

CYFROWE POŚREDNIE STEROWANIE POŁOWO ZORIENTOWANE (IFOC) SILNIKIEM INDUKCYJNYM

STRESZCZENIE

Artykuł przedstawia metodykę rozwiązania problemu cyfrowego pośredniego sterowania połowo zorientowane (IFOC) silnikiem indukcyjnym i utworzenia praktycznego układu realizacji tego sterowania. W optymalizacji parametrycznej regulatora prędkości wykorzystano znormalizowane wielomiany Bessela. Omówiono strukturę układu sterowania cyfrowego. Zaprezentowane rozwiązanie oceniono przez przeprowadzenie odpowiednich eksperymentów obliczeniowych i symulacyjnych.

Słowa kluczowe: silnik indukcyjny, pośrednie sterowanie połowo zorientowane (IFOC), optymalizacja parametryczna, regulacja cyfrowa

DIGITAL INDIRECT FIELD ORIENTED CONTROL (IFOC) OF INDUCTION MOTOR

The article presents the methodology of the solution of digital indirect field oriented control (IFOC) problem of the induction motor and design of the practical realization of this control. Normalized Bessel polynomials were used in the parametric optimization of the velocity controller. The structure of the digital control system was discussed. The assessment of the presented solution was performed through the execution suitable computational and simulating experiments.

Keywords: induction motor, indirect field oriented control (IFOC), parametric optimization, digital control

1. WPROWADZENIE

Metoda pośredniego sterowania połowo zorientowanego (IFOC – *Indirect Field Oriented Control*) jest wykorzystywana najczęściej przy zastosowaniu falowników napięcia z wymuszonym prądem [1, 2, 3, 4]. W związku z tym własny układ sterowania falownikiem wyposażony jest w standardową regulację przekaźnikową prądów stojana. Natomiast odsprężanie (dla wyznaczenia wartości zadanych) jest realizowane na podstawie modelu matematycznego silnika indukcyjnego w wirującym z prędkością ω_{mR} (prędkość wirowania strumienia wirnika czyli prądu magnesującego i_{mR}) układzie współrzędnych:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{Sd} = T_R \frac{di_{mR}}{dt} + i_{mR} \\ \frac{d\rho}{dt} = \omega + \frac{i_{Sq}}{T_R i_{mR}} \\ M_e = K i_{mR} i_{Sq}, K = \frac{3}{2}(1-\sigma)L_S p_b \\ J \frac{d\omega}{dt} = M_e - M_m \\ \frac{d\alpha}{dt} = \omega \end{array} \right. \quad (1)$$

W opisie modelu matematycznego silnika indukcyjnego wykorzystuje się następujące oznaczenia:

$$\begin{array}{l} i_{S1}, i_{S2}, i_{S3} - \text{prądy fazowe stojana} \\ i_{S\alpha}, i_{S\beta} - \text{część rzeczywista i urojona przestrzennego wektora prądu stojana } \underline{i}_S \end{array}$$

i_{Sd}, i_{Sq} – podłużna i poprzeczna składowa przestrzennego wektora prądu stojana zapisanego w ruchomym związanym z polem układzie współrzędnych

i_{mR} – prąd magnesujący

L_R – indukcyjność wirnika

L_S – indukcyjność stojana

L_μ – indukcyjność wzajemna stojana i wirnika

R_R – rezystancja wirnika

R_S – rezystancja stojana

$T_R = \frac{L_S}{R_S}$ – elektromagnetyczna stała czasowa wirnika

α – kąt obrotu wirnika

δ – kąt obciążenia

ξ – kąt pomiędzy osią stojana a wektorem prądu stojana \underline{i}_S

ρ – kąt pomiędzy osią stojana a wektorem strumienia wirnika

σ – całkowity współczynnik rozproszenia

p_b – liczba par biegunów

ω – elektryczna prędkość kątowna silnika

$\omega_m = \frac{\omega}{p_b}$ – mechaniczna prędkość kątowna silnika

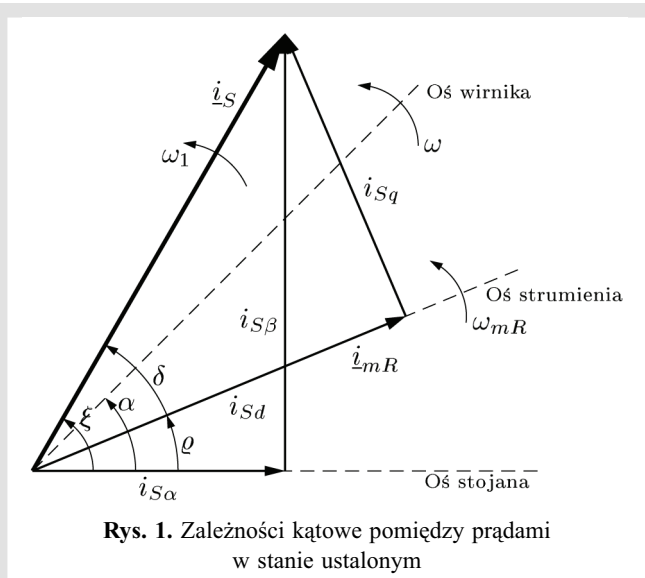
ω_1 – pulsacja (prędkość) prądu stojana

ω_2 – pulsacja (prędkość) poślizgu

ω_{mR} – pulsacja (prędkość) prądu magnesującego.

Na rysunku 1 przedstawiono interpretację graficzną przetwarzania prądów stojana z nieruchomego układu współrzędnych (α, β) do wirującego (d, q) z prędkością kątowną ω_{mR} .

* Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Elektroniki, Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie



Rys. 1. Zależności kątowe pomiędzy prądami w stanie ustalonym

Do obliczenia prądów stojana w układzie stacjonarym wykorzystuje się transformację Clarke w postaci

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

Natomiast do wyznaczenia prądów w układzie wirującym stosuje się transformację Parka

$$\begin{cases} i_{Sd} = i_{S\alpha} \cos \rho + i_{S\beta} \sin \rho \\ i_{Sq} = -i_{S\alpha} \sin \rho + i_{S\beta} \cos \rho \end{cases} \quad (3)$$

Odsprężanie w układzie IFOC jest realizowane bez zastosowania obserwatorów lub specjalistycznych układów pomiarowych. Jest to najprostszyszy sposób sterowania silnikiem wg polowo zorientowanych składowych prądu stojana. Metoda ta pozwala na uzyskanie lepszych właściwości dynamicznych niż metody oparte na zasadzie $U/f = \text{const}$.

2. STRUKTURA UKŁADU STEROWANIA

Nazwa *pośrednie sterowanie polowo zorientowane* (IFOC) pochodzi od zasady wyznaczenia zadanych prądów i_{Sdref} oraz i_{Sqref} na podstawie zadanego prądu magnesującego i_{mRref} oraz zadanej prędkości poślizgu ω_{2ref} , przy czym w układzie sterowania nie wykorzystuje się sprzężeń zwrotnych od prądów i_{Sd} i i_{Sq} . W przeciwieństwie do *bezpośredniego sterowania polowo zorientowanego* (DFOC), w którym występują regulatory podrzędne prądów i_{Sd} i i_{Sq} , które są wyznaczone na podstawie sygnałów pomiarowych. Dodatkowo w metodzie IFOC kąt ρ wykorzystywany w transformacji (3) jest wielkością zadaną, a w metodzie DFOC jest obliczany w obserwatorze lub symulatorze [5, 6].

Wzwiązku z tym sterowanie bezpośrednie [1, 4, 7, 8] jest znacznie bardziej skomplikowane niż sterowanie pośrednie.

Na podstawie modelu matematycznego (1) wyznaczana jest struktura układu odsprężającego. Procedura ta polega na wyznaczeniu zależności na zadane prądy i_{Sdref} oraz i_{Sqref}

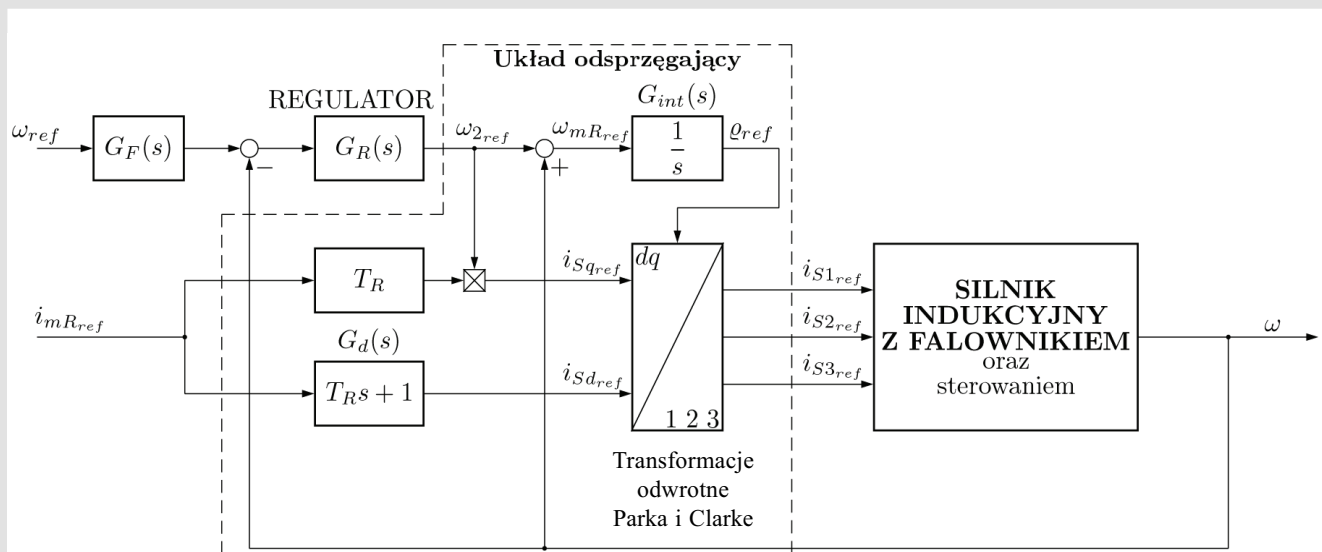
$$i_{Sdref} = (T_R s + 1) i_{mRref} \quad (4)$$

$$i_{Sqref} = T_R \omega_{2ref} i_{mRref} \quad (5)$$

oraz pożądanego kąta położenia wirującego układu współrzędnych

$$\rho_{ref} = \frac{1}{s} \omega_{mRref} \quad (6)$$

Kąt ten jest potrzebny do przeprowadzenia odwrotnej transformaty Parka i jego wyznaczenie odbywa się na podstawie sygnału zadanego poślizgu ω_{2ref} , który jest wytwarzany przez regulator prędkości $G_R(s)$. W niektórych przypadkach konieczne jest zastosowanie filtra wartości zadanej w celu poprawy stanu przejściowego podczas rozruchu (zmniejszenie przeregulowania). Na rysunku 2 przedstawiony został ciągły układ IFOC, który został uzupełniony o regulator prędkości $G_R(s)$.



Rys. 2. Schemat ideowy IFOC silnikiem indukcyjnym (silnik zasilany z falownika prądu lub z falownika z wymuszonym prądem)

A. Optymalizacja parametryczna regulatora prędkości

Po zastosowaniu układu odsprężającego i przyjęciu, że identyfikacja została przeprowadzona idealnie (założenie to jest niemożliwe do spełnienia i z tego względu wszelkiego rodzaju błędy identyfikacji można traktować jako zakłócenia) otrzymuje się

$$\begin{aligned} i_{Sq} &= i_{Sq_{ref}} & i_{Sd} &= i_{Sd_{ref}} \\ i_{mR} &= i_{mR_{ref}} & \omega_2 &= \omega_{2_{ref}} \end{aligned}$$

wówczas moment elektryczny silnika jest równy

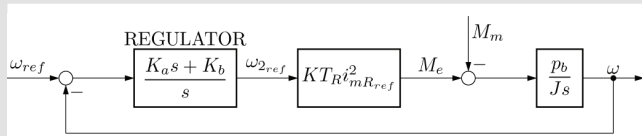
$$M_e = K_{imR_{ref}} i_{Sq_{ref}} = \underbrace{KT_R i_{mR_{ref}}}_{K_z} \omega_{2_{ref}} \quad (7)$$

Po dokonaniu powyższych obliczeń schemat blokowy z rysunku 2 można przedstawić w standardowej postaci jednopętlowej (rys. 3), gdzie regulator prędkości został przyjęty w postaci

$$G_R(s) = \frac{K_a s + K_b}{s} \quad (8)$$

W procesie wyznaczania transmitancji zastępczej układu, wykorzystywanej do obliczenia nastaw regulatora (K_a , K_b), przyjmuje się $M_m = 0$. Wówczas transmitancja układu z rysunku 3 jest równa

$$G_c(s) = \frac{\omega(s)}{\omega_{ref}(s)} = \frac{K_a K_z p_b s + K_b K_z p_b}{J s^2 + K_a K_z p_b s + K_b K_z p_b} \quad (9)$$



Rys. 3. Zastępczy obwód regulacji prędkości kątowej silnika, po zastosowaniu układu odsprężającego z rysunku 2

W rozważanym przypadku dobór parametrów K_a i K_b można przeprowadzić wykorzystując pierwiastki znormalizowanych wielomianów Bessela oraz procedurę przedstawioną w [9]. Transmitancja (9) jest drugiego rzędu więc pierwiastki wielomianu Bessela wynoszą

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

i pożądaną wielomian charakterystyczny $p(s)$ jest tworzony po podzieleniu tych pierwiastków przez czas regulacji T_r . Następnie porównuje się kolejne współczynniki wielomianu $p(s)$ i wielomianu charakterystycznego transmitancji (9).

Więc, procedura obliczeniowa jest następująca:

$$\left. \begin{aligned} s_{1,2} &= \frac{s_{B1,B2}}{T_r} \\ p(s) &= (s - s_1)(s - s_2) \\ &= s^2 + (-s_1 - s_2)s + s_1 s_2 \\ &= J s^2 + a s + b \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

gdzie

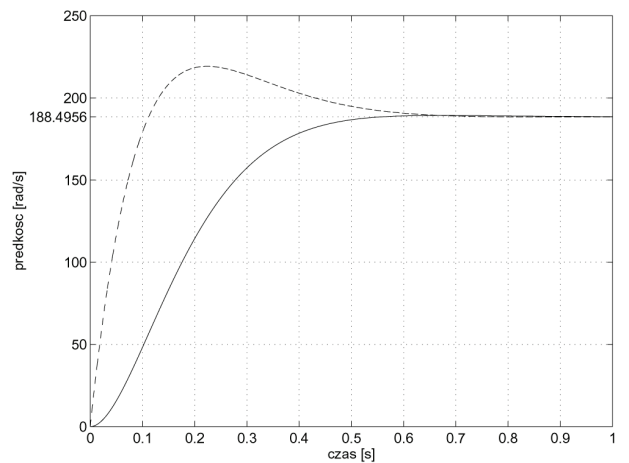
$$a = J(-s_1 - s_2), \quad b = J s_1 s_2$$

$$K_a = \frac{a}{K_z p_b}, \quad K_b = \frac{b}{K_z p_b}$$

Uzyskana transmitancja układu zamkniętego (9) posiada wielomian pierwszego stopnia w liczniku. W związku z tym przebieg prędkości silnika przy wymuszeniu skokowym może nie być monotoniczny. W związku z tym wskazane jest wykorzystanie filtra wartości zadanej $G_F(s)$ dla regulatora prędkości. Filtr ten spowolni narastanie sygnału na wejściu regulatora, pozwalając uzyskać klasyczny przebieg odpowiedzi skokowej obiektu oscylacyjnego drugiego rzędu (przeregulowanie poniżej 0,5%). Aby tego dokonać, należy dobrać tak mianownik filtra, by uprościł się z licznikiem zoptymalizowanej transmitancji układu zamkniętego (9):

$$G_F(s) = \frac{1}{\frac{a}{b}s + 1} \quad (11)$$

Wizualizacja zagadnienia filtracji i odpowiedzi skokowej dla układu z rysunku 2 została przedstawiona na rysunku 4. Przedstawione przebiegi zostały uzyskane na drodze symulacji komputerowej sterowania napędem, którego parametry zostały zamieszczone w dodatku.



Rys. 4. Przebiegi prędkości kątowej silnika bez filtra (----) oraz z filtrem (11) (-) dla skokowo zadanej prędkości znamionowej i czasu regulacji $T_r = 0,5$ s

3. CYFROWA REALIZACJA IFOC

Przedstawiony na rysunku 2 układ nie jest możliwy w realizacji praktycznej, ponieważ posiada on blok opisany równaniem (4) realizujący idealną pochodną zadanego sygnału prądu magnesującego $i_{mR_{ref}}$. W związku z tym konieczna jest realizacja tego bloku jako elementu inercyjnego lub wprowadzenie stopniowo narastającego sygnału zadanego prądu magnesującego. Przy wykorzystaniu drugiego rozwiązania należy pochodną przedstawić w postaci algorytmu cyfrowego i wówczas jest ona liczona jako zmiana sygnału pomiędzy kolejnymi próbkami.

Do tego celu można wykorzystać metodę Geara rozwiązywania równań różniczkowych zwyczajnych [10]. Algorytm Geara pierwszego rzędu jest ilorazem różnicowym i zapisuje się go w postaci (T_s jest czasem próbkowania):

$$\frac{di_{mR_{ref}}}{dt} \approx \frac{1}{T_s} (i_{mR_{ref}}(k+1) - i_{mR_{ref}}(k)) \quad (12)$$

Wówczas transmitancja dyskretna przyjmuje postać:

$$G_{der}(z) = \frac{1}{T_s} \frac{z-1}{z} \quad (13)$$

Natomiast algorytm drugiego rzędu zapisuje się w postaci:

$$\frac{di_{mR_{ref}}}{dt} \approx \frac{1}{T_s} \left(\frac{3}{2} i_{mR_{ref}}(k+1) - 2i_{mR_{ref}}(k) + \frac{1}{2} i_{mR_{ref}}(k-1) \right) \quad (14)$$

Po przesunięciu skali czasu w tył i zastosowaniu transformaty \mathcal{Z} uzyskuje się transmitancję:

$$G_{der}(z) = \frac{1}{T_s} \frac{\frac{3}{2}z^2 - 2z + \frac{1}{2}}{z^2} \quad (15)$$

Transmitancje (13) i (15) opisują dyskretny układ dynamiczny o skończonej odpowiedzi impulsowej (FIR).

Kolejnym problemem, jaki nie został uwzględniony w punkcie 2, są wzmocnienia toru pomiarowego K_T , wzmocnienia K_p układu zasilającego (falownika) oraz ograniczenia sygnałów w algorytmie regulacji.

Na rysunku 5 został przedstawiony schemat blokowy układu regulacji silnikiem indukcyjnym, w którym przedstawiono wszystkie elementy przetwarzające sygnały w postaci dyskretnych transmitancji. W stosunku do schematu ideowego (rys. 2) układ praktycznej realizacji technicznej (rys. 2) wyposażony został dodatkowo w blok „osłabienie pola” służący do pracy silnika przy prędkościach większych od prędkości znamionowej ω_N .

Dodatkowym elementem na rysunku jest enkoder inkrementalny EC, którego zadaniem wraz z układem pomiarowym jest wyznaczenie prędkości kątowej wirnika.

W celu zapisania wszystkich elementów układu sterowania (rys. 2) w postaci dyskretnych transmitancji wykorzystuje się metodę ekstrapolatora zerowego rzędu [11, 12, 13]

$$G_c(z) = \frac{z-1}{z} \cdot \mathcal{Z} \left[\mathcal{L} \left\{ \frac{\mathcal{F}(s)}{s} \right\} \right] \quad (16)$$

Dla filtru wartości zadanej prędkości (11) po uwzględnieniu wzmocnienia K_T toru pomiarowego, otrzymuje się transmitancję:

$$G_F(z) = \frac{K_T A_f}{z - B_f}, \quad A_f = 1 - e^{-\frac{bT_s}{a}}, \quad B_f = e^{-\frac{bT_s}{a}} \quad (17)$$

Należy pamiętać, że w skład wzmocnienia K_T musi wchodzić również liczba par biegunów silnika p_b . Wówczas współczynnik wzmocnienia używany w układzie regulacji jest równy iloczynowi rzeczywistego wzmocnienia

toru pomiarowego oraz liczby par biegunów. Regulator prędkości (8) sprowadza się do postaci dyskretniej

$$G_R(z) = \frac{K_1 z + K_2}{z-1} \quad (18)$$

gdzie:

$$K_1 = \frac{K_a}{K_T}, \quad K_2 = \frac{K_a}{K_T} \left(\frac{T_s K_b}{K_a} - 1 \right)$$

Układ całkujący $G_{int}(s)$ po zastosowaniu zależności (16) przyjmuje postać transmitancji dyskretniej

$$G_{int}(z) = \frac{T_s}{z-1} \quad (19)$$

Dodatkowo w torze wyznaczenia kąta ρ_{ref} został umieszczony blok uwzględniający wzmocnienie toru pomiarowego K_T .

Układ z rysunku 2 został uzupełniony o blok „osłabienie pola” pozwalający na pracę silnika z prędkościami większymi od maksymalnych, ten element układu sterowania jest opisany nieliniową funkcją [14, 15]:

$$i_{mR} = f_m(\omega_{ref}) = \begin{cases} i_{mR_N} \frac{\omega_N}{|\omega_{ref}|} & \text{dla } |\omega_{ref}| > \omega_N \\ i_{mR_N} & \text{dla } |\omega_{ref}| \leq \omega_N \end{cases} \quad (20a)$$

gdzie

$$i_{mR_N} = \frac{\sqrt{2} U_{SN}}{\sqrt{R_S^2 + (2\pi f_{1N} L_S)^2}} \quad (20b)$$

Dla tak uzyskanego sygnału wzorcowego i_{mR} uwzględnia się wzmocnienia falownika K_p przez zmniejszenie wartości tego sygnału K_p -krotnie. Kolejny blok o nazwie *RAMP* jest rozszerzeniem wersji bazowej układu regulacji i jego opis znajduje się w dalszej części niniejszego punktu.

Dyskretnie przetwarzanie znormalizowanego sygnału wzorcowego prądu jest realizowane z wykorzystaniem 3 torów, ponieważ transmitancja ciągła $G_d(s)$ została rozłożona na część proporcjonalną (o wzmocnieniu 1) i realizację pochodnej o transmitancji

$$G_{der}(s) = \frac{z-1}{T_s z} \quad (21)$$

Taka postać pochodnej (13) została przyjęta ze względu na łatwość modelowania.

Elementy ograniczające poziomy sygnałów wyjściowych z poszczególnych bloków powinny być z zakresu $(-1, 1)$ – dla ograniczeń *OGR1*, *OGR3*, *OGR4*. Natomiast ograniczenie *OGR2* powinno zawierać się w zakresie $\left(\pm \frac{i_{mR_N}}{K_p} \right)$, ponieważ jego wielkość ma znaczący wpływ na wartości przeregulowań prądów w stanie nieustalonym zaraz po załączeniu układu.

Oprócz wymienionych ograniczeń muszą istnieć ograniczenia wartości zadanych prądów fazowych dla falownika, czyli ograniczenia te występują w transformacji Clarke lub w falowniku. Miejsce ich umieszczenia zależy od budowy falownika oraz od sposobu współpracy układu mikroprocesorowego (realizującego algorytm sterowania) z falownikiem.

Wartość ograniczeń $(-1, 1)$ jest związana ze sposobem przetwarzania sygnałów z wykorzystaniem stałoprzecinkowych procesorów sygnałowych, gdzie dokonuje się kodowania liczb w celu ich późniejszego przetwarzania. Według [16] kodowanie jest oznaczane symbolem Qx , gdzie x jest liczbą naturalną mniejszą od ilości bitów standardowego słowa przetwarzanego przez procesor. Jeśli dla procesora 16-bitowego przyjęto sposób kodowania liczb Q12, to liczby są zapisane jako:

- 4-bitowa część całkowita (uwzględnia znak liczby),
- 12-bitowa część ułamkowa.

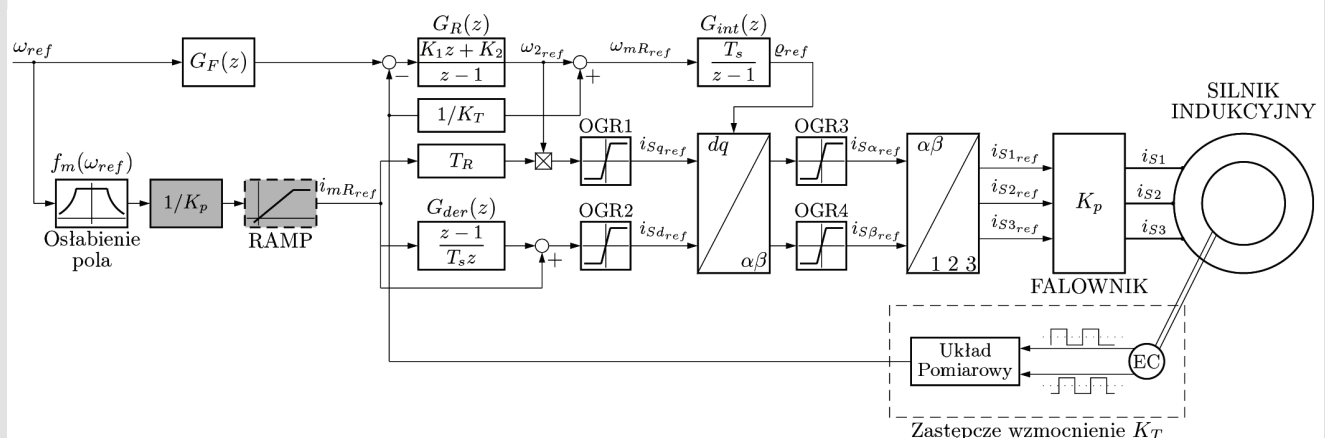
Najpopularniejszym obecnie sposobem kodowania jest Q15, co oznacza, że zakres liczb mieszczących się w jednym słowie 16-bitowym wynosi dokładnie $(-1, 0,9996)$, ponieważ słowo to składa się ze znaku i części dziesiętnej. Wartości graniczne takiego słowa muszą zawierać informacje o wielkościach prądów lub prędkości większych od wartości dopuszczalnych dla silnika. Takie podejście jest konieczne z uwagi na utrzymanie kontroli nad obiektem w przypadku nieprzewidzianych zdarzeń.

Uwagi dotyczące układu regulacji z rysunku 5

1. Sygnał wyjściowy z regulatora $G_R(z)$ nie podlega ograniczeniom do wartości $(-1, 1)$, ponieważ jest on wykorzystywany do wyznaczenia kąta ρ_{ref} . Natomiast wyznaczenie tego kąta oraz funkcji $\sin(\rho_{ref})$ oraz $\cos(\rho_{ref})$ w komputerowym systemie sterowania odbywa się z wykorzystaniem tabel. W związku z tym sygnał wyjściowy z regulatora zostaje zamieniony na określony wskaźnik do tablicy z wartościami funkcji trygonometrycznych.
2. Układy ograniczające sygnały powinny wchodzić w skład bloków, które je poprzedzają.

3. Wzmocnienie falownika jest przyjmowane indywidualnie przez projektanta w zależności jaki sposób kodowania liczb zostanie wybrany do realizacji algorytmu sterowania. Należy tu również pamiętać o możliwości forsowania prądu. Z tego powodu warto przyjmować, że wartość $0,25 \div 0,3$ w algorytmie będzie odpowiadała prądowi I_{SN} .
4. Przyjmowanie zbyt dużego współczynnika K_p powoduje, że obliczenia są prowadzone na zbyt małych liczbach, co zwiększa błędy obliczeniowe, a dodatkowo zwiększa się możliwość przeciążenia silnika – system komputerowy traci naturalne ograniczenia wynikające z nasycenia sygnałów.
5. Wzmocnienie toru pomiarowego (oraz jego struktura) jest tak dobrane, aby zapewnić pomiar prędkości większych od znamionowej. Takie podejście pozwala zachować kontrolę nad napędem w stanach przejściowych, bądź przy osłabieniu pola.
6. Układ regulacji jest mało odporny na zmiany stałej T_R , zwiększając przeregulowanie prędkości oraz oscylacje prądów i_{Sd} i i_{Sq} . Aby rozwiązać ten problem, można zastosować estymator stałej T_R [1].
7. Regulator $G_R(z)$ może pracować z czasem próbkowania większym niż bloki przetwarzające sygnały prądowe, ale integrator $G_{INT}(z)$ musi posiadać czas identyczny z czasem próbkowania dla sygnałów prądu (stałe wymuszenie na jego wejściu powoduje aktualizację zadanego kąta ρ_{ref} co zmniejsza oscylacje).
8. Dobór ograniczenia $OGR1$ wpływa na ograniczenie momentu elektrycznego M_e poprzez ograniczenie prądu i_{Sq} . Obliczenie ograniczenia powinno odbywać się na podstawie rysunku 1, z którego wynika zależność na moduł (amplitudę) prądu $\sqrt{i_{Sq}^2 + i_{Sd}^2} = |i_S|$. W stanie ustalonym $i_{Sd} = i_{mR}$, więc dla dopuszczalnego prądu stojana $|i_S|_{max}$ otrzymuje się ograniczenie $OGR1$ w postaci $(\pm|i_{Sq}|_{max})$ gdzie

$$|i_{Sq}|_{max} = \sqrt{|i_S|_{max}^2 - i_{mR}^2} \quad (22)$$



Rys. 5. Sterowanie IFOC – realizacja cyfrowego układu sterowania

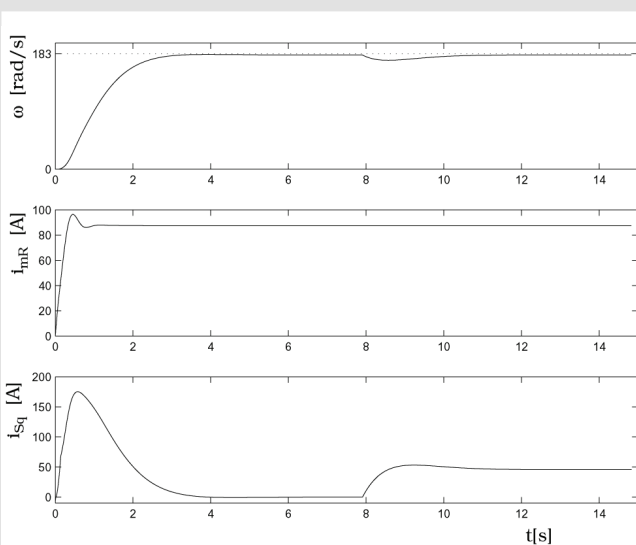
9. Inną metodą ograniczenia wartości momentu elektrycznego podczas rozruchu jest zastosowanie układu liniowego zadawania sygnału $i_{mR_{ref}}$ przedstawionego jako blok *RAMP*, który można zrealizować, wykorzystując

$$\text{integrator z ograniczeniem wartości } \left(\pm \frac{i_{mR_{ref}}}{K_p} \right).$$

Dobór stałej całkowania, czyli szybkości narastania prądu $i_{mR_{ref}}$, ma wpływ na przebieg momentu Me . Takie rozwiązanie problemu rozruchu skraca stany przejściowe w napędzie związane z błędami identyfikacji stałej T_R .

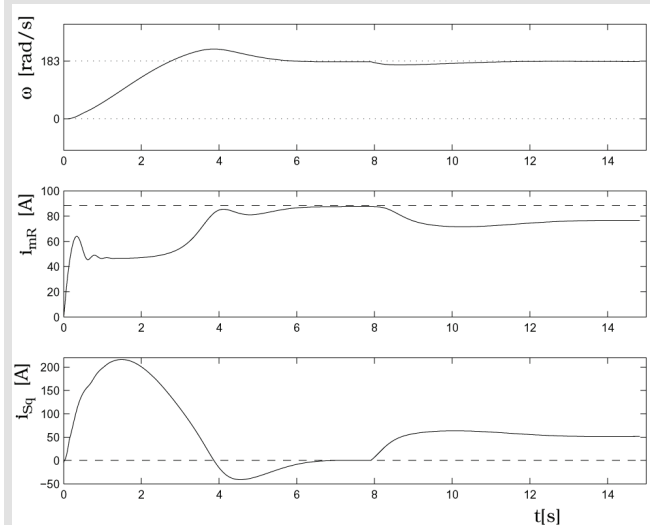
10. Blok różniczkujący $G_{der}(z)$ służy jedynie do ustalenia stanu przejściowego podczas rozruchu. Transmitancja ta wynika z przekształceń przedstawionych na początku niniejszego punktu i w przypadku skokowo zadawanej wartości prądu i_{mR} układ cyfrowy (poprzez skończony krok próbkowania oraz naturalne ograniczenia) nie jest w stanie zrealizować impulsu Diraca. Zuwagi na fakt, że czas trwania stanu przejściowego przy skokowo zadany prądzie magnesującym jest równy jednemu okresowi próbkowania T_s , to w takim przypadku blok $G_{der}(z)$ może zostać pominięty. Natomiast jeśli wykorzystuje się system przetwarzania danych uzupełniony o blok *RAMP*, to w strukturze układu regulacji musi znajdować się transmitancja $G_{der}(z)$, ponieważ stan przejściowy w tym przypadku trwa znacznie dłużej i jest ustalany przez projektanta.

Na rysunku 6 przedstawiono badania symulacyjne omawianego układu regulacji. Założono tu czas regulacji $T_r = 3$ s i dobrano nastawy regulatora $G_R(z)$. Przyjęty czas regulacji powoduje, że układ regulacji wchodzi w nasycenia wydłużając czasu rozruchu do ok. 3,5 s. Symulacje zostały przeprowadzone dla schematu z rysunku 5, w którym zastosowano układ *RAMP* wydłużający czas rozruchu silnika.



Rys. 6. Sterowanie IFOC. Napęd jest obciążony udarowo momentem M_N w 8 sekundzie symulacji

Na rysunku 7 przedstawiono symulację tego samego układu, tylko przyjęto błąd identyfikacji stałej czasowej wirnika. Można tu zaobserwować zwiększenie się przeregulowań oraz znacznie dłuższy czas regulacji (ok. 6 s).



Rys. 7. Sterowanie IFOC z przyjętym błędem identyfikacji stałej $T_R = 0,5 T_{R_{real}}$

Polepszenie precyzji regulacji w tym układzie jest możliwe po zastosowaniu dodatkowej pętli regulacji prądu magnesującego i_{mR} , ale wówczas układ zaczyna przybierać postać bezpośredniego sterowania połowo zorientowanego (DFOC) [1, 4, 5, 7, 2, 8], które powinno być uzupełnione o obserwator położenia strumienia wirnika (prądu magnesującego i_{mR}).

4. PODSUMOWANIE

W artykule zaprezentowano procedurę rozwiązania problemu cyfrowego pośredniego sterowania połowo zorientowanego silnikiem indukcyjnym. W szczególności przedstawiono:

- utworzenie układu odsprzęgającego i sposób przeprowadzenia doboru nastaw ciągłego regulatora prędkości oraz jego dyskretyzacji,
- konieczność stosowania filtra wartości zadanej dla regulatora prędkości,
- sposób realizacji pochodnej sygnału określającego wartość zadanej prądu magnesującego,
- problem ograniczeń sygnałów wyjściowych poszczególnych bloków układu sterowania oraz ograniczeń prądów fazowych silnika,
- sposób uwzględnienia możliwości pracy silnika przy prędkościach kątowych większych od prędkości znamionowej.

Wyniki przeprowadzonych badań symulacyjnych potwierdzają poprawność zaproponowanych rozwiązań i pozwalają na przeprowadzenie następnego etapu badań tj. fizycznego eksperymentu na stanowisku badawczym.

Dodatek

Parametry przykładowego silnika indukcyjnego:

$$\begin{aligned}P_N &= 15 \text{ kW}, U_{SN} = 127 \text{ V}, I_{SN} = 46,15 \text{ A}, \\f_{1N} &= 60 \text{ Hz}, \omega_N = 183,1 \text{ rad/s}, n_N = 1748,3 \text{ obr./min}, \\ \cos\phi &= 0,853, p_b = 2, R_S = 0,1062 \Omega, \\R_R &= 0,0764 \Omega, L_S = 16,1 \text{ mH}, L_R = 16,01 \text{ mH}, \\L_\mu &= 15,5 \text{ mH}, L_{\sigma S} = 0,66978 \text{ mH}, \\L_{\sigma R} &= 0,56898 \text{ mH}, J = 0,5 \text{ kg}\cdot\text{m}^2], \\T_S &= 152 \text{ ms}, T_R = 210 \text{ ms}, M_{\max} = 3M_N.\end{aligned}$$

Literatura

- [1] Leonhard W.: *Control of Electrical Drives*. Springer-Verlag, Berlin, 2001.
- [2] Trzynadlowski A.T.: *Control of Induction Motors*. San Diego, 2000.
- [3] Boldea I., Nasar S.A.: *Electric Drives*. CRC Press, 1999.
- [4] Kaźmierkowski M.P., Tunia H.: *Automatic Control of Converter-Fed Drives*. Elsevier, Warszawa, 1994.
- [5] Kaźmierkowski M.P., Krishnan R., Blaabjerg F.: *Control in Power Electronics*. Academic Press, San Diego, 2002.
- [6] Orłowska Kowalska T.: *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 2003.
- [7] Bose B.K.: *Modern Power Electronics and AC Drives*. NJ, Prentice Hall, 2002.
- [8] Vas P.: *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. University Press, Oxford, 1998.
- [9] Vaccaro J.R.: *Digital Control. A State-Space Approach*. Mc Graw-Hill, Inc., 1995.
- [10] Engeln-Mullges G., Uhlig F.: *Numerical Algorithms with C*. Springer-Verlag, Berlin, 1996.
- [11] Astrom K.J., Wittenmark B.: *Computer-Controlled Systems*. NJ: Prentice Hall, 1997.
- [12] Ogata K.: *Discrete-Time Control Systems*. Prentice Hall, 1995.
- [13] Franklin G.F., Powell J.D., Workman M.L.: *Digital Control of Dynamic Systems*. Addison-Wesley Inc, 1990.
- [14] Ong Vh-M.: *Dynamic Simulation of Electrical Machinery using Matlab/Simulink*. New Jersey, Prentice Hall, 1998.
- [15] Chiasson J.: *Modeling and High-Performance control of Electric Machines*. NJ: Wiley-IEEE Press, 2005.
- [16] Texas Instruments. Implementation of a Speed Field Orientated Control of Three Phase AC Induction Motor using TMS320F240. Technical report, BPRA076, 1998.

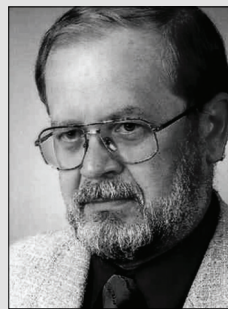
Wpłynęło: 13.05.2009



Grzegorz SIEKLUCKI

Urodził się 2 lutego 1972 w Krakowie. Ukończył 1997 roku kierunek automatyka i robotyka na Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie. W 2000 roku uzyskał tytuł doktora nauk technicznych w dyscyplinie elektrotechnika. Obecnie jest zatrudniony w Katedrze Automatyki Napędu i Urządzeń Przemysłowych. Zajmuje się sterowaniem cyfrowym napędami elektrycznymi.

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



Tadeusz ORZECHOWSKI

Urodził się 19 października 1946 roku w Krakowie. Studia wyższe ukończył w 1970 roku w Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie na Wydziale Elektrotechniki Górniczej i Hutniczej. Stopień naukowy doktora nauk technicznych uzyskał w 1977 roku, a stopień doktora habilitowanego w 1992 roku. 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