

Czesław MYRCIK

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

SYMULACYJNA ANALIZA WŁAŚCIWOŚCI DYNAMICZNYCH UKŁADU NAPĘDOWEGO Z SILNIKIEM ASYNCHRONICZNYM I FALOWNIKIEM PRĄDU

Streszczenie. Przedstawiono model matematyczny oraz hybrydową symulację tyrystorowego napędu z silnikiem klatkowym i falownikiem prądu. Przeprowadzono badania symulacyjne układu o bezpośrednim sterowaniu momentem i strumieniem silnika. Wyniki obliczeń podano w postaci przebiegów czasowych wybranych wielkości fizycznych, dla typowych stanów dynamicznych napędu.

Sformułowano wnioski dotyczące oceny analizowanej struktury sterowania.

1. WPROWADZENIE

Układy z trójfazowymi falownikami prądu i klatkowymi silnikami asynchronicznymi znajdują zastosowanie w napędach dużej grupy urządzeń przemysłowych. Możliwości zastosowania różnych metod regulacji takich układów omawiano między innymi w pracach [1, 2, 4, 5, 6, 9, 11]. Dla indywidualnych napędów z falownikami prądu, którym stawiane są wysokie wymagania dynamiczne, formowanie chwilowego momentu i strumienia silnika asynchronicznego prowadzi się metodą orientacji wektora pola [1, 2, 3, 6].

W artykule opisano symulację hybrydową i wyniki badań modelu układu napędowego wrzeciona ciężkiej obrabiarki. Regulacja stanu napędu zachodzi w stosunkowo prostej strukturze, podobnej do wykorzystywanych w układach z falownikami napięcia. Dla falownika prądu przyjęto metodę i rozwiązanie bloku sterującego, przedstawione przez autora w pracy [10]. W tym przypadku, sygnały wyjściowe regulatora stanu układu napędowego stanowią zadane wartości chwilowe prądów fazowych silnika; są one bezpośrednio wykorzystywane do formowania impulsów wyzwających zawory falownika.

2. SCHEMAT FUNKCJONALNY I MODEL MATEMATYCZNY UKŁADU NAPIĘDOWEGO

Rozpatrywany napęd posiada strukturę przedstawioną na rys. 1. Uzwojenia faz stojana silnika klatkowego M zasilane są prądami wyjściowymi i_A , i_B , i_C , falownika prądu 14. Nienawrotny prostownik sterowany 13 generuje napięcie u_p tak, aby utrzymywać zadaną wartość i_F prądu w obwodzie pośredniczącym, niezależnie od napięcia u_F na zaciskach wejściowych falownika. Impulsy wyzwalające dla przekształtników 13, 14 wytwarza się w blokach sterowania 5, 9. Sterownik 5 tyrystorów prostownika posiada rozwiązania konwencjonalne, natomiast blok 9 sterujący falownikiem pracuje według zasady przedstawionej w pracy [10]. Przy małych częstotliwościach ($f < 7\text{Hz}$) pracy falownika zachodzi przy tym modulacja prądów fazowych silnika.

W układzie regulacji napędu obejmującym bloki 1 - 4 oraz 6 - 8 realizuje się metodę bezpośredniego sterowania wartościami chwilowymi momentu i strumienia silnika przez wyznaczenie sygnałów:

- zadanego napięcia u_p^* dla sterownika 5,
- zadaných prądów i_A^* , i_B^* , i_C^* , dla sterownika 9,

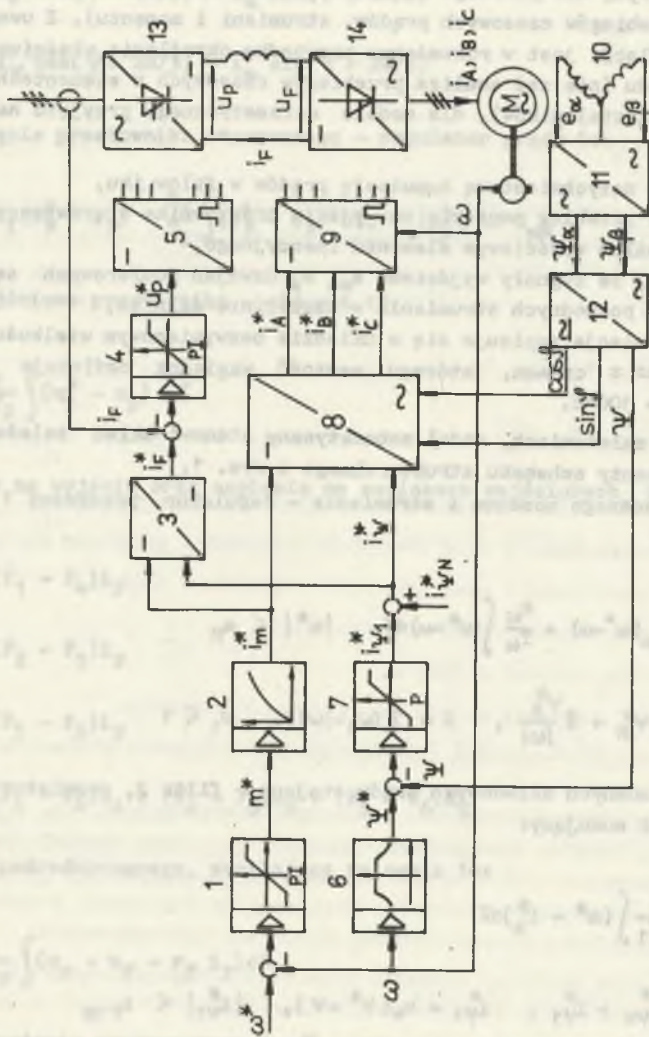
Niezbędna informacja o stanie silnika, umożliwiająca orientację prądów stojana względem strumienia skojarzonego, zawarta jest w pomierzonych sygnałach:

- prądu i_F obwodu pośredniczącego przemiennika,
- prędkości kątowej ω wału silnika,
- sił elektromotorycznych e_α , e_β , indukowanych w pomocniczych uzwojeniach 10 umieszczonych w żłobkach stojana silnika.

W bloku przekształcającym 11 wyznaczane są składowe ψ_α , ψ_β , strumienia skojarzonego z wirnikiem silnika. Na podstawie ich przebiegów, blok 12 wyznacza amplitudę ψ oraz funkcje $\cos\psi$, $\sin\psi$ położenia strumienia wirnika względem osi fazy A stojana. Składowa zadana prądu stojana i_ψ , równoległa do strumienia skojarzonego i sterująca jego wartością, powstaje w torze obejmującym blok zadawania 6, regulator strumienia 7 i węzeł sumujący. Człon 6 formujący zadaną amplitudę strumienia ψ^* występuje tylko w układach dwustrefowej regulacji prędkości: jeżeli przewiduje się wyłącznie pracę w strefie pierwszej, sygnał ψ^* może być stały.

Sygnał zadanego momentu silnika m^* , wyznaczany w regulatorze prędkości kątowej 1 po przekształceniu w filtrze 2, tworzy składową zadaną prądu stojana i_m prostopadłą do strumienia skojarzonego a określającą chwilowy moment silnika. Obecność filtra 2 w torze sterowania momentem wynika z ograniczeń stawianych przez właściwości komutacyjne falownika prądu.

Model matematyczny dla badań symulacyjnych napędu z rys. 1 może mieć bardzo zróżnicowaną postać. Dotyczy to głównie odwzorowania przekształtników 13, 14 oraz silnika asynchronicznego M. W pracach [7, 9] podano wyniki



Rys. 1. Schemat funkcjonalny przekształtnikowego układu napędowego

symulacji i analizę stanów dynamicznych podobnych układów, z uwzględnieniem przebiegów prądów i napięć wszystkich gałęzi przekształtników. Przedstawione tam rezultaty pozwalają wnioskować, że pominięcie procesów komutacyjnych w falowniku i zastąpienie prostownika sterowanego elementem o ciągłym sygnale wyjściowym, nie powoduje znacznych błędów wyznaczania stanu silnika (w sensie przebiegów czasowych prądów, strumieni i momentu). Z uwagi na to, że celem symulacji jest w rozważanym przypadku określenie właściwości dynamicznych napędu (nie zaś analiza przebiegów czasowych w elementach obwodów głównych przekształtników), dla modelu matematycznego przyjęto następujące uproszczenia:

- zakłada się natychmiastową komutację prądów w falowniku,
- rzeczywisty przebieg napięcia na wyjściu prostownika sterowanego zastępuje się sygnałem wyjściowym elementu inercyjnego,
- zakłada się, że sygnały wyjściowe e_α , e_β uzwojeń pomiarowych są proporcjonalne do pochodnych strumienia w szczelinie silnika,
- wszystkie relacje zapisuje się w układzie bezwymiarowym wielkości względnych, wraz z czasem, którego wartość względną definiuje się jako $\tilde{t} = \omega_{ON} t = 100\%t$.

Przy tych założeniach, model matematyczny stanowi układ zależności opisujących elementy schematu strukturalnego z rys. 1.

Sygnały zadanego momentu i strumienia - regulator prędkości 1 i człon formujący 6:

$$m^* = k_\omega(\omega^* - \omega) + \frac{k_\omega}{T_\omega} \int (\omega^* - \omega) d\tilde{t}, \quad |m^*| \leq m_M \quad (1)$$

$$\psi^* = S\psi_N^* + \tilde{S} \frac{\psi_N^*}{|\omega|}, \quad S = 1(\omega_1 - |\omega|), \quad \omega_1 \leq 1$$

Sygnały zadanego prądu stojana - filtr 2, regulator strumienia 7 i węzeł sumujący:

$$i_m^* = \frac{1}{T_1} \int (m^* - i_m^*) d\tilde{t} \quad (2)$$

$$i_\psi^* = i_{\psi N}^* + i_{\psi 1}^*, \quad i_{\psi 1}^* = k_\psi(\psi^* - \psi), \quad |i_{\psi 1}^*| \leq i_{\psi 1M}$$

Zadany prąd falownika - przetwornik 3:

$$i_F^* = \sqrt{i_{\psi 1}^{*2} + i_m^{*2}} \quad (3)$$

Zadane prądy fazowe - przetwornik 8:

$$i_A^* = i_\psi^* \cos \varphi - i_m^* \sin \varphi$$

$$i_B^* = i_\psi^* \cos(\varphi - 2\pi/3) - i_m^* \sin(\varphi - 2\pi/3) \quad (4)$$

$$i_C^* = i_\psi^* \cos(\varphi + 2\pi/3) - i_m^* \sin(\varphi + 2\pi/3)$$

Zadane napięcie prostownika sterowanego - regulator prądu 4:

$$u_p^* = k_1(i_F^* - i_F) + \frac{k_1}{T_1} \int (i_F^* - i_F) dt, \quad |u_p^*| < u_{pM} \quad (5)$$

Napięcie wyjściowe prostownika - element 13:

$$u_p = \frac{1}{T_2} \int (u_p^* - u_p) dt \quad (6)$$

Prądy fazowe na wyjściu oraz napięcie na zaciskach wejściowych falownika - element 14:

$$i_A = (F_1 - F_4) i_F$$

$$i_B = (F_2 - F_5) i_F \quad (7)$$

$$i_C = (F_3 - F_6) i_F$$

$$u_F = (F_1 - F_4) u_A + (F_2 - F_5) u_B + (F_3 - F_6) u_C$$

Prąd obwodu pośredniczącego, zasilający falownik 14:

$$i_F = \frac{1}{L_F} \int (u_p - u_F - r_F i_F) dt \quad (8)$$

Składowe strumienia skojarzonego ψ_α , ψ_β wyznaczone w przetworniku 11:

$$\psi_\alpha \approx \int (e_\alpha - k_1 \psi_\alpha) dt - k_2 i_\alpha \quad k_1 \ll 1 \quad (9)$$

$$\psi_\beta \approx \int (e_\beta - k_1 \psi_\beta) dt - k_2 i_\beta$$

Amplituda strumienia oraz funkcje położenia $\cos \varphi$, $\sin \varphi$ - przetwornik 12:

$$\psi = \sqrt{\psi_{\alpha}^2 + \psi_{\beta}^2}$$

$$\cos \varphi = \frac{\psi_{\alpha}}{\psi}$$

(10)

$$\sin \varphi = \frac{\psi_{\beta}}{\psi}$$

Występujące we wzorach (7) funkcje przełączające $F_1 - F_6$, odwzorowujące stan przewodzenia faz falownika, generowane są w bloku 9 jako:

$$F = F(i, \omega)$$

$$F = [F_1, F_2, F_3, F_4, F_5, F_6]^T$$

(11)

$$i^* = [i_A^*, i_B^*, i_C^*]^T$$

Współczynniki stałe w zależnościach (1) - (8) mają znaczenie:

- k_{ω} , T_{ω} - wzmacnienie i czas zdwojenia regulatora prędkości,
- k_i , T_i - wzmacnienie i czas zdwojenia regulatora prądu,
- k_{ψ} - wzmacnienie regulatora strumienia,
- T_1 - stała czasowa filtru 2,
- T_2 - stała czasowa modelu prostownika sterowanego,
- L_F , r_F - względne wartości indukcyjności i rezystancji diawika obwodu pośredniczącego,
- k_1 - współczynnik tłumienia o bardzo małej wartości ($k_1 \approx 3 \cdot 10^{-3}$), wprowadzany do integratorów sygnałów $\psi_{\alpha\beta}$ celem wytłumienia błędów całkowania,
- k_2 - współczynnik o wartości zbliżonej do względnej indukcyjności rozproszenia obwodu wirnika, dobierany doświadczalnie.

Ekstremalne wartości sygnałów wyjściowych regulatorów prędkości, prądu i strumienia określone są odpowiednio liczbami:

$$m_M, u_{PM}, i_{\psi M}$$

Równania opisujące stan silnika asynchronicznego, przy znanych przebiegach składowych prądów stojana i_{α} , i_{β} , można zapisać w układzie współrzędnych nieruchomych (α, β) , jak następuje:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{B}\mathbf{v}$$

$$\mathbf{x} = [\psi_{2\alpha}, \psi_{2\beta}, \omega]^T \quad (12)$$

$$\mathbf{v} = [i_{\alpha}, i_{\beta}, m_0]^T.$$

Zmiennymi stanu w równaniu (12) są więc składowe strumienia skojarzonego z uzwojeniami wirnika $\psi_{2\alpha, \beta}$ oraz przebieg prędkości kątowej wału ω , zaś wektor sterowań tworzą składowe prądu stojana $i_{\alpha, \beta}$ i moment obciążenia silnika m_0 . Składowe napięcie stojana wyraża się równościami:

$$u_{\alpha} = r \dot{\psi}_{2\alpha} + L_{1\delta} \dot{i}_{\alpha} + r_1 i_{\alpha} \quad (13)$$

$$u_{\beta} = r \dot{\psi}_{2\beta} + L_{1\delta} \dot{i}_{\beta} + r_1 i_{\beta}$$

gdzie r oraz $L_{1\delta}$ oznacza współczynnik i indukcyjność rozproszenia obwodu stojana. Osłowe prądy $i_{\alpha, \beta}$ oraz fazowe napięcia stojana $u_{A, B, C}$ określone są jako:

$$i_{\alpha} = i_A, \quad i_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_B - i_C) \quad (14)$$

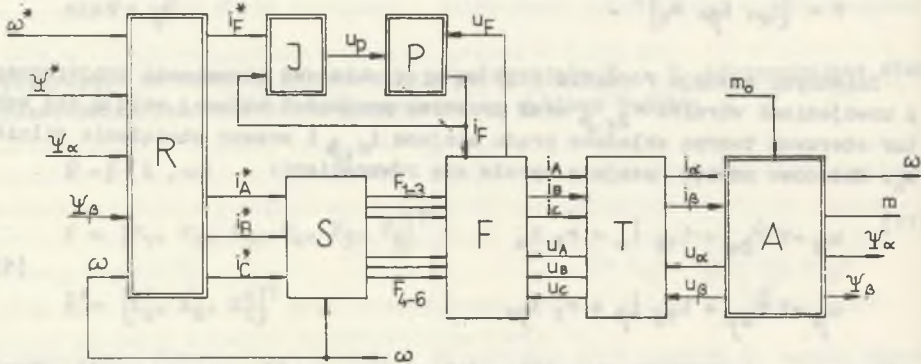
$$u_A = u_{\alpha}, \quad u_B = -\frac{1}{2} u_{\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} u_{\beta}, \quad u_C = -\frac{1}{2} u_{\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} u_{\beta}.$$

Zależności dla silnika (12) - (14) wraz z równaniami bloków sterowania i regulacji (1) - (5), (9) - (11) i opisem przemiennika częstotliwości (6) - (8), stanowią model matematyczny układu napędowego.

3. KONSTRUKCJA MODELU HYBRYDOWEGO I ANALIZA DYNAMIKI NAPĘDU

Opis układu regulacji prędkości kątowej silnika sterowanego przez przemiennik częstotliwości, dany przez relacje (1) - (14), wykazuje znaczną złożoność, zawierając 10 zmiennych stanu i liczne nieliniowości. Formalna analiza przebiegów czasowych, zwłaszcza dla stanów dynamicznych rozważanego na-

napędu, jest wskutek tego bardzo utrudniona. Z uwagi na to, efektywne i celowe wydaje się prowadzenie badań na modelu hybrydowym. W tym przypadku, istnieje możliwość odwzorowania przebiegów fizycznych układu z dostateczną dokładnością, tak aby wyniki symulacji mogły być bezpośrednio wykorzystane dla projektowania bloków regulacyjnych i sterujących oraz do oceny właściwości napędu w dowolnych stanach jego pracy.



Rys. 2. Schemat strukturalny modelu układu napędowego

Na rys. 2 przedstawiono schemat strukturalny modelu hybrydowego, w którym realizuje się zależności określone przez model matematyczny. Bloki przekształcające dynamicznie (zawierające zmienne stanu) oznaczono tu podwójną linią. Połączenia między poszczególnymi członami odpowiadają w znacznym stopniu obiegowi sygnałów rzeczywistego obiektu.

Blok regulacji R generuje sygnały zadane prądu obwodu pośredniczącego przemiennika i_F^* oraz prądów fazowych $i_{A,B,C}^*$, na podstawie zadanych przebiegów prędkości kątowej ω^* i strumienia $\psi_{\alpha, \beta}^*$ oraz wykorzystując informację o stanie silnika zawartą w wektorze $X = [\psi_{\alpha}, \psi_{\beta}, \omega]^T$. Wykonuje on operacje określone związkami (1) - (4) oraz (10). Zatem, blok R modelu pełni funkcje odpowiadające działaniu członów 1 - 3, 6 - 8 oraz 12 w schemacie funkcjonalnym napędu przedstawionym na rys. 1.

Blok sterowania S tworzy funkcje logiczne $F_1 - F_6$ określające stan przewodzenia faz falownika, zgodnie z relacją (11), której szczegółową postać podano w pracy [10]. Stanowi on analogię sterownika tyrystorów 9 na rys. 1, a jego sygnały wyjściowe mogą być interpretowane jako przebiegi impulsów wyzwalających zawory falownika.

Wyznaczenie napięcia wyjściowego prostownika sterowanego następuje w bloku J, modelującym równania (5), (6); przebieg czasowy prądu falownika i_p

otrzymuje się w członie P rozwiązującym równanie (8). Przy znanych przebiegach funkcji F_{1-6} , i_F , $u_{A,B,C}$, blok przełączający F generuje sygnały prądów silnika $i_{A,B,C}$ oraz napięcia na zaciskach falownika u_F według relacji (7). Przekształcenie prądów fazowych w składowe prostokątne $i_{\alpha,\beta}$ oraz napięć osiowych silnika $u_{\alpha,\beta}$ w napięcia fazowe realizuje się w bloku T. Model silnika asynchronicznego o wymuszonych prądach stojana występuje w schemacie strukturalnym w postaci bloku A obejmującego równania (12), (13). Otrzymane w tym członie sygnały napięć osiowych, momentu i prędkości kątowej oraz składowych strumienia skojarzonego, stanowią wielkości wyjściowe modelu i są podstawą analizy jego pracy.

Tak zorganizowany model pozwala analizować większość zagadnień związanych z projektowaniem struktury regulacyjnej napędu oraz wyznaczaniem właściwych parametrów elementów tej struktury. W szczególności, przeprowadzono symulację napędu o konkretnych danych liczbowych (dla mocy silnika 110 kW) stawiając jako cel analizy:

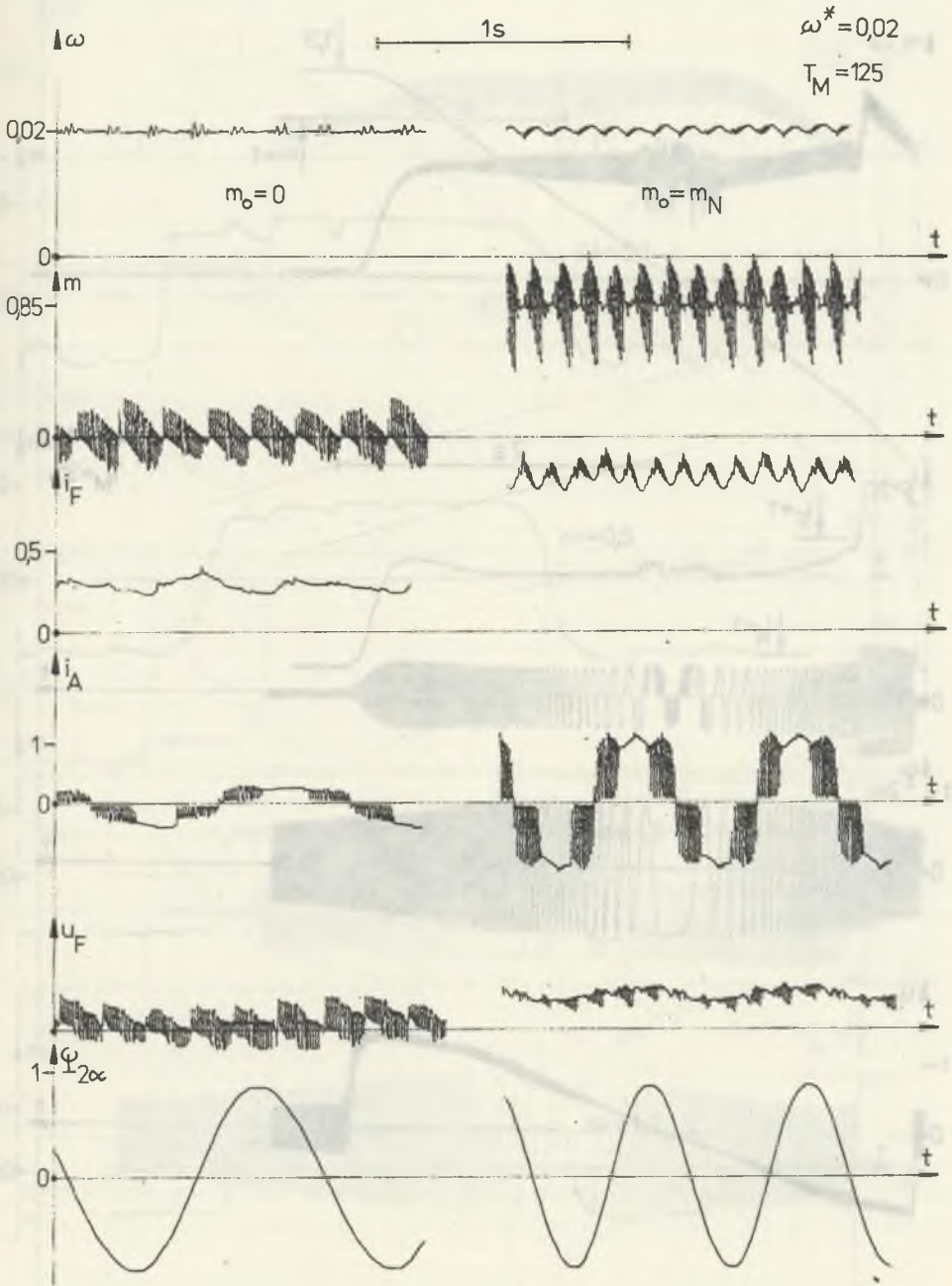
- wyznaczenie właściwych wartości współczynników wzmocnienia i stałych całkowania regulatorów prędkości, prądu i strumienia silnika,
- zbadanie właściwości układu napędowego w zakresie małych prędkości kątowych, szczególnie pod kątem otrzymania możliwie dużej równomierności biegu silnika przy danym momencie bezwładności napędu,
- określenie zachowania się napędu w drugiej strefie regulacji, przy stabilizacji sem stojana silnika, oraz wyznaczenie niezbędnego zapasu napięcia w obwodzie pośredniczącym przemiennika,
- określenie niezbędnej dokładności członów pomiaru strumienia oraz przekształcania współrzędnych, dla poprawnej realizacji bezpośredniego sterowania składowymi prądami zorientowanymi względem strumienia silnika,
- zbadanie i wyznaczenie relacji ilościowych, dotyczących możliwej do osiągnięcia szybkości sterowania momentem, granicznych wartości wzmocnienia regulatora prędkości, przebiegu uchybów śledzenia zadanej prędkości oraz ekstremalnych wartości i czasów tłumienia uchybów prędkości przy udarowych zmianach obciążenia.

Analizę prowadzono z uwzględnieniem ograniczeń nakładanych na przebiegi prądów i napięć w obwodach głównych napędu, przy czym jednym z zadań było wyznaczenie minimalnej krotności znamionowego prądu przemiennika niezbędnej dla spełnienia podstawowych wymogów dynamicznych. Badania dotyczyły napędu obrabiarkowego, dla którego przewiduje się zakres sterowania prędkością 1:50 oraz bardzo małe dopuszczalne uchyby prędkości i wysoką równomierność biegu silnika.

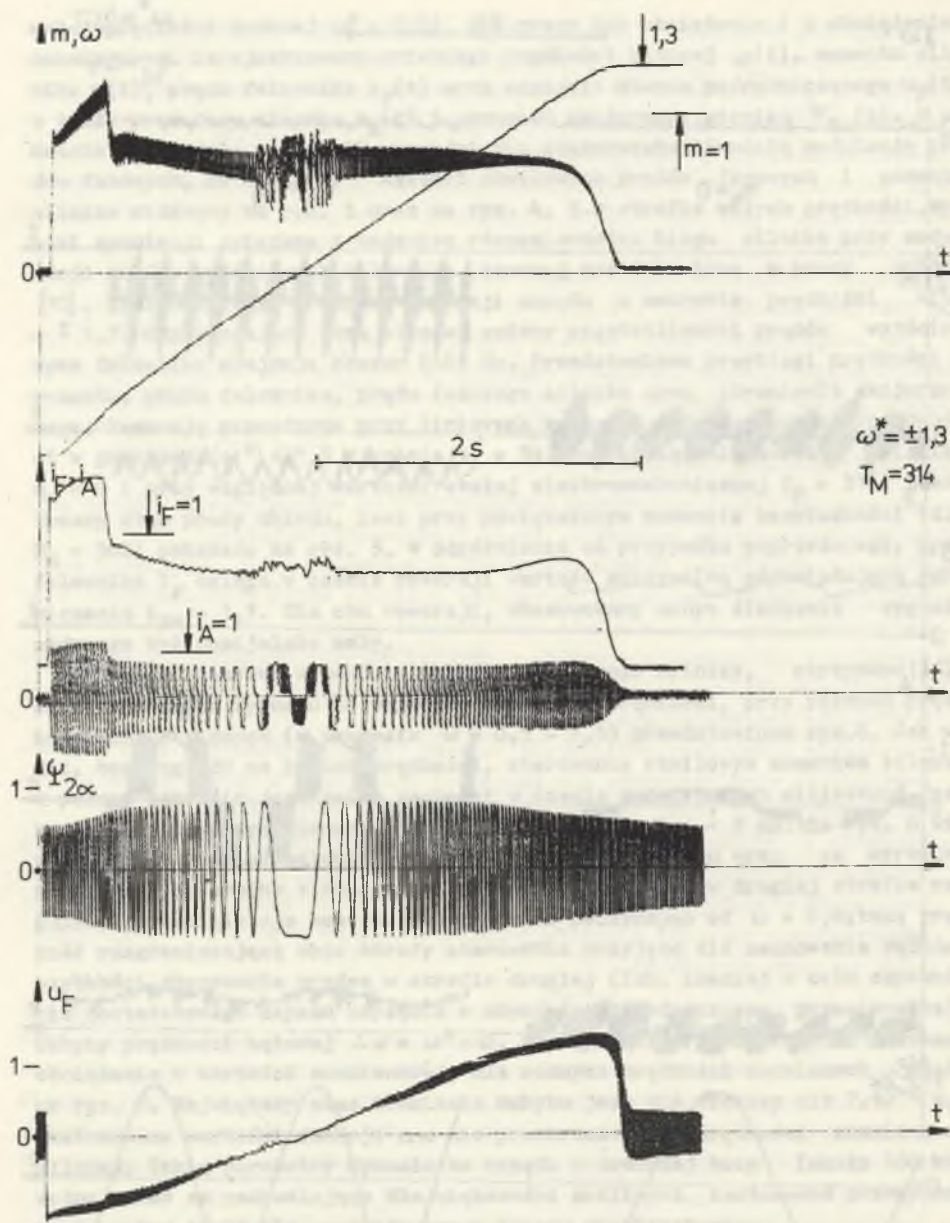
Wyniki symulacji pozwoliły zweryfikować przyjętą koncepcję i potwierdziły możliwość osiągnięcia zadanych parametrów falownikowego napędu z silnikiem asynchronicznym (wymagany zakres regulacji prędkości $0,02 \leq \omega \leq 1,3$, dopuszczalny czas tłumienia uchybu prędkości po skoku momentu mniejszy niż 100 ms). Przykładowe przebiegi czasowe podstawowych wielkości obwodów głównych napędu przedstawiono na rys. 3-7. Rys. 3 dotyczy stanu ustalonego przy

małej prędkości zadanej $\omega^* = 0,02$, dla pracy bez obciążenia i z obciążeniem znamionowym. Zarejestrowano przebiegi prędkości kątowej $\omega(t)$, momentu silnika $m(t)$, prądu falownika $i_F(t)$ oraz napięcia obwodu pośredniczącego $u_F(t)$ a także prąd fazy silnika $i_A(t)$ i strumień skojarzony wirnika $\Psi_{2\alpha}(t)$. W zakresie prędkości $\omega < 0,15$ prowadzi się stałoczęstotliwością modulację prądów fazowych, co tłumaczy kształt chwilowych prądów fazowych i momentu silnika widoczny na rys. 3 oraz na rys. 4, 5 w strefie małych prędkości. Wyniki symulacji związane z badaniem równomierności biegu silnika przy modulacji prądów wyjściowych falownika, szerzej przedstawiono w pracy autora [10]. Rys. 4 opisuje przebieg rewersji napędu w zakresie prędkości $\omega^* = \pm 1,3$. Odpowiadające temu stanowi zmiany częstotliwości prądów wyjściowych falownika obejmują obszar 0-65 Hz. Przedstawiono przebiegi prędkości i momentu, prądu falownika, prądu fazowego silnika oraz strumienia skojarzonego. Rewersję prowadzono przy liniowych zmianach zadanego sygnału prędkości w granicach $|\omega^*| \leq 1,3$ w czasie $t_r = 3s$, bez obciążenia na wale silnika $m_0 = 0$ i przy względnej wartości stałej elektromechanicznej $T_M = 314$. Identyczny stan pracy układu, lecz przy powiększonym momencie bezwładności (dla $T_M = 500$) pokazano na rys. 5. W odróżnieniu od przypadku poprzedniego, prąd falownika i_F osiąga w czasie rewersji wartość maksymalną odpowiadającą ograniczeniu $i_{FM} = 1,3$. Dla obu rewersji, obserwowany uchyb śledzenia sygnału zadanego był pomijalnie mały.

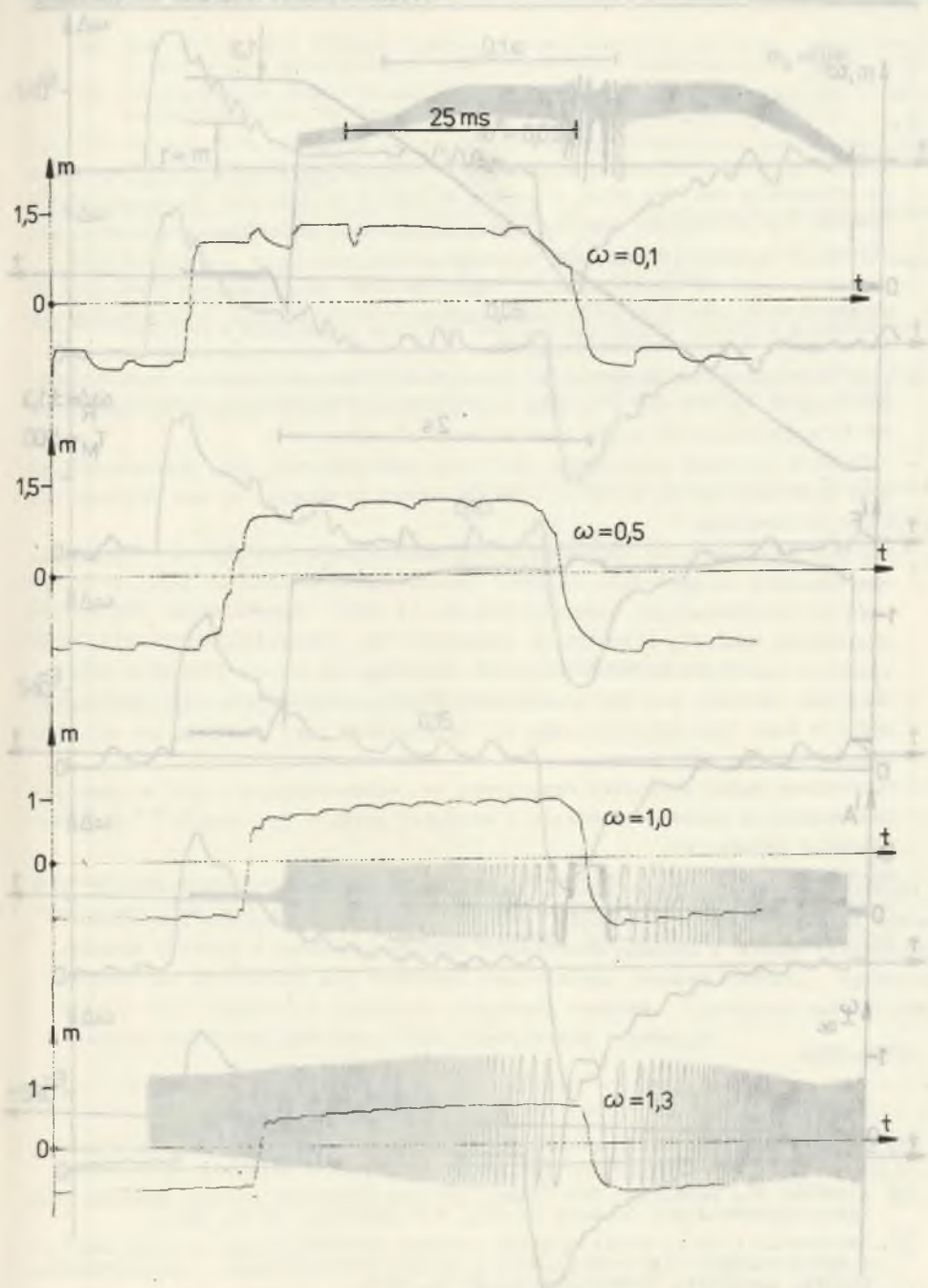
Przebiegi czasowe momentu elektromagnetycznego silnika, otrzymane dla skokowych zmian sygnału na wejściu regulatora prędkości, przy różnych prędkościach ustalonych (w zakresie $\omega = 0,1 - 1,3$) przedstawiono rys.6. Jak widać, bez względu na poziom prędkości, sterowanie chwilowym momentem silnika w pełnym zakresie jego zmian zachodzi w czasie pojedynczych milisekund. Czas rewersji w dowolnym kierunku jest nie większy niż $t_{rM} = 5$ ms. Na rys. 6 widoczne jest również malenie ustalonych wartości momentu wraz ze wzrostem prędkości, co wynika z obniżania amplitudy strumienia w drugiej strefie regulacji. Stabilizacja sem stojana zachodzi poczynając od $\omega = 0,8$; taką prędkość rozgraniczającą obie strefy sterowania przyjęto dla zachowania żądanej szybkości sterowania prądem w strefie drugiej (lub, inaczej w celu zapewnienia dostatecznego zapasu napięcia w obwodzie pośredniczącym przemiennika). Uchyby prędkości kątowej $\Delta\omega = \omega^* - \omega$, występujące przy udarowych zmianach obciążenia o wartości znamionowej, dla różnych prędkości ustalonych ujęto na rys. 7. Największy czas tłumienia uchybu jest nie większy niż $7 \cdot 10^{-2}$ s, a ekstremalne wartości funkcji $\Delta\omega$ nie przekraczają 1% prędkości znamionowej silnika. Takie parametry dynamiczne napędu o średniej mocy (około 100 kW) można uznać za zadowalające dla większości możliwych zastosowań przemysłowych, w tym także dla projektowanego napędu obrabiarkowego.



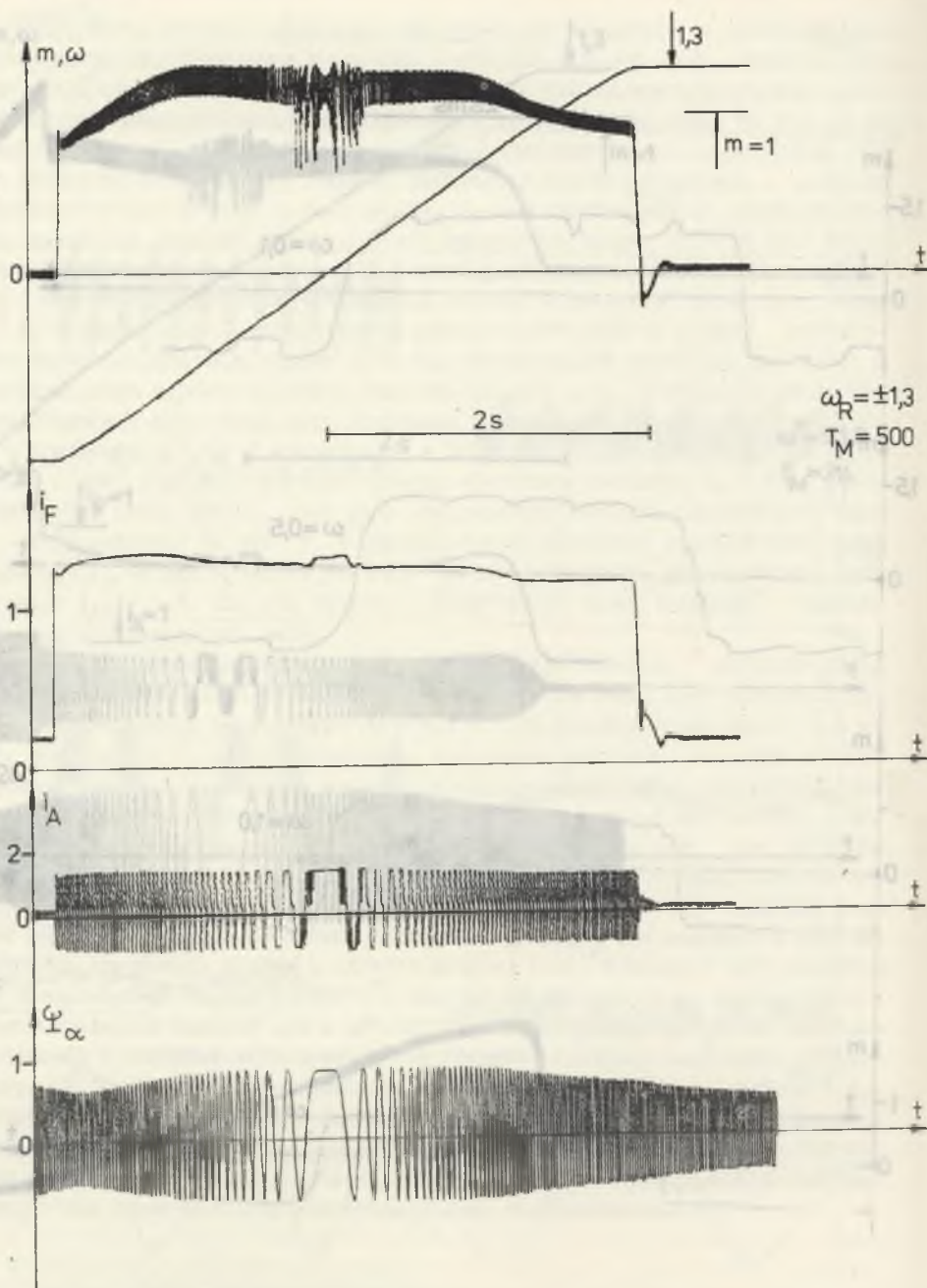
Rys. 3. Przebiegi czasowe w obwodach głównych napędu, w stanie ustalonym, przy $\omega^* = 0,2$



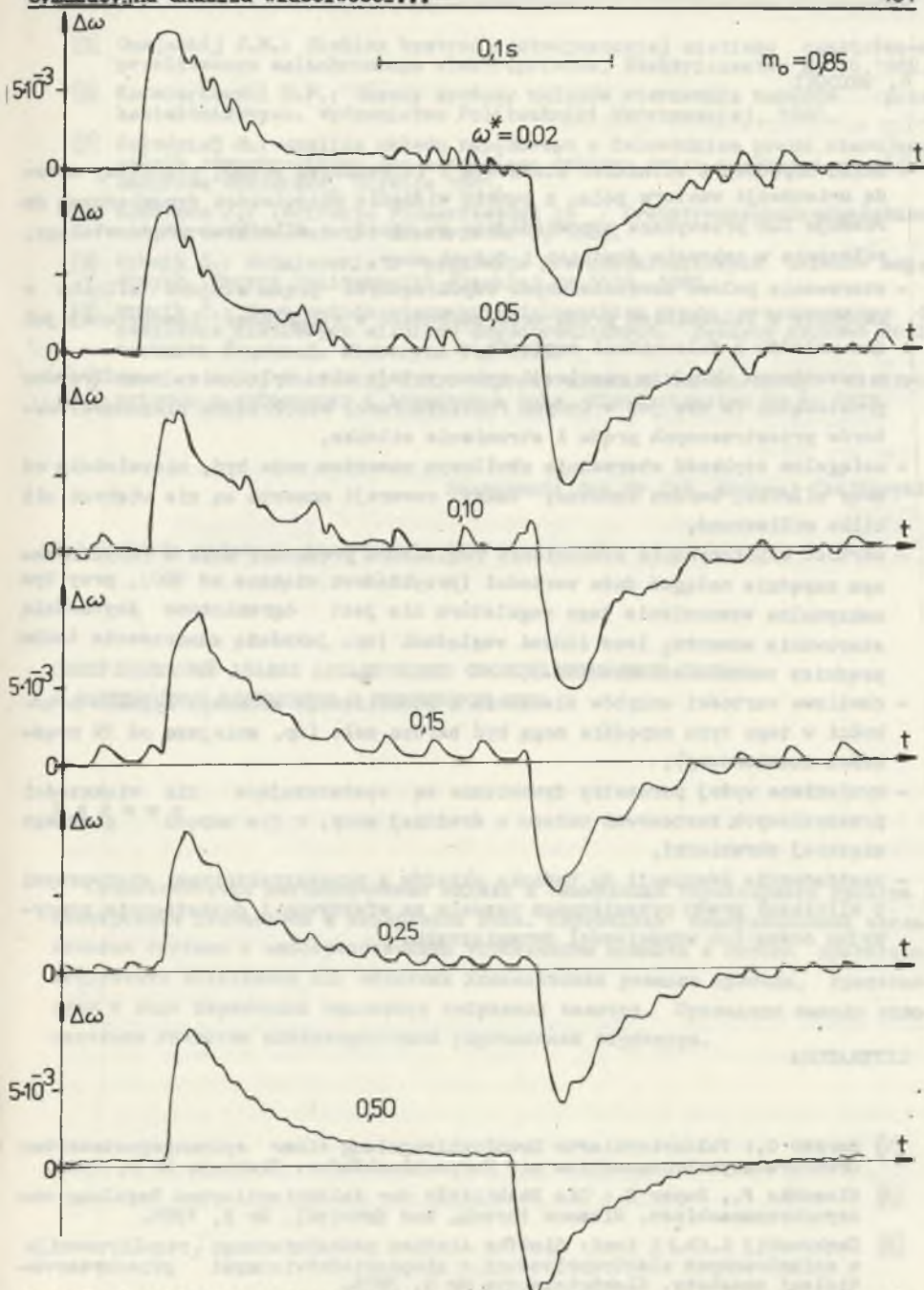
Rys. 4. Stan dynamiczny przy rewersji prędkości kątowej w zakresie $\omega = \pm 1,3$, dla elektromechanicznej stałej czasowej $T_M = 314$



Rys. 5. Proces przejściowy jak na rys. 4, lecz dla zwiększonego momentu bezwładności napędu, przy $T_M = 500$



Rys. 6. Chwilowy moment elektromagnetyczny silnika w przypadku skokowych zmian sygnału zadanego prędkości.



Rys. 7. Przebiegi czasowe uchybów prędkości kątowej, otrzymane dla różnych prędkości ustalonych, przy skokowych zmianach obciążenia o wartości znamionowej

4. WNIOSKI

- Układ napędowy z silnikiem klatkowym i falownikiem prądu, sterowany metodą orientacji wektora pola, z punktu widzenia właściwości dynamicznych dorównuje lub przewyższa odpowiadające mu napędy z silnikiem prądu stałego, zwłaszcza w zakresie średnich i dużych mocy,
- sterowanie polowo zorientowanymi współrzędnymi prądu stojana silnika w napędzie z falownikiem prądu może zachodzić w strukturze identycznej jak dla układów z falownikami napięcia,
- w rozważanym układzie regulacji wykorzystuje się wyłącznie współrzędne prostokątne (a nie jak w innych rozwiązaniach, współrzędne biegunowe) wektorów przestrzennych prądu i strumienia silnika,
- osiągalna szybkość sterowania chwilowym momentem może być, niezależnie od mocy silnika, bardzo znaczna; czasy rewersji momentu są nie większe niż kilka milisekund,
- wartość współczynnika wzmocnienia regulatora prędkości może w rozpatrywanym napędzie osiągać duże wartości (przykładowo większe od 100), przy tym maksymalne wzmocnienie tego regulatora nie jest ograniczone szybkością sterowania momentu, lecz innymi względami (np. jakością zamocowania tachoprądnicy na wale silnika itd.),
- chwilowe wartości uchybów śledzenia i stabilizacji zadanego sygnału prędkości w tego typu napędzie mogą być bardzo małe (np. mniejsze od 1% prędkości znamionowej),
- wymienione wyżej parametry dynamiczne są wystarczające dla większości przemysłowych zastosowań układu o średniej mocy, w tym napędu głównego ciężkiej obrabiarki,
- zastosowanie symulacji do badania układów z przekształtnikami statycznymi i silnikami prądu przemiennego pozwala na efektywną i dostatecznie precyzyjną ocenę ich właściwości dynamicznych.

LITERATURA

- [1] Berger G.: Feldorientierte Drehzahlregelung einer spannungsgesteuerten Drehstromasynchronmaschine mit Kurzschlussläufer. *Elektrie* Nr 9, 1982.
- [2] Blaschke F., Bayer R.: Die Stabilität der feldorientierten Regelung von Asynchronmaschinen. *Siemens Forsch. und Entwickl.* Nr 2, 1978.
- [3] Deckowski L.Ch. i inni: Sintiez sistiem podcziniennogo regulirovanija v asinchronnych elektroprivodach s nieposriedstviennymi priebrazovateliami czastoty. *Elektriczestvo* Nr 9, 1975.
- [4] Flöter W., Ripperger H.: Die Transvektor-Regelung für den feldorientierung Betrieb einer Asynchronmaschine. *Siemens -Z.* Nr 10, 1971.

- [5] Gusjackij J.M.: Sintiez bystrodjejtuwjuszcziej sistemy czastotno-uprawliaemogo asinchronnogo elektropriwoda. Elektrichestwo Nr 10, 1982.
- [6] Kaźmierkowski M.P.: Zasady syntezy układów sterowania napędów przekształtnikowych. Wydawnictwo Politechniki Warszawskiej, 1980.
- [7] Kołodziej H.: Analiza układu napędowego z falownikiem prądu sterującym silnik asynchroniczny dla szerokiego zakresu zmian prędkości obrotowej. Rozprawa doktorska, Gliwice 1981.
- [8] Kornhaas J.: Indirekte Fluserfassung in Drehstromasynchronmaschinen mit Kurtschlussläufer. Elektrie Nr 9, 1982.
- [9] Myrcik S.: Modelowanie i symulacja przekształtnikowych układów napędowych. Skrypt Politechniki Śląskiej Nr 1119, 1983.
- [10] Myrcik C.: Nowa metoda sterowania falownikiem prądu przeznaczonym do zasilania klatkowych silników asynchronicznych. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka 94, 1985.
- [11] Sandler A.S., Gusiackij J.M.: Woprosy dynamiki asinchronnogo elektropriwoda s awtonomnym i inwertorom toka. Elektrichestwo Nr 4, 1979.

Recenzent: doc.dr inż. Andrzej Czajkowyki

Wpłynęło do redakcji dn. 15 maja 1984 r

СИМУЛЯЦИОННЫЙ АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ПРИВОДНОЙ СИСТЕМЫ С АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ И ИНВЕРТОРОМ ТОКА

Р е з ю м е

Представляется математическая модель и симуляция тиристорного привода с асинхронным двигателем и инвертором тока. Переведены симуляционные исследования системы с непосредственным управлением момента и потока двигателя. Результаты вычислений для основных динамических режимов привода, представлены в виде переходных процессов набранных величин. Приведены выводы относительно качества анализируемой управляющей структуры.

A SIMULATION OF DYNAMIC PROPERTIES OF DRIVE SYSTEM WITH SQUIRREL CAGE MOTOR AND CURRENT INVERTER

Summary

A mathematical model and hybrid simulation of thyristor drive system with squirrel cage motor is described. Simulation investigations of system with direct torque and flux control has been done.

Computation results, in the form of transients of main physical quantities are shown.

General conclusions concerned with studied structure of control are presented.

-
-
-

[1] Myrcik C., *Prace Naukowe Instytutu Elektrotechnicznego*, Warszawa, No 9, 1982.

[2] Myrcik C., *Prace Naukowe Instytutu Elektrotechnicznego*, Warszawa, No 1, 1978.

[3] Myrcik C., *Prace Naukowe Instytutu Elektrotechnicznego*, Warszawa, No 9, 1973.

[4] Myrcik C., *Prace Naukowe Instytutu Elektrotechnicznego*, Warszawa, No 10, 1977.