

ENERGOOSZCZĘDNY NAPĘD HYDRAULICZNY Z SILNIKIEM INDUKCYJNYM ZASILANYM Z FALOWNIKA NAPIĘCIA

Tadeusz STEFAŃSKI*, Łukasz ZAWARCZYŃSKI*

*Katedra Systemów Sterowania i Zarządzania, Wydział Elektrotechniki Automatyki i Informatyki,
Politechnika Świętokrzyska, Al. 1000-lecia P.P 7, 25-314 Kielce

t.stefanski@tu.kielce.pl, l.zawarczyński@tu.kielce.pl

Streszczenie: Analizowano problemy modelowania matematycznego i sterowania natężeniem przepływu i ciśnieniem hydraulicznej stacji zasilającej, której pompę o stałej wydajności napędza silnik indukcyjny. Silnik jest zasilany z falownika napięcia. W układzie zastosowano bezpośrednią metodę sterowania momentem i strumieniem z uwzględnieniem minimalizacji strat mocy w silniku indukcyjnym. Do identyfikacji parametrycznej modelu matematycznego napędu elektrycznego zastosowano numeryczną metodę optymalizacji statycznej. Ocenę strat energii dokonano na podstawie pomiarów laboratoryjnych napędu z silnikiem o mocy 2,2kW.

1. WPROWADZENIE

Sterowanie prędkością hydraulicznego elementu wykonawczego wymaga zastosowania w układzie zaworu umożliwiającego ciągłą zmianę natężenia przepływu cieczy roboczej (dławieniowy układ sterowania prędkością) lub pompy wyporowej o zmiennej wydajności (objętościowy układ sterowania prędkością). Z kolei sterowanie siłą – hydraulicznego elementu wykonawczego umożliwiającego ciągłą zmianę ciśnienia cieczy roboczej. Między prędkością tłoczyska lub wału silnika hydraulicznego a natężeniem przepływu zachodzą jednoznaczne (w przybliżeniu proporcjonalne) relacje. Również takie relacje zachodzą między siłą (momentem) a ciśnieniem. Relacje te można wykorzystać do odpowiedniego sterowania silnikiem elektrycznym, napędzającym pompę wyporową.

Układy sterowania dławieniowego charakteryzują się niską sprawnością, co ogranicza ich zastosowanie do niewielkich mocy. Szczególnie niską sprawność mają układy z szeregowym usytuowaniem elementu dławiącego. W układach sterowania objętościowego stosuje się pompy o zmiennej wydajności. Zmiana wydajności może odbywać się poprzez zmianę wydajności jednostkowej pompy, lub poprzez zmianę jej prędkości obrotowej. Takie rozwiązanie zwiększa koszt budowy układu. Rozwój konstrukcji silników elektrycznych, energoelektronicznych przekształtników metod sterowania i mikroprocesorowych systemów sterujących umożliwia efektywne i energooszczędne sterowanie parametrami użytkowymi układów hydraulicznych (Stefański i Sikora, 1998; Stefański, 2000).

W pracy dokonano analizy metody bezpośredniego sterowania strumieniem i momentem silnika indukcyjnego (DTC, *Direct Torque Control*) w układzie sterowania parametrami (natężenia przepływu, ciśnienie) hydraulicznej stacji zasilającej [1, 2]. Analizowano także możliwość podwyższenia sprawności napędu poprzez odpowiednie sterowanie strumieniem stojana silnika (Garcia i inni, 1994; Leidhold i inni, 2002; Mazur i Stefański, 2002).

2. IDENTYFIKACJA PARAMETRÓW MODELU MATEMATYCZNEGO NAPĘDU

Model matematyczny napędu z silnikiem indukcyjnym jest przedstawiany w stacjonarnym lub w wirującym układzie współrzędnych. W stacjonarnym układzie współrzędnych sygnałami wejściowymi silnika są składowe napięcia stojana v_α i v_β , natomiast sygnałami wyjściowymi – prąd stojana (składowe i_α i i_β lub amplituda I) oraz prędkość kątowna ω :

Pomiar prądu stojana oraz prędkości kątowej jest realizowany za pomocą odpowiednich przetworników pomiarowych, zwykle hallotronowych. Zasadniczym problemem jest natomiast pomiar składowych napięć v_α i v_β , gdyż składowe te są sygnałami impulsowymi i ich pomiar wymaga dużej częstotliwości próbkowania, przynajmniej o rząd większej od częstotliwości przełączania tranzystorów. Do identyfikacji parametrycznej napędu zastosowano model matematyczny silnika indukcyjnego w wirującym układzie współrzędnych $d-q$, zorientowanym zgodnie z wektorem napięcia stojana v_s (Rutczyńska-Wdowiak i Stefański, 2008):

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \varphi_d(t) &= \varphi_q(t) \omega_s(t) - R_s i_d(t) + v(t) \\ \frac{d}{dt} \varphi_q(t) &= -\varphi_d(t) \omega_s(t) - R_s i_q(t) \\ \frac{d}{dt} i_d(t) &= a_1 \varphi_d(t) + a_3 \varphi_q(t) \omega_e(t) - a_2 i_d(t) + \\ &\quad + i_q(t) \omega_s(t) - i_q(t) \omega_e(t) + a_3 v(t) \\ \frac{d}{dt} i_q(t) &= -a_3 \varphi_d(t) \omega_e(t) + a_1 \varphi_q(t) - i_d(t) \omega_s(t) + \\ &\quad + i_d(t) \omega_e(t) - a_2 i_q(t) \\ \frac{d}{dt} \omega_e(t) &= \frac{3p^2}{2J} (\varphi_d(t) i_q(t) - \varphi_q(t) i_d(t)) - \frac{P}{J} M_o(t) \end{aligned} \quad (1)$$

przy czym:

$$a_1 = \frac{R_r}{\sigma L_s L_r}, \quad a_2 = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}, \quad a_3 = \frac{1}{\sigma L_s},$$

$$\sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r}$$

oraz: i_d, i_q i φ_d, φ_q – odpowiednio składowe wektora prądu i strumienia stojana układzie współrzędnych związanym z wektorem napięcia stojana; ω_s – pulsacja synchroniczna; ω_e – elektryczna prędkość kątowna; R_s i L_s – rezystancja i indukcyjność stojana; R_r i L_r – rezystancja i indukcyjność wirnika; L_m – indukcyjność główna; p – liczba par biegunów; J_s – moment bezwładności silnika.

Schemat blokowy obiektu identyfikacji z uwzględnieniem mierzonych sygnałów wejściowych i wyjściowych przedstawia Rys. 1. Sygnałami wejściowymi są: amplituda v wektora napięcia stojana i pulsacja synchroniczna ω_s , natomiast sygnałami wyjściowymi prędkość kątowna ω i amplituda I wektora prądu stojana.



Rys. 1. Obiekt identyfikacji z zaznaczeniem sygnałów wejściowych i wyjściowych

Wartości parametrów modelu matematycznego silnika wyznaczone na podstawie minimalizacji błędu średniokwadratowego amplitudy prądu stojana I oraz prędkości kątownej ω

$$Q = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\omega(i) - \hat{\omega}(i))^2 + \frac{K}{N} \sum_{i=1}^N (I(i) - \hat{I}(i))^2 \quad (2)$$

przy czym: N – liczba pomiarów; $K=10$ – współczynnik wagowy; symbol „^” oznacza rozwiązanie modelu matematycznego silnika. W procesie identyfikacji wyznaczano parametry modelu matematycznego (1), tj.: J, a_1, a_2 i a_3 lub parametry schematu zastępczego silnika. Rezystancję stojana R_s wyznaczono za pomocą bezpośredniego pomiaru. Zgodność trajektorii czasowych prądu i prędkości kątownej silnika oraz jego modelu matematycznego oceniano za pomocą współczynników korelacji R_ω prędkości kątownej R_I prądu stojana.

W Tab. 1 i 2 zestawiono wartości identyfikowanych parametrów i współczynników korelacji R , wyznaczone dla odpowiedzi czasowych prądu stojana I i prędkości kątownej ω silnika oraz jego modelu matematycznego na wymuszenia w postaci skokowej zmiany sygnału pobudzającego (zasilanie z sieci trójfazowej), którym była pulsacja synchroniczna ω_s i napięcie stojana v .

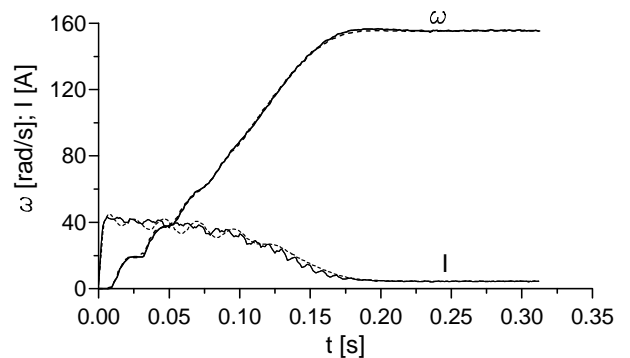
Na Rys. 2. przedstawiono zarejestrowane odpowiedzi czasowe prędkości kątownej ω i prądu stojana I silnika oraz jego modelu matematycznego ($\hat{\omega}$ i \hat{I}), dla wyznaczonych w procesie identyfikacji wartości parametrów a_1, a_2 i a_3 (rozruch sieciowy).

Tab. 1. Wyniki identyfikacji parametrów modelu (1)

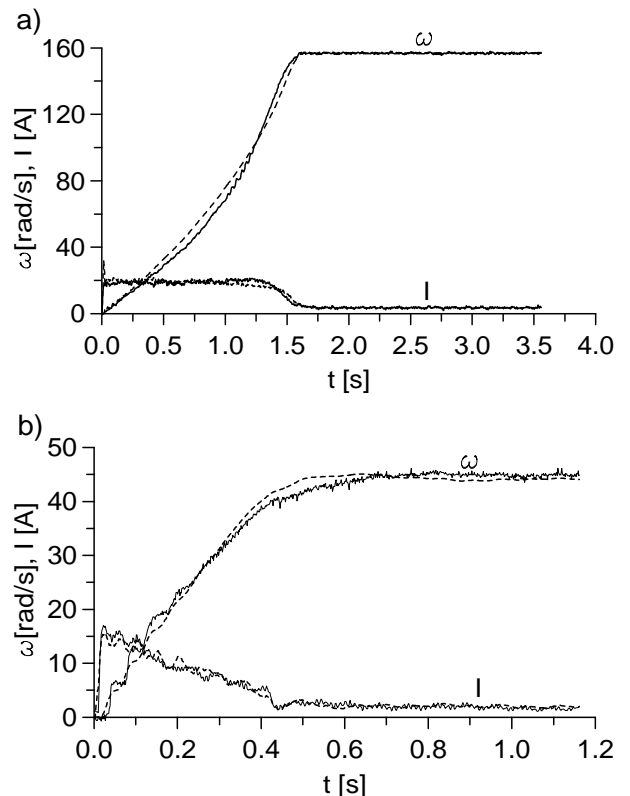
Wartości identyfikowanych parametrów				Współczynnik korelacji	
J [kg·m ²]	a_1	a_2	a_3	R_I	R_ω
0.044	521.4	280.1	54.2	0.973	0.992

Tab. 2. Wyniki identyfikacji parametrów schematu zastępczego

Wartości identyfikowanych parametrów					Współczynnik korelacji	
J [kg·m ²]	R_r [Ω]	L_s [H]	L_r [H]	L_m [H]	R_I	R_ω
0.044	2.47	0.234	0.251	0.222	0.983	0.994



Rys. 2. Porównanie odpowiedzi czasowych prędkości kątownej ω oraz prądu stojana I silnika (linie ciągłe) i jego modelu matematycznego (linie przerywane)



Rys. 3. Porównanie odpowiedzi czasowych prędkości kątownej ω oraz prądu stojana I silnika (linie ciągłe) i jego modelu matematycznego (linie przerywane)

Na Rys. 3. przedstawiono zarejestrowane odpowiedzi czasowe prędkości kątowej ω i prądu stojana I silnika oraz jego modelu matematycznego, dla wyznaczonych w procesie identyfikacji wartości parametrów a_1 , a_2 i a_3 . W czasie eksperymentu pomiarowego silnik zasilano z falownika, wprowadzając skokową zmianę wartości pulsacji synchronicznej $\omega_s=314\text{rad/s}$ (Rys. 3a) oraz $\omega_s=90\text{rad/s}$ (Rys. 3b), przy warunku $v/\omega_s=1$ i $J=0,08\text{ kg}\cdot\text{m}^2$. W wyniku identyfikacji uzyskano wartości identyfikowanych parametrów zbliżone do zestawionych w Tab. 1.

3. METODA BEZPOŚREDNIEGO STEROWANIA STRUMIENIEM I MOMENTEM

W połowie lat osiemdziesiątych ukazały się prace Depenbrocka (1988), które zaprezentowały nową ideę sterowania silnikiem indukcyjnym zasilanym z falownika. W metodzie tej zrezygnowano z transformacji prądu stojana do połowo-zorientowanego układu współrzędnych, a wykorzystano zasadę kształtowania wartości chwilowej momentu poprzez odpowiednią orientację wektora strumienia stojana φ_s w stosunku do wektora strumienia wirnika φ_r . W późniejszych latach opublikowano szereg prac stanowiących analizę lub rozwinięcie metody bezpośredniego sterowania strumieniem i momentem. W metodzie tej nie występują obwody regulacji prądów fazowych stojana.

Moment silnika M może być wyrażony w postaci zależności

$$M = K \varphi_r \varphi_s \sin \gamma \quad (3)$$

przy czym K jest stałą, a γ - kątem między wektorami φ_r i φ_s . Na wartość chwilową momentu ma wpływ wzajemne położenie wektorów strumienia stojana φ_s i wirnika φ_r . Zmiana położenia wektora φ_s odbywa się poprzez zmianę napięcia stojana.

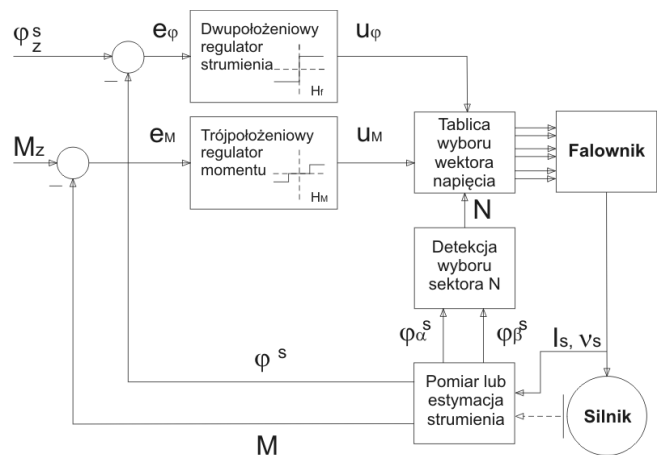
Z modulacji MSI za pomocą metody wektorów przestrzennych wynika (Boldea i Nasar, 1999; Depenbrock, 1988), że moduł wektora przestrzennego napięcia stojana przyjmuje sześć wartości niezerowych (wektory aktywne) i dwie wartości zerowe (wektory zerowe). Zmiana sekwencji wektorów aktywnych powoduje zmianę położenia wektora strumienia stojana, którego koniec kreśli trajektorię w kształcie sześciokąta. Natomiast wektory zerowe nie zmieniają kształtu trajektorii, lecz powodują zatrzymanie wektora strumienia. Ponieważ wektor strumienia wirnika porusza się w sposób ciągły po trajektorii kołowej z prędkością synchroniczną, to zmianę wartości kąta γ można uzyskać zmieniając odpowiednio sekwencję wektorów aktywnych i zerowych.

Zmiana sekwencji wektora aktywnego kolejności zgodnej jest przyczyną szybkiego oddalania się wektora φ_s od wektora φ_r i tym samym wzrostu kąta obciążenia γ , a więc także i momentu M . Wybór wektora zerowego zatrzymuje wektor φ_s , co wobec ciągłego ruchu wektora φ_r , powoduje zmniejszenie kąta γ i momentu M . Jeśli czas trwania stanu zerowego będzie odpowiednio długi, wówczas φ_r wyprzedzi φ_s , powodując zmianę znaku kąta γ i momentu M silnika. Załączając cyklicznie odpowiednie

wektory aktywne i zerowe napięcia wyjściowego falownika uzyskuje się możliwość sterowania momentem silnika.

W zakresie małych wartości prędkości kątowej silnika (poniżej 20% wartości nominalnej) ruch wektora strumienia wirnika jest zbyt wolny, aby uzyskać szybką zmianę momentu M . W tym przypadku, zamiast wektora zerowego jest wybierany wektor aktywny kolejności przeciwnej. Natomiast w warunkach osłabienia strumienia, wektory zerowe nie mogą być wybierane. Sterowanie momentem uzyskuje się poprzez przyspieszanie ruchu wektora pola (poprzez wybór wektorów aktywnych kolejności zgodnej) lub poprzez jego opóźnianie (wybór wektorów aktywnych kolejności przeciwnej).

Schemat blokowy napędu falownikowego z bezpośrednim sterowaniem strumieniem i momentem przedstawiono na Rys. 4. Wartości zadane strumienia stojana φ_s^S i momentu M_z są porównywane z wartościami mierzonymi φ^S i M . W torze regulacji strumienia zastosowano regulator dwupołożeniowy z histerezą o szerokości $2H_\varphi$, natomiast w torze regulacji momentu silnika - regulator trójpołożeniowy z histerezą o szerokości H_M .



Rys. 4. Schemat blokowy układu bezpośredniego sterowania momentem i strumieniem silnika

Stany wyjściowe regulatora strumienia są określone następująco (Boldea i Nasar, 1999):

$$u_\varphi = 1 \quad \text{dla} \quad e_\varphi > H_\varphi \quad (4)$$

$$u_\varphi = 0 \quad \text{dla} \quad e_\varphi < -H_\varphi \quad (5)$$

Analogicznie dla regulatora momentu

$$u_M = 1 \quad \text{dla} \quad e_M > H_M \quad (6)$$

$$u_M = 0 \quad \text{dla} \quad e_M = 0 \quad (7)$$

$$u_M = -1 \quad \text{dla} \quad e_M < -H_M \quad (8)$$

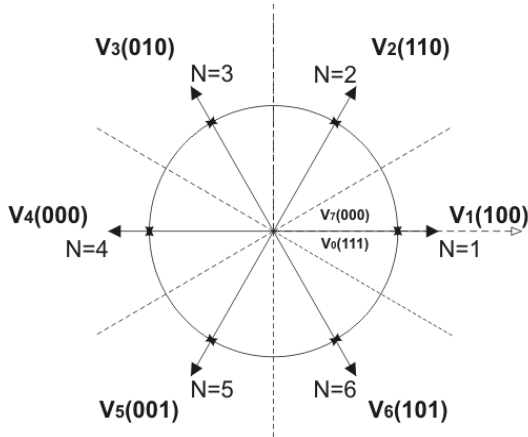
Wybór wektora napięcia odbywa się na podstawie sygnałów wyjściowych regulatorów oraz położenia wektora strumienia. Zmiany położenia wektora strumienia φ_s , w układzie współrzędnych związanym ze stojanem, podzielono na 6 sektorów (Rys. 5) i każdemu z nich przyporządkowano numer od $N=1$ do $N=6$. Każdy sektor obejmuje zakres kątowy zgodnie z zależnością

$$(2N - 3)\pi/6 < \chi(N) \leq (2N - 1)\pi/6 \quad (9)$$

Bieżącą wartość kąta fazowego γ wektora strumienia stojana wyznaczono z zależności

$$\gamma = \arctg(\phi_\beta / \phi_\alpha) \quad (10)$$

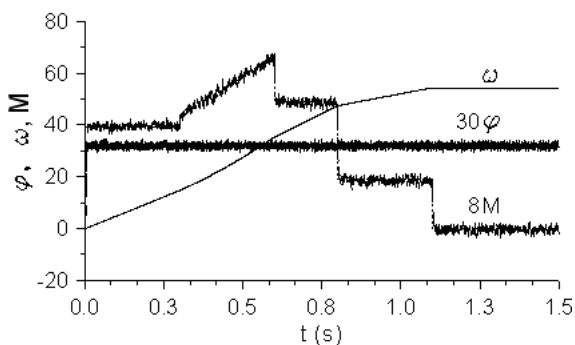
Na podstawie omówionych powyżej zasad zbudowano tablicę kodów wektora napięcia stojana v_s (Tab. 1).



Rys. 5. Wektorowa reprezentacja napięcia stojana i sektory N położenia wektora strumienia stojana ϕ_s

Tab. 3. Tabela kodów wektora napięcia stojana

u_ϕ, u_M	N	$N=1$	$N=2$	$N=3$	$N=4$	$N=5$	$N=6$
$u_\phi=1$	$u_M=1$	$v_2(110)$	$v_3(010)$	$v_4(011)$	$v_5(001)$	$v_6(101)$	$v_1(100)$
	$u_M=0$	$v_7(111)$	$v_0(000)$	$v_7(111)$	$v_0(000)$	$v_7(111)$	$v_0(000)$
$u_\phi=0$	$u_M=-1$	$v_6(101)$	$v_1(100)$	$v_2(110)$	$v_3(010)$	$v_4(011)$	$v_5(001)$
	$u_M=1$	$v_3(010)$	$v_4(011)$	$v_5(001)$	$v_6(101)$	$v_1(100)$	$v_2(110)$
	$u_M=0$	$v_0(000)$	$v_7(111)$	$v_0(000)$	$v_7(111)$	$v_0(000)$	$v_7(111)$
$u_M=-1$	$u_M=1$	$v_5(001)$	$v_6(101)$	$v_1(100)$	$v_2(110)$	$v_3(010)$	$v_4(011)$
	$u_M=0$	$v_0(000)$	$v_7(111)$	$v_0(000)$	$v_7(111)$	$v_0(000)$	$v_7(111)$



Rys. 6. Odpowiedzi czasowe napędu falownikowego sterowanego metodą bezpośrednią (układ z Rys. 4)

Składowe v_α i v_β wektora napięcia stojana v_s wyznaczono z zależności:

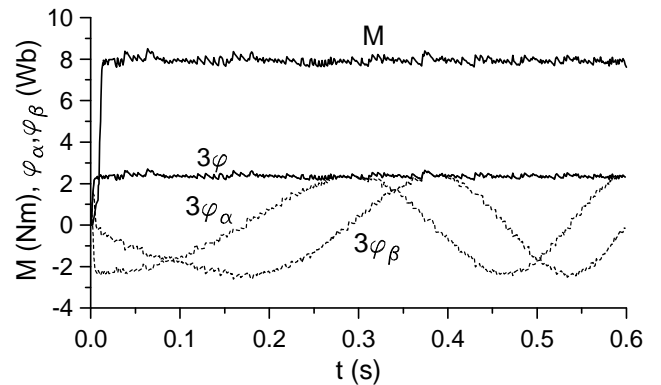
$$v_\alpha = \frac{2}{3} U_0 (2s_1 - s_2 - s_3) \quad (11)$$

$$v_\beta = \frac{2}{\sqrt{3}} U_0 (s_2 - s_3) \quad (12)$$

gdzie: U_0 – napięcie stałe w obwodzie pośredniczącym falownika; s_1, s_2, s_3 – stany załączeń gałęzi falownika (dla napięcia $+U_0$ przyjmują wartości równe 1, natomiast dla napięcia $-U_0$ przyjmują wartości 0).

Rys. 6 przedstawia odpowiedzi czasowe momentu M na zadaną trajektorię M_z (linia przerywana), strumienia stojana ϕ i prędkości kątowej ω silnika. Analizowana metoda wykazuje dobre właściwości regulacyjne strumienia i momentu. Na właściwości statyczne i dynamiczne tej metody zasadniczy wpływ ma szerokość stref histerezy H_M i H_ϕ .

Odpowiedzi skokowe momentu i strumienia stojana, uzyskane w czasie eksperymentu laboratoryjnego, zamieszczono na Rys. 7.



Rys. 7. Odpowiedzi czasowe napędu falownikowego sterowanego metodą bezpośrednią (układ z Rys. 4)

Bezpośrednia metoda sterowania momentem i strumieniem zapewnia prawie bezinercyjne sterowanie momentem. W układzie sterowania nie występuje bezpośrednia regulacja prądu stojana silnika. Zamiast pomiaru strumienia i momentu można zastosować estymację tych wielkości. Jednak w tym przypadku jakość regulacji będzie zależała od dokładności identyfikacji modelu matematycznego silnika i uwzględnienia zmian wartości jego parametrów.

Estymacja strumienia silnika może być zrealizowana w różny sposób, np. poprzez zastosowanie modelu napięciowego lub prądowego, obserwatorów, filtra Kalmana lub sieci neuronowych (Boldea i Nasar, 1999; Mazur i Stefański, 2002). Do najprostszych sposobów należy zastosowanie modelu napięciowego (Boldea i Nasar, 1999):

$$\phi_\alpha = \frac{1}{T_N} \int_0^t (v_\alpha - R_s i_\alpha) dt \quad (13)$$

$$\phi_\beta = \frac{1}{T_N} \int_0^t (v_\beta - R_s i_\beta) dt$$

gdzie T_N jest stałą czasową, a i_α i i_β – odpowiednio składowe wektora prądu w układzie współrzędnych związanym ze stojanem.

Z kolei moment elektromagnetyczny silnika może być wyznaczony z zależności

$$M = 1,5 p (\phi_\alpha i_\beta - \phi_\beta i_\alpha) \quad (14)$$

lub

$$M = \frac{U_o I_o}{\omega} \quad (15)$$

przy czym: U_o – napięcie na wyjściu prostownika, I_o – prąd na wyjściu prostownika.

4. STEROWANIE MINIMALIZUJĄCE STRATY SILNIKA

Wysoką jakość sterowania można osiągnąć stosując niezależne sterowanie momentem i strumieniem silnika indukcyjnego. Algorytm minimalizujący straty mocy w silniku indukcyjnym bazuje na utrzymywaniu właściwej równowagi między stratami w miedzi i żelazie. Równowaga ta jest realizowana poprzez kontrolę strumienia magnetycznego silnika indukcyjnego. Problem sterowania momentem i prędkością kątową napędu falownikowego, minimalizującego straty mocy w silniku, analizowano w (Garcia i inni, 1994; Leidhold i inni, 2002; Mazur i Stefański, 2002).

Równanie opisujące optymalną wartość prądu magnesującego i_{ds} , ze względu na minimalizację strat mocy w stanie ustalonym prędkości kątowej, ma postać (Mazur i Stefański, 2002):

$$i_{ds} = \sqrt{\frac{M_z}{pL_d}} \sqrt{\frac{R_q}{R_d(\omega)}} \quad (16)$$

a składowa bierna prądu i_{qs} :

$$i_{qs} = \frac{M_z}{pL_d i_{ds}} \quad (17)$$

gdzie:

$$R_q = R_s + \frac{R_{qls}R_r}{R_{qls} + R_r}, \quad R_d(\omega) = R_s + \frac{L_d^2}{R_{qls} + R_r} \omega^2$$

przy czym: R_{qls} – rezystancja reprezentująca straty w żelazie stojana dla współrzędnej q ; ω – prędkość kątowa wirnika; L_d – indukcyjność wzajemna w wirującym układzie współrzędnych $d-q$; i_{ds} , i_{qs} – składowe wektora prądu stojana w wirującym układzie $d-q$; M_z – zadana wartość momentu elektrycznego silnika.

Uwzględniając, że:

$$\varphi_{ds} = \frac{L_s \varphi_{dr}}{L_m}, \quad \varphi_{dr} = L_m i_{ds} \quad (18)$$

stąd

$$\varphi_{ds} = L_s i_{ds} \quad (19)$$

oraz

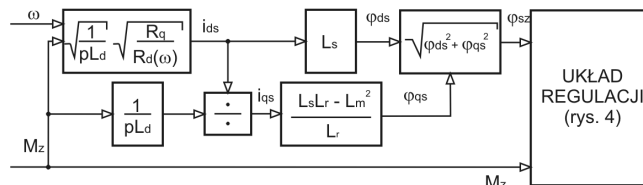
$$\varphi_{qs} = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} i_{qs} \quad (20)$$

a stąd

$$\varphi = \sqrt{\varphi_{ds}^2 + \varphi_{qs}^2} \quad (21)$$

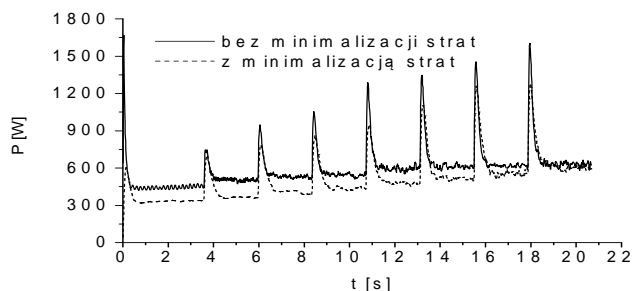
gdzie φ_{ds} , φ_{qs} – składowe wektora strumienia stojana w wirującym układzie $d-q$.

Na Rys. 8 przedstawiono schemat blokowy układu regulacji prędkości kątowej z minimalizacją strat mocy silnika.

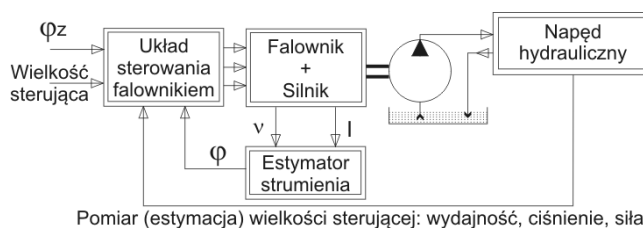


Rys. 8. Schemat blokowy układu regulacji prędkości kątowej silnika z minimalizacją strat mocy

Na Rys. 9 przedstawiono zarejestrowane przebiegi czasowe mocy pobieranej przez silnik i falownik. Przebiegi te otrzymano w wyniku pobudzenia układu skokowymi przyrostami prędkości kątowej wynoszącymi 20 rad/s (Mazur i Stefański, 2002)



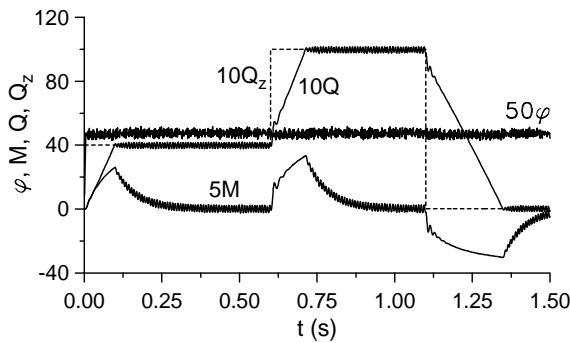
Rys. 9. Przebiegi czasowe mocy pobieranej przez falownik i silnik dla skokowego pobudzenia układu regulacji przy momencie obciążenia $M_{obc}=1$ Nm.



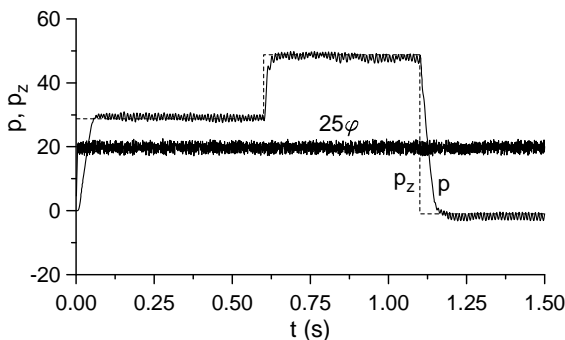
Rys. 10. Schemat blokowy układu sterowania

Na bazie struktury przedstawionej na Rys. 4 można konfigurować różne układy sterowania. I tak, jeśli zamiast momentu wprowadzi się takie wielkości, jak: ciśnienie, siła, prędkość lub natężenie przepływu, to uzyska się możliwość regulacji tych wielkości (Rys.10). Na Rys. 11 i Rys. 12 zamieszczono odpowiednio przebiegi czasowe regulacji ciśnienia p . (siły) oraz wydajności Q pompy (indeksy z – wartości zadane). W symulacji przyjęto parametry silnika

zamieszczone w tabeli 1 oraz założono, że wydajność pompy jest proporcjonalna do prędkości kątowej silnika.

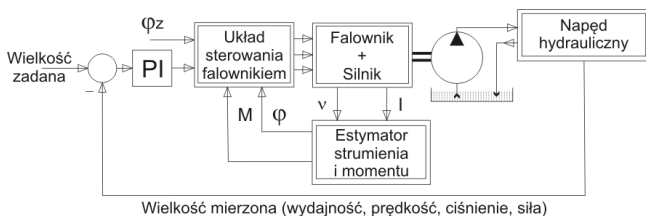


Rys. 11. Przebiegi czasowe sterowania wydajnością pompy

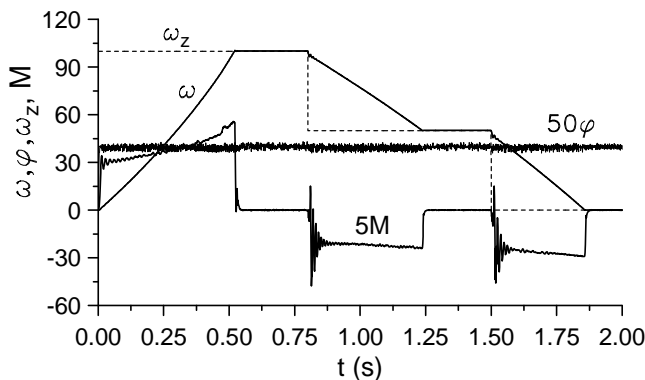


Rys. 12. Przebiegi czasowe sterowania ciśnieniem

Dokładniejsze sterowanie tymi wielkościami można uzyskać w układzie regulacji (Rys. 13), np. z regulatorem typu PI. Odpowiedzi czasowe regulacji prędkości kątowej silnika (wydajności pompy) zamieszczono na Rys. 14.



Rys. 13. Schemat blokowy układu sterowania z regulatorem PI

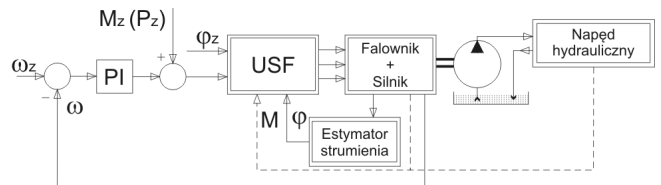


Rys. 14. Przebiegi czasowe układu regulacji prędkości kątowej silnika (wydajności pompy)

Sterowanie momentem (ciśnieniem) może być realizowane w dwóch przypadkach:

- opór technologiczny, a więc i ciśnienie w elemencie wykonawczym układu hydraulicznego (siłownika, silnika hydraulicznego) jest funkcją prędkości kątowej silnika;
- opór technologiczny elementu wykonawczego układu hydraulicznego nie zależy od prędkości kątowej silnika.

W pierwszym przypadku (np. napęd pojazdu) sterowanie momentem (ciśnieniem) może odbywać się według zasady zamieszczonej na Rys. 4 lub Rys. 13. Natomiast w drugim przypadku (np. napęd prasy) wystąpiłyby niekorzystne warunki pracy silnika, np. duża wartość momentu lub ciśnienia przy małej prędkości silnika. Wówczas sterowanie momentem lub ciśnieniem może być zrealizowane w układzie przedstawionym na Rys. 15. Przy ustalonej prędkości silnika ω jest zadawana wartość momentu M_z lub siły P_z .



Rys. 15. Schemat blokowy układu sterowania

5. PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono problem bezpośredniego sterowania momentem i strumieniem silnika indukcyjnego, zasilanego z falownika napięcia. Analizowano zastosowanie tego układu do napędu hydraulicznej stacji zasilającej. Zaproponowano także algorytm minimalizujący straty mocy w silniku, w wyniku odpowiedniego sterowania strumieniem silnika w funkcji momentu. W wyniku przeprowadzonej analizy stwierdzono że:

- zastosowanie metody DTC zapewnia praktycznie bezinercyjne sterowanie momentem silnika,
- sterowanie wydajnością i ciśnieniem pompy może być zrealizowane bez dodatkowej pętli związanej z regulacją prędkości kątowej silnika,
- regulacja prędkości jest niezbędna w przypadku, gdy opór technologiczny nie jest funkcją prędkości,
- zastosowanie algorytmu minimalizującego straty mocy w silniku obniża straty mocy silnika.

LITERATURA

1. **Boldea I., Nasar S. A.** (1999), *Electric Drives*, CRC Press LLC.
2. **Depenbrock M.** (1988), Direct self control of inverter-fed induction machine, *IEEE trans. On Power Electr.*, No. 4, 420-429.
3. **Garcia G. O., Mendes Luis J. C., Stephan R. M., Watanabe E. H.** (1994), An efficient Controller for an adjustable speed induction motor drive, *IEEE Trans. on Industry Electr.*, Vol. 41, No. 5, 533-539.

4. **Leidhold R., Garcia G., Valla M.** (2002), Field-oriented controlled induction generator with loss minimization, *IEEE Trans. on Industry Electr.*, Vol. 49, No. 1, 147-155.
5. **Mazur J., Stefański T.** (2002), Sterowanie napędem falownikowym z minimalizacją strat mocy silnika indukcyjnego, *Mat. XIV Krajowa Konferencja Automatyki*, 1053-1058.
6. **Rutczyńska-Wdowiak, Stefański T.** (2008), Dwuetałowa procedura minimalizacji wskaźnika jakości w identyfikacji modelu matematycznego silnika indukcyjnego, *Pomiary, Automatyka, Kontrola*, Nr 7, 436-439.
7. **Stefański T.** (2000), Adaptive control of electrohydraulic system with damping of load mass vibration, *Proc. Int. Conference on Mechatronics*, Warszawa, 141-144.
8. **Stefański T., Sikora K.** (1998), Open-loop adaptive control of electrohydraulic position system, *Proc. 13th Int. Conference on Mathematical Theory of Networks and Systems*, Padwa, 1083-1086.

ENERGY-SAVING HYDRAULIC DRIVE WITH VOLTAGE INVERTER-FED INDUCTION MOTOR

Abstract: The analysis of problems regarding mathematical modelling and flow control of hydraulic power station, where constant displacement pump is powered by inverter-fed brushless DC motor, was carried out. The motor is powered by voltage inverter. Direct torque and flux control method, bearing in mind minimization of power losses in the induction motor, was applied in the control system. The numerical Box's method of static optimisation was applied in parametric identification of the motor mathematical model. Energy loss evaluation was based on laboratory measurements of inverter-fed induction motor drive (2.2 kW).