

## PROSTY SPOSÓB OPTYMALIZACJI PARAMETRYCZNEJ W METODZIE FOC DLA SILNIKA INDUKCYJNEGO

### STRESZCZENIE

W artykule przedstawiono standardową strukturę układu sterowania połowo zorientowanego (FOC) regulacji prędkości silnika indukcyjnego zasilanego z falownika napięcia. Zaprezentowano prostą metodę doboru regulatorów prądów i prędkości (typu PI). Zamieszczono wyniki badań symulacyjnych.

**Słowa kluczowe:** silnik indukcyjny, falownik napięcia, sterowanie połowo zorientowane (FOC), optymalizacja parametryczna, regulacja prędkości kątowej

### SIMPLE METHOD OF PARAMETERS OPTIMIZATION IN FIELD ORIENTATED CONTROL (FOC) OF INDUCTION MOTOR

Standard structure of field orientated control (FOC) system of induction motor is presented. Simple method of parameters selection of currents and speed controller (type PI) are proposed. Simulation result of this control system are discussed.

**Keywords:** induction motor, voltage source inverter, field orientated control (FOC), angular speed control, parameter optimization

## 1. WPROWADZENIE

Silniki indukcyjne stały się najpopularniejszym elementem wykonawczym

w zautomatyzowanych procesach technologicznych. Rozwój energoelektroniki w ostatnich latach pozwolił na stosowanie coraz doskonalszych metod sterowania tymi silnikami. Jedną

z tych metod jest sterowanie połowo zorientowane [5]. Takie sterowanie często jest oznaczane skrótem FOC (*field orientated control*). Ideą takiego sterowania jest wpływ nie tylko na amplitudy wektorów przestrzennych, ale również na ich fazę.

Artykuł prezentuje uproszczoną metodę optymalizacji parametrycznej w standardowej strukturze regulacji FOC silnikiem indukcyjnym. Wprowadzane uproszczenia dotyczą modelu matematycznego, które sprowadzają ten nieliniowy model do postaci transmitancyjnej. Dzięki takiemu podejściu można stosować standardowe kryteria doboru parametrów regulatorów (kryterium modułowe lub symetryczne).

W celu sprawdzenia poprawności zaproponowanej metody doboru parametrów regulatorów przeprowadzono badania symulacyjne w środowisku MATLAB-SIMULINK.

## 2. STEROWANIE POŁOWO ZORIENTOWANE (FOC) Z FALOWNIKIEM NAPIĘCIA

Jedną z metod sterowania wektorowego jest sterowanie połowo zorientowane FOC. Metoda ta polega na rozpatrywaniu zależności opisujących maszynę asynchroniczną [2, 3, 5, 10] w układzie wirujących współrzędnych prostokątnych  $d, q$  [5].

Model matematyczny silnika indukcyjnego zasilanego z falownika napięcia został przyjęty zgodnie z [5]

$$\left. \begin{aligned} \frac{u_{Sd}}{R_S} &= i_{Sd} + (1-\sigma)T_S \frac{di_{mR}}{dt} + \sigma T_S \left( \frac{di_{Sd}}{dt} + i_{Sq} \omega_{mR} \right) \\ \frac{u_{Sq}}{R_S} &= i_{Sq} + (1-\sigma)T_S i_{mR} \omega_{mR} + \sigma T_S \left( \frac{di_{Sq}}{dt} + i_{Sd} \omega_{mR} \right) \\ i_{Sd} &= T_R \frac{di_{mR}}{dt} + i_{mR} \\ \omega_{mR} &= \frac{d\rho}{dt} = \omega + \frac{i_{Sq}}{T_R i_{mR}} \\ J \frac{d\omega}{dt} &= M_e - M_m \\ \frac{d\alpha}{dt} &= \omega \end{aligned} \right\} (1)$$

gdzie moment elektryczny wynosi

$$M_e = K \cdot i_{mR} \cdot i_{Sq} \quad (2)$$

a współczynnik

$$K = \frac{2}{3} p_b (1-\sigma) L_S \cdot$$

\* Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie, Wydział EAIiE, Katedra Automatyki Napędu i Urządzeń Przemysłowych

W zależnościach (1) i (2) wykorzystano następujące oznaczenia:

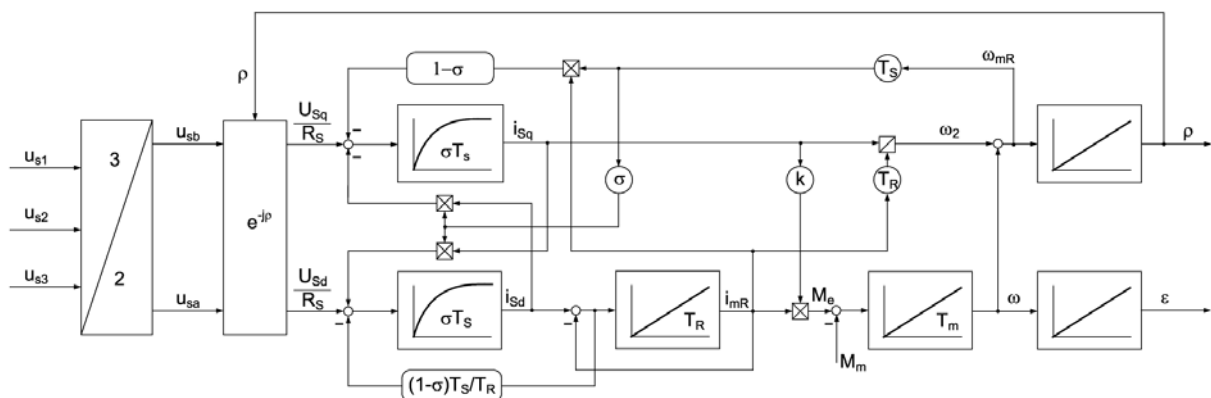
- $u_S$  – wektor przestrzenny napięcia stojana,
- $u_{S\alpha}, u_{S\beta}$  – część rzeczywista i urojona wektora napięcia stojana  $u_S$  zapisanego w nieruchomym układzie współrzędnych,
- $u_{Sd}, u_{Sq}$  – podłużna i poprzeczna składowa wektora napięcia stojana zapisanego w ruchomym układzie współrzędnych,
- $i_S$  – wektor przestrzenny prądu stojana,
- $i_{S\alpha}, i_{S\beta}$  – część rzeczywista i urojona wektora prądu stojana  $i_S$  zapisanego w nieruchomym układzie współrzędnych,
- $i_{Sd}, i_{Sq}$  – podłużna i poprzeczna składowa wektora prądu stojana zapisanego w ruchomym układzie współrzędnych,
- $R_{S1} = R_{S2} = R_{S3} = R_S$  – rezystancja uzwojeń stojana,
- $\Psi_{S1}, \Psi_{S2}, \Psi_{S3}$  – strumienie magnetyczne stojana skojarzone odpowiednio z fazą 1, 2, 3 stojana,
- $i_R$  – wektor przestrzenny prądu wirnika,
- $i_{mR}$  – prąd magnesujący,
- $\dot{i}_{mR}$  – wektor przestrzenny prądu magnesującego,
- $R_{R1} = R_{R2} = R_{R3} = R_R$  – rezystancja uzwojeń wirnika,
- $\Psi_{R1}, \Psi_{R2}, \Psi_{R3}$  – strumienie magnetyczne stojana skojarzone odpowiednio z fazą 1, 2, 3 wirnika,
- $p_b$  – liczba par biegunów,
- $L_R, L_S, L_m$  – indukcyjność wirnika, stojana, magnesująca (wzajemna),
- $T_R, T_S$  – stała czasowa wirnika, stojana,
- $\alpha, \gamma, \delta$  – kąt obrotu wirnika, przesunięcia uzwojeń, obciążenia,
- $\xi$  – kąt pomiędzy osią stojana a wektorem prądu  $i_S$ ,

- $\rho$  – kąt pomiędzy osią stojana a wektorem strumienia wirnika,
- $\sigma$  – całkowity współczynnik rozproszenia,
- $\sigma_R, \sigma_S$  – współczynnik rozproszenia wirnika oraz stojana,
- $\omega$  – prędkość kątowna silnika,
- $\omega_1, \omega_2$  – pulsacja synchroniczna, poślizgu,
- $\omega_{mR}$  – pulsacja prądu magnesującego,
- $M_e, M_m$  – moment elektryczny oraz mechaniczny (obciążenia),
- $s$  – poślizg względny,
- $s_K$  – względny poślizg krytyczny,
- $K_{fN}$  – wzmocnienie napięciowe falownika,
- $T_f$  – stała czasowa falownika (opóźnienie).

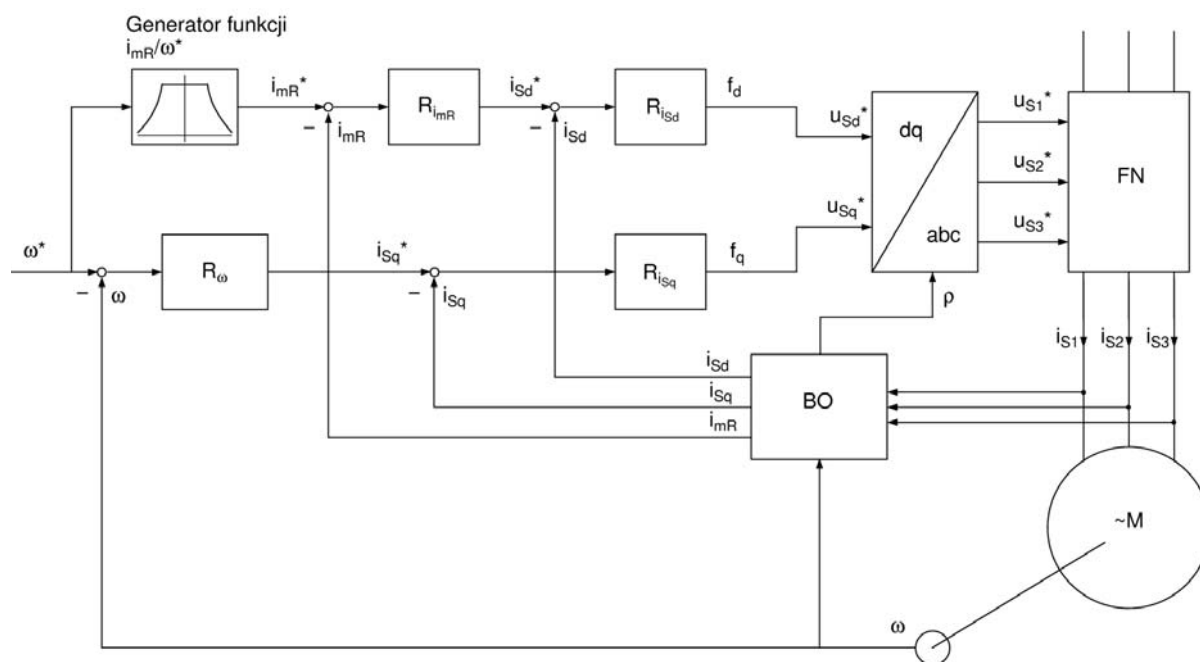
Przyjmując kierunek osi  $d$ , który pokrywa się z kierunkiem wektora strumienia magnetycznego silnika (a tym samym z kierunkiem wektora prądu magnesującego  $i_{mR}$ ) i zakładając stałą wartość prądu magnesującego  $i_{mR}$ , to zgodnie z powyższym modelem (rys. 1) moment elektryczny  $M_e$  może być sterowany przez zadawanie wartości składowej  $i_{Sq}$  prądu stojana. Zgodnie z zależnością (2) przy stałym polu magnetycznym w maszynie moment elektryczny zależy liniowo od składowej  $i_{Sq}$ , a więc podobnie jak w przypadku silnika obcowzbudnego prądu stałego, w którym przy stałym prądzie wzbudzenia moment zależy liniowo od prądu twornika. W celu uzyskania składowej  $i_{Sd}$  określającej strumień magnetyczny oraz składowej  $i_{Sq}$  określającej moment elektryczny należy dysponować wartością chwilową kąta  $\rho$  położenia wektora strumienia magnetycznego. Informację o pozycji strumienia wirnika uzyskuje się najczęściej za pomocą układów wyliczających składowe wektora strumienia na podstawie prędkości kątowej i prądów fazowych maszyny.

Sterowanie momentem elektrycznym w przypadku układu regulacji FOC opiera się na zależności (2), a schemat blokowy realizujący rozważane sterowanie przedstawiono na rysunku 2.

Z uwagi na to, że regulacja momentu odbywa się na podstawie składowych prądu stojana określonych we współrzędnych  $d, q$ , w układzie sterowania muszą zostać zastosowane bloki obliczeniowe realizujące transformacje Clarke'a i transformacje Parka.



Rys. 1. Schemat blokowy modelu matematycznego silnika indukcyjnego zasilanego z falownika napięcia (FN)



Rys. 2. Schemat blokowy realizujący sterowanie FOC z falownikiem napięcia

Blok obliczeniowy BO na podstawie prądów fazowych  $i_{S1}$ ,  $i_{S2}$  oraz prędkości kątovej  $\omega$  wylicza wartości prądów  $i_{S\alpha}$  i  $i_{S\beta}$  oraz prądu magnesującego  $i_{mR}$ . W tym celu dokonywana jest transformacja Clarke'a:

$$\begin{aligned} i_{S\alpha}(t) &= i_{S1}(t) \\ i_{S\beta}(t) &= \frac{1}{\sqrt{3}}i_{S1}(t) + \frac{2}{\sqrt{3}}i_{S2}(t) \end{aligned} \quad (3)$$

oraz transformację Parka:

$$\begin{aligned} i_{Sd} &= i_{S\alpha} \cos \rho + i_{S\beta} \sin \rho \\ i_{Sq} &= i_{S\alpha} \sin \rho + i_{S\beta} \cos \rho \end{aligned} \quad (4)$$

W układzie z rysunku 2 zastosowane zostały dwa regulatory składowych prądu  $i_{Sd}$  i  $i_{Sq}$ . Mimo iż zmiana jednej ze składowych wektora napięcia  $u_{S\alpha}$  i  $u_{S\beta}$  stojana wpływa jednocześnie na obie składowe wektora prądu stojana, to zastosowane regulatory prądów  $i_{Sq}$  i  $i_{Sd}$  zapewniają wymagane odsprężenie w stanach dynamicznych [5]. Z tego względu zrezygnowano z bloku odsprężającego sygnały na podstawie równań napięciowych modelu (1).

Zadany prąd  $i_{mR}^*$  obliczany jest na podstawie wartości zadanej pulsacji  $\omega^*$  w bloku osłabiania pola – generator funkcji  $i_{mR}/\omega^*$ . W zakresie od  $\omega^* = 0$  do  $\omega^* = \omega_N$  zadawana jest stała wartość prądu  $i_{mR}$ , wyliczona na podstawie równania

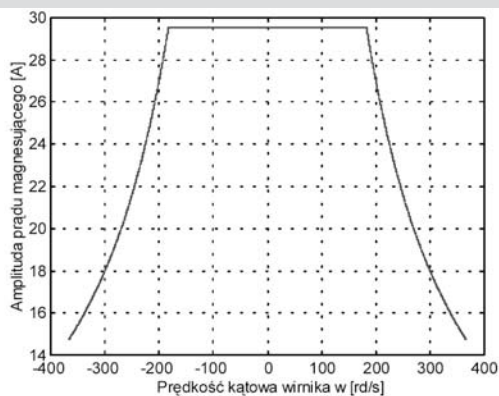
$$I_{mR} = \frac{\sqrt{2}U_{SN}}{\sqrt{R_S^2 + (2\pi f_{1N}L_S)^2}} \quad (5)$$

Dla prędkości większych od znamionowej  $\omega_N$  konieczne jest osłabianie strumienia skojarzonego wirnika [13] zgodnie z warunkiem:

$$\left| \omega^* \right| > \left| \omega_N \right| \quad i_{mR}^* = I_{mR} \frac{\left| \omega_N \right|}{\left| \omega^* \right|} \quad (6)$$

$$\left| \omega^* \right| \leq \left| \omega_N \right| \quad i_{mR}^* = I_{mR}$$

Na rysunku 3 została przedstawiona przykładowa charakterystyka osłabiania pola silnika indukcyjnego.

Rys. 3. Charakterystyka prądu  $i_{mR}$  w funkcji prędkości kątovej  $\omega^*$ 

### 3. OPTIMALIZACJA PARAMETRYCZNA UKŁADU REGULACJI – METODA FOC

W celu doboru parametrów podzielono schemat układu na poszczególne tory regulacji prądów i prędkości.

Uproszczony schemat układu regulacji prądu  $i_{Sq}$  przedstawiono na rysunku 4 (dla prądu  $i_{Sd}$  schemat układu regulacji jest identyczny). Korzystając z warunku  $T_f < \sigma T_S$ , gdzie  $T_S$  jest dominującą stałą czasową, skorzystano z kryterium modułowego [4] i wyznaczono wartości nastaw regulatora prądu:

$$T_{RI} = \sigma T_S$$

$$K_{RI} = \frac{\sigma T_S R_S}{2T_f} \quad (7)$$

Wówczas transmitancja układu zamkniętego wynosi

$$G_{ZI}(s) = \frac{1}{Y(2T_f^2 s^2 + 2T_f s + 1)} \quad (8)$$

Dla obwodu regulacji prądu  $i_{mR}$  schemat regulacji przedstawiono na rysunku 5. Z warunku  $T_R > T_S > T_f$  wynika, że stała czasowa falownika jest tak mała w porównaniu z pozostałymi stałymi czasowymi obwodu regulacji, że można aproksymować transmitancję  $G_{ZI}$  obwodu regulacji prądu  $i_{sq}$  układem inercyjnym I rzędu, tak jak przedstawiono to na rysunku 6.

Korzystając z kryterium modułowego, wyznaczono parametry regulatora prądu  $i_{mR}$ :

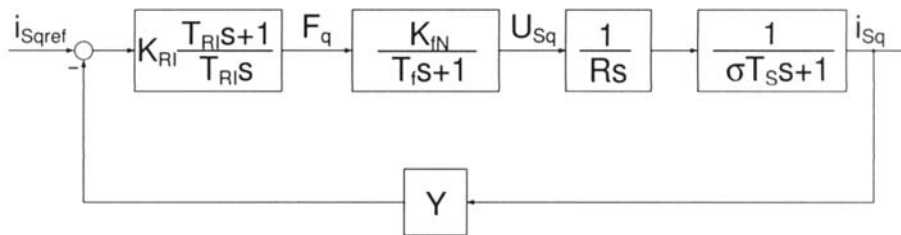
$$T_{RP} = T_R$$

$$K_{RP} = \frac{T_R}{4T_f} \quad (9)$$

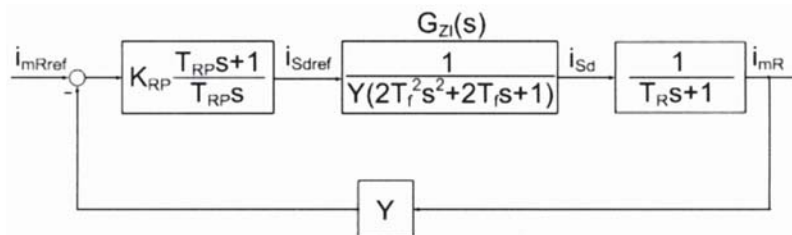
Natomiast tor regulacji prędkości pokazano na rysunku 7. Tu również aproksymowano obwód regulacji prądu  $i_{sq}$  transmitancją układu inercyjnego I rzędu, co przedstawiono na rysunku 8. Założono przy tym, że prędkość  $\omega$  zmienia się najwolniej ze wszystkich sygnałów, dlatego sygnał  $i_{mR}$  uzyska wartość ustaloną znacznie wcześniej niż  $\omega$ , więc można przyjąć, że  $i_{mR}(t) = i_{mR}$ , tak jak to pokazano na rysunkach 7 i 8. Korzystając z kryterium symetrycznego [4] wyznaczono nastawy regulatora prędkości:

$$T_{R\omega} = 8T_f$$

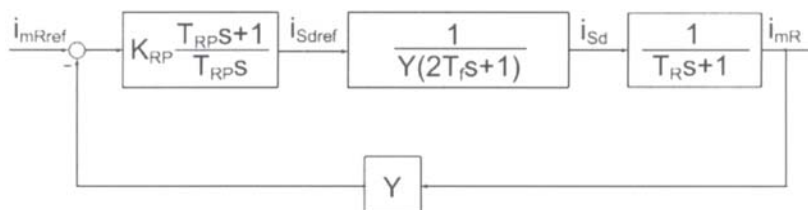
$$K_{R\omega} = \frac{J \cdot Y}{2 \cdot K \cdot i_{mRref} \cdot T_f} \quad (10)$$



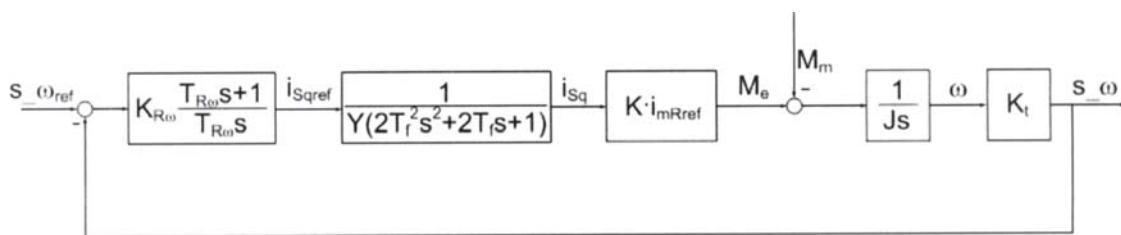
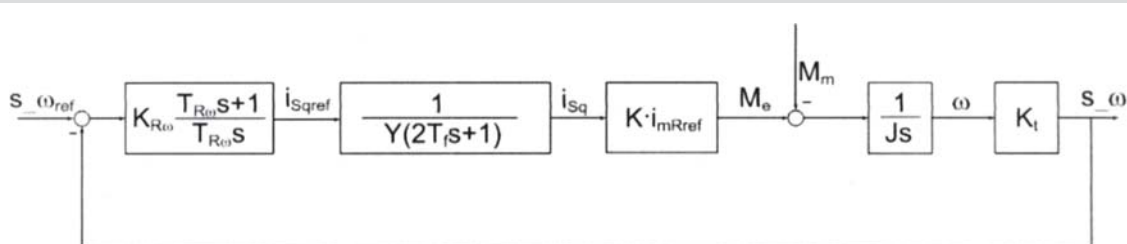
Rys. 4. Uproszczony schemat układu regulacji prądu  $i_{sq}$



Rys. 5. Schemat układu regulacji prądu  $i_{mR}$



Rys. 6. Uproszczony schemat układu regulacji prądu  $i_{mR}$

Rys. 7. Schemat układu regulacji prędkości  $\omega$ Rys. 8. Uproszczony schemat układu regulacji prędkości  $\omega$ 

#### 4. BADANIA SYMULACYJNE UKŁADU REGULACJI

Badania symulacyjne zostały przeprowadzone w środowisku MATLAB-SIMULINK. Model silnika, którego parametry podano w tabeli 1, opisują zależności (1) i (2).

Tabela 1. Parametry silnika wykorzystanego do badań

$P_n = 15 \text{ kW}$	$L_{\sigma s} = 6,6978e-004 \text{ H}$
$U_{sn} = 127 \text{ V}$	$L_{\sigma r} = 5,6898e-004 \text{ H}$
$I_{sn} = 46,15 \text{ A}$	$L_m = 0,0155 \text{ H}$
$p_b = 2$	$L_s = 0,0161 \text{ H}$
$f_{ln} = 60 \text{ Hz}$	$L_r = 0,01601 \text{ H}$
$p_f = 0,853$	$J = 0,5 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$
$s_n = 0,0287$	$\sigma_R = 0,0368$
$s_{kn} = 0,1758$	$\sigma_S = 0,0433$
$\omega_{ln} = 188,5 \text{ rad/s}$	$\sigma = 0,0755$
$\omega = 183,1 \text{ rad/s}$	$I_m = 64,92 \text{ A}$
$M_n = 81,49 \text{ N}\cdot\text{m}$	$U_m = 179,63 \text{ V}$
$R_s = 0,1062 \Omega$	$K = 0,0199$
$R_r = 0,0764 \Omega$	$T_r = 0,210 \text{ s}$
	$T_s = 0,152 \text{ s}$

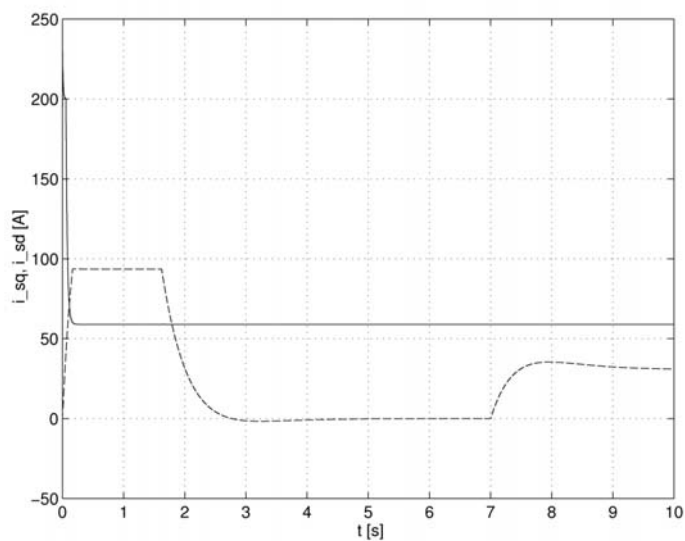
Na rysunkach 9 i 10 przedstawiono przebiegi prądów  $i_{Sq}$  i  $i_{Sd}$ , prędkości kątowej  $\omega$  i momentu elektrycznego  $M_e$  silnika indukcyjnego klatkowego z filtrem wartości zadanej. Takie podejście zapewnia zmniejszenie oscylacji w przebiegach przejściowych momentu elektrycznego i prędkości kątowej. Rozruch silnika został przeprowadzony bez momentu obciążenia.

W regulatorze prędkości zastosowano ograniczenie sygnału wyjściowego, który jest jednocześnie wartością zadaną dla regulatora prądu  $i_{Sq}$ . Dzięki takiemu rozwiązaniu uzyskano rozruch silnika ze stałym momentem elektrycznym  $M_e$ . Wartość momentu podczas rozruchu wynosi 247 N·m, niestety na początku przebiegu występuje przeregulowanie rzędu 4,5%. Przeregulowanie to wynika z zastosowanego kryterium modułowego oraz z uproszczeń modelu matematycznego silnika. Na przedstawionych symulacjach w chwili  $t = 7 \text{ s}$  napęd został obciążony znamionowym momentem udarowym o charakterze czynnym. Wówczas uchyb dynamiczny prędkości jest w granicach 3,5%. Uchyb statyczny w układzie nie występuje, ponieważ obwód regulacji prędkości jest astatyczny zarówno ze względu na sygnał zadający, jak i obciążenie.

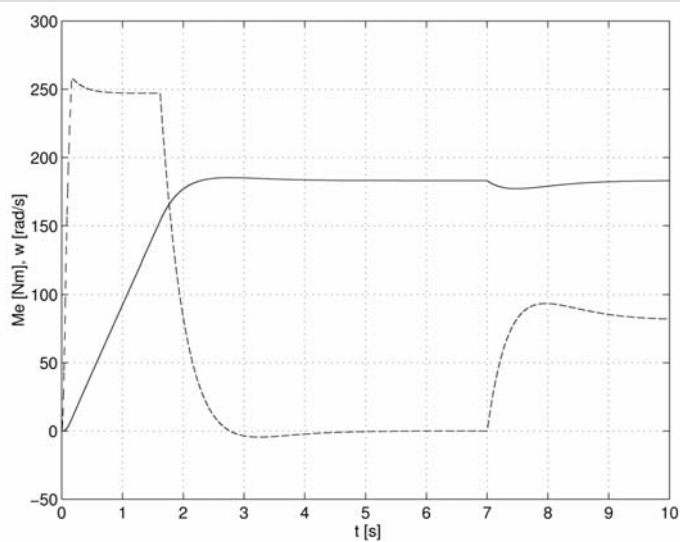
Na rysunkach 11 i 12 przedstawiono symulacje układu regulacji FOC bez zastosowania filtra wartości zadanej prędkości. W uzyskanych przebiegach widoczne jest zwiększenie się przeregulowań prądu i prędkości kątowej w trakcie rozruchu napędu. Natomiast odpowiedź układu po obciążeniu udarowym ( $t = 7 \text{ s}$ ) jest identyczna z rysunkiem 10.

#### 5. PODSUMOWANIE

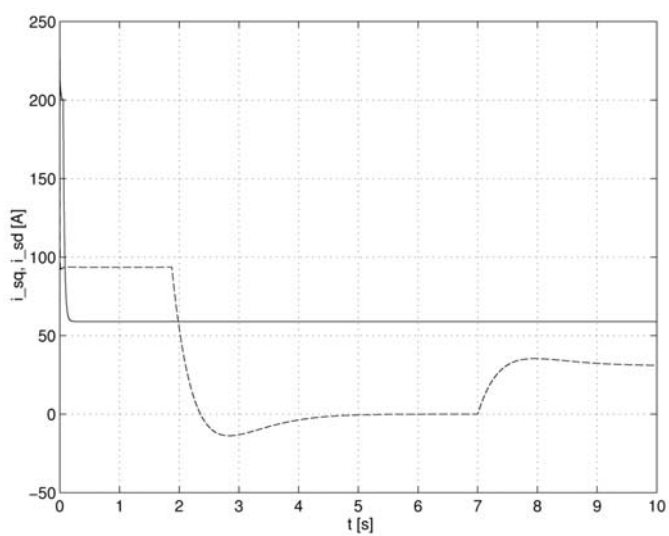
Wektorowe metody sterowania są obecnie najbardziej zaawansowanym podejściem do zagadnienia regulacji silnikami prądu przemiennego. W strukturze układu regulacji wyróżnia się wiele bloków tylko przetwarzających sygnały (transformacje Clarke'a i Parka, model prądowy, obserwatory zmiennych stanu) oraz bloków regulacji. W związku z tym złożoność całego układu jest duża i wykorzystanie dokładnego modelu matematycznego silnika jest trudne. Tak więc uproszczenie modelu matematycznego silnika na potrzeby syntezy układu regulacji wydaje się być uzasadnione, czego potwierdzeniem są wyniki badań symulacyjnych. Ostateczną weryfikacją omawianego sposobu doboru parametrów regulatorów będą badania na układzie rzeczywistym.



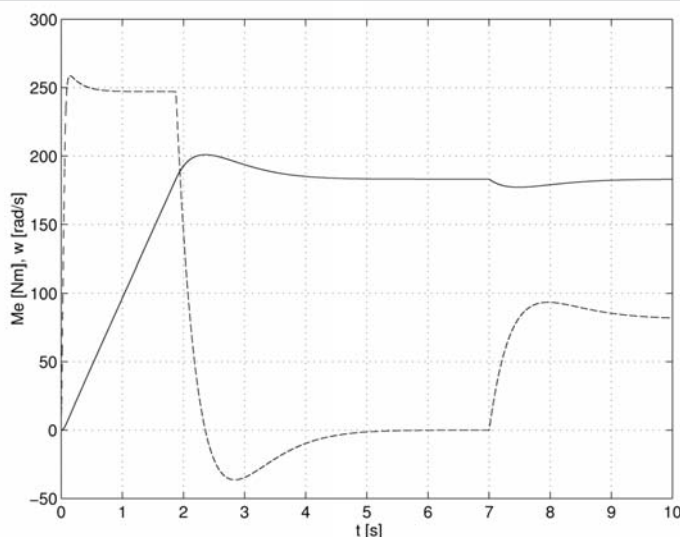
Rys. 9. Przebieg prądów  $i_{sq}$  (---) i  $i_{sd}$  (—) przy rozruchu i stabilizacji silnika – z filtrem wartości zadanej



Rys. 10. Przebieg prędkości  $\omega$  (—) i momentu elektrycznego  $M_e$  (---) przy rozruchu i stabilizacji silnika – z filtrem wartości zadanej



Rys. 11. Przebieg prądów  $i_{sq}$  (---) i  $i_{sd}$  (—) przy rozruchu i stabilizacji silnika – bez filtracji wartości zadanej



Rys. 12. Przebieg prędkości  $\omega$  (—) i momentu elektrycznego  $M_e$  (---) przy rozruchu i stabilizacji silnika – bez filtracji wartości zadanej

## Literatura

- [1] Szklarski L., Dziadecki A., Strycharz J., Jaracz K.: *Automatyka napędu elektrycznego*. Kraków, Wyd. AGH 1996
- [2] Tunia H., Kaźmierkowski M.: *Automatyka napędu przekształtnikowego*. Warszawa, PWN 1987
- [3] Tunia H., Kaźmierkowski M.: *Automatic Control of Converter-Fed Drives*. Warszawa, PWN 1994
- [4] Ciepela A.: *Automatyka przekształtnikowego napędu prądu stałego*. Kraków, Wyd. AGH 1992
- [5] Werner L.: *Control of Electrical Drives*. Berlin, Springer-Verlag 1998
- [6] Boroń J., Stawarczyk K.: *Modelowanie układów regulacji silnikiem indukcyjnym*. Kraków, 2002 (Praca dyplomowa)
- [7] Skwarczyński J., Tertel Z.: *Elektromechaniczne przetwarzanie energii*. Kraków, UWND AGH 2000
- [8] Dębowski A.: *Sposoby sterowanie momentem w nowoczesnym napędzie elektrycznym*. Proces Control Club 2001, <http://pcc.civ.pl/poz15>
- [9] Brzózka J., Dorobczyński L.: *Programowanie w Matlab*. Warszawa, MIKOM 1998
- [10] Boldea I., Nasar S.A.: *Electric Drives*. Wydanie na CD 1998
- [11] Kaźmierkowski M.: *Sterowanie polowo zorientowane czy regulacja bezpośrednia momentu silnika klatkowego*. Elektronizacja, 2/98
- [12] Chee-Mun-Ong: *Dynamic Simulation of Electric Machinery*. New Jersey, Prentice Hall PTR 1998

Wpłynęło: 27.12.2004



Grzegorz SIEKLUCKI

Urodził się 2 lutego 1972 roku. Studia wyższe ukończył w roku 1997 w Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie na Wydziale Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Elektroniki. Stopień naukowy doktora nauk technicznych uzyskał w 2000 roku. Od początku pracuje w Katedrze Automatyki Napędu i Urządzeń Przemysłowych AGH. Zajmuje się sterowaniem dyskretnym w układach napędowych.

e-mail: sieklo@kaniup.agh.edu.pl



Tadeusz ORZECOWSKI

Urodził się 19 października 1946 roku w Krakowie. Studia wyższe ukończył w roku 1970 w Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie na Wydziale Elektrotechniki Górniczej i Hutniczej. Stopień naukowy doktora nauk technicznych uzyskał w roku 1977, a stopień doktora habilitowanego w 1992. Od początku pracuje w Katedrze Automatyki Napędu i Urządzeń Przemysłowych AGH, w chwili obecnej na stanowisku profesora nadzwyczajnego. Główny kierunek jego zainteresowań naukowo-badawczych obejmuje zagadnienia z zakresu automatyki napędu elektrycznego, a w szczególności: zastosowania techniki mikroprocesorowej w identyfikacji i sterowaniu napędami oraz problematyka napędów synchronicznych jako obiektów regulacji w systemie energo-elektro-mechanicznym. Jest autorem i współautorem ponad 70 publikacji naukowych i 17 patentów.

e-mail: orzech@uci.agh.edu.pl



Rajmund SYKULSKI

Urodził się 1 stycznia 1977 roku. Studia wyższe ukończył w roku 2001 w Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie na Wydziale Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Elektroniki. Od 2001 roku jest asystentem w Katedrze Automatyki Napędu i Urządzeń Przemysłowych. Zajmuje się sterowaniem w napędach elektrycznych.

e-mail: sykulski@kaniup.agh.edu.pl