

Aleksander ŻYWIEC, Roman NIESTRÓJ, Grzegorz RZEŹNIKIEWICZ
Katedra Maszyn i Urządzeń Elektrycznych
Politechniki Śląskiej

MIKROPROCESOROWY UKŁAD POŁOWO ZORIENTOWANEGO STEROWANIA WEKTOROWEGO SILNIKIEM INDUKCYJNYM

Streszczenie. Przedstawiono podstawowe równania modelu matematycznego maszyny indukcyjnej, wykorzystywane w połowo zorientowanych układach sterowania wektorowego. Przedstawiono uogólnione schematy blokowe, konfigurację sprzętową i algorytm działania mikroprocesorowego układu sterowania wektorowego silnikiem indukcyjnym, w którym wykorzystano komercyjny zestaw uruchomieniowy DSK firmy Texas Instruments z procesorem sygnałowym TMS320C50.

FLUX-ORIENTED VECTOR CONTROL SYSTEM OF AN INDUCTION MOTOR WITH DIGITAL SIGNAL PROCESSOR

Summary. Basic equations of the induction machine mathematical model used in flux-oriented vector-control systems have been given in the paper. The general block diagrams, the hardware configuration, as well as the algorithm of the microprocessor vector-control system of an induction motor have been presented. The Texas Instruments DSK starter kit with TMS320C50 digital signal processor has been used in this control system.

1. UWAGI WSTĘPNE

Działanie układu wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym wynika z możliwości przekształcenia równań jego modelu matematycznego do postaci analogicznej z równaniami obcowzbudnego silnika prądu stałego. W wyniku odpowiedniej transformacji zmiennych można wyznaczyć takie dwie fikcyjne wielkości wejściowe, sterujące maszyną indukcyjną od strony zacisków uzwojenia stojana, wpływające na dwie wielkości elektromagnetyczne (strumień sprężony $\underline{\Psi}$ oraz prąd \underline{I}), których iloczyn określa moment elektromagnetyczny ($M_e = c_M \underline{\Psi} \times \underline{I}$) maszyny [1, 2, 3, 6]. Przez nastawianie tych wielkości wejściowych można wpływać na właściwości maszyny indukcyjnej. Można zatem zrealizować układ regulacji

silnikiem indukcyjnym o strukturze analogicznej do struktury układu regulacji obcowzbudnym silnikiem prądu stałego. W efekcie w układzie sterowania wektorowego można otrzymać właściwości regulacyjne silnika indukcyjnego, identyczne z właściwościami obcowzbudnego silnika prądu stałego. Z uwagi na znacznie prostszą konstrukcję i większą niezawodność pracy silnika indukcyjnego, jego zastosowanie w napędach urządzeń technologicznych jest korzystne.

W pracy niniejszej zostaną przedstawione równania modelu matematycznego maszyny indukcyjnej, wykorzystywane w układach sterowania wektorowego z orientacją względem wektora pola magnetycznego. Ponadto zostaną przedstawione uogólnione schematy blokowe i opisy działania mikroprocesorowego, połowo zorientowanego układu sterowania wektorowego silnikiem indukcyjnym (i jego podzespołów), który został zaprojektowany i zrealizowany przez autorów niniejszej publikacji. Te schematy i opisy stanowią podstawę do opracowania szczegółowego programu działania procesora realizującego algorytm sterowania wektorowego. Przedstawiono również schemat blokowy algorytmu realizowanego przez układ mikroprocesorowy, wykorzystujący komercyjny zestaw uruchomieniowy DSK firmy Texas Instruments z procesorem sygnałowym TMS320C50

2. MODELE MATEMATYCZNE MASZYNY INDUKCYJNEJ WYKORZYSTYWANE PRZY STEROWANIU WEKTOROWYM POŁOWO ZORIENTOWANYM

Model matematyczny maszyny indukcyjnej, przydatny w układach sterowania wektorowego, powinien mieć dwie niezależne wielkości wejściowe takie, aby wpływały one na czynniki określające moment elektromagnetyczny maszyny. Taki model matematyczny można otrzymać w wyniku odpowiedniej transformacji zmiennych elektromagnetycznych [3].

Transformację wektora $[W_{ABC}]$ zmiennych trójfazowego symetrycznego układu współrzędnych A-B-C (wirującego z prędkością elektryczną ω_e) do nowego wektora $[W_{XY0}]$ zmiennych ortogonalnego osiowego układu współrzędnych X-Y (wirującego z prędkością elektryczną ω_x) ze składową stałą 0 określa następujące równanie:

$$[W_{XY0}] = [C_{XY0}][W_{ABC}], \quad (1a)$$

w którym:

W – dowolna wielkość elektromagnetyczna maszyny (tzn. prąd I , napięcie U , strumień sprzężony Ψ),

$[C_{XY0}]$ – macierz transformacyjna określona następującą zależnością:

$$[C_{XY0}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \vartheta & \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\vartheta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \vartheta & -\sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\vartheta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (1b)$$

przy czym ϑ jest kątem elektrycznym określającym położenie osi X układu współrzędnych X-Y względem osi A fazowego układu współrzędnych A-B-C (wirującego z prędkością kątową elektryczną ω_e):

$$\vartheta = \int_0^t (\omega_x - \omega_e) dt + \vartheta_0. \quad (1c)$$

Stosując przedstawioną transformację do układu równań równowagi maszyny indukcyjnej, otrzymuje się model matematyczny maszyny we współrzędnych X-Y-0.

Przy uwzględnieniu ogólnie przyjmowanych założeń i po wprowadzeniu wektorów uogólnionych (fazorów, kompleksorów) \underline{W} wielkości elektromagnetycznych, zdefiniowanych następującą zależnością:

$$\underline{W} = W_X + jW_Y, \quad (2)$$

otrzymuje się ogólnie znane równania wektorowe (fazorowe, kompleksorowe) maszyny indukcyjnej, której stojan jest nieruchomy $\omega_s = 0$ (a więc elektryczna prędkość kątowa stojana $\omega_{se} = p_b \omega_s = 0$), zaś wirnik wiruje z prędkością kątową ω (a więc elektryczna prędkość kątowa wirnika $\omega_{re} = \omega_r = p_b \omega$) [3, 8].

W maszynie indukcyjnej można wyróżnić pięć zmiennych elektromagnetycznych, z których można zestawić dziesięć par zmiennych niezależnych. Każdej parze zmiennych odpowiada inna postać równań wektorowych maszyny, stanowiących jej model matematyczny. Na potrzeby sterowania wektorowego maszyny indukcyjnej wykorzystuje się te zestawy par zmiennych elektromagnetycznych, w których jedną ze zmiennych niezależnych jest wektor prądu stojana.

W układach polowo zorientowanego sterowania wektorowego wykorzystuje się jedynie te równania maszyny, w których jedną ze zmiennych niezależnych jest wektor prądu stojana \underline{I}_s , zaś drugą zmienną jest jeden z wektorów strumienia sprzężonego (tzn. strumień sprzężony uzwojenia stojana $\underline{\Psi}_s$, strumień sprzężony uzwojenia wirnika $\underline{\Psi}_r$, lub strumień sprzężony główny $\underline{\Psi}_m$). W szczególności są to następujące równania:

- W układach z orientacją względem wektora strumienia sprzężonego stojana (*Stator Flux Oriented Control systems - SFOC*) są to następujące równania dla zmiennych elektromagnetycznych \underline{I}_s , $\underline{\Psi}_s$:

$$\underline{U}_s = R_s \underline{I}_s + \frac{d\underline{\Psi}_s}{dt} + j\omega_x \underline{\Psi}_s, \quad (3a)$$

$$\underline{U}_r = \frac{L_r}{L_m} \left\{ \frac{d\underline{\Psi}_s}{dt} + \left[\frac{R_r}{L_r} + j(\omega_x - \omega_r) \right] \underline{\Psi}_s \right\} +$$

$$- \frac{\sigma L_s L_r}{L_m} \left\{ \frac{d\underline{I}_s}{dt} + \left[\frac{R_r}{\sigma L_r} + j(\omega_x - \omega_r) \right] \underline{I}_s \right\}, \quad (3b)$$

$$M_e = p_b \operatorname{Re} \{ j \underline{\Psi}_s \underline{I}_s^* \}, \quad (3c)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p_b}{J} (M_e + M_m). \quad (3d)$$

- W układach z orientacją względem wektora strumienia sprzężonego wirnika (*Rotor Flux Oriented Control systems - RFOC*) są to następujące równania dla zmiennych elektromagnetycznych $\underline{I}_s, \underline{\Psi}_r$:

$$\underline{U}_s = \frac{L_m}{L_r} \left[\frac{d\underline{\Psi}_r}{dt} + j\omega_x \underline{\Psi}_r \right] + L_s \left[\sigma \frac{d\underline{I}_s}{dt} + \left(\frac{R_s}{L_s} + j\omega_x \sigma \right) \underline{I}_s \right], \quad (4a)$$

$$\underline{U}_r = \frac{d\underline{\Psi}_r}{dt} + \left[\frac{R_r}{L_r} + j(\omega_x - \omega_r) \right] \underline{\Psi}_r - \frac{L_m R_r}{L_r} \underline{I}_s, \quad (4b)$$

$$M_e = p_b \frac{L_m}{L_r} \operatorname{Re} \{ j \underline{\Psi}_r \underline{I}_s^* \}, \quad (4c)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p_b}{J} (M_e + M_m). \quad (4d)$$

- W układach z orientacją względem wektora strumienia sprzężonego głównego (*Magnetizing Flux Oriented Control systems - MFOC*) są to następujące równania dla zmiennych elektromagnetycznych $\underline{I}_s, \underline{\Psi}_m$:

$$\underline{U}_s = \left\{ [R_s + j\omega_x(L_s - L_m)] \underline{I}_s + (L_s - L_m) \frac{d\underline{I}_s}{dt} \right\} + \left[j\omega_x \underline{\Psi}_m + \frac{d\underline{\Psi}_m}{dt} \right], \quad (5a)$$

$$\underline{U}_r = - \left\{ [R_r + j(\omega_x - \omega_r)(L_r - L_m)] \underline{I}_s + (L_r - L_m) \frac{d\underline{I}_s}{dt} \right\} +$$

$$+ \frac{L_r}{L_m} \left[j(\omega_x - \omega_r) \underline{\Psi}_m + \frac{d\underline{\Psi}_m}{dt} \right], \quad (5b)$$

$$M_e = p_b \operatorname{Re} \{ j \underline{\Psi}_m \underline{I}_s^* \}, \quad (5c)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p_b}{J} (M_e + M_m), \quad (5d)$$

w których $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ jest współczynnikiem rozproszenia maszyny. Dla maszyny zasilanej tylko od strony uzwojenia stojana trzeba podstawić $\underline{U}_r = 0$ w równaniach (3b), (4b) i (5b).

W równaniach (3), (4) i (5) przyjęto ogólnie stosowane oznaczenia wielkości elektromagnetycznych maszyny, przy czym oznaczono: indeksem s parametry dotyczące uzwojenia stojana, indeksem r parametry dotyczące uzwojenia wirnika, indeksem m parametry dotyczące strumienia sprzężonego głównego, gwiazdką $*$ wektory uogólnione sprzężone. Natomiast: p_b oznacza liczbę par biegunów maszyny, M_e oznacza moment elektromagnetyczny, M_m oznacza moment mechaniczny (obciążenia).

Po rozpisaniu równań (3), (4) i (5) na składowe osiowe (według zależności (2)), stwierdza się, że składowe osiowe I_{sX} oraz I_{sY} prądu stojana \underline{I}_s będą spełniać rolę wielkości sterujących strumieniem sprzężonym $\underline{\Psi}_s$, bądź $\underline{\Psi}_r$, bądź $\underline{\Psi}_m$ i momentem elektromagnetycznym M_e maszyny jedynie przy odpowiednim położeniu przestrzennym układu współrzędnych X-Y względem wektora strumienia sprzężonego. Zwykle przyjmuje się:

- w układach *SFOC*: orientację taką, aby $\underline{\Psi}_s = \Psi_{sX}$, czyli $\Psi_{sY} = 0$,
- w układach *RFOC*: orientację taką, aby $\underline{\Psi}_r = \Psi_{rX}$, czyli $\Psi_{rY} = 0$,
- w układach *MFOC*: orientację taką, aby $\underline{\Psi}_m = \Psi_{mX}$, czyli $\Psi_{mY} = 0$.

Wtedy z równań (3), bądź (4), bądź (5) wynikają zależności wykorzystywane w algorytmach połowo zorientowanego sterowania wektorowego maszyną indukcyjną, przy czym:

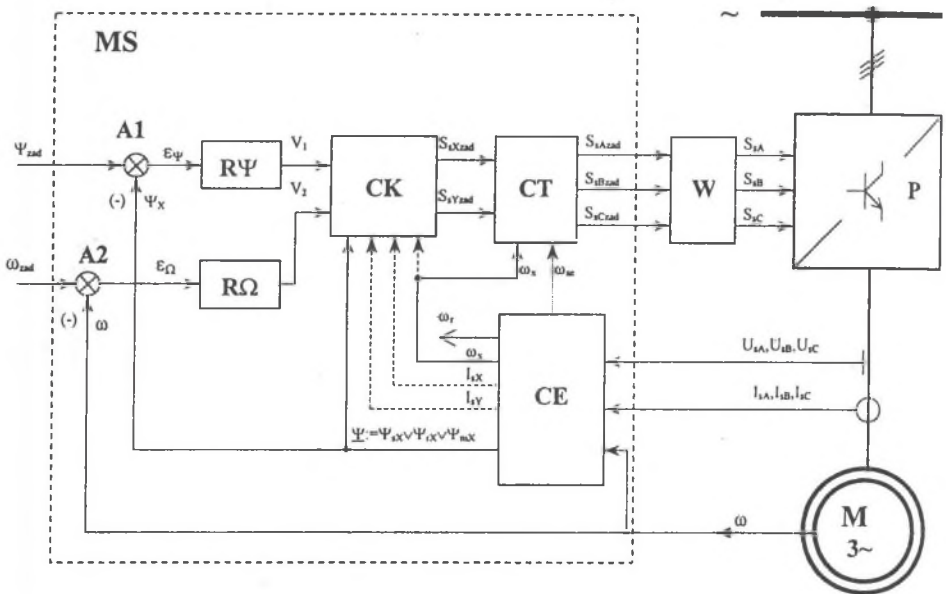
- z równania (3d) bądź (4d) lub (5d) wynika zależność elektrycznej prędkości kątowej ω_r wirnika od momentu elektromagnetycznego M_e i momentu mechanicznego M_m ,
- z równania (3c) bądź (4c) lub (5c) wynika zależność momentu elektromagnetycznego M_e od wielkości sterującej I_{sX} i od strumienia sprzężonego $\underline{\Psi}_s$ bądź $\underline{\Psi}_r$ lub $\underline{\Psi}_m$,
- z równania (3b) bądź (4b) lub (5b) wynika zależność strumienia sprzężonego $\underline{\Psi}_s$ bądź $\underline{\Psi}_r$ lub $\underline{\Psi}_m$ oraz zależność różnicy prędkości ($\omega_x - \omega_r$) od wielkości sterujących I_{sX} oraz I_{sY} ,
- z równań (3a) i (3b) bądź (4a) i (4b) bądź (5a) i (5b) wynikają zależności wiążące napięcia osiowe U_{sX} i U_{sY} z wielkościami sterującymi I_{sX} i I_{sY} .

3. MIKROPROCESOROWY UKŁAD STEROWANIA SILNIKIEM INDUKCYJNYM WYKORZYSTUJĄCY PROCESOR SYGNAŁOWY TMS320C50

Układ wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym jest (w ogólnym przypadku) układem regulacji dwóch wielkości: prędkości kątowej ω wirnika (czyli momentu elektromagnetycznego) oraz strumienia sprzężonego Ψ uzwojeń maszyny (tj. uzwojenia stojana Ψ_s bądź uzwojenia wirnika Ψ_r lub strumienia sprzężonego głównego Ψ_m). Sygnał wyjściowy układu sterowania wektorowego steruje parametrami źródła zasilającego

uzwojenia stojana silnika tak, aby zagwarantowana była narzucona jakość regulacji prędkości kątowej ω i strumienia sprzężonego Ψ .

Na rys.1 przedstawiono uogólniony schemat blokowy połowo zorientowanego układu MS wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym M, zasilanym ze źródła przekształtnikowego P. Źródło przekształtnikowe P może mieć charakter źródła napięciowego bądź źródła prądowego. Układ zawiera dwa regulatory (R_Ψ i R_Ω), o odpowiednio dobranych własnościach dynamicznych. Regulatory R_Ψ i R_Ω wypracowują sterowania V_1 i V_2 , zależne od sygnałów błędu regulacji (ϵ_Ψ oraz ϵ_Ω) węzłów sumujących A1 i A2.



Rys.1. Schemat blokowy połowo zorientowanego układu wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym

Fig.1. Block diagram of the flux-oriented vector control system of an induction motor

W członie kształtującym CK następuje przekształcenie sterowań V_1 i V_2 na osiowe sygnały zadane S_{sXzad} oraz S_{sYzad} , które z kolei są przekształcane w członie transformującym CT na fazowe sygnały zadane S_{sAzad} , S_{sBzad} i S_{sCzad} (zgodnie z zależnościami (1a,b)), przy czym S oznacza:

- napięcie U , jeśli źródło P ma charakter źródła napięciowego,
- prąd I , jeśli źródło P ma charakter źródła prądowego.

Sygnały S_{sAzad} , S_{sBzad} i S_{sCzad} sterują pracą źródła przekształtnikowego P poprzez człon W realizujący algorytm modulacji szerokości impulsów (*Pulse Width Modulation PWM*).

W celu wykonania poprawnego przekształcenia sygnałów w członach CK i TK konieczne jest doprowadzenie sygnałów $\Psi = \Psi_X, I_{sX}, I_{sY}, \omega_x$ oraz ω_{se} . Sygnały te są wyestymowane w członie CE na podstawie dostępnych sygnałów: prądów I_{sA}, I_{sB}, I_{sC} i napięć U_{sA}, U_{sB}, U_{sC} uzwojenia stojana oraz prędkości kątovej ω wirnika silnika M, otrzymanych na wyjściu odpowiednich czujników. Działania matematyczne realizowane w członach CK, CE oraz CT wynikają z równań (1), (2) i (3) bądź (4) lub (5).

Na rys.2 przedstawiono, w postaci schematu blokowego, przykładową realizację działań matematycznych w członie CE. Wykonywane działania obliczeniowe zaznaczono w opisie poszczególnych podzespołów członu CE. W podzespole $D(\vartheta)$ jest definiowana następująca macierz:

$$D(\vartheta_{\alpha X}) = \begin{bmatrix} \cos \vartheta_{\alpha X} & \sin \vartheta_{\alpha X} \\ -\sin \vartheta_{\alpha X} & \cos \vartheta_{\alpha X} \end{bmatrix}, \quad (6a)$$

natomiast w elemencie mnożącym(\times) jest wykonywane następujące działanie macierzowe:

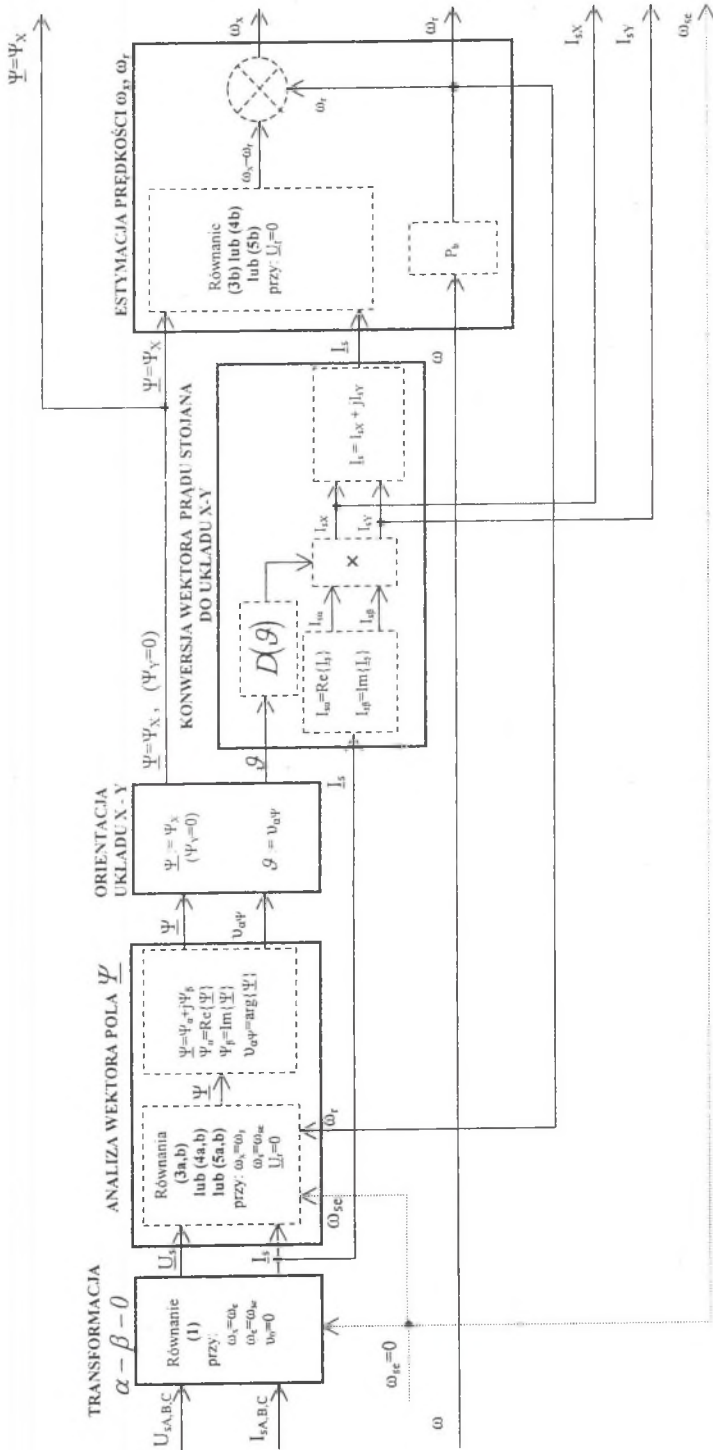
$$\begin{bmatrix} I_{sX} \\ I_{sY} \end{bmatrix} = D(\vartheta) \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta_{\alpha X} & \sin \vartheta_{\alpha X} \\ -\sin \vartheta_{\alpha X} & \cos \vartheta_{\alpha X} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix}, \quad (6b)$$

przy czym $\vartheta_{\alpha X} = \vartheta_{\alpha \Psi}$ (rys.2) jest to kąt elektryczny zawarty między osią α układu współrzędnych $\alpha - \beta - 0$ (nieruchomego względem uzwojenia stojana) a osią X układu współrzędnych $X - Y - 0$ (wirującego z prędkością ω_x względem uzwojenia stojana).

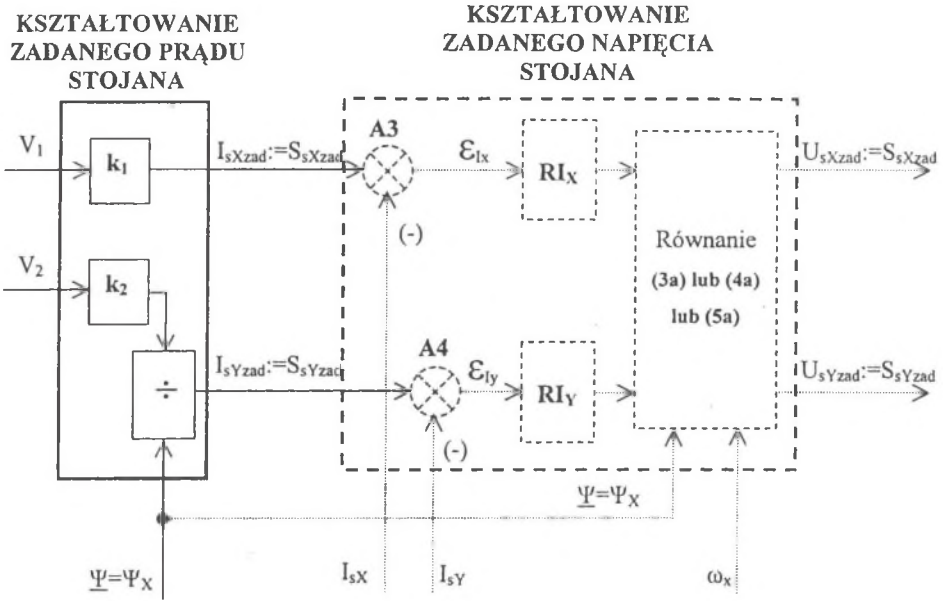
Zasada przekształcania sterowań V_1 i V_2 na osiowe sygnały zadane S_{sXzad} oraz S_{sYzad} wynika ze schematu blokowego członu kształtującego CK, przedstawionego na rys.3. Jeśli przekształtnik P ma charakter źródła prądowego, to w członie CK nie występują podzespoły narysowane linią przerywaną, a człon ten wykonuje następujące działania:

$$S_{sXzad} = V_1 k_1 = I_{sXzad} \quad \text{oraz} \quad S_{sYzad} = \frac{\Psi_X}{V_2 k_2} = I_{sYzad}, \quad (7a,b)$$

przy czym k_1 oraz k_2 to stałe współczynniki, zależne od parametrów silnika indukcyjnego. Natomiast jeśli przekształtnik P ma charakter źródła napięciowego, to w członie CK występuje dodatkowy podzespół kształtowania zadanego napięcia stojana (zaznaczony na rys.3 linią przerywaną), zawierający regulatory RI_X oraz RI_Y dla składowych osiowych prądu uzwojenia stojana silnika.



Rys. 2. Schemat blokowy członu estymacji zmiennych CE
Fig. 2. Block diagram of the CE estimation unit



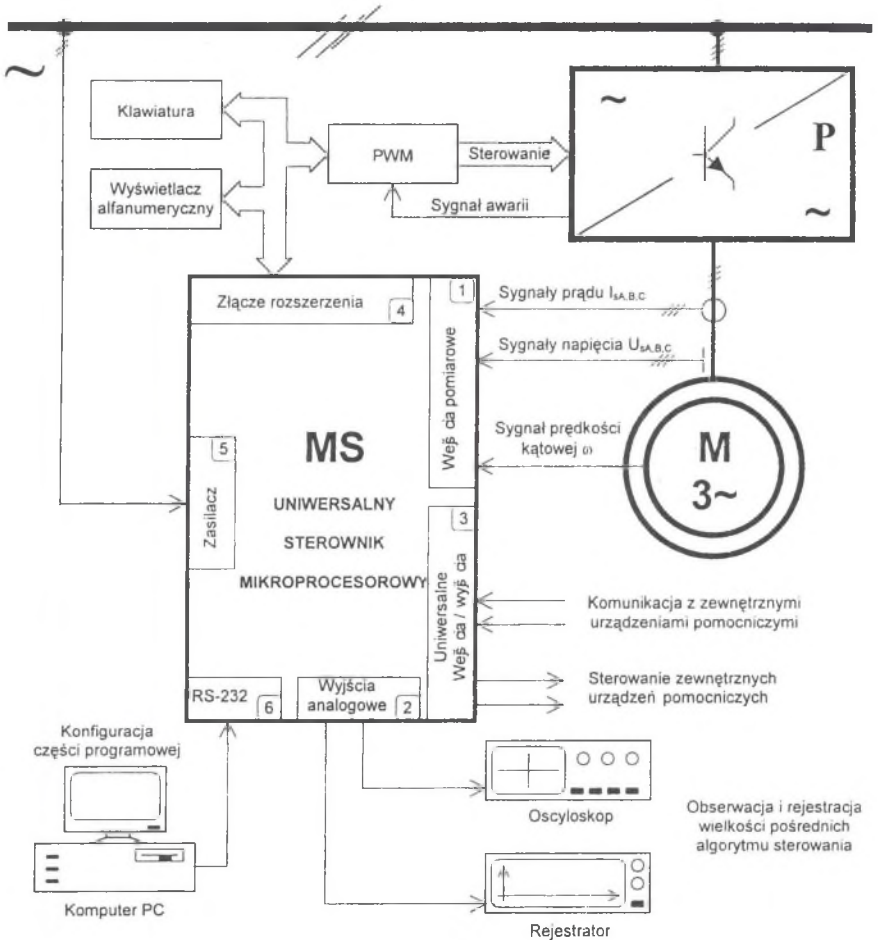
Rys.3. Schemat blokowy członu kształtującego CK
 Fig.3. Block Diagram of the CK shaping unit

Z przedstawionego opisu działania polowo zorientowanego układu sterowania wektorowego silnikiem indukcyjnym wynika, że algorytm sterowania zawiera wiele intensywnych i czasochłonnych procedur obliczeniowych. Do realizacji takiego algorytmu w czasie rzeczywistym szczególnie korzystne jest zastosowanie techniki mikroprocesorowej. W tym celu w Katedrze Maszyn i Urządzeń Elektrycznych Politechniki Śląskiej zaprojektowano i wykonano uniwersalny sterownik mikroprocesorowy, wykorzystujący procesor sygnałowy TMS320C50 oraz komercyjny zestaw uruchomieniowy DSK (*starter kit for TMS320C50*) firmy Texas Instruments. [4, 5]. Schemat blokowy oraz charakterystykę elementów składowych uniwersalnego sterownika mikroprocesorowego przedstawiono w publikacjach [7, 8].

Na rys.4 przedstawiono przykładową konfigurację sprzętową uniwersalnego sterownika mikroprocesorowego, realizującego algorytm polowo zorientowanego sterowania wektorowego silnikiem indukcyjnym. Konfiguracja sprzętowa sterownika MS polega na przyłączeniu do jego odpowiednich linii wejścia/wyjścia:

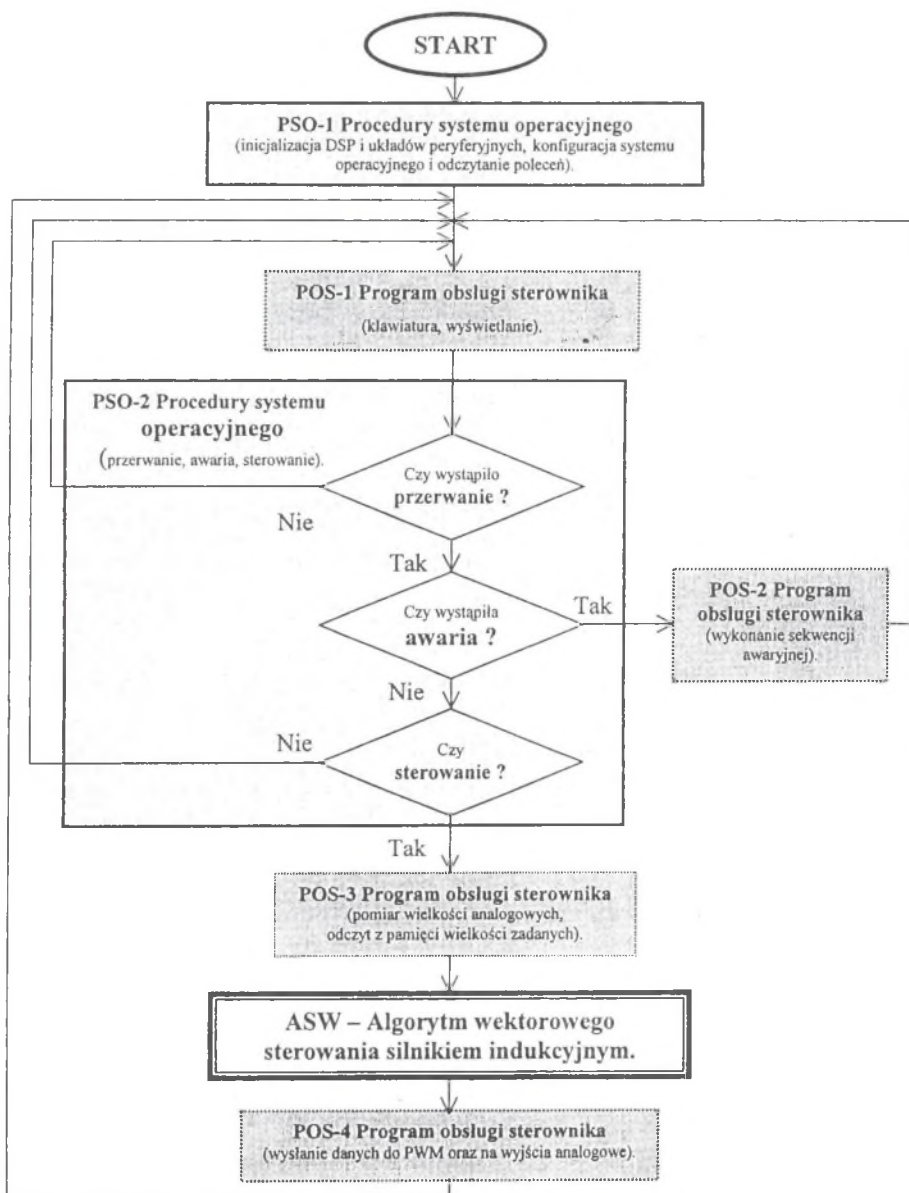
- sygnałów z czujników mierzących prądy, napięcia i prędkość obrotową silnika indukcyjnego M (do wejść pomiarowych),

- zewnętrznych urządzeń pomocniczych (do uniwersalnych wejść/wyjść),
- przyrządów pomiarowych lub rejestrujących (do wyjść analogowych),
- interfejsu PWM przekształtnika mocy (do złącza rozszerzenia),
- wyświetlacza alfanumerycznego oraz klawiatury (do złącza rozszerzenia).



Rys.4. Konfiguracja sprzętowa sterownika mikroprocesorowego
Fig.4. Hardware configuration of the MS microprocessor controller

Do konfigurowania części programowej wykorzystuje się komputer klasy PC dołączony do portu RS-232.



Rys.5. Algorytm wykonywany przez sterownik mikroprocesorowy
 Fig.5. Microprocessor controller algorithm

Na rys.5 przedstawiono schemat algorytmu wykonywanego przez procesor sygnałowy sterownika mikroprocesorowego opracowanego przez autorów niniejszej publikacji. W strukturze tego algorytmu występują trzy zasadnicze fragmenty obejmujące:

- procedury systemu operacyjnego(PSO-1, PSO-2),
- program obsługi sterownika (POS-1, POS-2, POS-3,POS-4),
- algorytm sterowania wektorowego (ASW).

Przy takiej organizacji algorytmu sterownika mikroprocesorowego uzyskano dużą jego elastyczność w zakresie konfigurowania jego części sprzętowej i części programowej. W przypadku zmiany konfiguracji sprzętowej sterownika mikroprocesorowego trzeba jedynie dopasować odpowiednio jego część programową, opracowując nowy zestaw poleceń dla systemu operacyjnego, realizowanych w blokach PSO-1 i PSO-2. Natomiast dla przyjętej konfiguracji sprzętowej zmiana algorytmu sterowania wymaga jedynie opracowania nowego zestawu obliczeń realizowanych w bloku ASW. Dzięki tak otwartej architekturze opracowany sterownik mikroprocesorowy umożliwia jego łatwą rozbudowę i adaptację do różnych zadań, co jest szczególnie korzystne przy prowadzeniu badań naukowych.

4. UWAGI KOŃCOWE

W pracy przedstawiono jedynie równania ogólne silnika indukcyjnego oraz schematy blokowe, wyjaśniające działanie sterownika mikroprocesorowego opracowanego przez autorów. Szczegółowe przedstawienie zagadnień istotnych przy opracowywaniu konfiguracji sprzętowej oraz algorytmu wykonywanego przez sterownik mikroprocesorowy, realizujący sterowanie wektorowe silnikiem indukcyjnym, wykracza poza ramy niniejszej publikacji.

Sterownik mikroprocesorowy, przedstawiony w punkcie 3, charakteryzuje się dużą elastycznością konfigurowania części sprzętowej i części programowej. Program pracy tego sterownika składa się z trzech części dotyczących: systemu operacyjnego, obsługi sterownika oraz realizacji algorytmu sterowania silnikiem indukcyjnym. Taka elastyczna struktura sterownika mikroprocesorowego jest szczególnie korzystna w prowadzeniu badań porównawczych właściwości silnika indukcyjnego pracującego w układzie sterowania wektorowego o różnych zasadach orientacji wektorów pola magnetycznego bądź prądów silnika.

LITERATURA

1. Blaschke F.: Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine. Siemens Forschungs und Entwicklungsberichte, 1 (1), 1972, pp.184-193.
2. Novotny D.W., Lipo T.A.: Vector Control and Dynamics of AC Machines. Clarendon Press, Oxford 1996.
3. Paszek W.: Stany nieustalone maszyn prądu przemiennego. WNT, Warszawa 1986.
4. Texas Instruments: TMS320C5x User's Guide, 1997.
5. Texas Instruments: TMS320C5x DSP Starter Kit User's Guide, 1996.
6. Vas P.: Vector Control of AC Machines. Clarendon Press, Oxford 1990.
7. Żywiec A., Rzeźnikiewicz G., Niestrój R.: Uniwersalny sterownik maszyn elektrycznych wykorzystujący procesor sygnałowy TMS320C50. Zeszyty Naukowe Pol. Śl., ser. Elektryka, z.168, Gliwice 1999, s. 179-191.
8. Żywiec A., Niestrój R., Rzeźnikiewicz G.: Vector-control system of an induction motor with digital signal processor. International Workshop of Electric Machines in Prague, Czech Technical University in Prague, Faculty of Electrical Engineering, Prague, 1999, pp. 68-76.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Piotr Wach

Wpłynęło do Redakcji dnia 25 kwietnia 2000 r.

Abstract

The microprocessor flux-oriented vector control system of an induction motor has been described in this paper.

In Chapter 2 the general equations of the induction machine, used in flux-oriented vector control systems (SFOC – stator flux-oriented control, RFOC - rotor flux-oriented control, MFOC - magnetizing flux-oriented control) have been presented.

In Chapter 3 the general vector control system of an induction motor, elaborated by the authors of this paper has been described. In Fig.1 the block diagram of the vector control system has been presented. The purpose realisations of the mathematical operations in the vector control system units have been shown in Fig.2 and Fig.3. The hardware configuration of the microprocessor controller has been shown in Fig.4. The Texas Instruments DSK starter

kit with TMS320C50 digital signal processor has been used in this control system. The microprocessor controller algorithm has been presented in Fig.5.

The configuration of the microprocessor control system hardware and software is easy to develop. Therefore it is possible to adapt this microprocessor controller to realisation of different algorithms of electric machine control.