

DOBÓR PARAMETRÓW REGULATORA PRĘDKOŚCI W BEZPOŚREDNIM STEROWANIU MOMENTEM SILNIKA INDUKCYJNEGO

STRESZCZENIE

Przedstawiono standardową strukturę układu bezpośredniego sterowania momentem (DTC) silnikiem indukcyjnym. Zaprezentowano metody doboru parametrów regulatorów prędkości P oraz PI. Omówione metody poparto badaniami symulacyjnymi.

Słowa kluczowe: silnik indukcyjny, falownik napięcia, bezpośrednie sterowanie momentem (DTC), regulacja prędkości kątowej

SPEED CONTROLLER PARAMETERS SELECTION IN DIRECT TORQUE CONTROL (DTC) OF INDUCTION MOTOR

Standard structure of direct torque control (DTC) system of induction motor is presented. Speed controller (type P and PI) parameters selection methods are proposed and simulation result of this control system are discussed.

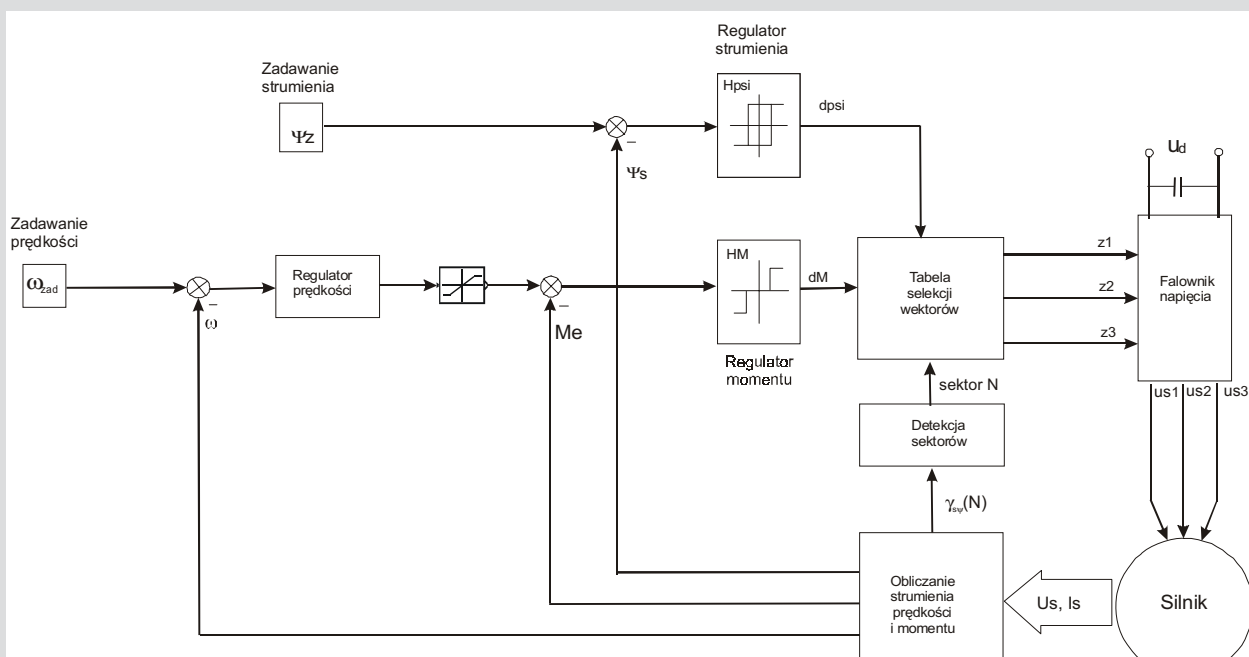
Keywords: induction motor, voltage source inverter, direct torque control (DTC), angular speed control

1. WPROWADZENIE

Jednym z najbardziej zaawansowanych obecnie układów regulacji silnikami indukcyjnymi jest metoda bezpośredniego sterowania momentem DTC (*direct torque control*) [1, 2, 3, 4, 5]. Polega ona na sterowaniu wektorowym, które w odróżnieniu od sterowania skalarnego oddziałuje na wzajemne położenie przestrzennych wektorów napięć, prądów i strumieni skojarzonych. DTC zapewnia prawidłową orientację w stanach ustalonych i przejściowych – nastawiane są nie tylko amplitudy i częstotliwość, ale fazy wektorów przestrzennych napięć, prądów i strumieni skojarzonych silnika klatkowego. W metodzie sterowania DTC bar-

dzo wyraźnie uwzględniono wzajemne oddziaływanie silnika i układu sterującego. Wszystkie przełączenia falownika opierają się na stanie elektromagnetycznym silnika. W DTC nie występuje oddzielny modulator PWM (modulacja szerokości impulsu) między układem sterowania a silnikiem. Bardzo ważne jest sporządzenie dokładnego modelu silnika, gdyż w nim wyznaczamy aktualny moment, strumień stojana i prędkość wału, które z kolei są porównywane z wartościami zadanymi. W wyniku tego wytwarzane są sygnały sterujące.

Schemat układu sterowania metodą DTC przedstawiony jest na rysunku 1.



Rys. 1. Układ bezpośredniego sterowania momentem

* Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie, Wydział EAIiE

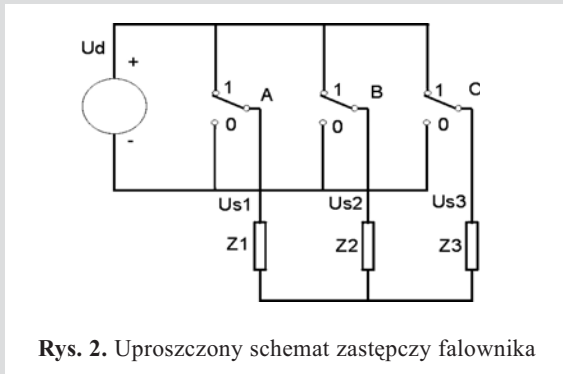
W jego skład wchodzi następujące elementy:

- dwustanowy histerezy regulator strumienia,
- trójstanowy histerezy regulator momentu,
- blok obliczeniowy (momentu, strumienia, sektora),
- tabela przełączeń,
- falownik napięcia.

2. BEZPOŚREDNIE STEROWANIE MOMENTEM (DTC) SILNIKA INDUKCYJNEGO

Podstawową zasadą sterowania DTC jest natychmiastowa regulacja momentem elektrycznym silnika. Utrzymywanie wartości momentu elektromagnetycznego polega na regulacji chwilowej wartości i położenia wektora strumienia stojana. Kolejne zmiany wartości momentu wynikają z poprzedniego stanu kluczy falownika, a tym samym z ostatniej wartości i położenia wektora strumienia. Regulację wektora strumienia uzyskuje się poprzez odpowiednią zmianę napięcia zasilającego silnik.

Na rysunku 2 schematycznie przedstawiono budowę falownika.



Rys. 2. Uproszczony schemat zastępczy falownika

Przełączając klucze falownika z odpowiednio dużą częstotliwością (w stosunku do stałej czasowej obwodu obciążenia), uzyskujemy, mimo impulsowego zasilania, uśrednienie napięć i przepływ prawie sinusoidalnego prądu.

Położenie wektora strumienia podzielono na sześć sektorów i każdemu z nich przyporządkowano numer od \$N = 1\$ do \$N = 6\$. Sektory położenia wektora strumienia przedstawia rysunek 3. Każdy sektor obejmuje zakres kątowy zgodny z zależnością

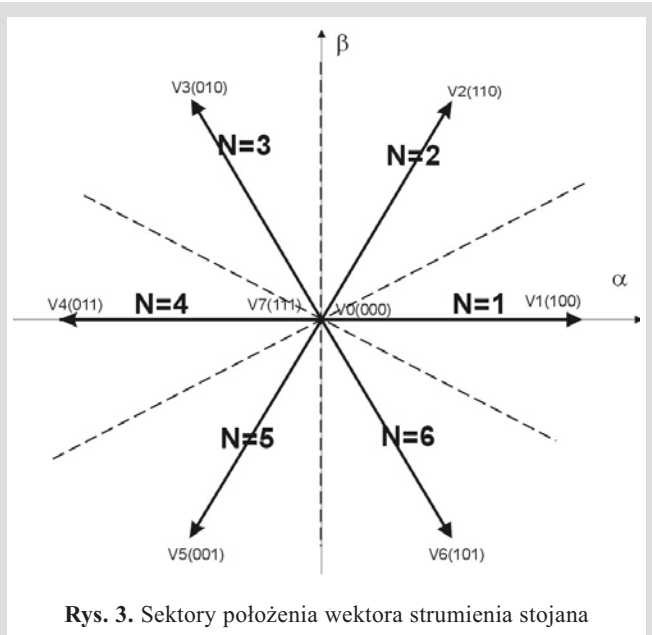
$$(2N - 3)\pi/6 < \gamma_{S\psi}(N) \leq (2N - 1)\pi/6 \quad (1)$$

gdzie położenie wektora strumienia \$\gamma_{S\psi}(N)\$ można wyznaczyć [4, 8] z zależności

$$\gamma_{S\psi}(N) = \arctg \frac{\Psi_{S\beta}}{\Psi_{S\alpha}}$$

lub

$$\gamma_{S\psi}(N) = \begin{cases} \arccos \frac{\text{Re}(\underline{\Psi}_s)}{\Psi_s} & \text{dla } \text{Im}(\underline{\Psi}_s) \geq 0 \\ 2\pi - \arccos \frac{\text{Re}(\underline{\Psi}_s)}{\Psi_s} & \text{dla } \text{Im}(\underline{\Psi}_s) < 0 \end{cases} \quad (2)$$



Rys. 3. Sektory położenia wektora strumienia stojana

Wektory \$V_0\$ do \$V_7\$ na rysunku 3 oznaczają napięcia generowane przez falownik, przy czym wektory \$V_0\$ i \$V_7\$ są wektorami zerowymi, które na wyjściu falownika nie powodują przepływu prądu, ale zmieniają wartość strumienia stojana i momentu elektrycznego. Natomiast strumień stojana wyznaczono z zależności:

$$\Psi_{S\alpha} = \int (u_{S\alpha} - R_S i_{S\alpha}) dt \quad (3)$$

$$\Psi_{S\beta} = \int (u_{S\beta} - R_S i_{S\beta}) dt \quad (4)$$

Zasada pracy układu DTC polega na równoczesnej regulacji momentu elektrycznego i strumienia stojana. Moment elektryczny można przedstawić równaniem

$$M_e = \frac{2}{3} p_b \frac{1 - \sigma}{\sigma L \mu} (\underline{\Psi}_s \times \underline{\Psi}_r) \quad (5)$$

W normalnej pracy silnika wartość strumienia stojana utrzymywana jest na stałym poziomie, a moment reguluje się poprzez zmianę kąta między strumieniami stojana i wirnika. Można założyć, iż w typowych silnikach indukcyjnych stała czasowa wirnika jest na tyle duża, że strumień wirnika jest stabilny i zmienia się wolno w porównaniu ze strumieniem stojana. Wektor strumienia wirnika porusza się w sposób ciągły po trajektorii kołowej, wobec czego zmianę kąta obciążenia \$\delta\$ można uzyskać przez zmianę położenia wektora strumienia stojana. Tak więc szybka zmiana sekwencji wektorów napięcia falownika pozwala na bardzo efektywne wytwarzanie momentu.

Korzystając z faktu [5], że zastępczy wektor napięcia stojana w stanie ustalonym jest praktycznie prostopadły do zastępczego wektora strumienia stojana, strumień silnika reguluje się za pomocą przyrostu składowej rzeczywistej napięcia stojana, a moment – za pomocą przyrostu składowej urojonej napięcia.

Tabela 1. Zestawienie zmodyfikowanej tablicy wyboru wektorów napięcia falownika

$\gamma_{S\psi}(N)$		$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
$d_\psi = 1$	$d_M = 1$	V2 (110)	V3 (010)	V4 (011)	V5 (001)	V6 (101)	V1 (100)
	$d_M = 0$	V1 (100)	V2 (110)	V3 (010)	V4 (011)	V5 (001)	V6 (101)
	$d_M = -1$	V6 (101)	V1 (100)	V2 (110)	V3 (010)	V4 (011)	V5 (001)
$d_\psi = -1$	$d_M = 1$	V3 (010)	V4 (011)	V5 (001)	V6 (101)	V1 (100)	V2 (110)
	$d_M = 0$	V4 (011)	V5 (001)	V6 (101)	V1 (100)	V2 (110)	V3 (010)
	$d_M = -1$	V5 (001)	V6 (101)	V1 (100)	V2 (110)	V3 (010)	V4 (011)

Dzięki zastosowaniu regulatorów histerezowych możliwe jest uzyskanie sześciu stanów wynikających z wartości błędów pomiędzy strumieniem oraz momentem silnika a ich wartościami zadanymi.

Sygnały wyjściowe z regulatora:

– strumienia:

- $d_\psi = 1$ dla $\psi_z - \psi \geq Hpsi$,
- $d_\psi = -1$ dla $\psi_z - \psi < -Hpsi$;

– momentu:

- $d_M = 1$ dla $M_Z - Me \geq HM$,
- $d_M = 0$ dla $-HM < M_Z - Me < HM$,
- $d_M = -1$ dla $M_Z - Me \leq -HM$.

gdzie:

$Hpsi$ – szerokość histerezy dla regulatora dwupołożeniowego strumienia,

HM – szerokość martwej strefy dla regulatora trójpołożeniowego momentu,

M_Z – momentem zadanym.

Jako tabelę selekcji (tab. 1) wektorów przyjęto rozwiązanie zaproponowane w [6], która zapewnia mniejsze oscylacje momentu elektrycznego niż rozwiązanie standardowe [2, 5].

3. DYNAMIKA SILNIKA STEROWANEGO METODĄ DTC

W niniejszym rozdziale zostały przedstawione badania symulacyjne silnika indukcyjnego sterowanego zgodnie z metodą DTC. Model układu został zrealizowany w środowisku MATLAB-SIMULINK. Schemat układu był zgodny z rysunkiem 1. Jako częstotliwość przełączania falownika przyjęto 20 kHz. Model matematyczny silnika indukcyjnego zasilanego z falownika napięcia został przyjęty zgodnie z [7]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{u_{Sd}}{R_S} &= i_{Sd} + (1-\sigma)T_S \frac{di_{mR}}{dt} + \sigma T_S \left(\frac{di_{Sd}}{dt} + i_{Sq} \omega_{mR} \right) \\ \frac{u_{Sq}}{R_S} &= i_{Sq} + (1-\sigma)T_S i_{mR} \omega_{mR} + \sigma T_S \left(\frac{di_{Sq}}{dt} + i_{Sd} \omega_{mR} \right) \\ i_{Sd} &= T_R \frac{di_{mR}}{dt} + i_{mR} \\ \omega_{mR} &= \frac{d\rho}{dt} = \omega + \frac{i_{Sq}}{T_R i_{mR}} \\ J \frac{d\omega}{dt} &= Me - Mm \\ \frac{d\alpha}{dt} &= \omega \end{aligned} \right\} (6)$$

Moment elektryczny wynosi

$$Me = K \cdot i_{mR} \cdot i_{Sq} \quad (7)$$

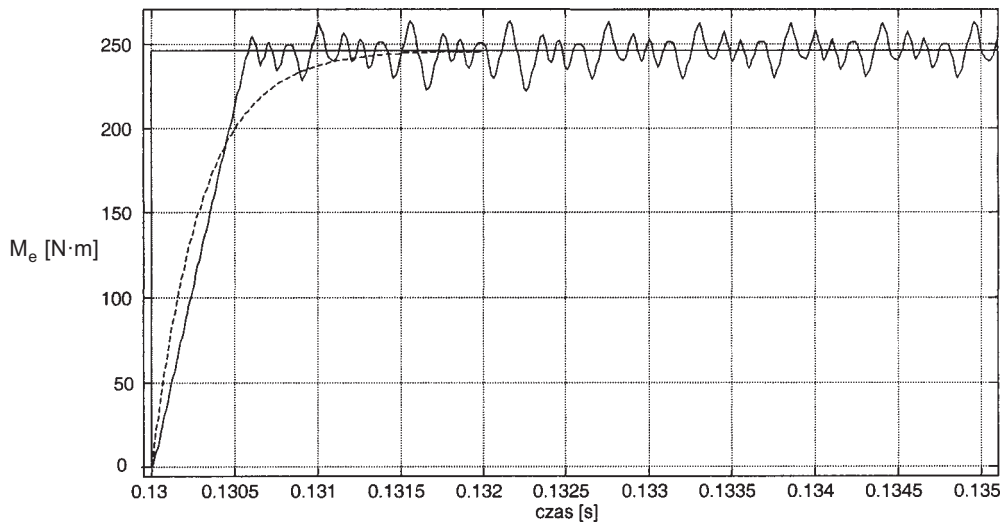
gdzie

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

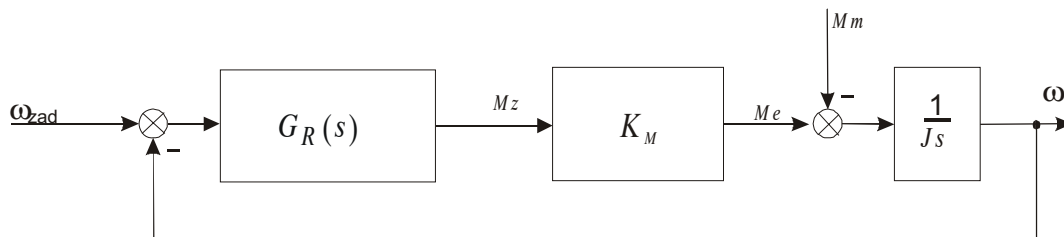
Parametry silnika wykorzystanego w badaniach symulacyjnych zostały zamieszczone w dodatku (tab. 2).

W przypadku gdy wartość zadana strumienia stojana zostanie podana wcześniej niż wartość zadana momentu elektrycznego [6], uzyskuje się bardzo krótki stan przejściowy momentu elektrycznego silnika (często stan ustalony jest uzyskiwany w czasie krótszym niż 1 ms). Na rysunku 4 przedstawiono przebieg momentu elektrycznego przy zadaniu skokowym.

W przebiegu momentu elektrycznego widać cykl graniczny, który jest efektem zastosowania regulatorów o działaniu przekąźnikowym.



Rys. 4. Moment elektryczny M_e przy skokowym zadawaniu $M_z = 3M_n$ oraz jego wykładnicza aproksymacja (układ inercyjny ze stałą czasową $T_M = 0,3$ ms)



Rys. 5. Schemat regulacji prędkości dla układu regulatory–silnik przyjętego jako element proporcjonalny o wzmacnieniu K_M

Zgodnie z rysunkiem 4 czas regulacji momentu elektrycznego wynosi 0,6 ms i jest znacznie krótszy od czasu rozruchu silnika. Z tego powodu uzasadnione jest przyjęcie modelu napędu (regulatory histerezowe–falownik–silnik) jako obiektu bezinercyjnego o stałym wzmacnieniu K_M . Przy takich założeniach można przedstawić uproszczony układ regulacji prędkości kątowej silnika zgodnie z rysunkiem 5.

4. DOBÓR PARAMETRÓW REGULATORÓW

W układzie przedstawionym na rysunku 5 rozważano dwa przypadki doboru parametrów regulatora prędkości.

Jako pierwszy rozważono regulator proporcjonalny (P) o transmitancji

$$G_R(s) = K_\omega \quad (8)$$

natomiast regulator proporcjonalno-całkujący (PI) o transmitancji

$$G_R(s) = K_\omega \left(\frac{T_\omega s + 1}{T_\omega s} \right) \quad (9)$$

był analizowany w drugiej kolejności.

Dobór wzmacnienia regulatora P jest znacznie prostszy niż parametrów regulatora PI. Niestety należy liczyć się

z tym, że układ regulacji z regulatorem P będzie posiadał statyzm w przypadku obciążenia napędu. Poprzez dobór wartości wzmacnienia można wpływać na wartość statyzmu i w wielu przypadkach przemysłowych takie rozwiązanie jest wystarczające. Układ sterowania z regulatorem PI jest w pełni astatyczny, ale należy liczyć się tu z pewnymi komplikacjami w doborze nastaw. W omawianym układzie przyjęto, że wyjściem z regulatora prędkości jest sygnał momentu zadającego M_z o maksymalnej wartości $M_{\max} = 3M_n$.

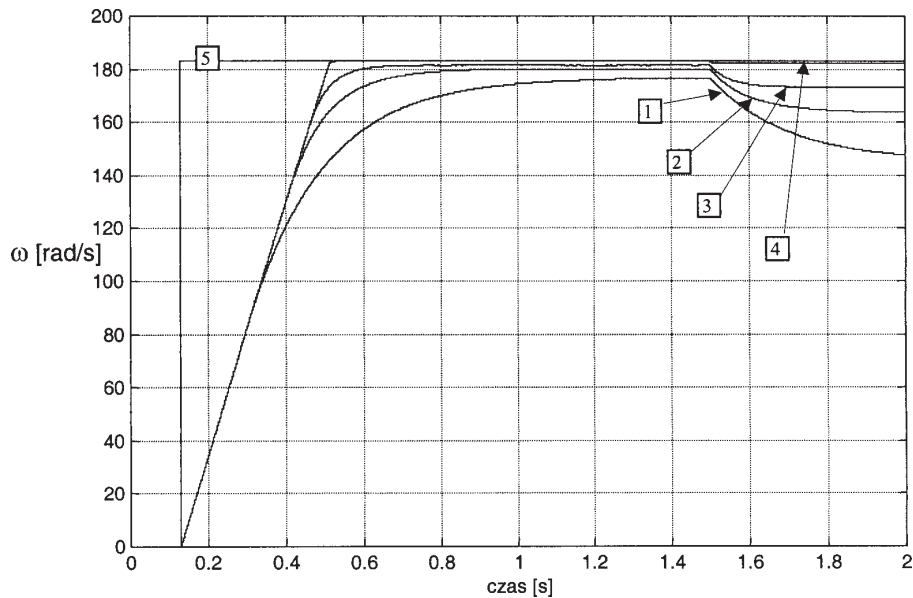
4.1. Regulator P

Układ zamknięty z rysunku 6 charakteryzuje się transmitancją obiektu inercyjnego

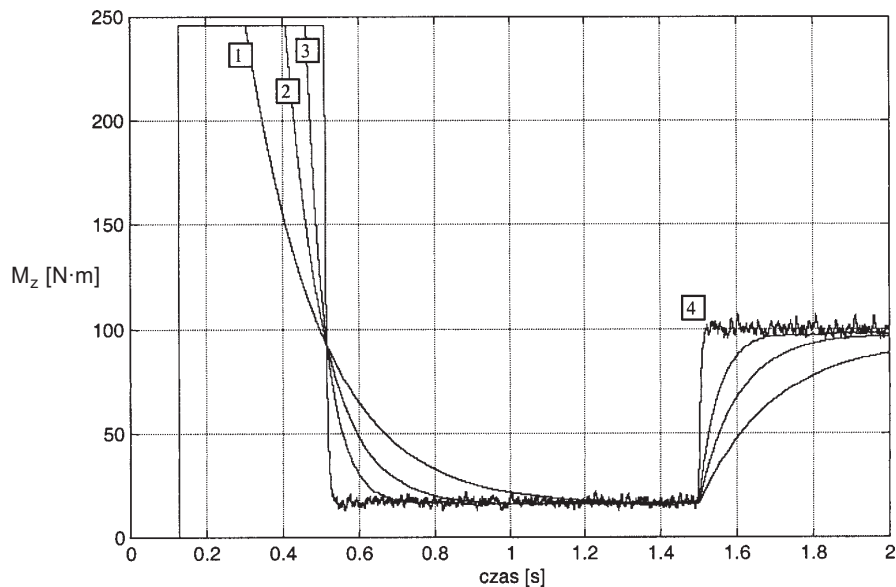
$$G_Z(s) = \frac{1}{\frac{J}{K_\omega K_M} s + 1} \equiv \frac{1}{T_{zad} s + 1} \quad (10)$$

gdzie T_{zad} oznacza zadaną stałą czasową, którą dobiera projektant i na tej podstawie wyznacza się współczynnik wzmacnienia regulatora K_ω . Z zależności (10) wynika, że zwiększenie wartości wzmacnienia powoduje skrócenie stałej czasowej zamkniętego układu regulacji. Efektem jest przyspieszenie przebiegów przejściowych.

Na rysunkach 6 i 7 przedstawiono przebiegi prędkości ω i momentu elektrycznego M_e dla rozruchu i stabilizacji prędkości podczas udarowego obciążenia.



Rys. 6. Przebiegi regulacji prędkości dla $K_{\omega} = 2,5$ (1), $K_{\omega} = 5$ (2), $K_{\omega} = 10$ (3), $K_{\omega} = 100$ (4), prędkość zadana ω_{zad} (5) dla udarowego momentu obciążenia $M_m = M_n$



Rys. 7. Przebiegi momentu M_z dla $K_{\omega} = 2,5$ (1), $K_{\omega} = 5$ (2), $K_{\omega} = 10$ (3), $K_{\omega} = 100$ (4), dla prędkości zadanej ω_{zad} i udarowego momentu obciążenia $M_m = M_n$ zadanego w $t = 1,5$ s

Na rysunku 6 można zauważyć, że wraz ze wzrostem współczynnika K_{ω} maleje uchyb statyczny po obciążeniu napędu oraz przyspieszeniu ulegają przebiegi przejściowe.

4.2. Regulator PI

Transmitancję (9) regulatora PI można przedstawić w postaci

$$G_R(s) = \frac{K_a s + K_b}{s} \quad (11)$$

Wówczas transmitancja układu regulacji z rysunku 6 jest w postaci

$$G_Z(s) = \frac{K_M K_a s + K_M K_a}{J s^2 + K_M K_a s + K_M K_a} \quad (12)$$

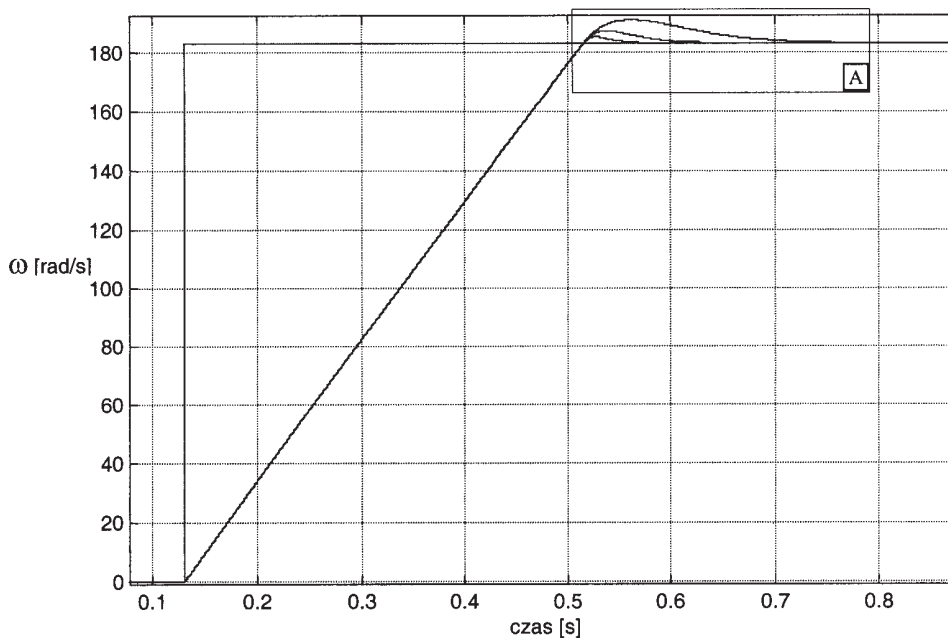
W takim przypadku korzystne jest przeprowadzenie doboru parametrów K_a i K_b regulatora z wykorzystaniem pierwiastków znormalizowanych wielomianów Bessela [8]. Transmitancja (12) jest drugiego rzędu, więc pierwiastki wielomianów Bessela wynoszą

$$s_{B1, B2} = -4,053 \pm j2,34,$$

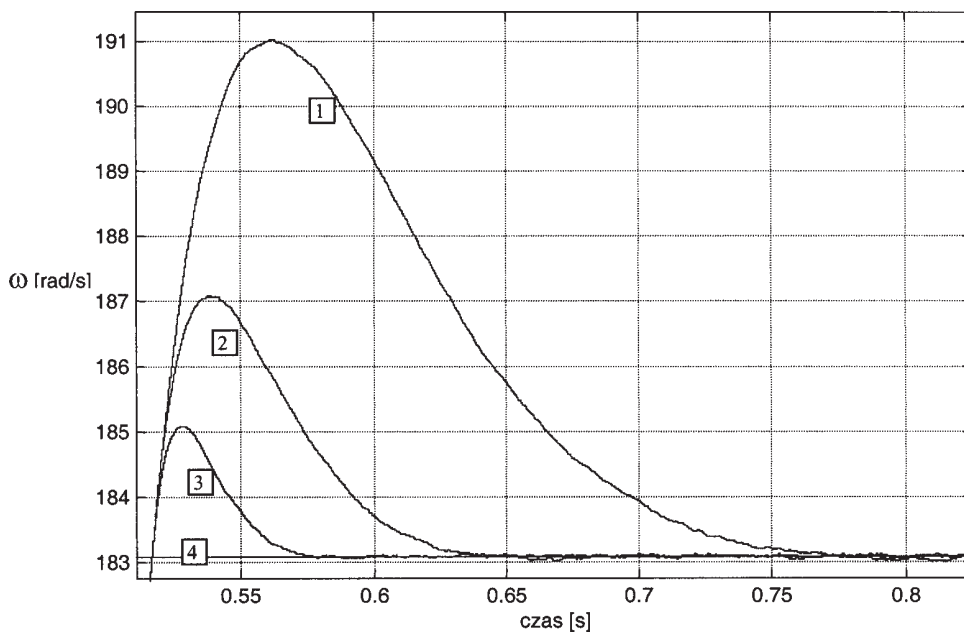
a wielomian charakterystyczny $p(s)$ jest tworzony po podzieleniu tych pierwiastków przez pożądany czas regulacji T_r . Następnie porównuje się kolejne współczynniki wielomianu $p(s)$ i wielomianu charakterystycznego transmitancji (12).

Procedura obliczeniowa jest następująca:

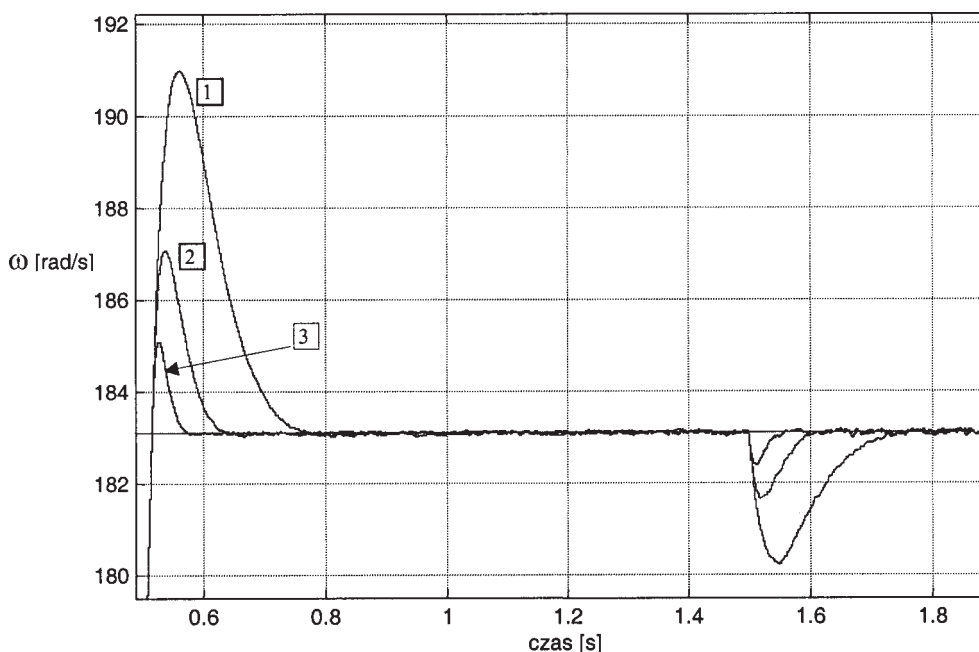
$$\left. \begin{aligned} s_{1,2} &= \frac{s_{B1,B2}}{T_r} \\ p(s) &= (s-s_1)(s-s_2) = s^2 + (-s_1-s_2)s + s_1s_2 = Js^2 + as + b \\ \text{gdzie} \\ a &= J(-s_1-s_2), \quad b = Js_1s_2 \\ K_a &= \frac{a}{K_M}, \quad K_b = \frac{b}{K_M} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$



Rys. 8. Przebiegi prędkości ω dla czasów regulacji $T_r = 0,2; 0,1; 0,05$ s – bez obciążenia (powiększenie fragmentu A – rys. 9)



Rys. 9. Przebiegi prędkości ω dla czasów regulacji: $T_r = 0,2$ (1), $T_r = 0,1$ (2), $T_r = 0,05$ (3), ω_{zad} (4)



Rys. 10. Przebiegi prędkości ω dla czasów regulacji: $T_r = 0,2$ (1), $T_r = 0,1$ (2), $T_r = 0,05$ (3) z obciążeniem udarowym $M_m = M_n$

W uzyskanej transmitancji układu zamkniętego w liczniku jest wielomian pierwszego stopnia, w związku z tym uzyskany przebieg prędkości silnika przy wymuszeniu skokowym nie będzie przebiegiem monotonicznym, ale będzie posiadał przeregulowanie. Na rysunku 8 przedstawiono przebiegi dla układu z regulatorem PI dobranym według (13) dla różnych czasów regulacji T_r . Natomiast na rysunku 9 zamieszczono powiększenie fragmentu A z rysunku 8.

W układzie występuje przeregulowanie prędkości, jednakże ze względu na stosowanie ograniczeń w regulatorze prędkości, szybkość narastania prędkości nie zależy od przyjętego czasu regulacji T_r .

Na rysunku 10 przedstawiono powiększenie etapu rozruchu i stabilizacji prędkości kątowej. Można tu zauważyć bezpośrednią relację między czasem regulacji a dynamiką układu napędowego. Wraz ze skracaniem się czasu T_r wzrasta szybkość układu, co powoduje zmniejszenie uchybu dynamicznego podczas stabilizacji i zmniejszenie przeregulowania prędkości podczas rozruchu.

5. PODSUMOWANIE

Bezpośrednie sterowanie momentem jest nowoczesną metodą sterowania silnikami prądu przemiennego. Właściwości regulacyjne w tej metodzie są porównywalne z metodami połowo zorientowanymi, a nawet czasami są nieco lepsze (jeśli szybkość przełączeń przekracza 20 kHz).

Zaletą metody DTC jest standardowa struktura regulacji przedstawiona na rysunku 1 i tylko jeden regulator, którego parametry należy dobrać. Wyznaczenie parametrów regulatora prędkości jest możliwe dla przypadków regulacji proporcjonalnej bądź proporcjonalno-całkującej.

Pewne problemy przy realizacji tej metody sterowania może stwarzać wykonanie modelu matematycznego silnika, dzięki któremu można precyzyjnie wyznaczać sygnały strumienia i momentu.

DODATEK

W tabeli 2 zebrano parametry silnika wykorzystanego w badaniach symulacyjnych.

Tabela 2. Parametry silnika

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

Literatura

- [1] Kaźmierkowski M.: *Porównanie metody sterowania polowo-zorientowanego z metodą bezpośredniej regulacji momentu silnika klatkowego*. Przegląd Elektrotechniczny, nr 4, 1998
- [2] Kaźmierkowski M., Tunia H.: *Automatic control of converter-fed drives*. Warszawa, Elsevier 1994
- [3] Boldea I., Nasar S.A.: *Electric Drives*. CRC Press 1999
- [4] Mielczarek J.: *Bezpośrednie sterowanie momentem. Następna generacja metod sterowania silnikami*. Przegląd Elektrotechniczny, 5, 1995
- [5] Dębowski A.: *Sposoby sterowania momentem w nowoczesnym napędzie elektrycznym*. Proces Control Club 2001 poz. 15, <http://pcc.imir.agh.edu.pl/poz15/index.htm>
- [6] Kotarba Z., Mulka M.: *Problemy bezpośredniego sterowania momentem w napędzie z silnikiem indukcyjnym*. Kraków, AGH 2003 (Praca dyplomowa)
- [7] Leonhard W.: *Control of Electrical Drives*. Berlin, Springer-Verlag 1997
- [8] Vaccaro R.J.: *Digital Control. A State-Space Approach*. New York, Mc Graw-Hill 1995

Wpłynęło: 27.12.04



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 ORZECZOWSKI

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: orzecz@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