

Andrzej KULESZA

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

OPTIMALIZACJA WŁASNOŚCI DYNAMICZNYCH UKŁADU STEROWANIA
SILNIKA ASYNCHRONICZNEGO KLATKOWEGO

Streszczenie. Przedstawiono koncepcję optymalizacji własności dynamicznych, schemat strukturalny i podstawowe wytyczne projektowania układu sterowania napędu asynchronicznego z przemiennikiem częstotliwości. Zamieszczono wyniki badań symulacyjnych przedstawionego układu napędowego.

1. Wstęp

Silnik asynchroniczny klatkowy zasilany z przemiennika częstotliwości znajduje coraz szersze zastosowanie do napędu urządzeń wymagających regulacji prędkości kątowej w szerokim zakresie i stawiających wymagania wysokiej dobroci sterowania w stanach statycznych i dynamicznych.

Przekształcenie modelu matematycznego silnika asynchronicznego, utworzonego za pomocą rzeczywistych fazowych prądów i strumieni skojarzonych w model zawierający równania o stałych współczynnikach stanowi podstawę najnowszych koncepcji częstotliwościowego sterowania tego silnika, a postęp w elektronice przemysłowej umożliwił pełne wykorzystanie jego możliwości regulacyjnych.

W fizycznym modelu silnika odpowiadającym tej koncepcji [2], [3] uogólnione wektory napięć, prądów i strumieni skojarzonych są rzutowane na osie prostokątnego układu współrzędnych wirującego z prędkością kątową odpowiadającą częstotliwości α napięcia zasilającego silnik.

Moment elektromagnetyczny jest iloczynem wektorowym dowolnego prądu i strumienia skojarzonego, lecz dopiero w dwuosiowym modelu silnika asynchronicznego może być wyrażony prostym wzorem podobnie jak w przypadku maszyny prądu stałego:

$$\mu = i \times \psi \quad (1)$$

Jeżeli oś rzędnych x wirującego układu współrzędnych jest wyznaczona przez wektor strumienia skojarzonego wirnika ψ_2 , wektor prądu stojana $\underline{i}_1$ zawiera dwie składowe:

- czynną i_{1y} , ortogonalną do strumienia,
- bierną i_{1x} , będącą w fazie ze strumieniem.

Jeżeli ponadto istnieje możliwość sterowania każdą ze składowych prądu oddzielnie, to zachodzi pełna analogia do sterowania momentem elektromagnetycznym silnika prądu stałego, przy czym składowa bierna wektora prądu odpowiada prądowi wzbudzenia, a składowa czynna prądowi twornika maszyny prądu stałego.

Taka koncepcja sterowania nosi nazwę "metody orientacji według wektora pola" [3].

Realizacja metody orientacji według wektora pola wymaga pełnej identyfikacji wektora strumienia skojarzonego wirnika, tzn. jego amplitudy i fazy względem nieruchomego prostokątnego układu współrzędnych; jest to cecha tzw. układów napędowych o sterowaniu wewnętrznym.

Istotnym problemem jest więc opracowanie łatwych w realizacji technicznej struktur spełniających zadanie optymalnego sterowania w stanie statycznym i dynamicznym strumieniem wirnika i składowymi prądu stojana silnika asynchronicznego w układzie sterowania metodą orientacji według wektora pola.

2. Model matematyczny obiektu sterowania

Opracowanie modelu matematycznego sterowania złożonego z silnika asynchronicznego klatkowego i zasilającego go przemiennika częstotliwości jest związane z rozstrzygnięciem dwóch kwestii:

- określeniem zakresu założeń upraszczających,
- wyborem zmiennych opisujących obiekt.

W konsekwencji przyjęcia założeń idealizujących przemiennik częstotliwości może on być traktowany jako idealny (liniowy i bezinercyjny, w określonym zakresie zmian sygnału wyjściowego) wzmacniacz napięciowy, co oznacza, że wartość chwilowa napięcia wyjściowego z dostateczną dokładnością odwzorowuje sygnał wejściowy.

W stosunku do silnika asynchronicznego przyjmuje się typowe założenia [2] linearyzacyjne, strukturalne i obwodowe.

Jeżeli przyjąć, że oś odciętych x sztuoznego układu współrzędnych jest wyznaczona przez wektor strumienia skojarzonego wirnika ψ_2 , wówczas stan silnika asynchronicznego klatkowego można opisać równaniem macierzowym stanu elektromagnetycznego:

$$\dot{x} = A(\alpha)x + Bu \quad (2)$$

uzupełnionym o równanie ruchu napędu:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{k_2}{\ell} i_{1x} \psi_2 - \frac{1}{\ell} \mu_0 \quad (3)$$

W równaniu (2) α jest częstotliwością napięcia stojana, natomiast wektor stanu x i wektor sterowań u są określone następująco:

$$x = [i_{1x}, i_{1y}, \psi_2]^T, \quad u = [\gamma_x, \gamma_y]^T$$

gdzie: γ_x i γ_y oznaczają składowe wektora napięcia stojana (w jednostkach względnych), ω - prędkość kątową wirnika, μ_0 - moment obciążenia, $- \bar{L}$ moment bezwładności.

Macierze stanu $A(\alpha)$ i wejścia B :

$$A(\alpha) = \begin{bmatrix} a_{11} & \alpha & a_{13} \\ -\alpha & a_{22} & \alpha a_{23} \\ a_{31} & 0 & a_{33} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} b_{11} & 0 \\ 0 & b_{22} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

zawierają następujące wyraży stałe:

$$a_{11} = -\frac{r_1 + r_2 k_2^2}{1,6}, \quad a_{23} = -\frac{k_2}{1,6}, \quad b_{11} = b_{22} = \frac{1}{1,6}$$

$$a_{13} = \frac{k_2}{T_2 6 1,6}, \quad a_{31} = r_2 k_2$$

$$a_{22} = \frac{r_1}{1,6}, \quad a_{33} = -\frac{1}{T_2}$$

gdzie:

$$G = 1 - \frac{1_m^2}{1_1 1_2} - \text{współczynnik rozproszenia,}$$

$$T_2 = \frac{1_2}{r_2} - \text{stała czasowa obwodu wirnika,}$$

$$k_2 = \frac{1_m}{1_2} - \text{współczynnik sprzężenia wirnika,}$$

$1_1, 1_2, 1_m, r_1, r_2$ - indukcyjności i rezystancje odpowiednich obwodów silnika.

Wszystkie wielkości występujące w równaniach opisujących stan silnika asynchronicznego wyrażono w jednostkach względnych. Jako jednostki odniesienia przyjęto:

$U_0 = U_{1mn}$ - znamionowa wartość amplitudy napięcia fazowego stojana,

$I_0 = I_{1mn}$ - znamionowa wartość amplitudy prądu fazowego stojana,

$\omega_0 = \omega_{1n}$ - znamionowa częstotliwość napięcia zasilającego stojana.

Pochodne jednostki odniesienia określono (odpowiednio dla rezystancji indukcyjności, momentu obrotowego, strumienia skojarzonego oraz momentu bezwładności):

$$R_o = \frac{U_o}{I_o}, \quad L_o = \frac{U_o}{\omega_o I_o}, \quad M_o = \frac{P_b m_1}{2} \cdot \frac{U_o I_o}{\omega_o}, \quad \Phi_o = \frac{U_o}{\omega_o}, \quad I_o = \frac{P_b M_o}{\omega_o^2}$$

gdzie:

P_b - liczba par biegunów,

m_1 - liczba faz stojana.

Równanie stanu elektromagnetycznego (2) jest równaniem nieliniowym, ponieważ w wyrazach macierzy stanu $A(\alpha)$ występuje częstotliwość napięcia stojana α , która jest funkcją zmiennych stanu i może być wyrażona za pomocą zależności:

$$\alpha = \omega + \frac{i_{1y}}{\Phi_2} \cdot \frac{i_m r_2}{1_2} \quad (4)$$

Ponieważ o sterowaniu prędkością lub położeniem napędu przy określonej bezwładności mechanicznej stanowi moment elektromagnetyczny silnika, w ostatecznym efekcie decydujące jest sterowanie stanem elektromagnetycznym.

3. Autonomizacja obiektu sterowania względem wewnętrznych sprzężeń

Macierz stanu $A(\alpha)$ można przedstawić w postaci sumy; wówczas równanie (2) zapisuje się w nieco zmienionej postaci:

$$\dot{x} = [A_1(\alpha) + A] x + B u \quad (5)$$

przy czym: macierz A jest dwudiagonalna i stała, o wymiarach $\dim A = 3 \times 3$.

Jeżeli również wektor sterowania zostanie przedstawiony w postaci sumy:

$$u = u_1 + u_2(\alpha) \quad (6)$$

otrzymuje się warunek autonomizacji w postaci:

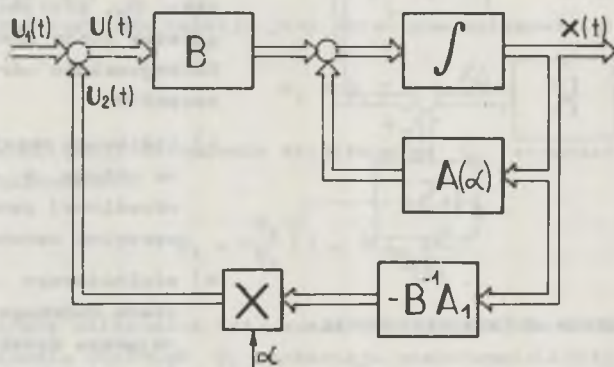
$$u_2(\alpha) = -B^{-1} A_1(\alpha) x(t) \quad (7)$$

Macierz $A_1(\alpha)$ można przedstawić w postaci iloczynu czynnika α i macierzy o stałych współczynnikach A_1 :

$$A_1(\alpha) = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & 0 \\ -\alpha & 0 & a_{23} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \alpha \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & a_{23} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \alpha A_1$$

Podstawiając do równania stanu (5) warunki (6) i (7) uzyskuje się równanie liniowe:

$$\dot{x} = Ax + Bu_1 \quad (8)$$



Rys. 1. Model obiektu sterowania zaadaptowany względem wewnętrznych sprzężeń

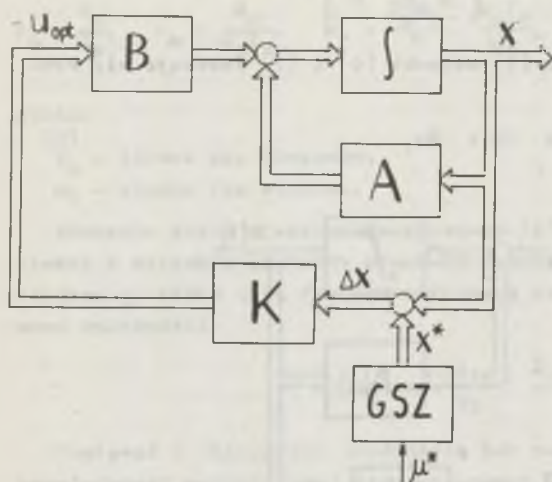
Na rys. 1 przedstawiono strukturę modelu obiektu sterowania zaadaptowanego względem wewnętrznych sprzężeń. Obiekt o strukturze przedstawionej na rys. 1 zawiera dwa człony nieliniowe:

$$A(\alpha) x \text{ i } \alpha B^{-1} A_1 x$$

Jednak regulator stanu, generujący sygnał $u_1(t)$, steruje obiektem liniowym i stacjonarnym o równaniu stanu (8). Obiekt ten stanowi silnik asynchroniczny klatkowy wraz z przemiennikiem częstotliwości zasilającym uzwojenia stojana, objęty nieliniowymi sprzężeniami zwrotnymi, wymuszającymi stale na wyjściu przemiennika sygnał równy sile elektromotoryznej rotacji e_1 .

W tej sytuacji wektor sygnałów sterujących silnikiem $u(t)$ stanowi sumę sygnału wyjściowego regulatora stanu $u_1(t)$ i sygnału $u_2(t)$ wytwarzanego w torze adaptacji.

4. Sterowanie stanem elektromagnetycznym silnika asynchronicznego klatkowego za pomocą sprzężeń zwrotnych od zmiennych stanu



Rys. 2. Struktura układu sterowania

Rys. 2. przedstawia strukturę układu sterowania obiektu opisanego równaniem stanu (8),

Zakładając sterowanie przy stałej, znamionowej wartości strumienia skojarzonego wirnika ψ_2 , przyjmuje się regulator stanu złożony z dwóch funkcjonalnie odrębnych podzespołów:

- liniowego regulatora stanu układu, o strukturze określonej przez macierz sprzężeń zwrotnych K ,
- nieliniowego generatora stanu zadanego GSZ generującego docelowe wartości zmiennych stanu x^* .

Do rozważania i obliczeń przyjęto wartości liczbowe (w jednostkach względnych) parametrów silnika Se - 132 o mocy znamionowej $p_n = 7,5$ kW.

$$r_1 = 0,042; \quad l_{10} = l_{20} = 0,087; \quad \phi_{on} = 0,9170; \quad \mu_n = 0,8128;$$

$$r_2 = 0,049; \quad l_m = 2,337; \quad \phi_{12n} = 0,9147; \quad \xi = 32.$$

Dopuszczalny obszar pracy napędu określono, przyjmując graniczne wartości względne napięcia, prądu i częstotliwości napięcia stojana:

$$\gamma_{max} = \sqrt{\gamma_x^2 + \gamma_y^2} = 1,2$$

$$\gamma_{ust \max} = 1 \quad (9)$$

$$i_{1max} = 2 \quad i_{1n} = 2$$

$$\alpha_{max} = 0,92$$

Poszukiwane wartości elementów macierzy K określają wzmocnienia w poszczególnych torach sprzężeń zwrotnych od zmiennych stanu. Zgodnie ze znanymi metodami teorii sterowania podstawą do wyznaczenia wartości elementów macierzy sprzężeń zwrotnych K może być warunek minimalizacji przyję-

tego wskaźnika jakości sterowania, lecz naturalnym, narzuconym przez warunki techniczne kryterium optymalności sterowania jest wykorzystanie maksymalnych, dopuszczalnych wartości sygnałów sterujących $\gamma_{1x \max}$ i $\gamma_{1y \max}$ (będących funkcjami częstotliwości i obciążenia), którymi dysponuje regulator. Obiekt sterowania opisany równaniem stanu (8) stanowi silnik asynchroniczny klatkowy, zasilany z przemiennika częstotliwości wraz z układem śledzenia i kompensacji siły elektromotorycznej rotacji e_1 . Tak więc sygnały γ_{1x} i γ_{1y} w przypadku zasilania silnika maksymalnym napięciem $\gamma_{\max}$ są osiowymi składowymi różnicy napięcia $\gamma_{\max}$ i siły elektromotorycznej rotacji e_1 .

Siła elektromotoryczna rotacji jest określona zależnością:

$$e_1 = \phi_1 \omega \quad (10)$$

Przy stabilizacji strumienia skojarzonego ϕ_2 strumień ϕ_1 można wyznaczyć z zależności:

$$\phi_1 = \frac{\phi_2}{k_1} \sqrt{1 + (G_{12} \frac{\mu}{\phi_2})^2} \quad (11)$$

Na podstawie zależności (11) można stwierdzić, że w dużym zakresie zmian obciążenia strumień ϕ_1 pozostaje praktycznie stały. Znając zależność siły elektromotorycznej e_1 od częstotliwości i posługując się przybliżoną zależnością:

$$\gamma_1 \approx \gamma_{\max} - e_1 \quad (12)$$

można stwierdzić, że sygnał γ_1 , którym dysponuje regulator stanu, zmienia się w przyjętym zakresie sterowania prędkości blisko czterokrotnie od wartości:

$$\gamma(\omega_{\max}) = 0,323 \text{ do } \gamma(\omega = 0) = 1,196$$

Sygnał γ_1 zależny od częstotliwości ω posiada dwie ortogonalne składowe γ_{1x} i γ_{1y} . Stosunek maksymalnych wartości sygnałów:

$$\frac{\gamma_{1x \max}}{\gamma_{1y \max}}$$

określają współczynniki wzmożenia w obu torach sterowania (wyznaczone i przyjęte wartości elementów macierzy K).

Jak widać, liniowy regulator stanu, mogący spełniać formalne kryteria optymalności, nie pozwala na pełne wykorzystanie możliwości sterowania silnikiem asynchronicznym w stanach przejściowych. Wyznaczenie wartości współ-

czynników wzmocnienia regulatora zapewniających pełne wykorzystanie sygnałów sterujących, przy $\alpha = 0$:

$$\gamma_1(\alpha = 0) = \gamma_{1\max}$$

spowoduje przekroczenie dopuszczalnej wartości sygnału γ_1 o około 300 % podczas pracy napędu przy częstotliwości $\alpha = \alpha_{\max}$.

Praktycznie oznacza to pracę poza zakresem liniowości źródła zasilania. W sytuacji odwrotnej, gdy współczynniki wzmocnienia regulatora zostały wyznaczone dla $\gamma_1(\alpha_{\max})$, regulator w stanie dynamicznym, przy $\alpha = 0$, wykorzysta niewielką część dopuszczalnej wartości sygnału sterującego.

Wyznaczenie wartości współczynnikiem wzmocnienia regulatora dla pośrednich wartości częstotliwości:

$$0 < \alpha < \alpha_{\max}$$

spowodują wystąpienie obu niepożądanych przypadków.

Opisanych trudności można uniknąć stosując nieliniowy regulator prądu i_{1y} .

Konsekwencją autonomizacji obiektu względem wewnętrznych sprzężeń, jest niezależność obwodów elektrycznych:

- obwodu w osi x (zmienne i_{1x} i ψ_2),
- obwodu w osi y (prąd i_{1y}).

Utrzymanie znamionowej wartości strumienia skojarzonego ψ_{2n} wymaga w stanie ustalonym sygnału:

$$\gamma_{1x}^* = 0,0164$$

Przy stabilizacji wartości strumienia ψ_2 moment elektromagnetyczny μ jest jedynie liniową funkcją prądu i_{1y} :

$$\mu = k_2 \psi_2 i_{1y} \quad (13)$$

Oznacza to, że również w stanie przejściowym, przy spełnieniu warunku $\psi_2 = \text{const}$, formowanie momentu odbywa się poprzez sterowanie prądem i_{1y} . W układzie rzeczywistym zmiany strumienia ψ_2 mogą nastąpić przede wszystkim na skutek niedokładności śledzenia siły elektromotorycznej rotacji przez układ autonomizacji lub uchybów w układach pomiaru i przetwarzania prądów i napięć fazowych. Aby przeciwdziałać tym zmianom, regulator musi dysponować sygnałem:

$$\gamma_{1x} > \gamma_{1x}^*$$

Uwzględniając charakter i wielkość możliwych zmian strumienia ψ_2 przyjęto:

$$\gamma_{1x} \approx 6\gamma_{1x}^* = 0,1$$

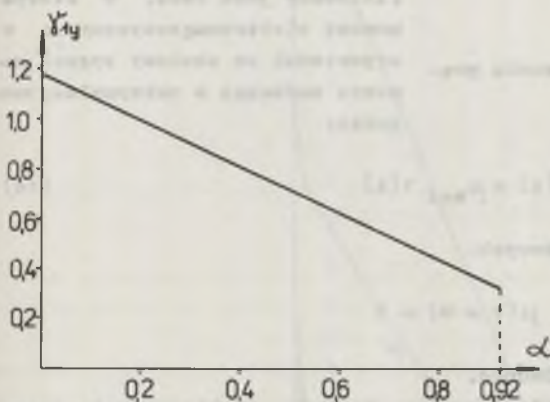
Znając wartości $\gamma_{1\max}$ i γ_{1x} można określić poziom sygnału γ_{1y} sterującego prądem i_{1y} w funkcji częstotliwości α .

Z zależności:

$$\gamma_{\max}^2 = \gamma_{1x}^2 + (\alpha\psi_{1x} + \gamma_{1y})^2 \quad (14)$$

wyznacza się:

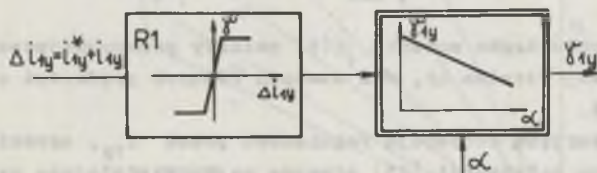
$$\gamma_{1y} = \sqrt{\gamma_{\max}^2 - \gamma_{1x}^2} - \alpha\psi_{1x} \quad (15)$$



Rys. 3. Zależność $\gamma_{1y}(\alpha)$

Rys. 3 przedstawia zależność wartości sygnału γ_{1y} od częstotliwości α . Techniczna realizacja takiego sposobu sterowania prądem i_{1y} jest możliwa w układzie przedstawionym na rys. 4.

Sygnał z regulatora R_1 prądu i_{1y} o bardzo dużym wzmacnieniu jest ograniczony zgodnie z zależnością (15). Wartość wzmacnienia regulatora R_1 decyduje o osłabości stosowania tego typu regulacji. Wzmacnienie regulatora R_1 musi osiągać taką wartość, aby realizacja

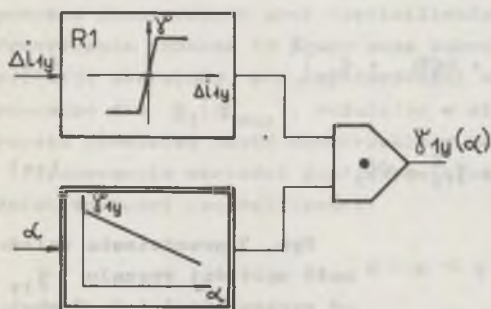


Rys. 4. Schemat blokowy układu sterowania prądem i_{1y}

zależności (15) stanowiła nie tylko ograniczenie poziomu sygnału γ_{1y} , lecz również ograniczenie wartości wzmacnienia w torze sterowania prądem i_{1y} .

Oznacza to, że w czasie trwania stanu przejściowego sygnał na wyjściu regulatora prądu i_{1y} musi mieć wartość określoną przez zależność (15):

$$\tilde{\gamma}_{1y} = \tilde{\gamma}_{1y}(\alpha)$$



Rys. 5. Struktura układu sterowania prądem i_{1y}

Praktycznym rozwiązaniem opisanego sposobu sterowania jest modulacja wyjściowego sygnału z regulatora R_1 wartością funkcji $\tilde{\gamma}_1(\alpha)$ w układzie o strukturze przedstawionej na rys. 5.

Jako kryterium sterowania przyjęto czas formowania momentu elektromagnetycznego t_μ zdefiniowany jako czas, w którym moment elektromagnetyczny μ w odpowiedzi na skokowy sygnał momentu zadanego o maksymalnej wartości:

$$\mu^*(t) = \mu_{\max} 1(t) \quad (16)$$

przy zerowych warunkach początkowych:

$$\mu(t=0) = 0$$

osiąga 90% wartości momentu zadanego.

Na rys. 6 zamieszczono przebiegi czasowe momentu elektromagnetycznego μ uzyskane w wyniku modelowania analogowego opisanego układu sterowania.

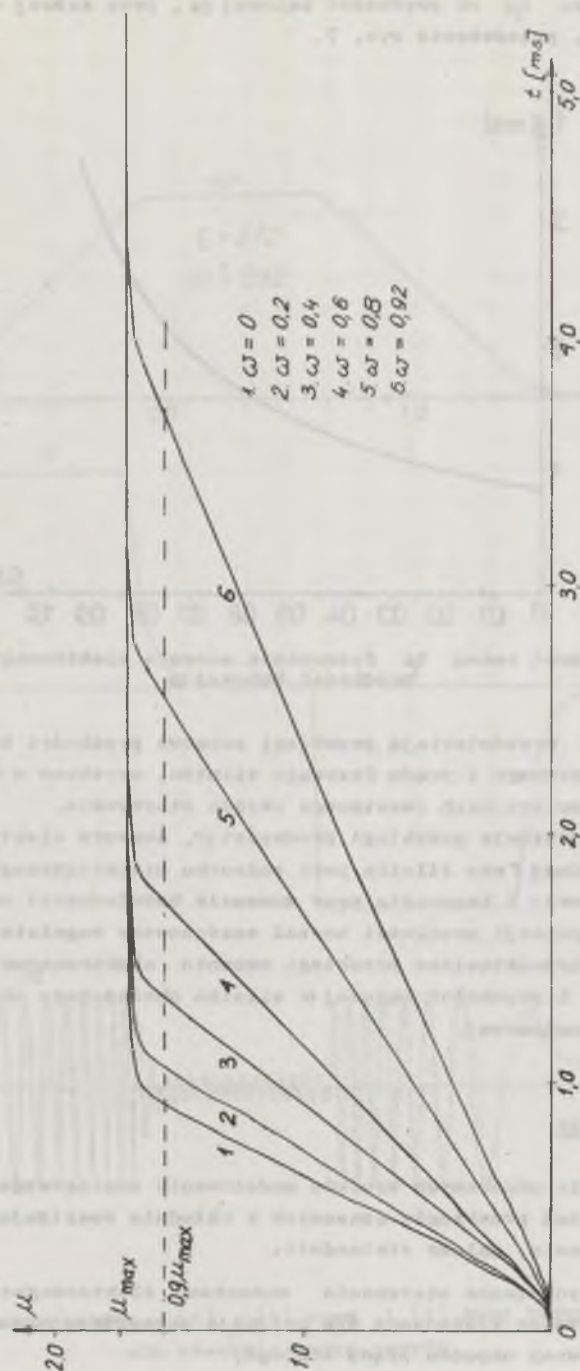
Przedstawione przebiegi stanowią odpowiedź silnika asynchronicznego na skokowy sygnał momentu zadanego:

$$\mu^*(t) = \mu_{\max} 1(t) = 2,13 \mu_N 1(t)$$

Obliczenia przebiegów momentu $\mu(t)$ zostały przeprowadzone przy stałej prędkości kątowej wirnika ω , dla sześciu różnych prędkości od $\omega = 0$, do $\omega = \alpha_{gr} = 0,92$.

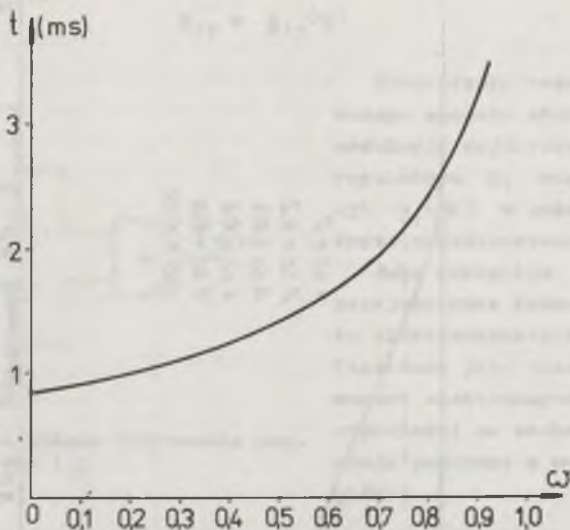
Zgodnie z przyjętą koncepcją regulatora prądu i_{1y} , ograniczenie sygnału $\tilde{\gamma}_{1y}$ według zależności (15) stwarza najkorzystniejsze warunki sterowania momentem elektromagnetycznym przy prędkości $\omega = 0$, zaś najgorsze przy $\omega = \alpha_{gr} = 0,92$. Potwierdzają to przedstawione wyniki obliczeń.

Czas formowania momentu t_μ zmienia się w przyjętym zakresie sterowania prędkości od wartości $t_\mu(\omega = 0) = 0,92$ ms do $t_\mu(\omega = \alpha_{gr}) = 3,60$ ms.



Rys. 6, Przebiegi czasowe momentu elektromagnetycznego μ

Zależność czasu t_μ od prędkości kątowej ω , przy której zachodzi formowanie momentu, przedstawia rys. 7.



Rys. 7. Zależność czasu t_μ formowania momentu elektromagnetycznego od prędkości kątowej ω

Rys. 8 i 9 przedstawiają przebiegi czasowe prędkości kątowej, momentu elektromagnetycznego i prądu fazowego silnika, uzyskane w wyniku analogowych badań symulacyjnych omawianego układu sterowania.

Rys. 8 przedstawia przebiegi prędkości ω , momentu elektromagnetycznego μ i prądu jednej fazy silnika przy rozruchu nieobciążonego napędu do prędkości znamionowej i hamowaniu przy momencie bezwładności napędu $\xi = 272$.

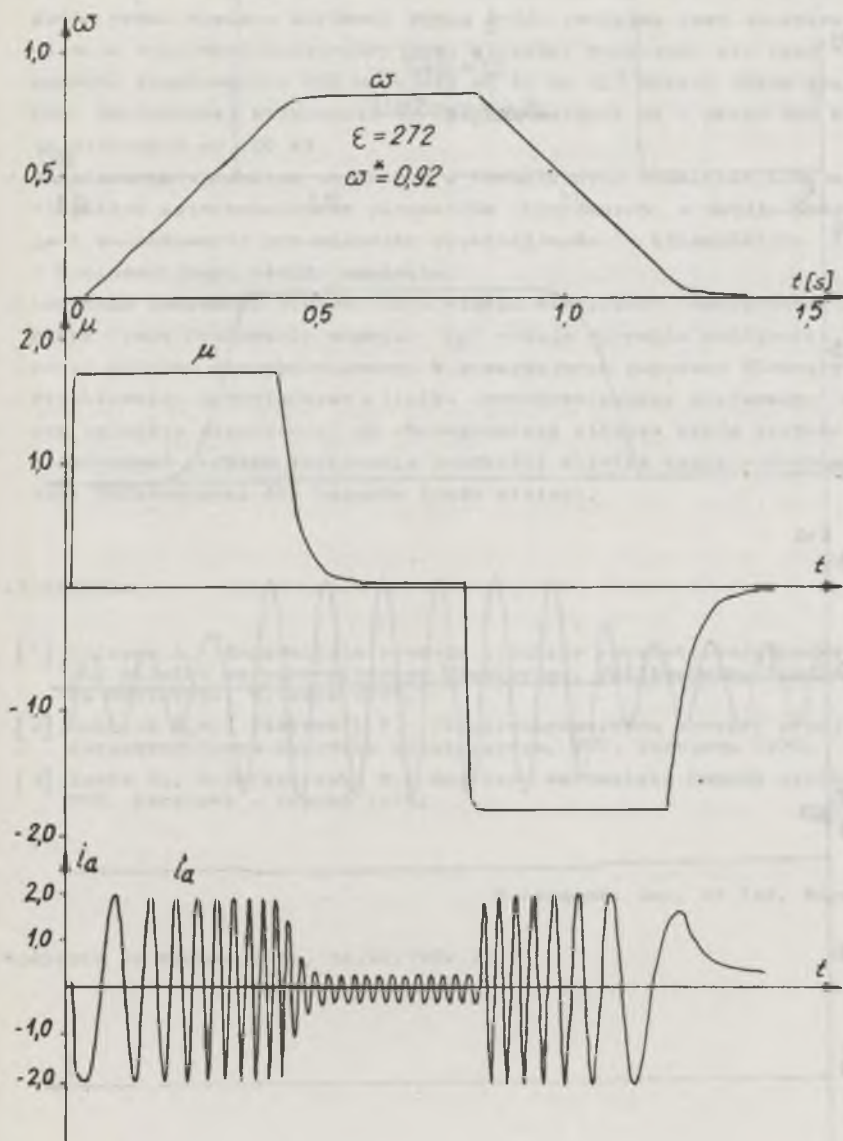
W torze regulacji prędkości został zastosowany regulator typu P.

Na rys. 9 przedstawiono przebiegi momentu elektromagnetycznego prądu fazowego i_a i prędkości kątowej ω silnika obciążonego skokowo momentem o wartości znamionowej.

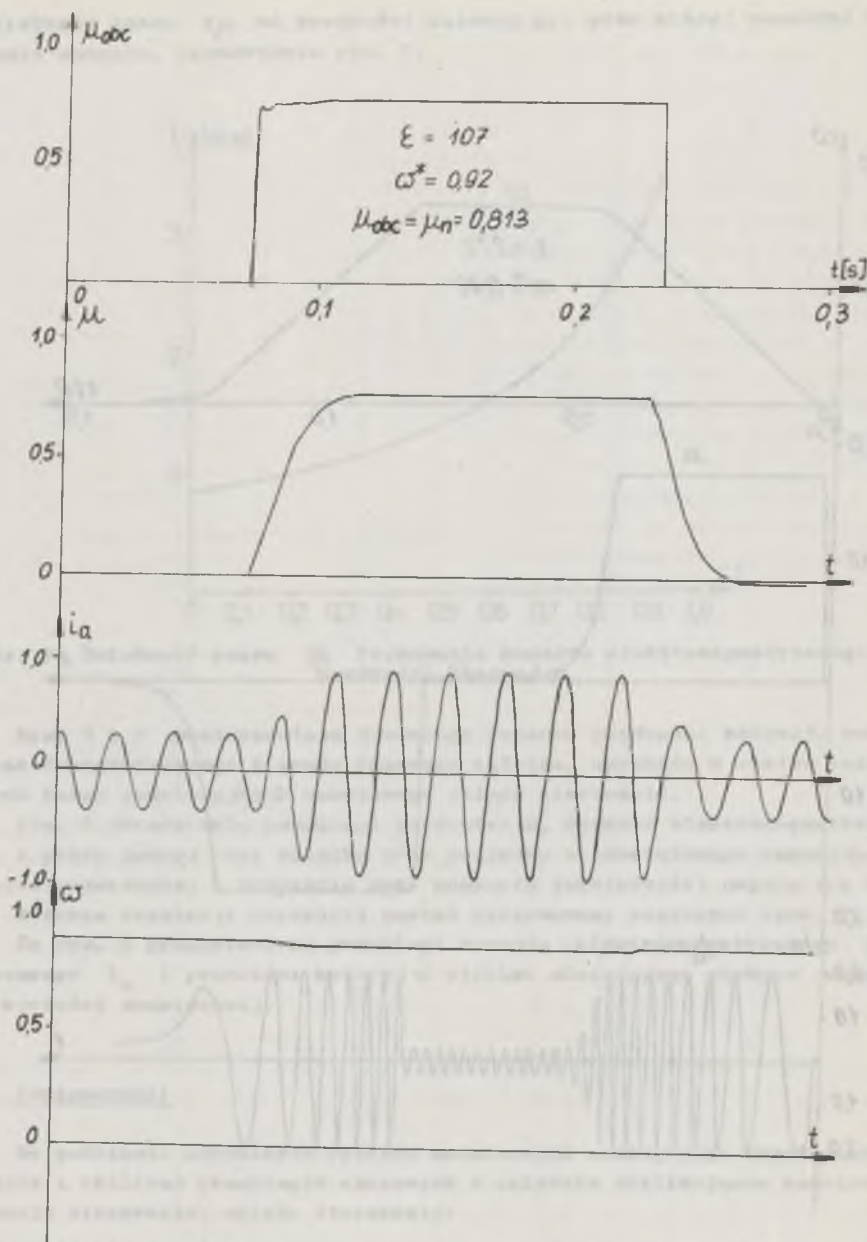
5. Podsumowanie

Na podstawie uzyskanych wyników modelowania analogowego układu sterowania i obliczeń przebiegów czasowych w układzie realizującym omówioną koncepcję sterowania, należy stwierdzić:

- wskaźniki dynamiczne sterowania momentem elektromagnetycznym silnika asynchronicznego klatkowego nie ustępują parametrom nowoczesnych, przekształtnikowych napędów prądu stałego,



Rys. 8. Przebiegi czasowe $\omega(t)$, $\mu(t)$ oraz $i_a(t)$ przy rozruchu i hamowaniu nieobciążonego napędu



Rys. 9. Przebiegi czasowe $\mu(t)$, $i_a(t)$ oraz $\omega(t)$ przy skokowym obciążeniu silnika momentem znamionowym

- realne wymagania stawiane na etapie projektowania układom napędowym z silnikiem asynchronicznym klatkowym mogą dotyczyć czasów formowania momentem elektromagnetycznym t_{μ} rzędu pojedynczych milisekund,
- czas t_{μ} nie podlega żadnym dodatkowym ograniczeniom; w przypadku napędów prądu stałego szybkość zmian prądu twornika jest dodatkowo ograniczona względami konstrukcyjnymi silnika; dopuszcza się czas reversji momentu znamionowego nie mniejszy od 20 ms dla maszyn prądu stałego o mocy znamionowej kilkunastu do kilkudziesięciu kW i około 200 ms dla mocy większych od 100 kW,
- podstawowym warunkiem uzyskania w technicznych rozwiązaniach napędu z silnikiem asynchronicznym parametrów otrzymanych w wyniku modelowania jest zastosowanie przemiennika częstotliwości o własnościach liniowego i bezinercyjnego źródła napięcia,
- uzyskane wskaźniki sterowania w stanie statycznym (dokładność) i dynamicznym (czas formowania momentu t_{μ}) rokuje szerokie możliwości zastosowania silnika asynchronicznego w precyzyjnych napędach śledzących,
- strukturalne podobieństwo silnika asynchronicznego klatkowego (w omówionym układzie sterowania) do obcowzbudnego silnika prądu stałego pozwala rozwiązywać problem sterowania prędkości silnika asynchronicznego metodami opracowanymi dla napędów prądu stałego.

LITERATURA

- [1] Kulesza A.: Zagadnienia syntezy struktur częstotliwościowego sterowania silnika asynchronicznego klatkowego. Politechnika Śląska. Rozprawa doktorska. Gliwice 1981.
- [2] Sokołow M.M., Pietrow L.P.: Elektromagnetyczne procesy przejściowe w asynchronicznym napędzie elektrycznym. WNT, Warszawa 1970.
- [3] Tunia H., Kaźmierkowski M.: Podstawy automatyki napędu elektrycznego. PWN, Warszawa - Poznań 1978.

Recenzent: doc. dr inż. Michał Tall

Wpłynęło do redakcji dn. 16.VI.1982 r.

ОПТИМИЗАЦИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННОГО КЛЕТОЧНОГО ДВИГАТЕЛЯ

Р е з ю м е

В работе представлена идея оптимизации динамических свойств, блок-схема и основные директивы проектирования системы управления асинхронного привода с преобразователем частоты. Даны результаты симуляционных исследований представленной приводной системы.

OPTIMIZATION OF DYNAMIC PROPERTIES OF THE AC SQUIRREL - CAGE CONTROL SYSTEM

S u m m a r y

The idea of optimization of dynamic properties, block diagram, and the essential instructions for designing a control system of the AC drive with a squirrel - cage induction motor supplied by a frequency converter are presented in the paper. The results of analog simulation of this drive are shown.