

Wacław Grzybowski

Bipronut Gliwice

Władysław Paszek

Zakład Maszyn Elektrycznych
Politechniki Śląskiej

OPTYMALNE STEROWANIE DYNAMIKI SILNIKÓW INDUKCYJNYCH

Streszczenie. Przedstawiono schemat strukturalny sterowania silnika indukcyjnego za pomocą 2 niezależnych wielkości sterujących, to jest prądów stojana w osiach wzajemnie prostopadłych na zespolonej płaszczyźnie wirującej oraz za pomocą pośrednich wielkości sterujących, to jest osiowych napięć stojana. Umożliwia to niezależne sterowanie liniozwojów wirnika i momentu elektromagnetycznego. Wyprowadzone związki są podstawą do określenia przebiegów czasowo- optymalnych napędów z silnikami indukcyjnymi zasilanymi z układów przekształtnikowych.

1. Wstęp

Utrudnienie optymalizacji dynamicznych stanów przejściowych silników indukcyjnych z wirnikiem klatkowym jest spowodowane faktem istnienia tylko jednej wielkości sterującej - 3-fazowego napięcia zasilania stojana. To różni silnik indukcyjny od silnika prądu stałego o wzbudzeniu obcym, w którym istnieją dwie odrębne wielkości sterujące: napięcie zasilania twornika i napięcie zasilania uzwojenia wzbudzenia.

W napędzie z silnikiem prądu stałego, w którym przepływ twornika jest skierowany pod stałym kątem (kątem elektrycznie prostym) do osi strumienia wzbudzenia, można stosunkowo prosto optymalizować dynamikę napędu, ponieważ przy stałym strumieniu wzbudzenia prąd twornika określa moment silnika $M_e \sim \beta I$, a wielkością sterującą prąd twornika jest bezpośrednio napięcie zasilania twornika, które można kształtować za pomocą układów regulacji bądź sterowania programowego. Przy zerowym stanie początkowym silnika prądu stałego (bez strumienia wzbudzenia) można również optymalizować dynamikę przez kształtowanie napięcia zasilania uzwojenia wzbudzenia (forsowanie wzbudzenia) poprzedzające zasilanie obwodu twornika, bądź przez jednoczesne zasilanie uzwojenia twornika i wzbudzenia, tak aby uzyskać czasowo-optymalne przebiegi prędkości, optymalizację czasu rozruchu, bądź kąta położenia mechanizmów sprzężonych z wałem silnika (optymalizacja sterowania pozycyjnego). Uwzględnione muszą oczywiście być ograniczenia nałożone na układ: ograniczenie dopuszczalnego szczytowego napię-

cia na uzwojeniu wzbudzenia, dopuszczalnego szczytowego napięcia na uzwojeniu twornika, dopuszczalnego momentu elektromagnetycznego, bądź dopuszczalnego prądu twornika.

Silnik indukcyjny posiada o wiele bardziej skomplikowany schemat strukturalny wiążący wielkości sterujące (napięcie zasilania) z momentem elektromagnetycznym w stanach przejściowych i ustalonych niż silnik prądu stałego. Przy zasilaniu silnika 3-fazowym napięciem symetrycznym nie zachodzi w ogólnym przypadku stałość położenia osi strumienia względem przepływu stojana, na skutek czego występują niepożądane oscylacje momentu w elektromagnetycznych stanach nieustalonych, które są przyczyną gorszych własności dynamicznych napędów z silnikami indukcyjnymi w porównaniu z napędem prądu stałego. Dopiero w elektromagnetycznym stanie ustalonym sposoby kształtowania dynamiki napędu stają się stosunkowo proste, zasilanie silnika napięciem o sterowanej częstotliwości i amplitudzie, przy stałej częstotliwości w obwodzie wirnika. Rezygnacja z symetrycznego zasilania silnika w stanach przejściowych umożliwia otrzymanie z silnika indukcyjnego z wirnikiem klatkowym silnika o podobnych własnościach sterowniczych jak silnika prądu stałego o wzbudzeniu obcym. Kształtowanie dowolnych napięć zasilania jest w obecnym stanie techniki przekształtników tyrystorowych rozwiązalne np. przy zastosowaniu bezpośrednich przemienników częstotliwości (cyklokonwertorów) do zasilania silników indukcyjnych.

2. Równanie wyjściowe do analizy dynamiki napędu

W symetrycznej trójfazowej maszynie indukcyjnej zasilanej trójprzewodowo można założyć istnienie uzwojeń o rozłożeniu sinusoidalnym. Przy takim założeniu przepływ uzwojenia jednej fazy i przepływ całkowity ma rozłożenie sinusoidalne wzdłuż obwodu wirnika. W przypadku uzwojeń nierozłożonych sinusoidalnie relacje obowiązują dla podstawowej harmonicznej przestrzennej przepływu, która określa główne przemiany energetyczne w maszynie. Zakłada się ponadto nienasycony obwód magnetyczny i pomija straty na jego magnesowanie. Elektromagnetyczny stan nieustalony maszyny 3-fazowej jest opisany ogólnie układem równań napięć fazowych stojana (indeks 1) i wirnika (indeks 2)

$$U_{1k} = \frac{d\psi_{1k}}{dt} + i_{1k} R_1 \quad (1a)$$

$$0 = \frac{d\psi_{2k}}{dt} + i_{2k} R_2 \quad (1b)$$

$$k = a, b, c$$

gdzie:

$\psi_{1,2k}$ - liniozwoje stojana bądź wirnika w uzwojeniach faz $k = a, b, c$,

$R_{1,2}$ - rezystancja uzwojenia fazy stojana bądź wirnika.

Wirnik po sprowadzeniu na stronę stojana rozpatrywany jest jako równoważny wirnik trójfazowy. Ograniczono się do rozpatrzenia wirnika o jednym zastępczym układzie uzwojeń (wirnik wieloklatkowy bądź głębokożłobkowy nie jest tu rozważony w celu uproszczenia relacji).

Liniozwoje stojana i wirnika określone przez prądy w poszczególnych uzwojeniach fazowych są uzależnione od indukcyjności własnych i wzajemnych. Indukcyjności własne są stałe, natomiast indukcyjności wzajemne są periodycznymi funkcjami kąta γ skręcenia wirnika względem stojana, co utrudnia analizę. Stałość indukcyjności wzajemnych otrzymuje się zastępując maszynę trójfazową przez równoważną maszynę 2-fazową o uzwojeniach rozłożonych sinusoidalnie w osi α i β w stojanie o fikcyjnym również dwufazowym wirniku nieruchomym względem stojana. W takim równoważnym układzie indukcyjności własne stojana L_1 i wirnika L_2 oraz indukcyjność wzajemna L_{12} są stałe i jednakowe dla uzwojeń w osi α i β . Z równoważności przepływu maszyny zastępczej i 3-fazowej maszyny rzeczywistej o jednakowej łącznej liczbie zwojów wynika transformacja prądu stojana i wirnika z wielkości fazowych (w fazach $k = a, b, c$) na wielkości w uzwojeniach zastępczych umownych w osiach α, β wzajemnie elektrycznie prostopadłych. Prąd w uzwojeniu α i β stojana można przedstawić jako wskaz uogólniony prądu stojana na podstawie liczb zespolonych nieruchomej względem stojana.

$$\hat{I}_1 = I_{1\alpha} + jI_{1\beta}$$

Uogólniając transformację prądu na pozostałe wielkości stojana i wirnika (prąd, napięcie fazowe i liniozwoje uzwojeń fazowych) obowiązuje:

$$\hat{W}_1 = W_{1\alpha} + jW_{1\beta} = \frac{2}{3} (w_{1a} + w_{1b} a + w_{1c} a^2)$$

gdzie:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

\hat{W}_1 - wskaz uogólniony wielkości stojana (prądu \hat{I}_1 , napięcia \hat{U}_1 , bądź liniozwojów $\hat{\psi}_1$),

w_{1k} - chwilowe wartości wielkości fazowych w fazach $k = a, b, c$.

Analogicznie wielkości fazowe wirnika określają jego wskaz uogólniony

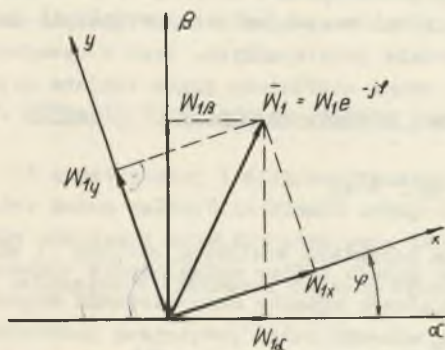
$$\bar{w}_2 = w_{2\alpha} + jw_{2\beta} = \frac{2}{3} (w_{2a} + w_{2b} a + w_{2c} a^2) e^{j\gamma}$$

gdzie:

γ - kąt elektryczny między jednoimiennymi osiami faz wirnika i stojana.

Zależności te wyprowadzono w układzie współrzędnych nieruchomej płaszczyzny liczb zespolonych, to znaczy w dwuosowym układzie współrzędnych α, β stojana. Wskazy uogólnione można również przedstawić na płaszczyźnie liczb zespolonych o osiach (x, y) wirującej z dowolną prędkością kątową ω' względem stojana. W ruchomym układzie współrzędnych płaszczyzny zespolonej obowiązuje

$$\bar{w}_1 = \bar{w}'_1 e^{-j\varphi}, \quad \varphi = \int_0^t \omega' dt + \varphi_0$$



Rys. 1. Transformacja między układami współrzędnych $\alpha \beta$ i xy

Wynika stąd relacja odnosząca się do poszczególnych składowych wskazów uogólnionych stojana i wirnika, którą można przedstawić w postaci macierzowej

$$\begin{bmatrix} w_{\alpha} \\ w_{\beta} \end{bmatrix} = [D(\varphi)] \begin{bmatrix} w_x \\ w_y \end{bmatrix}$$

gdzie:

$$[D(\varphi)] = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix}$$

(patrz rys. 1).

Stosując transformację dwuosową (na płaszczyznę zespoloną (x, y)) równań napięciowych (1a) i (1b) otrzymuje się równania elektromagnetycznego stanu nieustalonego, wiążące uogólnione wskazów napięć, prądów i liniozwojów

$$\bar{u}_1 = R_1 \bar{i}_1 + \left(\frac{d}{dt} + j\omega' \right) \bar{\psi}_1 \quad (2a)$$

$$0 = R_2 \bar{i}_2 + \left[\frac{d}{dt} + j(\omega' - \nu) \right] \bar{\psi}_2 \quad (2b)$$

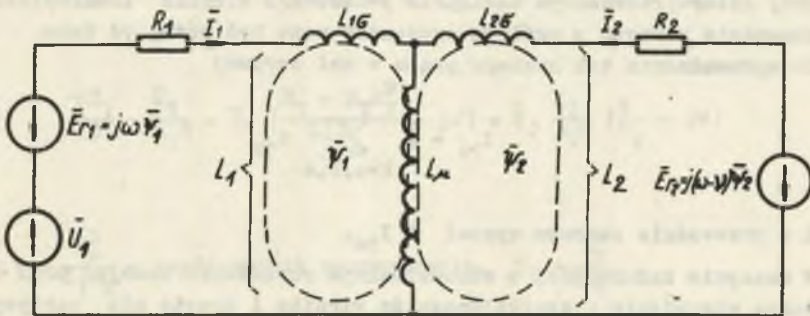
gdzie:

$v = \frac{d\gamma}{dt}$ - prędkość kątowna wirnika wyrażona w elektrycznej mierze łukowej

$$\bar{\Psi}_1 = L_1 \bar{I}_1 + L_{1\mu} \bar{I}_2 \quad (3a)$$

$$\bar{\Psi}_2 = L_{2\mu} \bar{I}_1 + L_2 \bar{I}_2 \quad (3b)$$

Równanie (2a) i (2b) odpowiadają schematowi zastępczemu maszyny indukcyjnej obowiązującemu w stanach nieustalonych (rys. 2). Stosując przedsta-



Rys. 2. Schemat zastępczy maszyny indukcyjnej

wione transformacje wielkości fazowych $i_{1k}, u_{1k}, \Psi_{1k}$ do wielkości osiowych o osiach wirujących z prędkością $\omega' = v$ można wykazać, że chwilowa moc pobierana przez maszynę z sieci

$$P_1 = \sum_{k=a,b,c} u_{1k} i_{1k} = \frac{3}{2} \operatorname{Re}(\bar{U}_1 \bar{I}_1) = \frac{3}{2} \left[(I_1^2 R_1 + \operatorname{Re}\left(\frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} \bar{I}_1\right) \right] + \frac{3}{p} M_e \quad (4)$$

gdzie:

$M_e = \frac{3}{2} p \operatorname{Re}(j\bar{\Psi}_1 \bar{I}_1)$ - moment elektromagnetyczny maszyny działający w kierunku wirowania,

p - liczba par biegunów maszyny,

$I_1^2 = \bar{I}_1 \bar{I}_1$ - moduł wskaźnika prądu stojana.

Równania (2a,b), (3a,b) stanowią równania wyjściowe do analizy stanu nieustalonego napędu z silnikiem indukcyjnym.

Piątym równaniem jest równanie momentów obrotowych.

$$J \frac{1}{p} \frac{d\gamma}{dt} = M_e + M_m \quad (5)$$

gdzie:

J - moment bezwładności napędu,

M_m - moment mechaniczny w kierunku wirowania (przy pracy silnikowej moment jest ujemny).

Przy czteroprzewodowym zasilaniu 3-fazowego silnika indukcyjnego prąd w przewodzie zerowym w ogólnym przypadku może być różny od zera.

Po wprowadzeniu tak zwanego prądu w osi zerowej

$$I_{10} = \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} i_{1k}$$

prąd w przewodzie zerowym wynosi $3 I_{10}$.

W maszynie indukcyjnej o sinusoidalnym rozłożeniu uzwojeń prąd I_{10} nie wytwarza strumienia przenikającego do wirnika i przeto nie partycypuje w wytwarzaniu momentu. W tym przypadku wielkości fazowe stojana (prąd, napięcie, liniozwoje) są sumą rzutu wskazania uogólnionego i wielkości w osi zerowej. Związek między napięciem, liniozwojami i prądem w osi zerowej określa równanie

$$U_{10} = I_{10} R_0 + \frac{d\psi_{10}}{dt}$$

$$\psi_{10} = I_{10} L_{10}$$

W maszynie o sinusoidalnym rozłożeniu uzwojeń

$$R_0 = R_1, \quad L_{10} = L_{1G}$$

Związki między wskazami uogólnionymi stojana w_1 a wielkościami fazowymi w_k określa odwrotna transformacja osiowa

$$w_{1k} = \operatorname{Re} \left[w_1 e^{-j\psi_k} \right] + w_{10}$$

(6)

$$\psi_a = \psi, \quad \psi_b = \psi + \frac{4\pi}{3}, \quad \psi_c = \psi + \frac{2\pi}{3}$$

Przy zasilaniu stojana bez przewodu zerowego chwilowe wielkości fazowe są rzutami wskazu uogólnionego na odpowiednie osie faz $k = a, b, c$.

3. Analiza stanów przejściowych napędów z silnikami indukcyjnymi

Za podstawę analizy przyjęto równanie (2a,b) (3a,b), które przekształcono celem wyeliminowania prądu wirnika i liniozwojów stojana, stosując zapis w postaci kanonicznej:

$$\frac{d\bar{\psi}_2}{dt} = \bar{I}_1 R_2 k_2 - \bar{\psi}_2 \left[\frac{1}{T_2} + j(\omega' - \nu) \right] \quad (7)$$

$$\frac{d\bar{I}_1}{dt} = \frac{\bar{U}_1}{L_1 \sigma} - \bar{I}_1 \left(\frac{R_1 + R_2 k_2^2}{L_1 \sigma} + j\omega' \right) + \bar{\psi}_2 \frac{k_2}{L_1 \sigma} \left(\frac{1}{T_2} - j\nu \right) \quad (8)$$

gdzie:

$$\sigma = 1 - \frac{L_2^2}{L_1 L_2} - \text{współczynnik rozproszenia, } T_2 = \frac{L_2}{R_2},$$

$$k_2 = \frac{L_{12}}{L_2} - \text{współczynnik sprzężenia wirnika.}$$

Równania (6) i (7) muszą być jeszcze uzupełnione przekształconym równaniem momentów obrotowych (5), w którym moment elektromechaniczny określono w funkcji \bar{I}_1 i $\bar{\psi}_2$.

Z równań (3a,b)

$$\bar{\psi}_1 = \bar{I}_1 L_1 \sigma + k_2 \bar{\psi}_2 \quad (9)$$

Po wstawieniu tej zależności do równania (4) na moment elektromechaniczny otrzymuje się

$$M_e = \frac{3}{2} k_2 p \operatorname{Re} \left[j \bar{\psi}_2 \frac{\bar{X}}{L_1} \right] = \frac{3}{2} k_2 p (\psi_{2x} I_{1y} - \psi_{2y} I_{1x}) \quad (10)$$

Wielkości zmienne \bar{U}_1 , \bar{I}_1 , Ψ_2 są wyrażone przez liczby zespolone. Prędkości kątowe ω' i ν są wyrażone przez liczby rzeczywiste. Równania (7), (8) rozkłada się na składowe rzeczywiste x i składowe urojone y

$$\frac{d\Psi_{2x}}{dt} = I_{1x} R_2 k_2 - \Psi_{2x} \frac{1}{T_2} + \Psi_{2y} (\omega' - \nu) \quad (11)$$

$$\frac{d\Psi_{2y}}{dt} = I_{1y} R_2 k_2 - \Psi_{2y} \frac{1}{T_2} - \Psi_{2x} (\omega' - \nu) \quad (12)$$

$$\frac{dI_{1x}}{dt} = \frac{U_{1x}}{L_1 \sigma} - I_{1x} \frac{R_1 + R_2 k_2^2}{L_1 \sigma} + I_{1y} \omega' + \Psi_{2x} \frac{k_2}{L_1 \sigma T_2} + \Psi_{2y} \nu \frac{k_2}{L_1 \sigma} \quad (13)$$

$$\frac{dI_{1y}}{dt} = \frac{U_{1y}}{L_1 \sigma} - I_{1y} \frac{R_1 + R_2 k_2^2}{L_1 \sigma} - I_{1x} \omega' + \Psi_{2y} \frac{k_2}{L_1 \sigma T_2} - \Psi_{2x} \nu \frac{k_2}{L_1 \sigma} \quad (14)$$

$$\frac{d\nu}{dt} = \frac{3}{2} p^2 \frac{k_2^2}{J} (\Psi_{2x} I_{1y} - \Psi_{2y} I_{1x}) + \frac{M_m}{J} p \quad (15)$$

Przy wiadomych napięciach zasilania U_{1x} i U_{1y} i danej prędkości wirowania układu odniesienia oraz przy danym momencie obciążenia M_m jest to układ pięciu równań o pięciu niewiadomych funkcjach czasu Ψ_{2x} , Ψ_{2y} , I_{1x} , I_{1y} , ν , gdzie zmienną niezależną jest czas t .

Równanie (7) określa liniozwoje wirnika w funkcji prądu stojana. Spośród ruchomych układów współrzędnych wygodnie jest przyjąć układ płaszczyzny zespolonej, na której wskaz liniozwojów wirnika jest nieruchomy. Przy założeniu, że kierunek osi x liczb rzeczywistych płaszczyzny zespolonej pokrywa się ze wskazem $\Psi_2 = \Psi_{2x} + j\Psi_{2y}$ otrzymuje się $\Psi_2 = \Psi_{2x}$, $\Psi_{2y} = 0$. Prędkość kątowa ω' ruchomego układu współrzędnych, w stanie ustalonym napędu, jest równa częstotliwości kątowej napięcia zasilania.

Stąd odpowiednio składowe prądu \bar{I}_1 z równania (7)

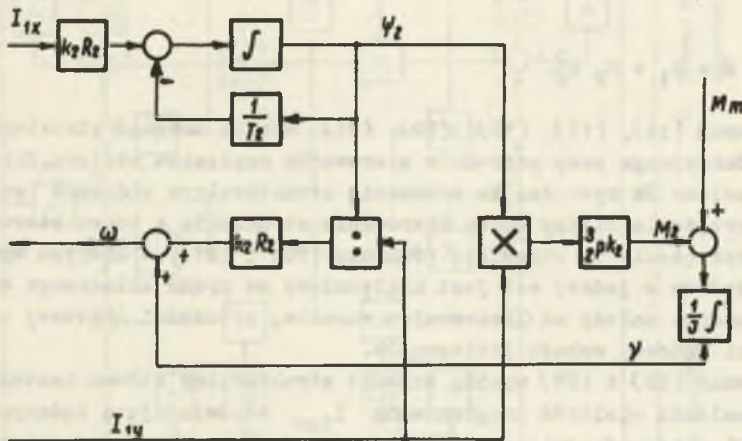
$$I_{1x} R_2 k_2 = \frac{\Psi_2}{T_2} + \frac{d\Psi_2}{dt} \quad (16)$$

$$I_{1y} R_2 k_2 = \Psi_2 (\omega' - \nu) \quad (17)$$

Z przekształcenia równania (10) wynika moment elektromagnetyczny

$$M_e = \frac{3}{2} k_2 p \Psi_2 I_{1y} \quad (18)$$

Zespół czterech równań (5), (16), (17) i (18) z wielkościami rzeczywistymi opisuje stan napędu z silnikiem indukcyjnym w którym znany jest prąd stojana. Schemat strukturalny maszyny sterowanej prądem przedstawia rysunek 3, który odpowiada relacjom zawartym w powyższych równaniach i informuje o możliwościach kształtowania momentu elektromagnetycznego. Obwód sterowania liniozwojów wirnika posiada bezwładność charakteryzowaną przez stałą czasową T_2 . Wielkością bezpośrednio sterującą liniozwoju jest składowa I_{1x} prądu stojana. Odpowiednio do równania (18) sterowanie momentu elektromagnetycznego odbywa się w ogólnym przypadku przez zmianę liniozwojów Ψ_2 , składowej I_{1y} bądź jednocześnie obu tych wielkości. Przy sta-



Rys. 3. Schemat strukturalny silnika indukcyjnego sterowanego prądem stojana

łych liniozwojach Ψ_2 składowa I_{1y} steruje bezinercyjnie moment elektromagnetyczny. Pośrednią wielkością sterującą jest napięcie zasilania stojana \bar{U}_1 , które określa prąd stojana. Związek między składowymi I_{1x} i I_{1y} prądu stojana a napięciem zasilania wynika z równań (2a,b) i (8)

$$\bar{U}_1 = \bar{I}_1 (R_1 + R_2 k_2^2) + L_1 \sigma \frac{d\bar{I}_1}{dt} + j\omega L_1 \sigma \bar{I}_1 + \Psi_2 k_2 (j\nu - \frac{1}{T_2}) \quad (19)$$

stąd

$$U_{1x} = I_{1x}(R_1 + R_2 k_2^2) + L_1 \sigma \frac{dI_{1x}}{dt} - \omega' L_1 \sigma I_{1y} - \psi_2 \frac{k_2}{T_2}$$

$$U_{1y} = I_{1y}(R_1 + R_2 k_2^2) + L_1 \sigma \frac{dI_{1y}}{dt} + \omega' L_1 \sigma I_{1x} + k_2 \psi_2 \nu$$

Całkując otrzymamy

$$I_{1x} = \frac{1}{L_1 \sigma} \int (U_{1x} + \omega' L_1 \sigma I_{1y} + \psi_2 \frac{k_2}{T_2} - I_{1x} R) dt \quad (20)$$

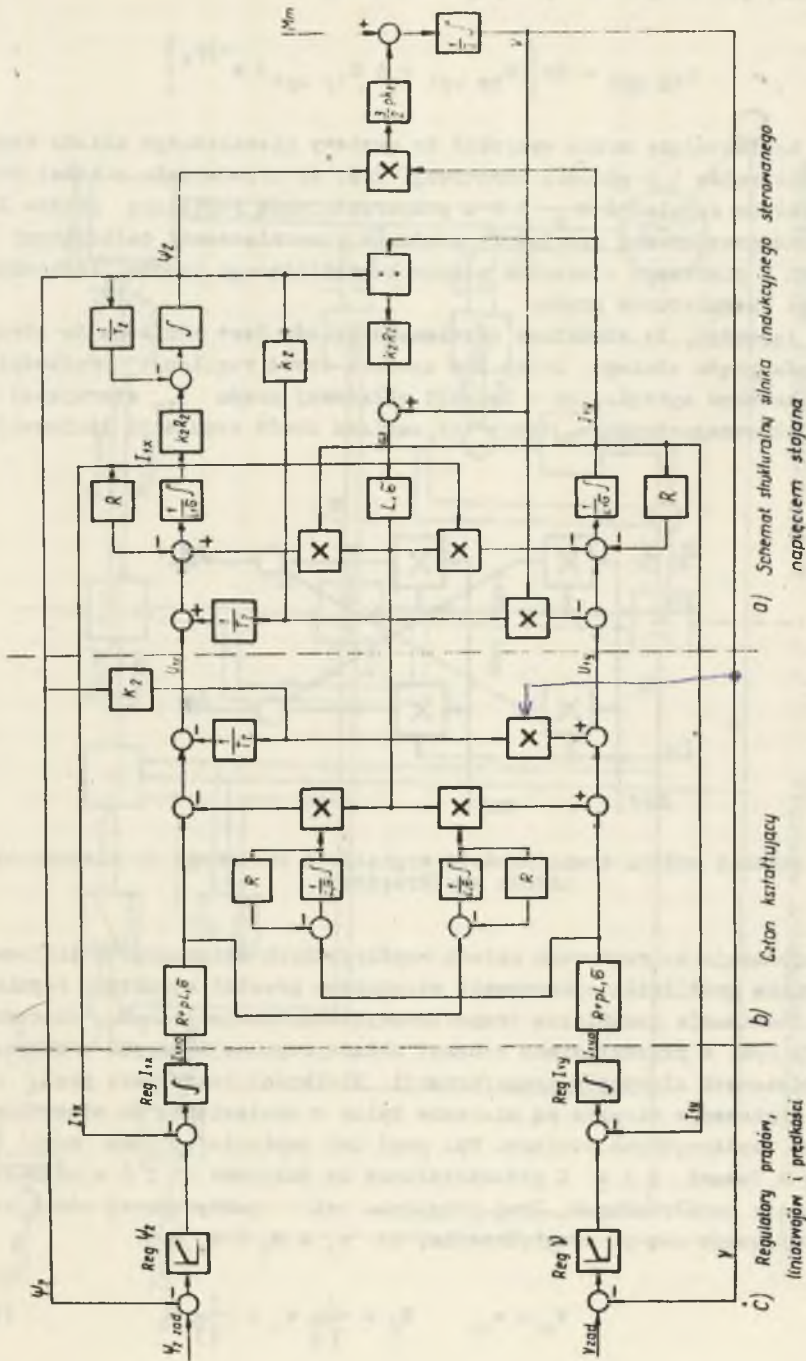
$$I_{1y} = \frac{1}{L_1 \sigma} \int (U_{1y} - \omega' L_1 \sigma I_{1x} - k_2 \psi_2 \nu - I_{1y} R) dt \quad (21)$$

gdzie: $R = R_1 + R_2 k_2^2$.

Z równań (16), (17), (18), (20), (21) wynika schemat strukturalny silnika indukcyjnego przy pośrednim sterowaniu napięciem stojana. Schemat ten przedstawiono na rys. 4a. Na schemacie strukturalnym widoczne są wewnętrzne sprzężenia między torem sterowania strumienia a torem sterowania momentu. Sprzężenia te określają równania (20) i (21), z których wynika, że prąd składowy w jednej osi jest uzależniony od prądu składowego w drugiej osi i ponadto zależy od liniozwojów wirnika, prędkości kątowej wirnika i prędkości kątowej wskaźu liniozwojów.

Z równań (20) i (21) wynika schemat strukturalny członu kształtującego, który zamienia wielkość programowaną I_{1x0} odpowiadającą zadanym liniozwojom ψ_2 na pośrednią wielkość sterującą U_{1x} oraz programowaną wielkość I_{1y0} odpowiadającą zadanemu momentowi elektromagnetycznemu na pośrednią wielkość sterującą U_{1y} . Do członu kształtującego prócz wielkości wejściowych I_{1x0} i I_{1y0} są wprowadzone wielkości pomocnicze ω' i ψ_2 , które konieczne są do uformowania pośrednich wielkości sterujących silnik U_{1x} i U_{1y} . Schemat strukturalny członu kształtującego, pokazano na rys. 4b. Układy równań (16)–(21), bądź schematy strukturalne 4a i b umożliwiają optymalizację programu sterowania dynamiki silników przez wyznaczenie czasowo-optymalnych przebiegów U_{1x} i U_{1y} , ω' , ν przy nałożonych ograniczeniach

amplitudy napięcia zasilania $\sqrt{U_{1x}^2 + U_{1y}^2} \leq U_{\text{dop}}$, przyspieszenia $\frac{d\nu}{dt} \leq \xi_{\text{dop}}$ i nasycenia obwodu magnetycznego.



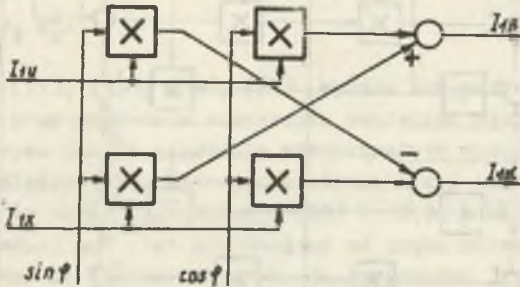
Rys. 4. a) Schemat strukturalny silnika indukcyjnego sterowanego napięciem stojana, b) człon kształtujący, c) regulatory prądów, liniowców i prędkości

Optymalny przebieg czasowy napięcia fazowego

$$u_{1k \text{ opt}} = \operatorname{Re} \left[(U_{1x \text{ opt}} + j U_{1y \text{ opt}}) e^{-j\psi_k} \right]$$

Człon kształtujący można wyzyskać do syntezy niezależnego układu regulacji liniozwojów i prędkości obrotowej. Rys. 4c przedstawia schemat strukturalny układu regulacji ψ_2 i \dot{v} z podporządkowaną regulacją prądów I_{1x} i I_{1y} . Podporządkowane regulatory prądu ze wzmacniaczami całkującymi w połączeniu z pierwszym elementem członu kształtującego tworzą równoważne człony PI regulatorów prądu.

Łatwo zauważyć, że struktura omawianego układu jest zbliżona do struktury napędu prądu stałego. Dolny tor zawiera obwód regulacji prędkości z podporządkowanym sprzężeniem w funkcji składowej prądu I_{1y} sterującej momentem elektromagnetycznym. Górny tor zawiera obwód regulacji liniozwojów wirnika.



Rys. 5. Schemat członu transformacji sygnałów z ruchomego do nieruchomego układu współrzędnych

Transformacja do ruchomego układu współrzędnych związanego z liniozwojami wirnika umożliwiła opracowanie stosunkowo prostej struktury regulacji napędu. Realizacja techniczna transformacji komplikuje jednak znacznie układ. Na rys. 6 przedstawiono schemat układu regulacji napędu z zaznaczeniem koniecznych elementów transformacji. Wielkości takie jak: prąd, napięcie, liniozwoje wirnika są mierzone tylko w odniesieniu do nieruchomego układu współrzędnych stojana. Np. prąd lub napięcie stojana może być mierzony w fazach a i b i przekształcony na składowe α i β w nieruchomym układzie współrzędnych. Przy przyjęciu osi α pokrywającej się z osią fazy a otrzymuje się po uwzględnieniu, że $w_a + w_b + w_c = 0$.

$$w_\alpha = w_a, \quad w_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} w_a + \frac{2}{\sqrt{3}} w_b \quad (22)$$

Ze wzorów (2ab, 3ab) przy założeniu dla nieruchomego układu współrzędnych wynikają stosunkowo proste związki między liniozwojami wirnika a prądem i napięciem stojana

$$\dot{\psi}_2 = \frac{1}{k_2} \int (\dot{U} - \dot{I}_1 R_1) dt - \frac{1}{k_2} \dot{I}_1 L_1 \quad (23)$$

Za pomocą dwóch wzmacniaczy całkujących i dwóch wzmacniaczy sumujących można wyznaczyć liniozwoje wirnika korzystając ze składowych prądu i napięciem stojana. Można również wyznaczyć $\dot{\psi}_2$ za pomocą pomiaru strumienia w szczelinie.

Składowe liniozwojów wirnika $\psi_{2\alpha}$ i $\psi_{2\beta}$ określone za pomocą modelu analogowego, wyznaczają elementy macierzy $[D(\varphi)]$

$$\cos \varphi = \frac{\psi_{2\alpha}}{|\psi_2|}, \quad \sin \varphi = \frac{\psi_{2\beta}}{|\psi_2|}, \quad \text{gdzie } |\psi_2| = \sqrt{\psi_{2\alpha}^2 + \psi_{2\beta}^2}$$

Układ wykonujący powyższe operacje nazwano analizatorem wskazów AW (rys. 6). Na wyjściu analizatora wskazów otrzymuje się sygnał liniozwojów wirnika (ψ_2) oraz sygnały $\cos \varphi$ i $\sin \varphi$. Sygnały te są wykorzystane dla dokonania transformacji z nieruchomego do ruchomego układu współrzędnych i do transformacji odwrotnej. Zgodnie ze schematem na rys. 5 transformacja jednej pary składowych wymaga zastosowania czterech członów mnożących. Na rys. 6 zaznaczono człony przekształcające sygnały z układu trójfazowego do układu współrzędnych α, β i człony przekształcające odwrotnie oznaczone $PW + PW -$ oraz człony transformujące z nieruchomego układu współrzędnych α, β do ruchomego układu współrzędnych xy i człony transformujące odwrotnie oznaczone $D(-\varphi)$ i $D(\varphi)$. Przez K oznaczono człony kształtujące. Analizator wskazów AW spełnia również funkcję oscylatora przekazując za pomocą sygnałów $\sin \varphi$ i $\cos \varphi$ wzorzec częstotliwości dla sterowania napięciem zasilającym stojan.

Wybór układu regulacji liniozwojów wirnika ψ_2 i regulacji prędkości przez zmianę prądu I_{1y} stojana umożliwia realizację układu napędowego o własnościach odpowiadających układom prądu stałego. Łatwo zauważyć, że przyjęcie regulacji liniozwojów stojana ψ_1 nie prowadzi do rozdzielenia bezpośrednich wielkości sterujących strumień i moment elektromagnetyczny. Przyjmując liniozwoje ψ_1 wyznaczające kierunek osi x otrzymuje się następujące relacje w miejsce równań (16) i (17)

$$\frac{d\psi_1}{dt} + \frac{\psi_1}{T_2} = \frac{L_1}{T_2} I_{1x} + \left[L_1 \delta \frac{dI_{1x}}{dt} - (\omega' - \omega) L_1 \delta I_{1y} \right]$$

$$(\omega' - \nu) \psi_1 = \frac{L_1}{T_2} I_{1y} + \left[L_1 \sigma \frac{dI_{1y}}{dt} + (\omega' - \nu) L_1 \sigma I_{1x} \right],$$

które praktycznie uniemożliwiają wyodrębnienie niezależnych bezpośrednich wielkości sterujących wskutek występowania członów ujętych w nawiasy graniczne, mimo możliwości wygodnego ograniczenia nasycenia obwodu magnetycznego przez założenie $\psi_1 \leq \psi_{1dop}$. Przy regulacji w funkcji liniozwojów ψ_2 nie otrzymuje się ograniczenia nasycenia maszyny. Jednakże przy ograniczeniu składowej prądu I_{1y} i przy stałej wartości ψ_2 odpowiadającej liniozwojom w warunkach znamionowej pracy silnika nie otrzymuje się zwiększenia nasycenia obwodu magnetycznego maszyny przy mniejszych momentach obciążenia.

4. Wyniki obliczeń na maszynie cyfrowej

Równania (11), (12), (13) i (15) określają przebiegi wielkości elektromagnetycznych i mechanicznych silnika. Z uwagi na ich nieliniowość powodowaną relacjami iloczynowymi zmiennych można je rozwiązać tylko dla konkretnych danych silnika za pomocą maszyny cyfrowej.

Wykorzystując opracowany program na maszynę cyfrową przy zastosowaniu metody Runge-Kutta uzyskano przebiegi elektromagnetyczne i mechaniczne silnika samotokowego w stanach przejściowych. Na rys. 7a, 7b pokazano przebiegi podczas rozruchu częstotliwościowego silnika. Na rys. 7a pokazano położenie wskazów prądu stojana I_1 i liniozwojów wirnika ψ_2 na płaszczyźnie zespolonej wirującej z prędkością ω' . Na rys. 7b pokazano przebiegi prądu stojana, momentu elektromagnetycznego i prędkości w funkcji czasu. Przebiegi te są dalekie od optymalnych z uwagi na znaczne oscylacje momentu elektromagnetycznego powodowane oscylacjami wskazów prądu stojana i liniozwojów wirnika. Celem zbliżenia się do przebiegów czasowo-optymalnych rozpatrzono warunki konieczne, którym winien odpowiadać przebieg napięcia zasilającego zapewniający stabilizację liniozwojów i prądu stojana podczas rozruchu. Przyjęto zadaną wartość liniozwojów wirnika

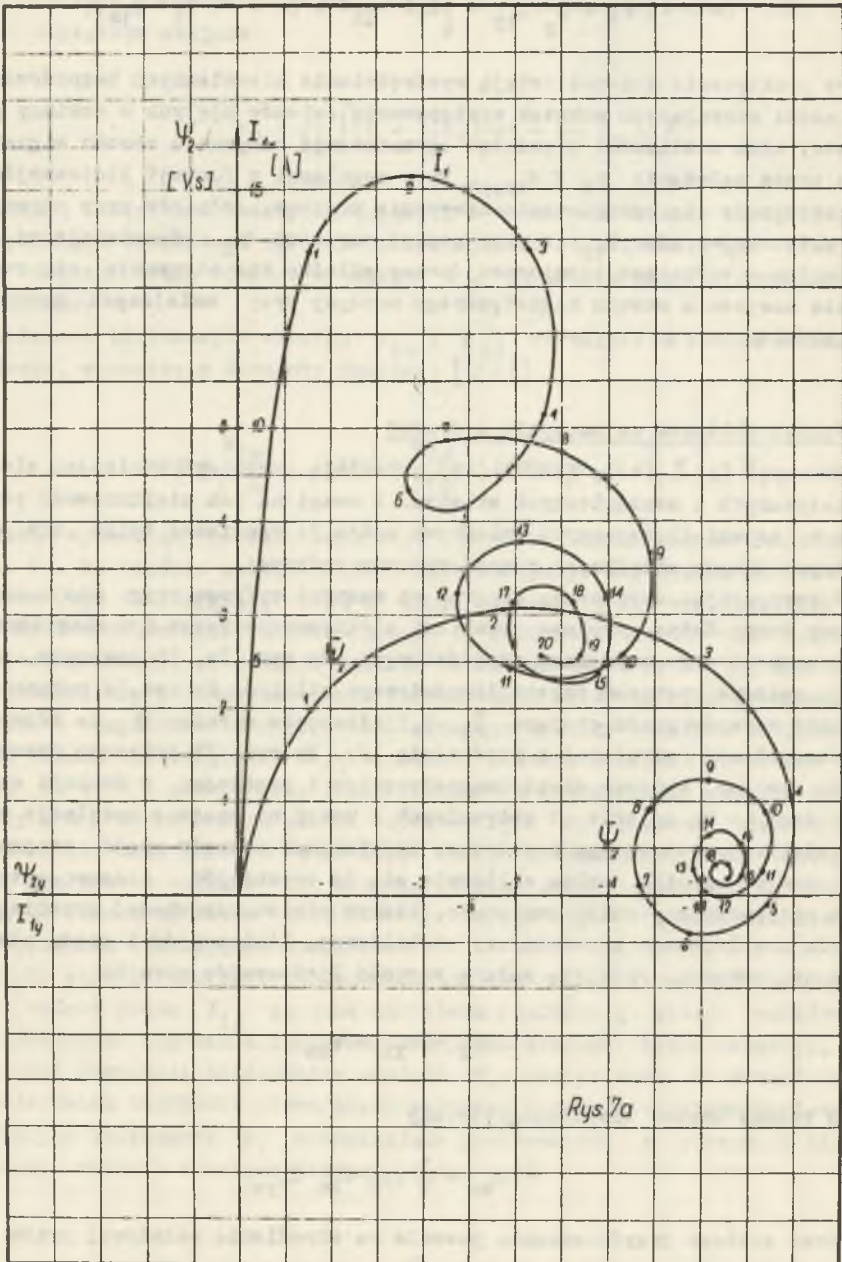
$$\psi_2 = \psi_{2x} = \psi_{2o}$$

Stąd zadany moment elektromagnetyczny

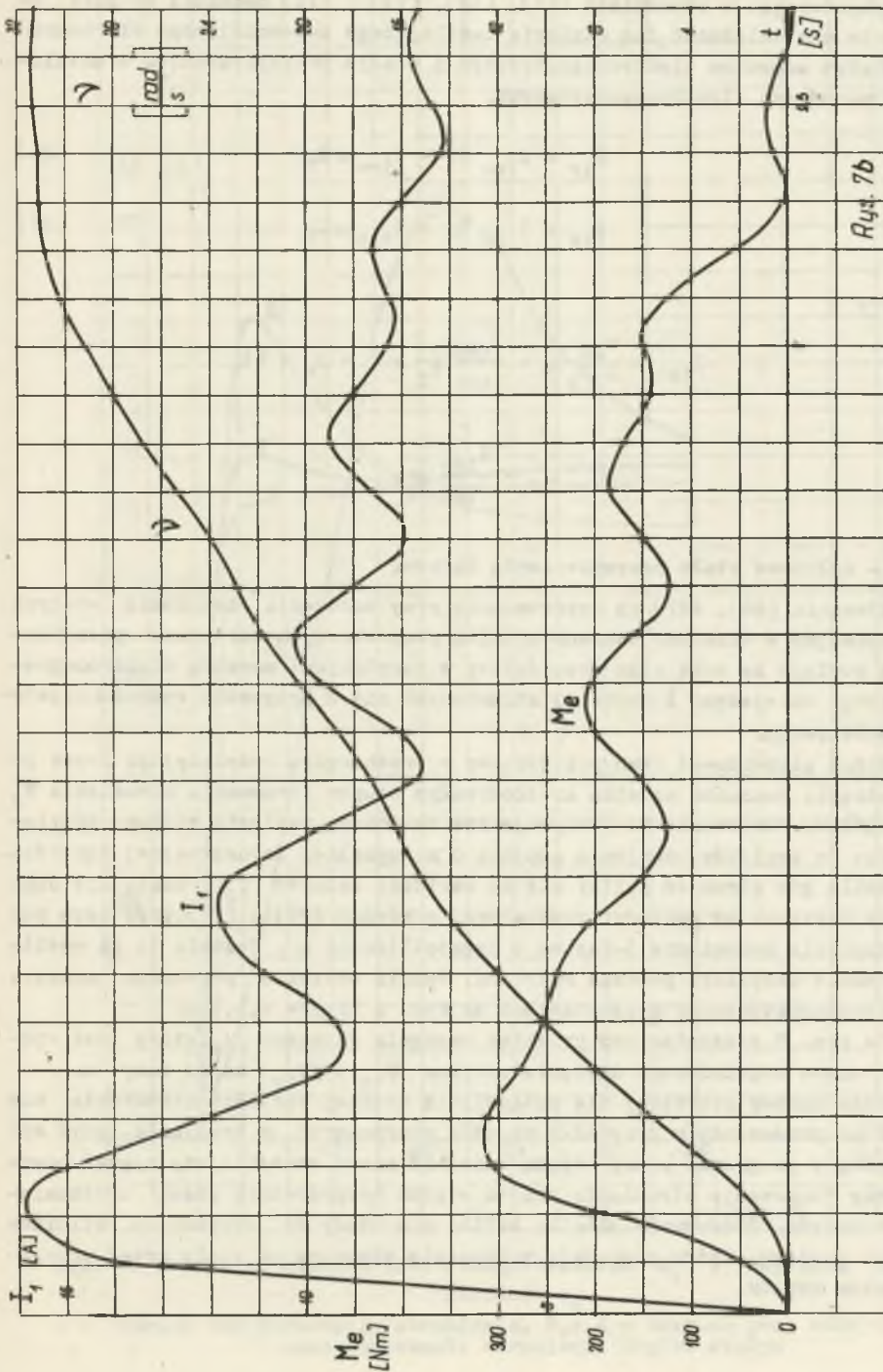
$$M_{eo} = \frac{3}{2} p k_2 \psi_{2o} I_{1yo} \quad (24)$$

Warunek stałego przyspieszenia pozwala na określenie składowej prądu I_{1yo} , przy $M_m = \text{const.}$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{3}{2} p^2 \frac{k_2}{J} \psi_{2o} I_{1yo} + \frac{M_m}{J} p \quad (25)$$



Rys. 7. Rozruch częstotliwościowy silnika
 a) przebieg wskazów prądu stojana \bar{I}_1 , liniozwojów $\bar{\Psi}_2$ na płaszczyźnie zespolonej wirującej z prędkością ω'



Rys. 7b

Rys. 7. Rozruch częstotliwościowy silnika
 b) przebieg prądu stojana I_1 , momentu elektromagnetycznego M_e i prędkości kątowej γ w funkcji czasu t

Przyrównując w równaniach (11), (12), (13) i (14) pochodne do zera uzyskuje się zależność dla napięcia zasilającego zapewniającego sterowanie ze stałym momentem elektromagnetycznym i stałym przyspieszeniem w ustalonych warunkach elektromagnetycznych.

$$U_{1x} = I_{1x0} R_1 - I_{1y0} \omega L_1 \sigma \quad (26)$$

$$U_{1y} = I_{1y0} R_1 + I_{1x0} \omega L_1 \quad (27)$$

gdzie:

$$I_{1x0} = \frac{\Psi_{20}}{k_2 L_2}, \omega = \frac{I_{1y0}}{I_{1x0}} \frac{1}{T_2} + \nu = \omega_0 + \epsilon t$$

$$\omega_0 = \frac{I_{1y0}}{I_{1x0}} \frac{1}{T_2},$$

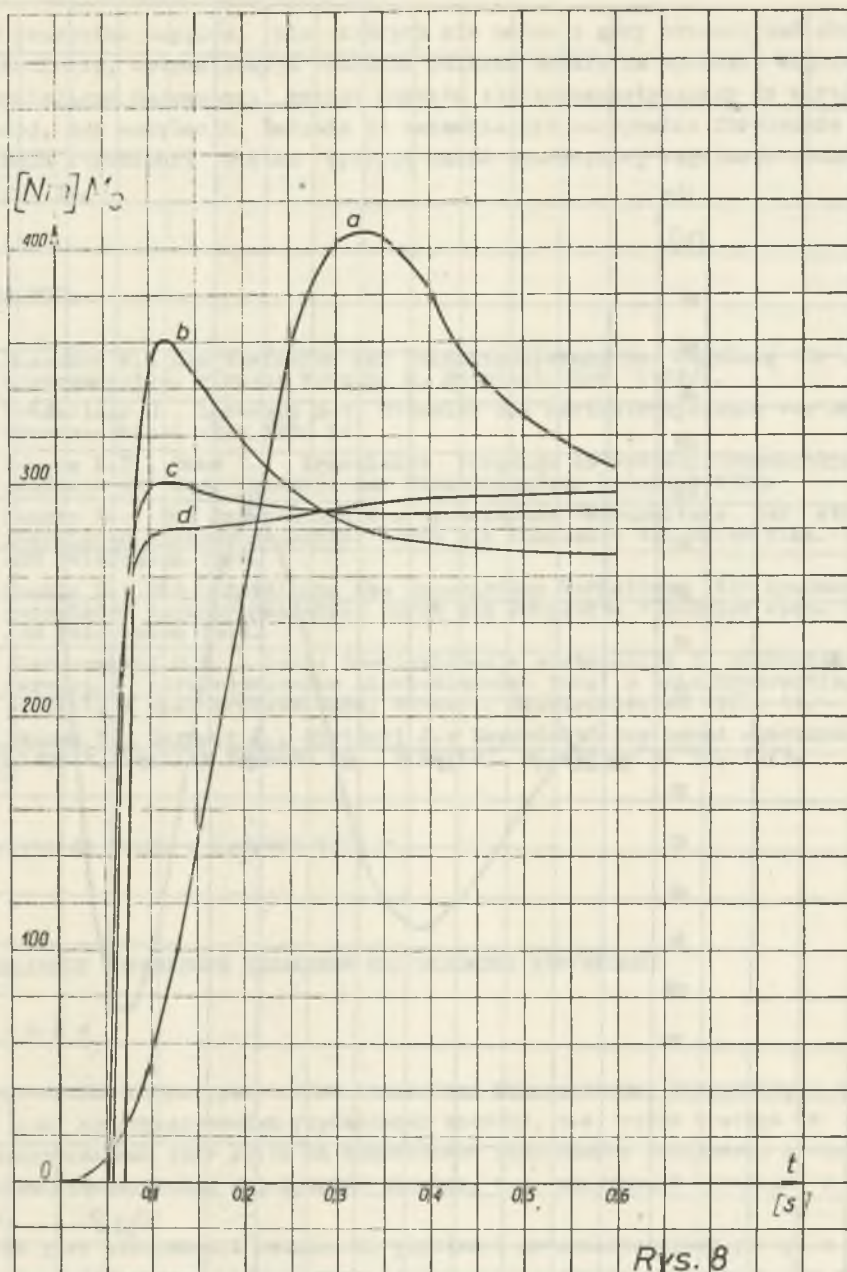
ϵ - założone stałe przyspieszenia kątowe.

Równania (26), (27) są wyprowadzone przy założeniu istnienia stałych liniozwojów w wirniku. Rozruch silnika przy zerowych warunkach początkowych pociąga za sobą stan przejściowy z oscylacjami momentu elektromagnetycznego mniejszymi i szybciej stłumionymi niż w przypadku rozruchu częstotliwościowego.

Można zlikwidować stan przejściowy z przebiegiem oscylacyjnym przez poprzedzenie rozruchu silnika krótkotrwałym etapem forsowania strumienia Ψ_2 w silniku. Forsowanie to otrzymuje się za pomocą napięcia stałego przyłożonego do zacisków uzwojenia stojana o maksymalnej dopuszczalnej wartości. Z chwilą gdy strumień zbliży się do wartości zadanej Ψ_{20} następuje obniżenie napięcia do wartości wynikającej z równań (26) i (27), przy czym jest to napięcie przemienne 3-fazowe o częstotliwości ω . Pozwala to na wyeliminowanie oscylacji podczas rozruchu. Wyniki obliczeń przebiegu momentu elektromagnetycznego przedstawiono na rys. 8 krzywe a, b, c, d.

Na rys. 9 przedstawiono przebieg napięcia fazowego u_a , który jest rzutem wskazania uogólnionego napięcia stojana $U_{1x} + jU_{1y}$ na oś fazy a.

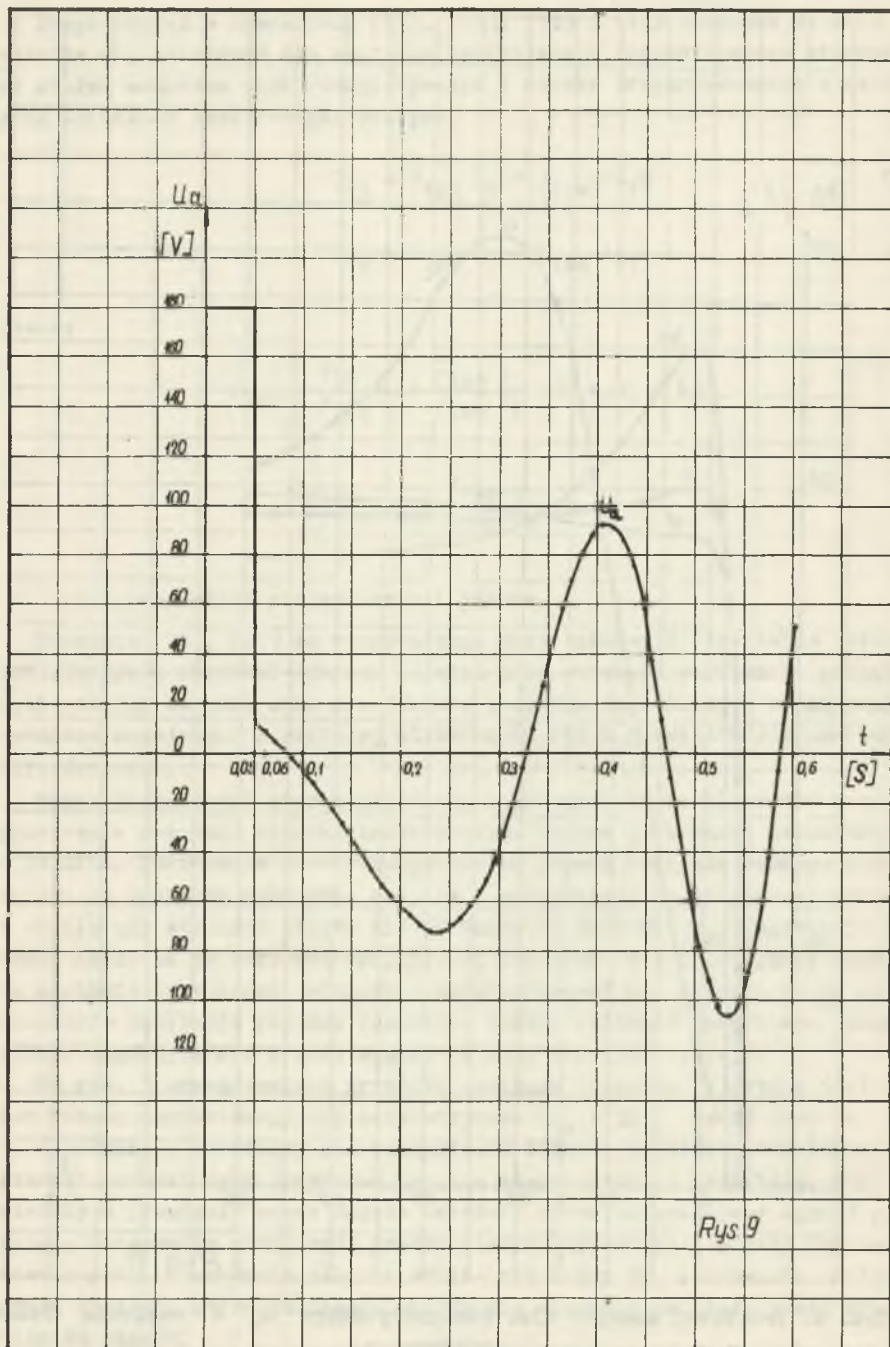
Czas martwy potrzebny dla osiągnięcia zadanej wartości strumienia nie stanowi przeszkody w przypadku napędów sterowanych z predykcją, gdyż wystarczy w programie pracy napędu umieścić nieco wcześniejszy sygnał powodujący forsowanie strumienia prądem stałym bezpośrednio przed uruchomieniem napędu. Sterowanie silnika zbliża się wtedy do sterowania silników prądu stałego, które posiadają wzbudzenie włączone na stałe przed uruchomieniem napędu.



Rys. 8

Rys. 8. Przebiegi momentu elektromagnetycznego M_e i napięcia fazowego stojana u_a

a - rozruch bez forsowania strumienia, b,c,d - rozruch przy różnych czasach forsowania strumienia prądem stałym



Rys 9

Rys. 9. Przebieg napięcia fazowego u_a dla krzywej d rys.8

W przypadku napędów, dla których nie można z góry przewidywać chwili uruchomienia, optymalizacja rozruchu polegać będzie na sposobie włączenia zapewniającym najszybszy wzrost momentu elektromagnetycznego do wartości zadanej, bez oscylacji. Zadanie to zapewniające maksymalne forsowanie narastania strumienia winien spełnić układ samoczynnej regulacji pokazany na rys. 4c.

LITERATURA

- [1] Blaschke F.: Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine. Siemens Forsch. u. Entwickl. Ber. 1972/1.
- [2] Brüderlink M., Lorenzen H-W, Stemmler H.: Umrichterspeisung von Asynchronmaschinen ATZA 1970 Z1.
- [3] Kovacs K.P., Racz I.: Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen. Akademie der Ung. Akademie der Wissenschaften Budapest 1959.
- [4] Naunin D.: Die Darstellung des dynamischen Verschaltens der stromgespeisten Asynchronmaschine durch ein komplexes VZ1-Glied Wiss. Ber. AEG Telefunken 1969.
- [5] Naunin D.: Die Darstellung des dynamischen Verhaltens der spannungsgespeisten Asynchronmaschine durch ein komplexes VZ2-Glied Wiss. Ber. AEG Telefunken 1969.
- [6] Szeżanowski O.W. i inni: Sowriemiennoje sostojanije i pierspektiwy razwitija elektropriwodow pieriemiennowo toka s priebrazowatielami czastoty s nieposredstwiennoj swiazju. Elektriczesstwo 1973, 11.
- [7] Paszek W., Zygmunt J., Siwiński J.: Bezreduktorowy napęd samotoków hutniczych, Zeszyty Naukowe Pol. Śląskiej. Elektryka z. 38, 1973.

Przyjęto do druku w czerwcu 1974 r.

ОПТИМАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ДИНАМИКОЙ ИНДУКЦИОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Р е з ю м е

Приводится структурная схема управления индукционным двигателем с помощью 2-х непосредственных управляющих величин, т.е. токов статора в осях перпендикулярных друг другу на комплексной вращающейся плоскости, а также с помощью промежуточных управляющих величин, т.е. напряжений статора в этих осях.

Это дает возможность независимо управлять потокоцеплением ротора и электромагнитным моментом. Выведенные зависимости являются основанием для определения временно-оптимальных процессов управления приводами с индукционными двигателями, питаемыми от преобразовательных систем.

OPTIMAL CONTROL OF THE DYNAMICS OF INDUCTION MOTORS

S u m m a r y

The described structural scheme of the induction motor control contains two independent control values as follows: the stator currents in two perpendicular axes on the rotating complex plane and the two indirect control values i.e. corresponding axial stator voltages.

It enables independent control of the magnetic flux linked with rotor winding and of the electromagnetic torque. The derived relationships form the basis for determination of the time-optimal control of drives with induction motors fed by converter systems.

