadrożny (jr), Jan Zawilak

UNIVERSAL STRUCTURE DIRECT TORQUE CONTROL
FOR SYNCHRONOUS PERMANENT MAGNET
AND ASYNCHRONOUS MOTORS

Dariusz ŚWIERCZYŃSKI¹⁾, Marcin ŻELECHOWSKI²⁾

ABSTRACT *This paper presents digital signal processor (DSP) based direct torque control scheme using space vector modulation (DTC-SVM) for permanent magnet synchronous motor (PMSM) and induction motor drives. The mathematical analysis of motor shows that the increase of electromagnetic torque is proportional to the increase of the angle between the stator and rotor flux linkages and therefore fast torque response can be obtain by increasing the rotating speed of the stator flux linkage as fast as possible. The presented control strategy DTC-SVM is implemented in software of the DS1103 board. Simulations and experimental results well demonstrate the effectiveness of the proposed control scheme for both motors.*

¹⁾ Ph.D. Warsaw University of Technology, Institute of Control and Industrial Electronics, Koszykowa 75 00-662 Warsaw, tel. (0-22) 6605485, fax: (0-22)6256633, e-mail: swierczd@isep.pw.edu.pl

²⁾ Ph.D. Warsaw University of Technology, Institute of Control and Industrial Electronics, Koszykowa 75, 00-662 Warsaw, tel. (0-22) 6605485, fax: (0-22)6256633, e-mail: zelechom@isep.pw.edu.pl