

Henryk KOŁODZIEJ

Instytut Podstawowych Problemów  
Elektrotechniki i Energoelektroniki  
Politechniki Śląskiej

### ZMODYFIKOWANA STRUKTURA STEROWANIA SILNIKA ASYNCHRONICZNEGO

**Streszczenie.** W artykule przedstawiono prostą metodę syntezy struktury sterowania momentem elektromagnetycznym silnika asynchronicznego. Uzyskana struktura sterowania charakteryzuje się dobrymi własnościami dynamicznymi, porównywalnymi jedynie z układami o sterowaniu bezpośrednim. Przedstawiono wyniki badań symulacyjnych układu w zastosowaniu do napędu z silnikiem asynchronicznym zasilanym z falownika prądu.

#### 1. WPROWADZENIE

Układy napędowe z silnikami asynchronicznymi zasilanymi z przemienników częstotliwości charakteryzuje duża różnorodność rozwiązań układów sterowania momentem elektromagnetycznym silnika. W zależności od potrzeb, znajdują zastosowanie układy syntetyzowane na podstawie zależności statycznych [2] lub też układy wykorzystujące bezpośrednio pomiary wielkości wewnętrznych silnika, takich jak: moment elektromagnetyczny, kąt położenia wirujących wektorów prądu lub strumienia itp.

Zasadniczą wadą struktur sterowania syntetyzowanych w oparciu o zależności opisujące własności statyczne silnika asynchronicznego są niewystarczające dla wielu zastosowań ich własności dynamiczne. Z kolei układy z bezpośrednim pomiarem wielkości wewnętrznych silnika są złożone i nastroczają wiele problemów pomiarowych związanych z uzyskaniem sygnału proporcjonalnego do momentu elektromagnetycznego lub kąta położenia wirujących wektorów prądu lub strumienia.

Celowe jest więc poszukiwanie struktur sterowania prostych i jednocześnie zapewniających dobre własności dynamiczne układów napędowych z silnikami asynchronicznymi. W artykule przedstawiono metodę syntezy, pozwalającą

na zmodyfikowanie struktur sterowania syntetyzowanych na podstawie zależności statycznych w taki sposób, aby uzyskać zdecydowaną poprawę ich własności dynamicznych.

Podstawą syntezy są równania silnika asynchronicznego zapisane w układzie współrzędnych biegunowych nieruchomych względem wirującego wektora prądu stojana. Przyjęto przy tym następujące założenia upraszczające:

- założono, że fazowe prądy stojana są sinusoidalne,
- pominięto równania napięcia stojana zakładając, że prąd rzeczywisty stojana silnika jest równy prądowi zadanemu z układu regulacji.

$$\underline{i}_s = i_s$$

$$\underline{\psi}_r = \psi_r e^{-j\varphi}$$

$$\frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{d\psi_r}{dt} = \cos\varphi \frac{x_m}{x_r} r_r i_s - \frac{r_r}{x_r} \psi_r$$

$$\frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{d\varphi}{dt} = -\sin\varphi \frac{x_m}{x_r} r_r \frac{i_s}{\psi_r} - \beta$$

$$m_e(t) = -\frac{x_m}{x_r} \psi_r i_s \sin\varphi$$

gdzie:

$i_s$  - wektor przestrzenny prądu stojana,

$\psi_r$  - wektor przestrzenny strumienia skojarzonego wirnika,

$\varphi$  - kąt zawarty pomiędzy tymi wektorami,

$\beta$  - względna częstotliwość prądu wirnika,

$m_e$  - moment elektromagnetyczny silnika.

Wszystkie wielkości wyrażono w układzie wartości względnych.

## 2. SYNTEZA OBWODU STEROWANIA MOMENTEM ELEKTROMAGNETYCZNYM SILNIKA

Syntezę układu sterowania momentem elektromagnetycznym silnika można przeprowadzić, czyniąc dodatkowe założenie, że cały układ sterowania zapewnia utrzymanie w przybliżeniu stałej wartości strumienia głównego silnika we wszystkich stanach jego pracy. Zadanie to pozwala na wyznaczenie prawa

sterowania wielkościami wewnętrznymi maszyny asynchronicznej. Układ równań (1) upraszcza się w tym przypadku do postaci:

$$0 = \cos \varphi \frac{x_m}{x_r} i_s - \frac{r_r}{x_r} \psi_r \quad (2)$$

$$\frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{d\varphi}{dt} = - \sin \varphi \frac{x_m}{x_r} r_r \frac{i_s}{\psi_r} - \dot{\varphi} \quad (3)$$

(pominięto równanie momentu).

Z równania (2) można wyznaczyć prawo sterowania prądem stojana silnika asynchronicznego, bądź też prawo sterowania kątem położenia wzajemnego wektorów prądu i strumienia

$$i_s = \frac{\psi_r}{x_m \cos \varphi} \quad (4)$$

$$\cos \varphi = \frac{\psi_r}{x_m i_s} \quad (5)$$

Wychodząc z równania (4) można uzyskać układy sterowania momentem elektromagnetycznym silnika, w których wartość prądu stojana jest zmienna wraz ze zmianami kąta  $\varphi$  tak, aby strumień główny silnika pozostawał stały. Wadą tego typu układów jest mała szybkość sterowania momentem [7]. Jeżeli za podstawę syntezy przyjąć równanie (5), otrzymuje się układ sterowania, w którym kąt położenia wirujących wektorów prądu i strumienia nadąża za zmianami wartości prądu stojana. Mając na uwadze, że szybkość sterowania wartością prądu stojana jest na ogół duża, zachodzi w tym przypadku konieczność zastosowania w układzie sterowania obwodów zapewniających również szybkie sterowanie kątem  $\varphi$ .

Podstawiając równanie (4) lub (5) do równania (3) uzyskuje się równanie o postaci:

$$\frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{d\varphi}{dt} = - \frac{r_r}{x_r} \operatorname{tg} \varphi - \dot{\varphi} \quad (6)$$

Z równania tego wynika, że jedyną wielkością, poprzez którą można wpływać na czas formowania kąta  $\varphi$  jest względna częstotliwość prądu wirnika  $\beta$ . Równanie to może być podstawą do syntezy układów sterowania z obserwatorem stanu [3], [7].

Równanie (6) można również wykorzystać do syntezy bardzo prostej struktury sterowania momentem elektromagnetycznym silnika asynchronicznego.

W tym celu należy rozwinąć równanie (6) w szereg Taylora w otoczeniu punktu pracy wyznaczonym przez kąt  $\varphi_0$ .

$$\frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{d\Delta\varphi}{dt} = - \frac{1}{\cos^2\varphi_0} \cdot \frac{x_r}{x_r} \Delta\varphi - \Delta\beta \quad (7)$$

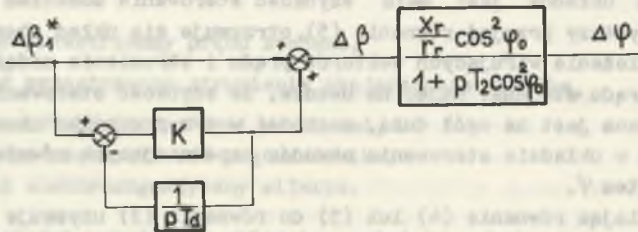
Po wprowadzeniu transformacji Laplace'a można wyznaczyć transmitancję przyrostową o postaci:

$$\frac{\Delta\varphi(p)}{\Delta\beta(p)} = - \frac{\frac{x_r}{r_r} \cos^2\varphi_0}{1 + pT_2 \cos^2\varphi_0} \quad (8)$$

gdzie:

$$T_2 = \frac{x_r}{r_r \omega_0} - \text{elektromagnetyczna stała czasowa wirnika.}$$

Zależność (8) jest transmitancją członu inercyjnego o zmiennej wartości stałej czasowej. Ograniczenie wpływu powyższej inercji na kształtowanie procesów przejściowych silnika wymaga wprowadzenia do układu zadawania częstotliwości prądu wirnika korektora różniczkowego oddziałującego na wartość częstotliwości prądu wirnika. Schemat blokowy proponowanej struktury sterowania kątem położenia wektorów prądu i strumienia przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Schemat blokowy obwodu sterowania kątem położenia wirujących wektorów prądu i strumienia.  $\beta_1$  - zadana częstotliwość prądu wirnika,  $\beta$  - rzeczywista częstotliwość prądu wirnika

Proponowany korektor jest członem różniczkującym rzeczywistym o inercji zależnej od współczynnika wzmocnienia K. Wartość tego współczynnika jest wypadkową dwóch czynników:

- konieczności zachowania dominującej części różniczkowej korektora,
- konieczności ograniczenia maksymalnej wartości współczynnika wzmocnienia ze względu na możliwość wzmacniającego działania dla składowych szumowych w układzie rzeczywistym.

Na podstawie przeprowadzonych badań symulacyjnych można stwierdzić, że wartość współczynnika  $K$  powinna się zawierać w zakresie od 5 do 10. Bardziej złożonym zagadnieniem jest dobór stałej czasowej różniczkowania  $T_d$ . Na podstawie schematu blokowego z rys. 1 można wyznaczyć transmitancję obwodu sterowania kątem  $\varphi$ .

$$\frac{\Delta\varphi(p)}{\Delta\beta_1(p)} = \frac{1 + pT_d(1 + \frac{1}{K})}{1 + pT_d/K} \cdot \frac{\cos^2\varphi_0 \frac{x_r}{r_r}}{1 + pT_2\cos^2\varphi_0} \quad (9)$$

Stosując odwrotne przekształcenie Laplace'a można wyznaczyć czasowy przebieg kąta  $\varphi$  dla skoku jednostkowego zadanej częstotliwości prądu wirnika

$\beta_1$ .

$$\Delta\varphi(t) \approx \Delta\beta_1 \frac{x_r}{r_r} \cos^2\varphi_0 \left[ 1 - \frac{T_d}{T_{2z}} e^{-\frac{t}{T_d} K} - \left(1 - \frac{T_d}{T_{2z}}\right) e^{-\frac{t}{T_{2z}}} \right] \quad (10)$$

$$T_d = T_d(1 + 1/K), \quad T_{2z} = T_2 \cos^2\varphi_0$$

Przebieg czasowy kąta  $\varphi$  dla skoku częstotliwości zadanej prądu wirnika  $\beta_1$  jest zależny od punktu pracy ustalonej silnika, czyli od kąta  $\varphi_0$ . Chcąc uniknąć przeregulowań kąta należałoby dobrać stałą czasową  $T_d$  dla największych wartości kąta  $\varphi_0$  i przyjmować:

$$T_d = T_{2z\min} = T_2 \cos^2\varphi_{\max}$$

Mając jednak na uwadze, że moment elektromagnetyczny jest funkcją sinusa kąta  $\varphi$ , można znacznie zwiększyć stałą czasową  $T_d$ , co prowadzi do przeregulowania kąta, ale nie powoduje zbyt dużych przeregulowań momentu.

Dokładny dobór stałej czasowej różniczkowania korektora  $T_d$  na drodze analitycznej jest trudny. Dlatego też optymalizację nastaw korektora należy przeprowadzić drogą badań symulacyjnych.

Proponowany układ sterowania kątem położenia wzajemnego wektorów prądu i strumienia nie zapewnia realizacji zależności (5) we wszystkich warunkach pracy silnika. Zachodzi więc konieczność wprowadzenia do układu regulacji prędkości kątowej silnika asynchronicznego obwodu stabilizacji strumienia głównego. Układ ten można zrealizować w dowolny sposób drogą pomiaru napięcia stojana lub w przypadku większego zakresu regulacji prędkości kątowej silnika, poprzez pomiar strumienia silnika. Wytyczne do przeprowadzenia syntezy obwodu stabilizacji strumienia przedstawiono w pracach [1] i [2]. Najwłaściwsze okazuje się zastosowanie układu regulacji strumienia głównego z

regulatorem typu P lub PD, którego wyjście oddziałuje na wartość prądu zadanego stojana oraz częstotliwość zadaną prądu wirnika.

### 3. DOBÓR NASTAW REGULATORA PRĘDKOŚCI

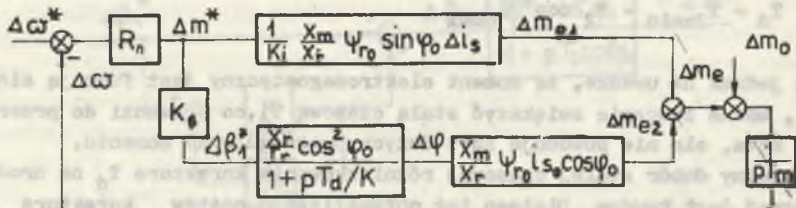
Dla dobranych według przedstawionej procedury nastaw korektora w torze zadawania częstotliwości prądu wirnika, transmitancja (9) upraszcza się do postaci (z dużym przybliżeniem dla małych kątów  $\varphi_0$ ).

$$\frac{\Delta\varphi(p)}{\Delta\beta_1(p)} = \frac{\cos^2 \varphi_0 x_r/r_r}{1 + p T_d/K} \quad (11)$$

Rozwijając również wyrażenie (1) określające moment elektromagnetyczny silnika w szereg Taylora:

$$m_e = -\frac{x_m}{x_r} (\Delta\psi_r i_{s0} \sin \varphi_0 + \psi_{r0} \Delta i_s \sin \varphi_0 + \psi_{r0} i_{s0} \Delta\varphi \cos \varphi_0) \quad (12)$$

można skonstruować schemat blokowy układu regulacji prędkości kątowej, który przedstawiono na rys. 2. W schemacie tym pominięto człon równania (12) zależny od zmian strumienia  $\psi_r$ , gdyż założono na wstępie stałość strumienia głównego silnika.

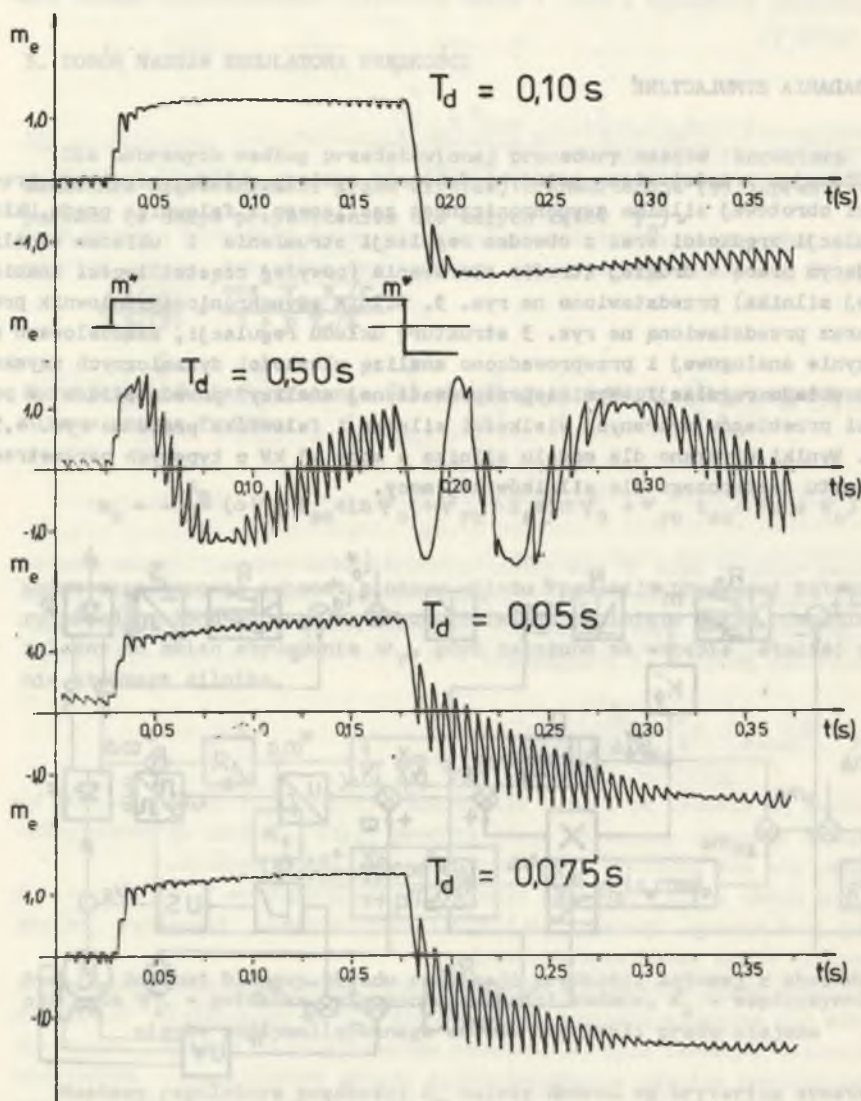


Rys. 2. Schemat blokowy układu regulacji prędkości kątowej z obwodem korekcji kąta  $\varphi$ . - gwiazdką oznaczono wielkości zadane,  $K_1$  - współczynnik wzmocnienia zoptymalizowanego obwodu regulacji prądu stojana

Nastawy regulatora prędkości  $R_n$  należy dobrać wg kryterium symetrycznego, przyjmując jako małą stałą czasową wielkość

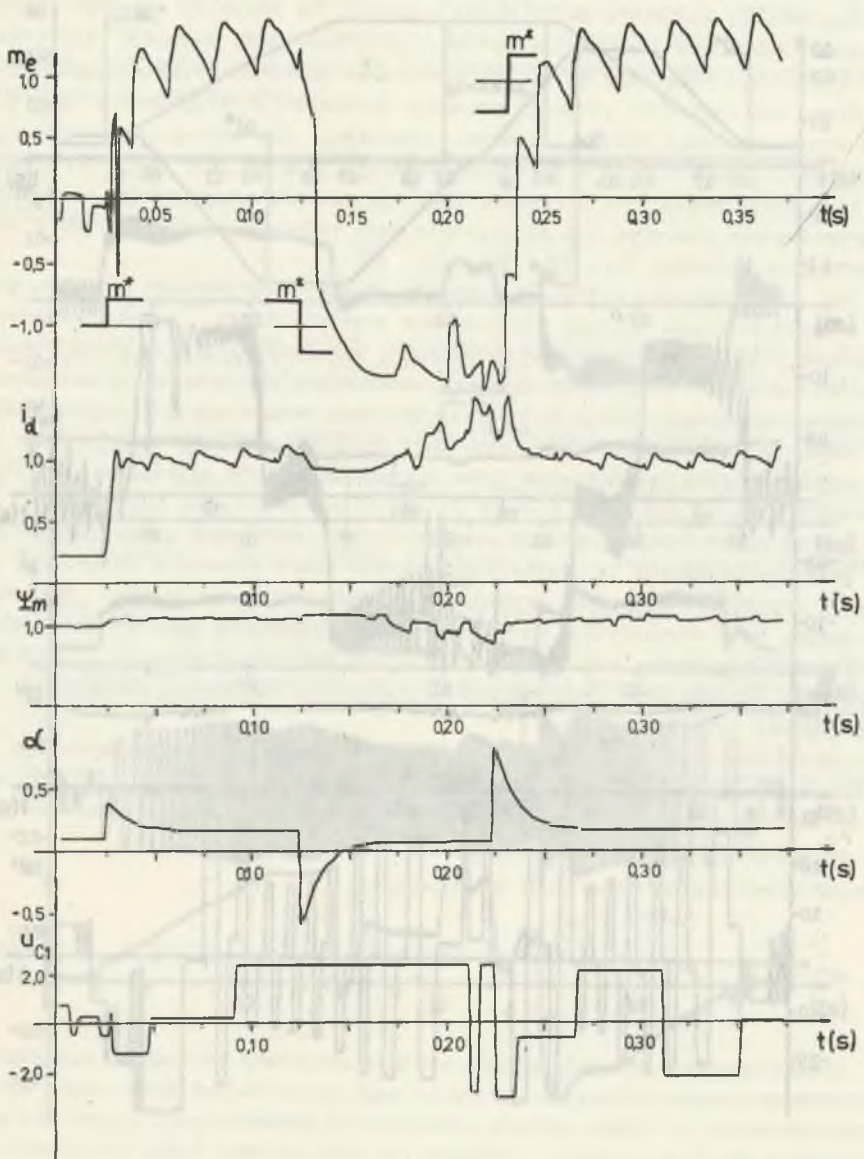
$$\tau = k T_d/K \quad k = 1,5 - 2 \quad (13)$$



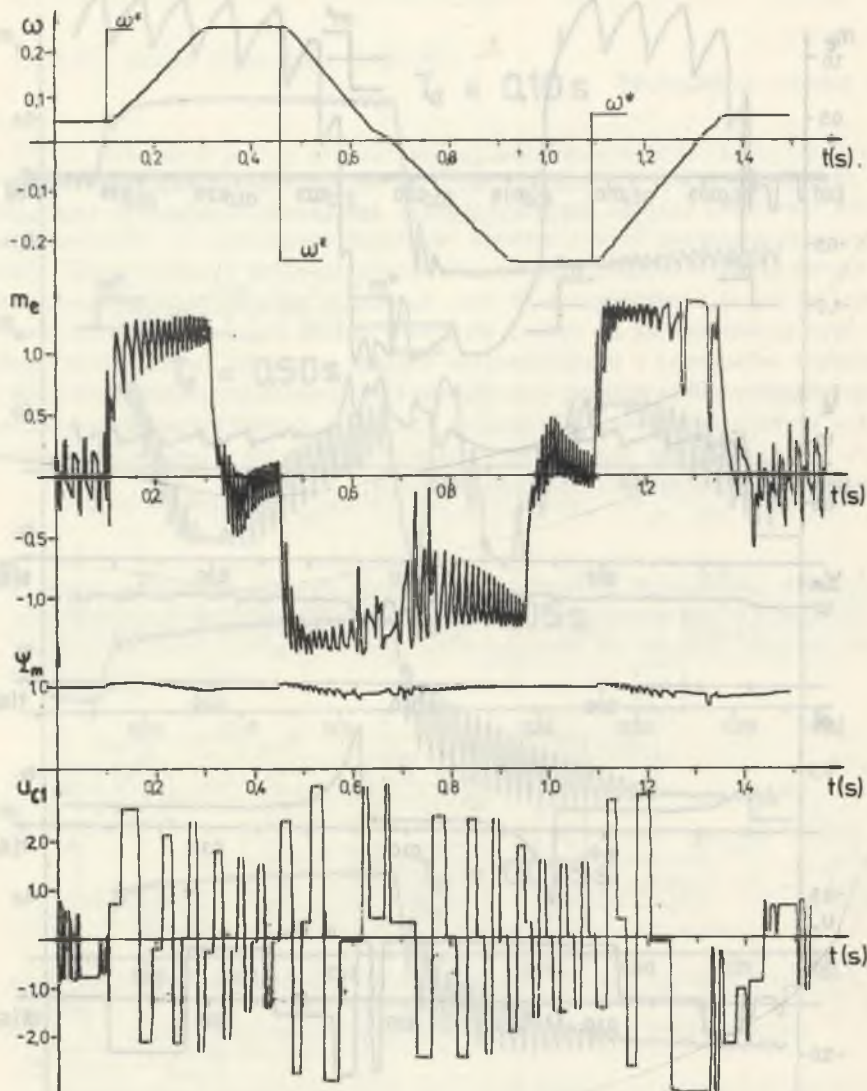


Rys. 4. Przebiegi momentu elektromagnetycznego silnika w układzie z rys. 3 dla skokowych zmian momentu zadanego i zmiennej wartości stałej czasowej różniczkowania korektora  $T_d$ ; prędkość kątowna  $\omega = 0,6 \omega_N$ ,  $m_e = 1 = m_N$

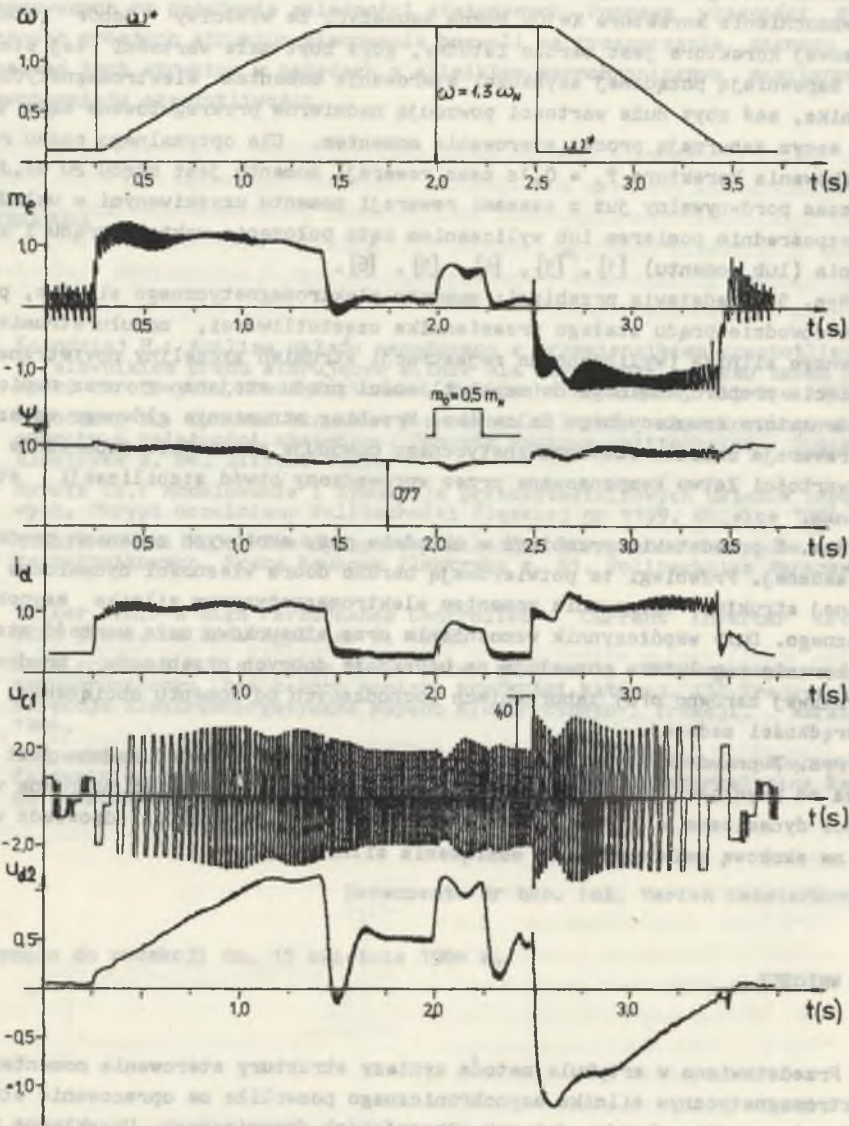




Rys. 5. Przebiegi wybranych wielkości silnika i falownika dla skokowych zmian sygnału momentu zadanego  $T_d = 0,1$ s,  $\omega = 0,1\omega_N$



Rys. 6. Przebiegi wybranych wielkości silnika i falownika dla skokowych zmian sygnału prędkości zadanej. Nastawy regulatora prędkości:  $T_{rn} = 0,08s$ ,  $K_{rn} = 50$ , elektromechaniczna stała czasowa napędu  $0,42s$



Rys. 7. Przebiegi wybranych wielkości silnika i falownika dla skokowych zmian sygnału prędkości zadanej i momentu obciążenia w drugiej strefie sterowania. Nastawy regulatora prędkości takie jak na rys. 6. Elektromechaniczna stała czasowa 0,84s.  $U_{c1}$  - napięcie na kondensatorze falownika prądu,  $U_{d2}$  - napięcie na zaciskach falownika prądu w obwodzie pośredniczącym prądu stałego

Rys. 4 przedstawia przebiegi momentu elektromagnetycznego dla różnych wartości stałej czasowej korektora różniczkowego  $D$  (rys. 3) i stałej wartości wzmocnienia korektora  $K=10$ . Można zauważyć, że właściwy dobór stałej czasowej korektora jest bardzo istotny, gdyż zbyt małe wartości tej stałej nie zapewniają pożądanej szybkości sterowania momentem elektromagnetycznym silnika, zaś zbyt duże wartości powodują nadmierne przeregulowane kąta  $\varphi$  i tym samym zaburzają proces sterowania momentem. Dla optymalnego czasu różniczkowania korektora  $T_d = 0,1s$  czas rewersji momentu jest rzędu 20 ms. Jest to czas porównywalny już z czasami rewersji momentu uzyskiwanymi w układach z bezpośrednim pomiarem lub wyliczaniem kąta położenia wektora prądu i strumienia (lub momentu) [1], [3], [4], [5], [6].

Rys. 5 przedstawia przebiegi: momentu elektromagnetycznego silnika, prądu w obwodzie prądu stałego przemiennika częstotliwości, modułu strumienia głównego silnika (wyliczano do rejestracji strumień szczeliny powietrznej), napięcia proporcjonalnego do częstotliwości prądu stojana  $\alpha$  oraz napięcia kondensatora komutacyjnego falownika. Przebieg strumienia głównego wskazuje, że rewersja momentu elektromagnetycznego powoduje niewielkie zaburzenie jego wartości łatwo kompensowane przez wprowadzony obwód stabilizacji strumienia.

Rys. 6 przedstawia przebiegi w układzie przy skokowych zmianach prędkości zadanej. Przebiegi te potwierdzają bardzo dobre własności dynamiczne omawianej struktury sterowania momentem elektromagnetycznym silnika asynchronicznego. Duży współczynnik wzmocnienia oraz stosunkowo mała wartość stałej całkowania regulatora pozwalają na uzyskanie dobrych przebiegów prędkości obrotowej zarówno przy zaburzeniach pochodzących od momentu obciążenia, jak i prędkości zadanej.

Rys. 7 przedstawia przebiegi dla przypadku, gdy prędkość zadana jest większa od prędkości znamionowej silnika. Układ wykazuje również poprawne własności dynamiczne w drugiej strefie sterowania, co potwierdza odpowiedź układu na skokową zmianę momentu obciążenia silnika.

## 5. WNIOSKI

Przedstawiona w artykule metoda syntezy struktury sterowania momentem elektromagnetycznym silnika asynchronicznego pozwoliła na opracowanie struktury sterowania o bardzo dobrych własnościach dynamicznych. Uzyskiwane w otrzymanym układzie regulacji prędkości kątowej silnika czasy sterowania momentem elektromagnetycznym niewiele odbiegają od czasów uzyskiwanych w układach regulacji typu Transvektor we wszystkich jego odmianach. Zasadniczą zaletą układu jest jego prostota oraz mały wpływ zmian rezystancji wirnika na czasy kształtowania momentu elektromagnetycznego silnika [1].

Przedstawioną metodę syntezy można wykorzystać dla poprawienia własności dynamicznych różnorodnych struktur regulacji silnika asynchronicznego syntetyzowanych na podstawie zależności statycznych. Poprawa własności dynamicznych prostych struktur sterowania pozwoli na rozszerzenie zakresu zastosowań tych struktur w napędach z silnikiem asynchronicznym zasilanym z przemienników częstotliwości.

## LITERATURA

- [1] Kołodziej H.: Analiza układu napędowego z przemiennikiem częstotliwości z falownikiem prądu sterującym silnik dla szerokiego zakresu zmian prędkości obrotowych. Praca doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice 1981.
- [2] Kołodziej H.: Synteza struktur sterowania silników asynchronicznych w oparciu o zależności statyczne. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej Elektryka z. 84, Gliwice 1983.
- [3] Myrcik Cz.: Modelowanie i symulacja przekształtnikowych układów napędowych. Skrypt uczelniany Politechniki Śląskiej nr 1199, Gliwice 1984.
- [4] Kaźmierkowski M.O.: Zasady syntezy układów sterowania napędów przekształtnikowych. Prace Naukowe Elektryka z. 61. Politechnika Warszawska.
- [5] Walker L.H.: A high Performance Controlled - Current Inverter Drive. IEEE Trans. on Ind. Appl. nr 2. 1980.
- [6] Kaźmierkowski M.P.; Kopcke H.J.: Układ sterowania falownikowym napędem asynchronicznym bez członu pomiaru prędkości kątowej. III Krajowa Konferencja Elektroenergetyczna Napędu Elektrycznego i Trakcji. Warszawa 1984.
- [7] Dębowski A.: Zasady syntezy regulatora prędkości w układzie napędowym z falownikiem prądowym. III Krajowa Konferencja Elektroenergetyczna Napędu Elektrycznego i Trakcji, Warszawa 1984.

Recenzent: dr hab. inż. Marian Kaźmierkowski

Wpłynęło do redakcji dn. 15 kwietnia 1984 r.

## МОДИФИЦИРОВАННАЯ СТРУКТУРА УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

## Резюме

В статье представлен простой метод синтезирования структуры управления электромагнитным моментом асинхронного двигателя. Полученная структура управления характеризуется добротными динамическими свойствами, сравнимые лишь только с системами непосредственного управления. Представлены результаты симуляционных исследований в применении к приводу с асинхронным двигателем питаемым с инвертора тока.

## MODIFIED STRUCTURE OF THE INDUCTION MOTOR CONTROL

## Summary

The simple design method of the control structure of the induction motor torque is presented. This structure is characterized by good dynamics characteristics comparable with the direct systems only. There are presented the simulation tests results of the induction motor drive supplied from current inverter, controlled by the system.