ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1983
Seria: ELEKTRYKA z. 84 Nr kol. 744

Czesław MYRCIK

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

BADANIA SYMULACYJNE UKŁADU REGULACJI PRĄDU WYJŚCIOWEGO BEZPOŚREDNIEGO PRZEMIENNIKA CZĘSTOTLIWOŚCI

Streszczenie. Przedstawiono model matematyczny układu napędowego z cyklokonwertorem i silnikiem asynchronicznym. Dla celów syntezy regulatora prądów fazowych oraz analizy własności układu zamkniętego wykorzystano symulację hybrydową. Podano wnioski i wybrane rezultaty obliczeń.

1. Wprowadzenie

Właściwości układu napędowego z silnikiem asynchronicznym, sterowanym przez bezpośredni przemiennik częstotliwości o komutacji zewnętrznej (cyklokonwertor), zależą w zasadniczy sposób od jakości prądów wyjściowych przemiennika. Traktując cyklokonwertor jak wzmacniacz mocy, żąda się zwykle, aby przebiegi czasowe tych prądów były bliskie sinusoidalnym w całym zakresie zmian ich częstotliwości. W napędzie indywidualnym (z jednym silnikiem wykonawczym zasilanym z przemiennika) zadanie to realizują obwody regulacji napięć bądź prądów fazowych silnika [1 2 3 5]. Możliwości sterowania chwilową wartością prądów są tu jednak ograniczane przez:

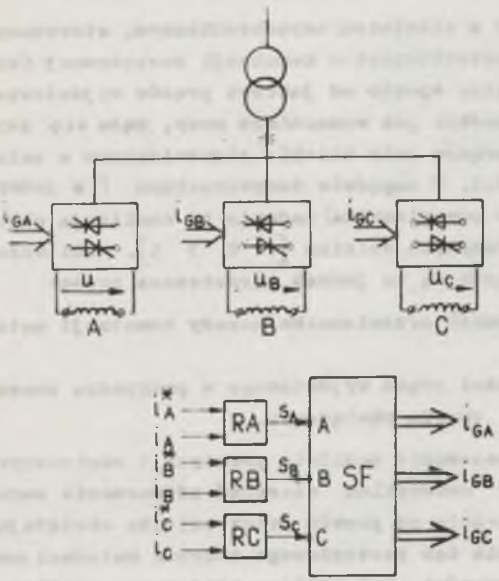
- wykorzystywanie w obwodach głównych przemiennika zasady komutacji naturalnej (sieciowej),
- występowanie obszarów nieciągłości prądu wyjściowego w przypadku znacznych zmian parametrów r, L, e obwodu obciążenia.

Wydaje się więc godne uwagi opracowanie możliwie prostych i skutecznych układów regulacji, zapewniających maksymalną wierność odtwarzania zadanych przebiegów prądowych, niezależnie od punktu pracy silnika obciążającego przemiennik. Próby rozwiązania tak postawionego zadania metodami analitycznymi natrafiają na duże trudności, zaś analiza złożonego, nieliniowego układu przy zbyt silnych uproszczeniach jest nieceelowa. Dążąc do ograniczenia uproszczeń do niezbędnego minimum, przeprowadzono badania obwodu regulacji prądu przy wykorzystaniu modelu matematycznego cyklokonwertora obciążonego silnikiem asynchronicznym. Rozwiązanie równań tego modelu oraz empiryczna synteza regulatora wymagają zastosowania metod numerycznych bądź hybrydowych. Wykonana symulacja hybrydowa pozwoliła na efektywną ocenę różnych struktur regulacji prądu.

Wyniki prezentowane w artykule dotyczą regulatora proporcjonalnego o wzmocnieniu zależnym od stanu silnika. Taka koncepcja jest prosta w realizacji, a przebiegi czasowe prądów silnika wykazują wysoką dobroć odwzorowania zadanych sygnałów, w branym pod uwagę przedziale wyjściowej częstotliwości przemiennika ω_s <0 - 25 Hz>. W opracowaniu [2] wykorzystano zupełnie różne podejście do syntezy pętli sprzężenia zwrotnego wg napięcia w układzie sterowania cyklokonwertora. Obszerna analiza numeryczna oparta na równaniach przyrostowych dała w wyniku regulator zbliżony do niżej opisywanego. Potwierdza to celowość stosowania symulacji hybrydowej do badań i syntezy przekształtnikowych układów sterowania napędu.

2. Model matematyczny układu napędowego z cyklokonwertorem zasilającym silnik asynchroniczny

Model skonstruowano dla przypadku 3-fazowego cyklokonwertora mostkowego, pracującego z blokadą prądów wyrównawczych, którego fazy obciążone są izolowanymi galwanicznie uzwojeniami stojana silnika (rys. 1). Ciągi impulsów wyzwalających zawory przemiennika i_G generuje się w układzie sterowania fazowego SF. Blok SF realizuje zasadę sterowania arcuscosinusoidalnego, przy czym sygnały modulujące S_{ABC} tworzą się w regulatorach prądów fazowych R_{ABC}. Funkcje $i/t/_{ABC}$ rzeczywistych prądów podawane do wejść regulatora R wyznacza się w układzie pomiaru prądu (np. w zespole 3 wzmacniaczy separacyjnych), zaś sterowanie w postaci zadanych krzywych $i^*/t/_{ABC}$ pochodzi z nadrzędnego regulatora stanu napędu. W dowolnym stanie ustalonym układu napędowego funkcje



Rys. 1

i^*_{ABC} są sinusoidami o amplitudzie $|i^*|$, a częstotliwości ω_s. Sposób generowania prądów zadanych zależy od metody regulacji stanu silnika, przyjmowanej w konkretnych przypadkach; problematyka ta nie jest związana z syntezą regulatora prądu i nie wchodzi w zakres opracowania.

Rys. 2 podaje schemat zastępczy fazy A cyklokonwertora zasilającego silnik asynchroniczny. Z prostych rozważań wynika model jednej fazy cyklokonwertora:

$$u = u_1F_1 + u_2F_2 + eF_3$$

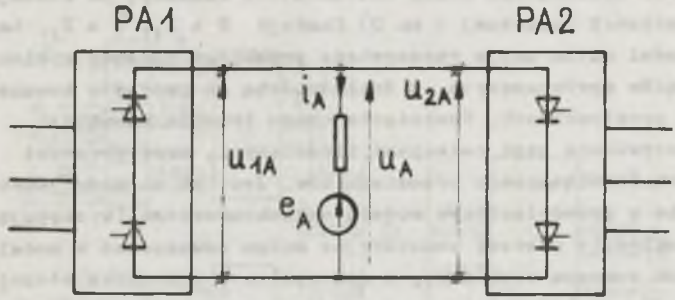
$$F_1 = (E_1TU + I_1)\overline{F}_2$$

$$F_2 = (E_2\overline{T}U + I_2)\overline{F}_1 \qquad (1)$$

$$F_3 = \overline{F_1 + F_2}$$

gdzie:

- u - przebieg czasowy napięcia na fazie obciążenia,
- u_1 - przebieg napięcia wyjściowego prostownika dodatniego (P1) w czasie jego przewodzenia,
- u_2 - przebieg napięcia wyjściowego prostownika ujemnego (P2) w czasie jego przewodzenia,
- e - fazowa siła elektromotoryczna uzwojenia stojana silnika.



Rys. 2

Sygnały u_1, u_2 jako napięcia wyjściowe prostowników pracujących w stanie ciągłego przewodzenia są funkcjami napięć sieci zasilającej przemiennik oraz sterowań $S(t)$:

$$u_1 = F_{p1}(u_{RST}, S)$$

$$u_2 = F_{p2}(u_{RST}, S) \qquad (1a)$$

$F_{pi,2}$ - funkcje przełączające prostowników, uzależnione od sposobu modulacji (od przyjętego rozwiązania układu sterowania fazowego SF). Argumenty

T,E,U,I, występujące w równaniu (1) są to funkcje boolowskie określone następująco:

$$
\begin{aligned}
T &= 1\,(i^{*}) \\
E_1 &= 1(u_1 - e) \\
E_2 &= 1(-u_2 + e) \\
I_1 &= 1(i - \delta_1) \\
I_2 &= 1(-i - \delta_1) \\
U &= U_1 U_2
\end{aligned}
\tag{2}
$$

Wartość funkcji T określa znak zadanego prądu fazy cyklokonwertora (a więc prostownik wprowadzany w przewodzenie po zakończeniu wcześniejszego półokresu prądu wyjściowego), zaś funkcje I_1, I_2 są indykatorami aktualnego stanu przewodzenia w fazie obciążenia (przy tym stały sygnał δ i o małej wartości, może być interpretowany jako prąd podtrzymania przewodzącej grupy zaworów). Funkcje $E(t)_{1,2}$ opisują stan polaryzacji składowych zaworów przemiennika, a U jest sygnałem wyjściowym członu blokady prądów wyrównawczych. Składniki U_1, U_2 iloczynu U przyjmują wartości zerowe w czasie wyznaczonym przez uniwibratory blokady, po każdej zmianie stanu (z wartości logicznej 1 na 0) funkcji $T + I_1$, $\overline{T} + I_2$. Łatwo sprawdzić, że model odwzorowuje rzeczywiste przebiegi czasowe cyklokonwertora z blokadą prądów wyrównawczych, z dokładnością do procesów komutacyjnych w składowych prostownikach. Pominięcie czasu trwania komutacji zaworów w grupach umotywowane jest relacjami ilościowymi, obserwowanymi w realnie istniejących rozwiązaniach przemienników. Jest to zarazem jedyne istotne uproszczenie w przedstawionym modelu cyklokonwertora (występujące w rzeczywistym układzie procesy komutacyjne można odwzorować w modelu, powoduje je to jednak znaczną rozbudowę, a nie wpływa w znaczącym stopniu na przebiegi wyjściowe u(t), i(t). Pozostałe założenia, jak: pominięcie stanów dynamicznych w tyrystorach, pominięcie prądów wstecznych i blokowania oraz zaniedbanie wpływu elementów RLC wewnętrznych zabezpieczeń prostowników, nie wymagają komentarza. Silnik asynchroniczny zasilany przez cyklokonwertor opisano równaniem stanu w postaci dogodnej dla rozpatrywanego przypadku. Składowe stanu i sterowania silnika przyjęto jako:

$$
\begin{aligned}
x &= \left[i_A,\ i_B,\ i_C,\ \Psi_\alpha,\ \Psi_\beta,\ \omega \right]^T \\
u &= \left[u_A,\ u_B,\ u_C,\ 0,\ 0,\ m_O \right]^T \\
\dot{i}_{ABC} &= \frac{1}{\sigma L_1} \left(u_{ABC} - r_1 i_{ABC} - e_{ABC} \right)
\end{aligned}
\tag{3}
$$

$$\dot{\Psi}_\alpha = \tau_2 r_2 i_\alpha - \frac{r_2}{L_2}\Psi_\alpha - \omega\Psi_\beta$$

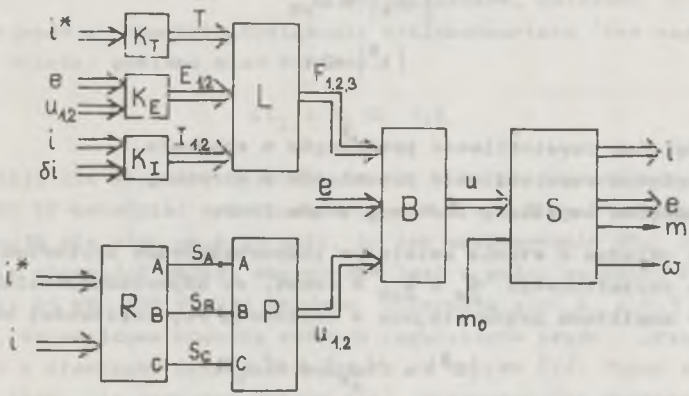
$$\dot{\Psi}_\beta = \tau_2 r_2 i_\beta - \frac{r_2}{L_2}\Psi_\beta + \omega\Psi_\beta \qquad (3)$$

$$\dot{\omega} = \frac{1}{T_M}\left[\tau_2(\Psi_\alpha i_\beta - \Psi_\beta i_\alpha) - m_o\right]$$

W modelu (3) współczynniki $r_{1,2}$, $L_{1,2}$, σ, τ_2, T_M opisują parametry stojana i wirnika silnika asynchronicznego. Funkcje i_{ABC}, u_{ABC}, e_{ABC} wyrażają chwilowe wartości prądów, napięć i sił elektromotorycznych faz stojana, natomiast $i_{\alpha\beta}$, $\Psi_{\alpha\beta}$ są przebiegami prądu stojana i strumienia skojarzonego z wirnikiem, w układzie współrzędnych prostokątnych związanych ze stojanem. Sygnały fazowych sił elektromotorycznych otrzymuje się w modelu w postaci jawnej, po wprowadzeniu odwrotnej transformacji funkcji $\Psi_{\alpha\beta}$:

$$e(t)_{ABC} = \tau_2 \dot{\Psi}_{ABC} = \tau_2 T_{2/3} \dot{\Psi}_{\alpha\beta} \qquad (4)$$

(przez $T_{3/2}$ oznacza się przekształcenie współrzędnych $ABC \to \alpha\beta$, zaś przez $T_{2/3}$ $\alpha\beta \to ABC$). Struktura modelu hybrydowego równań (1) - (4) przedstawiona jest na rys. 3. Całkowanie równań stanu (3) zachodzi w modelu silnika S, na którego wejścia wprowadza się wektor napięć fazowych u(t) oraz



Rys. 3

sygnał momentu obciążenia $m_o(t)$. Tamże realizują się przekształcenia $T_{3/2}$, $T_{2/3}$ dla obliczenia osiowych prądów $i_{\alpha\beta}$ i fazowych sił elektromotorycznych e_{ABC}. Wyjściowe przebiegi bloku S tworzą wektory prądów i sił elektromotorycznych stojana i(t), e(t) oraz sygnały momentu i prędkości silnika m(t), ω(t). Model przemiennika zawiera trzy identyczne kanały obróbki sygnałów fazowych dla wyliczenia chwilowych napięć u_{ABC}. Zespół

bramek analogowych B realizuje pierwsze z równań (1), a funkcje logiczne $\Gamma_{1,2,3}$ dla 3 faz oblicza się w bloku L na podstawie składników T, E, I, wyznaczanych w zespołach komparatorów $K_{T,E,I}$ zgodnie z relacjami (2). Sygnały napięć wyjściowych prostowników dodatnich i ujemnych P_{1ABC}, P_{2ABC} wyliczane są w bloku P, odpowiednio do sterowań S_{ABC} pochodzących z regulatora prądów fazowych R. Człon P jest analogowo-cyfrowym generatorem napięć wyjściowych sześciu prostowników mostkowych pracujących w stanie ciągłego przewodzenia; jego realizacja zawiera zespoły sterowania fazowego oraz generator napięć sieci zasilającej i blok bramek analogowych z kluczami MOS. Wektor wiodący układu, i^*_{ABC} wyznaczany jest w dowolnym, nadrzędnym układzie regulacji napędu. Tak zorganizowany model hybrydowy umożliwia przeprowadzenie szerokich badań układu napędowego z cyklokonwertorem.

3. Rezultaty symulacji

Opisywane badania miały na celu określenie właściwej postaci regulatora prądów fazowych R. Rozważany obszar pracy napędu ograniczono następująco:

$$\omega_s \leqslant 0{,}5 \qquad (f_s \leqslant 25\ \mathrm{Hz})$$

$$|\omega_r| \leqslant \omega_{rN} \tag{5}$$

$$|i^*| \leqslant 1$$

gdzie:

ω_s - względna częstotliwość przebiegów w stojanie,
ω_r - względna częstotliwość przebiegów w wirniku,
$|i^*|$ - względna amplituda zadanego prądu fazy.

Sterowanie układem w stanie ustalonym podporządkowano kryterium stałości strumienia szczelinowego $\Psi_o = \Psi_{oN}$ = const, co odpowiada ustaleniu relacji między amplitudą prądu stojana a wartością częstotliwości wirnika:

$$|i^*| = f(\omega_r) \neq f(\omega_s).$$

Parametry silnika asynchronicznego miały wartości względne:

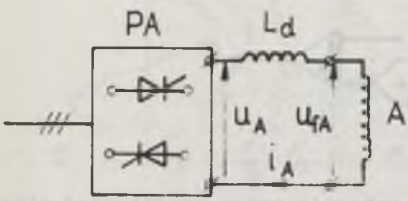
$$r_1 = 0{,}03; \quad r_2 = 0{,}046; \quad L_{1,2} = 3{,}1; \quad \sigma = 6{,}35 \cdot 10^{-2}; \quad \tau = 0{,}97;$$

znamionowa częstotliwość w wirniku $\omega_{rN} = 4{,}5 \cdot 10^{-2}$.

Wstępna seria testów symulacyjnych (przy ustalonej częstotliwości ω_s nastawianej w granicach 0 - 0,5) pozwoliła stwierdzić, że źródłem trudności w odwzorowaniu przebiegów zadanych przez cyklokonwertor obciążony sil-

nikiem jest występowanie znacznej składowej szybkozmiennej w prądach faz $i(t)$ i towarzyszących temu stref nieciągłości przewodzenia. Zjawiska te, nasilające się ze wzrostem częstotliwości ω_s, prowadzą do zmniejszenia się stabilności pętli regulacji prądów. W konsekwencji, maleje dopuszczalne wzmocnienie regulatorów prądu i pogarsza się jakość śledzenia sygnału wiodącego $i^*(t)$. Zasadnicze ograniczenie wspomnianych składowych (o częstotliwości ok. 300 Hz) jak i praktyczną eliminację przewodzenia nieciągłego w całym zakresie zmienności ω_s, ω_r, $|i^*|$ otrzymano w przypadku włączenia w szereg z fazami silnika dodatkowych indukcyjności L_d (rys. 4). Napięcia fazowe silnika wyznaczano tutaj jako:

$$u_{fA} = u_A - L_d \dot{i}_A \tag{6}$$

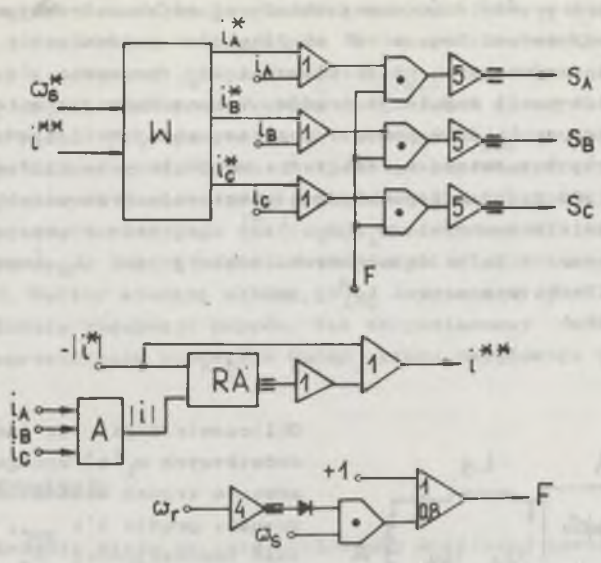


Rys. 4

Obliczenie napięć na indukcyjnościach dodatkowych $u_L(t)$ wymagało więc zastosowania trzech układów różniczkujących sygnały prądów $i(t)_{ABC}$. Właściwą wartość indukcyjności L_d określono w następnej serii testów. Dążąc do uzyskania maksymalnej dobroci śledzenia prądów zadanych przy jednoczesnym ograniczeniu kosztu i gabarytu dodatkowych dławików, ustalono, że sumaryczna indukcyjność w obwodzie obciążenia cyklokonwertora (bez względu na zastosowany silnik) powinna mieć wartość:

$$6L_1 + L_d \approx 0{,}5 \tag{7}$$

Wzór (7) daje dla większości produkowanych silników asynchronicznych o mocy 10 - 100 kW przedział zmienności $L_d < 0{,}2 - 0{,}3 >$. Niezbędne indukcyjności okazują się więc na tyle małe, że ich zastosowanie dla radykalnego polepszenia własności układu napędowego jest w pełni zasadne. Przykładowo, dla silnika 45 kW; 380 V; 985 obr/min, otrzymuje się: $L_d = 0{,}3$ ($L_d = 2{,}5 \cdot 10^{-3}$ H). Szczegółowe badania różnych regulatorów prądu przeprowadzono dla układu z dławikami dobranymi zgodnie ze wzorem (7). Nader zadowalającą jakość śledzenia zadanych prądów $i^*(t)$ otrzymano dla prostego regulatora proporcjonalnego o wzmocnieniu zmieniającym się z częstotliwością stojana i wirnika. Jak wskazują wyniki obliczeń, nawet przy częstotliwości $\omega_s = (0{,}4 - 0{,}5)$; ($f_s = 20 - 25$ Hz) odchylenia chwilowych prądów od przebiegów zadanych są niewielkie. W obszarze najczęściej stosowanych częstotliwości pracy cyklokonwertorów $\omega_s < 0{,}4$ chwilowy uchyb $i(t) - i^*(t)$ przyjmuje pomijalne wartości, a prądy rzeczywiste odwzorowują wektor i^* niezależnie od rodzaju pracy silnika. Rys. 5 pokazuje przykładowe rozwiązanie regulatora prądów cyklokonwertora wg opisywanego sposobu. Wzmocnienie

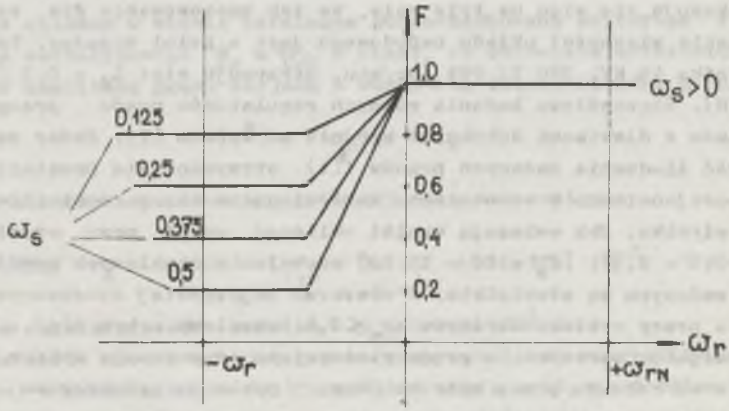


Rys. 5

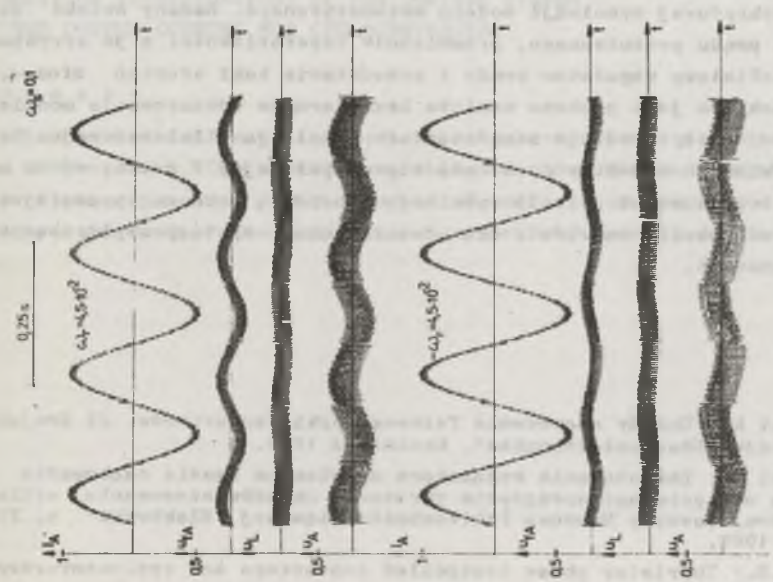
w torze jednej fazy zmienia się tylko w zakresie pracy prądnicowej silnika jako funkcja:

$$k = k_1 F(\omega_s, \omega_r)\Big|_{\operatorname{sgn}\omega_s \neq \operatorname{sgn}\omega_r} \tag{8}$$

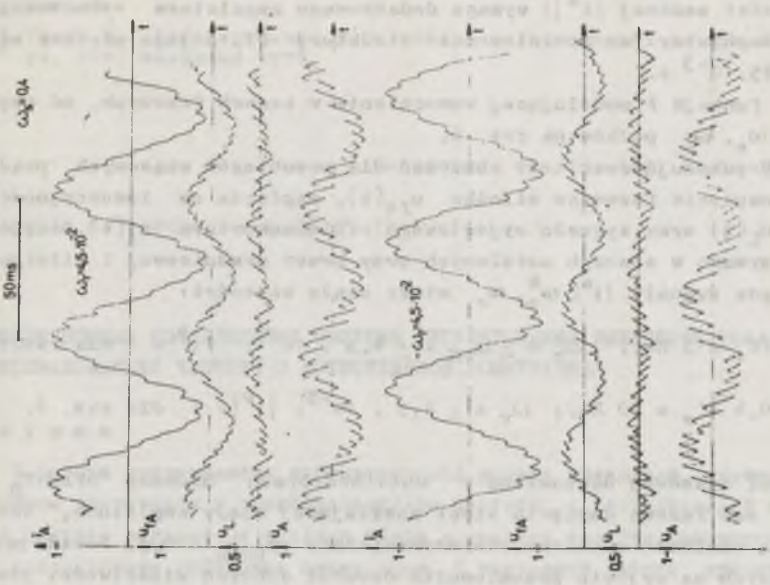
<u>Uwaga</u>: skale sygnałów ω_s, ω_r w modelu były $\omega_{sN} = 0{,}5$; $\omega_{rN} = 2\omega_{rN} = 9.10^{-2}$.



Rys. 6


0,25s
ω_g=0,1
ω_1=4,5·10^2
$-\omega_1$=4,5·10^2
i_A
u_A
u_L
u_A
i_A
u_A
u_L
u_A
1
0,5

Rys. 7


50ms
ω_g=0,4
ω_1=4,5·10^2
$-\omega_1$=4,5·10^2
i_A
u_A
u_L
u_A
i_A
u_A
u_L
u_A
1
0,5

Rys. 8

Najstosowniejszą wartość stałej $k_1 = 5$ ustalono doświadczalnie. Utrzymanie stałej amplitudy prądów rzeczywistych (równej z dostateczną dokładnością wielkości zadanej $|i^*|$) wymaga dodatkowego regulatora oznaczonego przez RA. Regulator ten powinien mieć strukturę PI, a jego nastawy są: $k = 1$, $T_z = 25.10^{-3}$ s.

Zależność funkcji F modulującej wzmocnienie w torach fazowych, od częstotliwości ω_s, ω_r podano na rys. 6.

Rys. 7 i 8 pokazują rezultaty obliczeń dla przebiegów czasowych prądu fazy $i_A(t)$, napięcia fazowego silnika $u_{fA}(t)$, napięcia na indukcyjności dodatkowej $u_L(t)$ oraz sygnału wyjściowego cyklokonwertora $u_A(t)$. Oscylogramy te otrzymano w stanach ustalonych przy pracy prądnicowej i silnikowej napędu, gdy sygnały $|i^*|$, ω_s^*, ω_r miały stałe wartości:

$$\omega_s^* = 0,1 \ (f_s = 5 \text{ Hz}), \quad \omega_r = \pm \omega_{rN} = \pm 4,5 \cdot 10^{-2}; \quad |i^*| = 1 \text{ dla rys.7,}$$

$$\omega_s = 0,4 \ (f_s = 20 \text{ Hz}); \quad \omega_r = \pm 4,5 \cdot 10^{-2}; \quad |i^*| = 1 \text{ dla rys. 8.}$$

Wartość zwłoki czasowej nastawiona w uniwibratorach blokady była $T_D = 1 \cdot 10^{-3}$s, zaś fazowe napięcia sieci zasilającej miały amplitudę, której optymalną wielkość ustalono eksperymentalnie $u_{RSTM} = 0,5$. Postać przebiegów czasowych na wyjściu przemiennika dowodzi dobrych właściwości proponowanego układu sterowania. Zawartość składowych szybkozmiennych w sygnałach $i(t)$ jest na tyle mała, że wszelkie z nią związane szkodliwe efekty (dodatkowe straty mocy, momenty pasożytnicze, hałas itd.) podlegają zasadniczemu ograniczeniu. Tak zachęcające rezultaty otrzymano prosto i szybko dzięki hybrydowej symulacji modelu matematycznego. Badany obiekt zawiera silnik prądu przemiennego, przemiennik częstotliwości z 36 tyrystorami oraz nieliniowy regulator prądu i przedstawia taki stopień złożoności, że niemożliwa jest głębsza analiza bez wiernego odwzorowania modelem matematycznym. W tego rodzaju zagadnieniach symulacja i laboratoryjne badania rzeczywistych obiektów doskonale się uzupełniają. Z kolei, wśród metod obliczeniowych można polecić symulację hybrydową jako najsprawniejsze (w obecnych warunkach) narzędzie dla odwzorowania i syntezy współczesnych układów napędowych.

LITERATURA

[1] Krykowski K.: Układy sterowania fazowego cyklokonwertorów. II Krajowa Konferencja "Energoelektronika", Kazimierz 1980.

[2] Krykowski K.: Zastosowania regulatora o zmiennym czasie całkowania w obwodzie napięciowego sprzężenia zwrotnego układów sterowania cyklokonwertora. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej "Elektryka" z. 75, Gliwice 1981.

[3] Pelly B.R.: Thyristor phase controlled converters and cycloconverters. John Willey, New York 1971.

[4] Myrcik C.: Modelowanie i symulacja przekształtnikowych układów elektromechanicznych. Skrypt Uczelniany Politechniki Śląskiej (w przygotowaniu).

[5] Tunia H., Kaźmierkowski M.P.: Podstawy automatyki napędu elektrycznego. PWN, Warszawa 1978.

Recenzent: doc. dr inż. Andrzej Czajkowski

Wpłynęło do redakcji dn. 25.IV.1982 r.

СИМУЛЯЦИОННЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ВЫХОДНОГО ТОКА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С ЕСТЕСТВЕННОЙ КОММУТАЦИЕЙ

Р е з ю м е

В работе представлена математическая модель приводной системы с асинхронным двигателем и преобразователем частоты с естественной коммутацией. Для синтеза регулятора фазовых токов и анализа свойств замкнутоы системы была использована гибридная симмуляция. В настоящей работе приведены выводы и избранные результаты вычислений.

SIMULATION INVESTIGATIONS OF THE CONTROL SYSTEM OF THE OUTPUT CURRENT FOR CYCLOCONVERTER

S u m m a r y

The mathematical model of squirrel cage motor drive fed by cycloconverter is presented. The hybrid simulation was used for the purpose of synthesis of phase currents regulation and of analysis of properties of a closed system. Some of the computation results and general conclusion are given.