

*XVI Seminarium*  
**ZASTOSOWANIE KOMPUTERÓW W NAUCE I TECHNICIE' 2006**  
Oddział Gdański PTETiS  
*Referat nr 26*

**UKŁAD BEZPOŚREDNIEJ REGULACJI STRUMIENIA  
SILNIKA ASYNCHRONICZNEGO**

**Mirosław WŁAS**

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki,  
ul. Narutowicza 11/12, 80-952 Gdańsk  
tel: +48 58 3472337      fax: +48 58 3410880      e-mail: mwlas@ely.pg.gda.pl

W referacie przedstawiono strukturę układu regulacji silnika indukcyjnego opartą na modelu multiskalarnym. Dla przedstawianej struktury wybrano do transformacji zmiennych stanu wektor prądu stojana i wektor strumienia stojana. Przeprowadzono badania eksperymentalne, na stanowisku z silnikami o mocy 22kW, w układzie regulacji z obserwatorem prędkości kątowej wirnika. Badania przeprowadzono w pełnym zakresie zmian prędkości oraz dla typowych stanów dynamicznych silnika. Dodatkowo przedstawiono strukturę układu do osłabiania zadanej wartości kwadratu strumienia stojana silnika oraz do ograniczenia zadanej wartości dla regulatora momentu. Przeprowadzone badania wykazały dobre właściwości układu regulacji silnika asynchronicznego.

## **1. WSTĘP**

W przemysłowych napędach elektrycznych z silnikiem indukcyjnym coraz częściej stosuje się przemienniki częstotliwości z zaawansowanymi układami regulacji, które do sterowania wykorzystują model matematyczny silnika. W większości aplikacji gdzie potrzebna jest płynna regulacja prędkości i momentu wytwarzanego przez silnik stosuje się sterowanie wektorowe z orientacją względem wektora skojarzonego ze strumieniem magnetycznym [1]. Najczęściej układy te pracują z czujnikiem prędkości kątowej wału silnika, choć coraz częściej przemienniki wyposażone są w algorytm sterowania bezczujnikowego. Sterowanie wektorowe pozwala na niezależne sterowanie momentem i prędkością oraz strumieniem. W metodzie z orientacją względem wektora pola układ współrzędnych związany jest najczęściej z wektorem skojarzonym ze strumieniem wirnika [2]. Niedogodnością tej metody jest wirujący układ współrzędnych oraz konieczność określenia położenia strumienia wirnika. Znany jest również inny sposób sterowania, zwany sterowaniem nieliniowym, oparty na modelu multiskalarnym (MM) [3]. Podejście to polega na wybraniu czterech nowych zmiennych, które są zmiennymi skalarnymi. Z równań różniczkowych modelu

matematycznego silnika eliminuje się nieliniowości przez wprowadzenie nowych zmiennych sterowanych i sterujących.

W referacie przedstawiono układ sterowania silnikiem asynchronicznym klatkowym, oparty na modelu multiskalarnym. Dla zaproponowanej struktury wybrano dwa wektory do transformacji zmiennych stanu: wektor prądu stojana i wektor strumienia stojana. Przeprowadzono badania eksperymentalne na stanowisku badawczym z silnikami indukcyjnymi o mocy 22kW, w których do odtwarzania prędkości kątowej wykorzystano obserwator prędkości kątowej wirnika opisany w pracy [3].

## 2. UKŁAD REGULACJI OPARTY NA MODELU MULTISKALARNYM ( $i_s, \Psi_s$ )

### 2.1. Model multiskalarny ( $i_s, \Psi_s$ )

Do syntezy układów napędowych z silnikiem indukcyjnym może być użyty uproszczony model matematyczny silnika zapisany za pomocą poniższych równań różniczkowych dla zmiennych określonych w układzie współrzędnych nieruchomym względem stojana:

$$u_s = R_s i_s + \frac{d\Psi_s}{d\tau}, \quad (1) \quad 0 = R_r i_r + \frac{d\Psi_r}{d\tau} - j\omega_r \Psi_r, \quad (2)$$

$$J \frac{d\omega_r}{d\tau} = \text{Im}[\Psi_s^* i_s] - m_o. \quad (3)$$

gdzie: zmiennymi stanu są wektor prądu stojana  $i_s$ , prędkość kątowa wirnika  $\omega$ , oraz wektory strumienia skojarzonych z uzwojeniami stojana i wirnika  $\Psi_s$  i  $\Psi_r$ , zaś zmienną sterującą jest wektor napięcia stojana  $u_s$ ,  $R_s$   $R_r$  – rezystancje stojana i wirnika,  $J$  – moment bezwładności.

Model silnika opisany równaniami (1) – (3) nie może być użyty bezpośrednio do syntezy układów regulacji, gdyż w stanach ustalonych przebiegi zmiennych stanu są sinusoidalne. Pełne odsprężenie i rozdzielenie układu sterowania na dwa podukłady, mechaniczny i elektromagnetyczny, możliwe jest dzięki zastosowaniu sterowania nieliniowego. W pracy [5] zaproponowano wprowadzenie zmiennych stanu określonych równaniami:

$$x_{11} = \omega_r, \quad (4) \quad x_{12} = \psi_{sx} i_{sy} - \psi_{sy} i_{sx}, \quad (5)$$

$$x_{21} = \psi_{sx}^2 + \psi_{sy}^2, \quad (6) \quad x_{22} = \psi_{sx} i_{sx} + \psi_{sy} i_{sy}, \quad (7)$$

oraz linearyzację równań maszyny indukcyjnej przez zastosowanie nieliniowych sprzężeń zwrotnych. Zmienne multiskalarnie pozostają niezmiennie w dowolnym układzie współrzędnych i nie wymagają transformacji z układu nieruchomego do wirującego jak to ma miejsce w przypadku sterownia z orientacją względem wektora pola. Zmienna  $x_{11}$  jest prędkością kątową wirnika, zmienna  $x_{12}$  jest wielkością proporcjonalną do momentu elektromagnetycznego silnika. Zmienna  $x_{21}$  jest kwadratem strumienia skojarzonego stojana. Zmienna  $x_{22}$  jest iloczynem skalarnym wektorów strumienia wirnika i prądu stojana. W wyniku obliczenia pochodnych zmiennych opisanych zależnościami (4) – (7) z uwzględnieniem równań (1) – (3) otrzymuje się układ równań różniczkowych multiskalarnego modelu silnika asynchronicznego opisanego w pracy [5]:

$$\frac{d x_{11}}{d\tau} = \frac{1}{J} \cdot x_{12} - \frac{m_o}{J}, \quad (8)$$

$$\frac{d x_{12}}{d \tau} = -\frac{1}{T_v} \cdot x_{12} + x_{11} \cdot \left( x_{22} - \frac{L_r}{w_\sigma} \cdot x_{21} \right) + \frac{L_m}{w_\sigma} \cdot u_1, \quad (9)$$

$$\frac{d x_{21}}{d \tau} = -2 \cdot R_s \cdot x_{22} + 2 \cdot u_2, \quad (10)$$

$$\frac{d x_{22}}{d \tau} = -\frac{1}{T_v} \cdot x_{22} - x_{11} \cdot x_{12} + \frac{R_r}{w_\sigma} \cdot x_{21} - R_s \cdot \frac{x_{12}^2 + x_{22}^2}{x_{21}} + 2 \cdot \frac{L_r}{w_\sigma} \cdot u_2 - \frac{L_m}{w_\sigma} \cdot u_1', \quad (11)$$

gdzie:  $u_1 = \Psi_{rx} u_{sy} - \Psi_{ry} u_{sx}$ ,  $u_2 = \Psi_{sx} u_{sy} + \Psi_{sy} u_{sx}$ ,  $u_1' = u_{sx} \cdot \Psi_{rx} + u_{sy} \cdot \Psi_{ry}$ ,  $w_\sigma = L_r L_s - L_m^2$ ,  
i  $T_v = w_\delta L_r / (R_r w_\delta + R_s L_r + R_r L_m^2)$ , zaś prąd stojana powiązany jest ze zmiennymi multiskalarnymi następującą zależnością:

$$i_s^2 = \frac{x_{12}^2 + x_{22}^2}{x_{21}} \quad (12)$$

## 2.1. Układ regulacji ( $i_s$ , $\Psi_s$ )

Linearyzacja równań różniczkowych opisujących dynamikę silnika indukcyjnego przez zastosowanie sprzężenia zwrotnego pozwala na wykorzystanie teorii doboru regulatorów do obiektów liniowych. Równania zlinearyzowanego modelu multiskalarnego po wprowadzeniu nowych zmiennych sterujących  $m_1$  i  $m_2$  zostały podzielone na dwa podukłady: elektromechaniczny związany ze zmiennymi  $x_{11}$  i  $x_{12}$  (równania (13)-(14)) oraz elektromagnetyczny związany ze zmienną  $x_{21}$ . Sterowanie występuje także w równaniu  $x_{21}$  stąd równanie (11) nie jest brane do budowy układu regulacji. Takie rozwiązanie pozwala na bezpośrednie sterowanie kwadratem strumienia stojana. Po przekształceniu pozostaje:

$$\frac{d x_{11}}{d \tau} = \frac{1}{J} \cdot x_{12} - \frac{m_0}{J}, \quad (13)$$

$$\frac{d x_{12}}{d \tau} = -\frac{1}{T_v} \cdot x_{12} + m_1, \quad (14)$$

$$\frac{d x_{21}}{d \tau} = -\frac{1}{T} \cdot x_{21} + m_2, \quad (15)$$

gdzie:  $m_1$ ,  $m_2$  – nowe zmienne sterujące, w równaniu (15) przyjęto stałą czasową na poziomie:  $T = 2,5 \cdot T_v$ . Przy tak przyjętej stałej czasowej  $T$  widać, że zachowana jest właściwość szybszych zmian prądu stojana i wolniejszych zmian strumienia stojana.

Sterowania odsprzęgające  $u_1$  i  $u_2$  określone są zależnościami:

$$u_1 = \frac{w_\sigma}{L_m} \cdot \left[ m_1 - \hat{x}_{11} \cdot \left( \hat{x}_{22} - \frac{L_r}{w_\sigma} \cdot \hat{x}_{21} \right) \right] \quad (16)$$

$$u_2 = \frac{1}{2} \cdot \left( m_2 - \frac{1}{T} \cdot \hat{x}_{21} \right) + R_s \cdot \hat{x}_{22}. \quad (17)$$

Składowe wektora napięcia obliczane są według następujących transformacji:

$$u_{sx} = \frac{u_2 \cdot (\Psi_{sx} L_r / L_m - i_{sx} w_\sigma / L_m) - u_1 \cdot \Psi_{sy}}{x_{21} L_r / L_m - x_{22} w_\sigma / L_m} \quad (18)$$

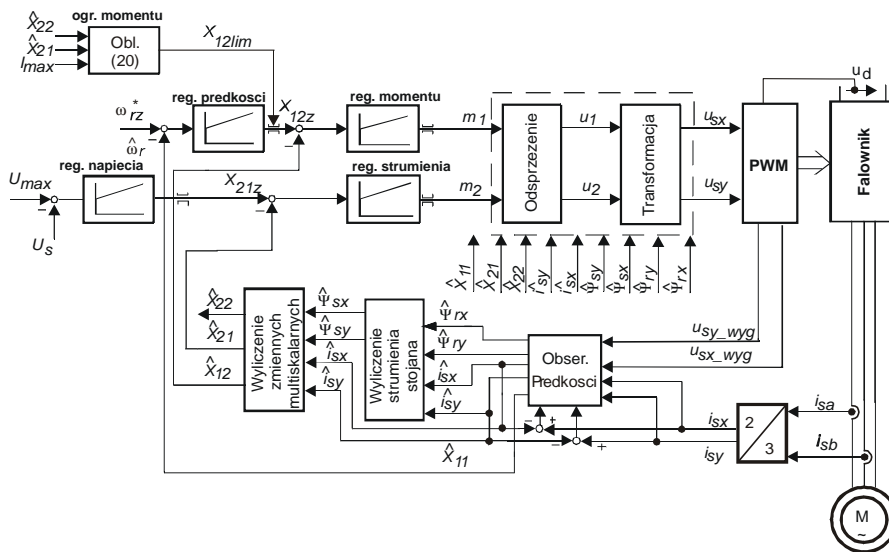
$$u_{sy} = \frac{u_2 \cdot (\Psi_{sy} L_r / L_m - i_{sy} w_\sigma / L_m) + u_1 \cdot \Psi_{sx}}{x_{21} L_r / L_m - x_{22} w_\sigma / L_m} \quad (19)$$

Równania MM (13) – (15) określające dynamikę podukładów są liniowe w zakresie liniowej części charakterystyki magnesowania, stąd dla obydwu podukładów zaprojektowano kaskadowe układy regulatorów typu PI. Na rysunku 1 przedstawiono schemat układu regulacji silnika asynchronicznego ze sterowaniem multiskalarnym z wykorzystaniem zmiennych  $x_{11} - x_{22}$ . Symbolem „^” oznaczono zmienne odtwarzane w obserwatorze prędkości. Do wyliczenia ograniczenia zmiennej  $\hat{x}_{12z}$  (zadanej wartości momentu elektromagnetycznego) zastosowano przekształcone równanie (12) do postaci:

$$x_{12lim} = \sqrt{(I_{Smax}^2 \cdot \hat{x}_{21} - \hat{x}_{22}^2)} \quad (20)$$

gdzie:  $I_{Smax} = 0,9$  j.w. – maksymalny prąd silnika.

Do zadawania kwadratu strumienia stojana zastosowano regulator PI napięcia. Poniżej wartości  $U_{max} = 0,8$  zadana wartość strumienia jest równa 1. Jeśli  $U_s$  przekroczy 0,8 to regulator zadaje mniejszy strumień a to poprzez odsprężenie i transformacje powoduje zmniejszenie napięcia  $U_s$ .

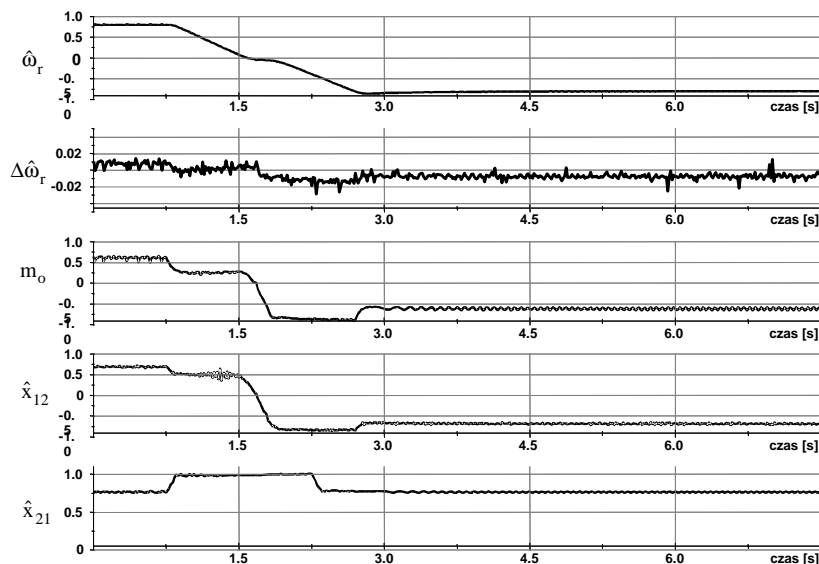


Rys. 1. Schemat układu sterowania silnikiem indukcyjnym opartego na modelu ( $i_s, \Psi_s$ )

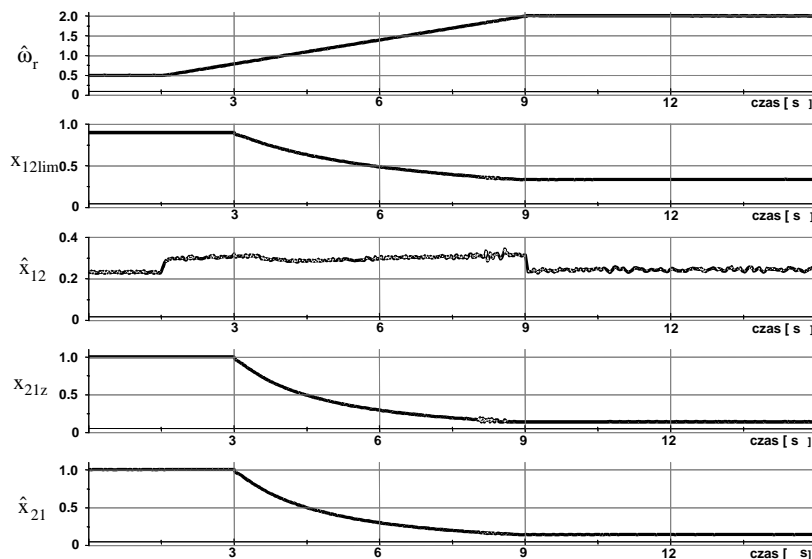
### 3. BADANIA EKSPERYMENTALNE

Do badań wykonano stanowisko badawcze z dwoma silnikami indukcyjnymi FSLg180-L4 o mocy 22kW, oraz przemiennikami częstotliwości połączonymi obwodami pośredniczącymi. Dokładny opis stanowiska znajduje się w pracy [6]. Pierwszy układ napędowy (silnik z fabrycznym przemiennikiem częstotliwości typ 690+ AC Drives ze

sprężeniem prędkości) pracuje jako obciążenie, drugi (typ AMT-022), na którym uruchomiono układ mikroprocesorowy SH65L z procesorem ADSP21065L, pracuje jako badany



Rys. 2. Nawrót od prędkości od 0,8 do -0,8 j.w.



Rys. 3. Przebiegi przy zadanej zmianie prędkości od 0,5 do 2,0 j.w.

silnik. Maszyny sprzęgnięte są na sztywno sprzęgłami płytkowymi z momentomierzem.

Na rysunkach 2 i 3 przedstawiono przebiegi przy nawrocie od 0,8 do -0,8 oraz zmianie prędkości od dwukrotnej prędkości bazowej (synchronicznej) przy obciążeniu momentem o wartości około 35% momentu znamionowego. Przy nawrocie błąd odtwarzania prędkości  $\Delta\omega$  nie przekracza 3% w stanie przejściowym i 1% w stanie ustalonym. Na rysunku 2 przedstawiono przebieg zmierzonego za pomocą momentomierza tensometrycznego

momentu na wale –  $m_o$ . Moment obciążenia jest momentem aktywnym o charakterze silnikowym i po przejściu prędkości przez zero zmienia znak na przeciwny. Na rysunku 3 przedstawiono działanie układu osłabiania strumienia w zależności od maksymalnego napięcia jakie można uzyskać z modulatora PWM. Kwadrat odtworzonego strumienia podąża za wartością zadaną  $x_{21z}$ . Wprowadzenie ograniczenia momentu, funkcją  $x_{12lim}$ , jest konieczne ze względu na moc silnika oraz dysponowane napięcie. Przy podwójnej prędkości synchronicznej można uzyskać w tym układzie sterowania, około 35% momentu znamionowego silnika. Ze względu na statyczny charakter zależności (20) oraz fakt, że nie ograniczamy bezpośrednio składowych sterowań  $u_1$  i  $u_2$ , a moduł wyjściowego napięcia falownika, dynamika układu nie jest duża. Układ może pracować poprawnie przy niewielkich wzmocnieniach regulatora prędkości. Odprężenie części elektromechanicznej i elektromagnetycznej widoczne jest na przebiegach zmiennych  $\hat{x}_{21}$ .

#### 4. WNIOSKI

Układy regulacji strumienia działa stabilnie w stanach ustalonych i przejściowych prędkości i dla pełnego zakresu zmian obciążenia. Dzięki odprężeniu części elektromechanicznej i elektromagnetycznej można niezależnie sterować momentem i strumieniem. Zadając zmienne  $\hat{x}_{21}$  z regulatora napięcia może osiągać prędkości powyżej tzw. prędkości bazowej, bez przekraczania maksymalnej dopuszczalnej wartości napięcia stojana  $U_s$ . Dzięki ograniczeniu regulatora momentu układ nie przekracza dopuszczalnej wartości prądu stojana. Przedstawiony układ sterowania multiskalarnego posiada dobre właściwości statyczne i dynamiczne i może być interesującym rozwiązaniem w zastosowaniu do napędów elektrycznych.

**Pracę wykonano w ramach projektu badawczego KBN nr 3T10A 05427.**

#### 5. BIBLIOGRAFIA

1. Rajashekara K., Kawamura A., Matsuse K.: Sensorless Control of AC Motor Drives. IEEE Industrial Electronics Society. IEEE Press, 1996.
2. Kaźmierkowski M.P. Krishnan R.: Control in Power Electronics. Academic Press – USA, 2002
3. Krzeminski Z: Cyfrowe sterowanie maszynami asynchronicznymi. Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej . Gdańsk, 2001.
4. Włas M. , Stankiewicz P.: Układ regulacji strumienia stojana silnika asynchronicznego oparty na modelu multiskalarnym. III Krajowa Konferencja Modelowanie i Symulacja MiS-3, Kościelisko 2004r.
5. Włas M., Guzinski J.: Stanowisko do badań bezczujnikowych układów sterowania maszyną asynchroniczną o mocy 22kw z filtrem silnikowym. VII Krajowa Konferencja Naukowa SENE 2005 Łódź – Arturówek 23-25 listopada 2005r

#### **THE INDUCTION MOTOR DRIVES CONTROL BASED ON DIRECT FLUX CONTROL**

The structure of control system of induction motor based on multiscalar model is presented in the paper. For this structure two vectors: stator current vector and stator flux vector has been chosen for transformation of variables. An experimental study of control systems with angular velocity speed observer has been done. Full range of velocity variation and typical engine dynamic states have been used in researches. Examinations have shown good qualities of sensorless induction motor control systems with 22 kW induction motor drives.