ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1985

Seria: ELEKTRYKA 94 Nr kol. 819

Czesław MYRCIK

Instytut Podstawowych problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

NOWA METODA STEROWANIA FALOWNIKIEM PRĄDU PRZEZNACZONYM DO ZASILANIA KLATKOWYCH SILNIKÓW ASYNCHRONICZNYCH

Streszczenie. Przedstawia się sposób sterowania tyrystorami falownika prądu w układzie napędowym z silnikiem asynchronicznym. Zastosowanie metody zapewnia korzystne właściwości napędu, zwłaszcza w zakresie małych prędkości kątowych, a jednocześnie prostą realizację techniczną bloku sterowania falowanika. W drodze symulacji hybrydowej wykazano, że współczynniki nierównomierności biegu silnika mogą być w tym przypadku mniejsze niż dla programowej modulacji prądów fazowych.

Zalety przemienników częstotliwości z falownikami prądu umożliwiają ich stosowanie w indywidualnych i grupowych napędach urządzeń przemysłowych. Układy napędowe z silnikami klatkowymi i falownikami prądu charakteryzuje prostota obwodów głównych, wysoka sprawność, szeroki zakres sterowania prędkością kątową i momentem silnika oraz możliwość uzyskania bardzo korzystnych właściwości statycznych i dynamicznych. Wymienione cechy zapewniają uniwersalność tego typu układów, oferowanych obecnie przez przodujących wytwórców. Również w kraju podjęto seryjną produkcję przemienników częstotliwości z trójfazowymi falownikami prądu; wytwarzane są one pod nazwą ASF przez zakłady APATOR w Toruniu.

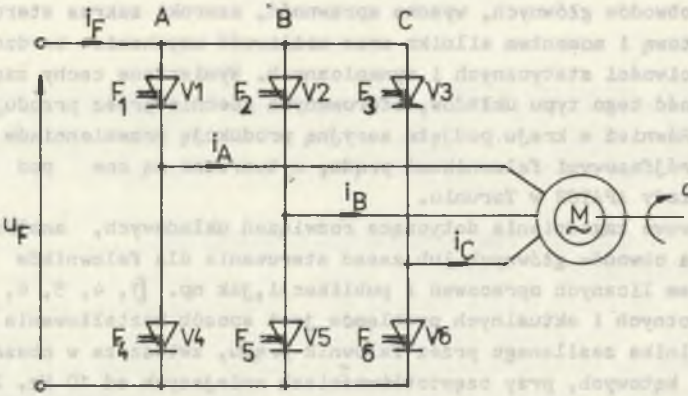
Podstawowe zagadnienia dotyczące rozwiązań układowych, analizy i projektowania obwodów głównych lub zasad sterowania dla falowników prądu były przedmiotem licznych opracowań i publikacji, jak np. [1, 4, 5, 6, 7, 8]. Jednym z istotnych i aktualnych problemów jest sposób kształtowania prądów fazowych silnika zasilanego przez falownik prądu, zwłaszcza w obszarze małych prędkości kątowych, przy częstotliwościach mniejszych od 10 Hz. Zasada pracy falownika powoduje, że prądy te są zawsze ciągami impulsów bliskich prostokątnym, a chwilowy moment silnika zawiera składowe o częstotliwości komutacji. Kształt i amplituda tych składowych zależy od sposobu sterowania zaworami falownika oraz od obciążenia silnika. Zjawisko to, którego mechanizm

szczegółowo opisano w pracy [2], jest przyczyną powstawania składowych zmiennych w przebiegu czasowym prędkości silnika. Wynika stąd potrzeba opracowania metod sterowania falownikiem prądu, umożliwiających redukcję chwilowych zmian prędkości. Szczególnie ostre wymagania dotyczące równomierności biegu silnika przy małych prędkościach kątowych stawiane są napędom obrabiarkowym.

W celu zmniejszenia drgań prędkości zależnych od szybkozmiennych składowych momentu, w napędach z falownikami prądu wprowadza się modulację prądów fazowych [2, 3, 5, 6, 7, 9]. Modulację wykonuje się w układach programowego sterowania zaworami falownika 2, 5, 10 ; spotyka się również rozwiązania [3, 7, 9], dla których impulsy sterujące zaworami powstają w blokach analogowych, przekształcających sygnały ciągłe. W Instytucie Podstawowych Problemów Elektrotechniki i Energoelektroniki Politechniki Śląskiej opracowano odmienną metodę sterowania falownikiem prądu. Charakteryzuje się ona prostą realizacją techniczną i zapewnia dobre właściwości napędu przy małych prędkościach, a szczególnie równomierność biegu silnika większą niż dla wielopulsowej modulacji programowej.

2. METODA STEROWANIA FALOWNIKIEM PRĄDU

Na rys. 1 przedstawiono uproszczony schemat falownika zasilającego uzwojenia stojana silnika klatkowego (z pominięciem obwodów komutacyjnych, posiadających różnorodne rozwiązania). Tyrystory V1 - V6 falownika sterowane są tak, że stan ich przewodzenia jest określony funkcjami logicznymi F_1-F_6.



Rys. 1. Uproszczony schemat obwodów głównych napędu

Chwilowe prądy silnika można opisać przy założeniu natychmiastowej komutacji w grupach zaworów, jak następuje:

$$i_A(t) = (F_1 - F_4)\, i_F(t)$$

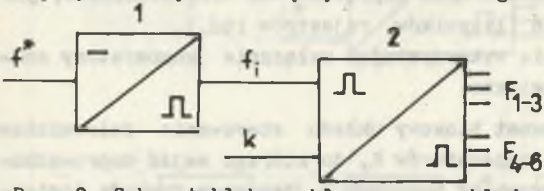
$$i_B(t) = (F_2 - F_5)\, i_F(t) \qquad (1)$$

$$i_C(t) = (F_3 - F_6)\, i_F(t)$$

z warunkiem $F_1 + F_2 + F_3 = F_4 + F_5 + F_6 = 1$

gdzie $F_1 \div F_6$ są to funkcje przełączające, odwzorowujące stan tyrystorów, zaś $i_F(t)$ oznacza przebieg prądu zasilającego falownik.

Realizacja klasycznych metod sterowania falownikiem prądu następuje najczęściej w układzie przedstawionym na rys. 2. Sygnał zadanej częstotliwości f^*, wyznaczany w nadrzędnym układzie regulacji napędu, podlega przetworzeniu w elemencie 1 w ciąg impulsów f_i podawany na wejście układu logicznego 2, w którym zachodzi formowanie sygnałów $F_1 \div F_6$. Człon 1 jest zatem przetwornikiem ciągłego przebiegu f^* na częstotliwość sygnału logicznego f_i. Blok 2 tworzy ciągi sterujące zaworami, o zaprogramowanych chwilach przełączeń, uzależnione od wartości częstotliwości f_i oraz od sygnału kolejności faz k doprowadzonego na drugie wejście bloku 2. przy takim rozwiązaniu występuje kilka stref częstotliwości f , w których modulacja zachodzi według różnych algorytmów. W każdej strefie prądy fazowe zawierają stałą liczbę pulsów w jednym półokresie.



Rys. 2. Schemat blokowy klasycznego układu sterowania falownika

Dla przedstawionej w artykule metody sterowania falownikiem, schemat funkcjonalny ma postać pokazaną na rys. 3. Ciągi impulsów sterujących $F_1 \div F_6$ tworzone są na podstawie przebiegów i_A^*, i_B^*, i_C^*, które mogą być interpretowane jako zadanie wartości prądów obciążenia - rys. 3a. Przewiduje się przy tym dwie strefy częstotliwości pracy falownika (lub prędkości kątowej silnika ω), takie że:

- przy częstotliwościach małych, gdy $|\omega| < \omega_g$ modulacja szerokości impulsów prądowych zachodzi w zakresie kątów 0 - 60° oraz 120° - 180° dla każdego półokresu prądu fazowego,
- przy częstotliwościach większych, gdy $|\omega| > \omega_g$, prądy fazowe mają postać prostokątnych impulsów niemodulowanych, o szerokości 120° w każdym półokresie.

Modulację w obszarze małych częstotliwości osiąga się przez porównywanie sinusoid i_A^*, i_B^*, i_C^* z sygnałem o piłowym przebiegu i częstotliwości f_M wybieranej dowolnie, lecz ograniczonej przez czas trwania komutacji falownika, tak że $f_M < 200$ Hz. Wartość prędkości kątowej silnika ω_g określa przy tym granicę obu stref sterowania. Taki sposób sterowania falownika prądu różni się znacznie od klasycznego (patrz schemat na rys. 2), a w szczególności:

- częstotliwość modulacji f_M (częstotliwość sygnału wzorcowego) nie zależy od parametrów przebiegów modulujących i_A^*, i_B^*, i_C^* - może ona być stała lub nastawiana z zewnątrz,
- liczba pulsów prądu fazowego w jednym półokresie może przyjmować znaczne wartości i zmienia się przy modulacji w funkcji częstotliwości pracy falownika,
- w przypadku ogólnym nie są ściśle zachowane warunki symetrii prądów fazowych,
- w układzie sterowania falownika nie występuje sygnał zadanej częstotliwości f^*,
- blok sterujący nie zawiera przetwornika napięcia na częstotliwość, jak również elementów pamięciowych (liczników, rejestrów itd.),
- metodę sterowania realizuje się wykorzystując wyłącznie komparatory analogowe i podstawowe bramki logiczne.

Na rys. 3b przedstawiono schemat blokowy układu sterowania falownikiem według opisywanej zasady. Blok komparatorów K, do którego wejść doprowadzone są sygnały i_A^*, i_B^*, i_C^* oraz przebieg wzorcowy w, generuje funkcje logiczne (a, b, c), (A, B, C), (X, Y). Funkcje te określają znaki zadanych prądów i_A, i_B, i_C oraz wyniki porównywania ich wartości między sobą i z sygnałem wzorcowym w.

Układ logiczny L wytwarza:

- modulowane ciągi ($A_{1,2}^*$, $B_{1,2}^*$, $C_{1,2}^*$) dla sterowania zaworami faz falownika przy częstotliwościach $f < f_g$ (dla prędkości kątowej silnika $|\omega| < \omega_g$),
- prostokątne sygnały sterujące ($A_{1,2}$, $B_{1,2}$, $C_{1,2}$) w strefie częstotliwości większych, gdy $|\omega| > \omega_g$.

W bloku przełącznika (multipleksera) P wybiera się jedną z serii impulsów ($A_{1,2}^*$, $B_{1,2}^*$, $C_{1,2}^*$) lub ($A_{1,2}$ $B_{1,2}$, $C_{1,2}$) w funkcji poziomu sygnału m, otrzymując sterowanie $F_1 - F_6$. Element W jest generatorem przebiegu wzorcowego w, o częstotliwości stałej bądź nastawianej sygnałem f_M. Człon M spełnia rolę okienkowego komparatora prędkości kątowej silnika i steruje przełącznikiem P. Sygnały występujące w schemacie na rys. 3 można opisać zależnościami:

$$
\begin{aligned}
A &= 1\left[i_A^*(t)\right], & a &= 1\left[i_A^*(t) - i_C^*(t)\right] \\
B &= 1\left[i_B^*(t)\right], & b &= 1\left[i_B^*(t) - i_A^*(t)\right] \\
C &= 1\left[i_C^*(t)\right], & c &= 1\left[i_C^*(t) - i_B^*(t)\right]
\end{aligned}
\tag{2}
$$

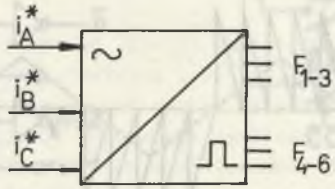
$$A_1 = a\bar{b} \quad , \quad A_2 = \bar{a}b$$

$$B_1 = b\bar{c} \quad , \quad B_2 = \bar{b}c \tag{3}$$

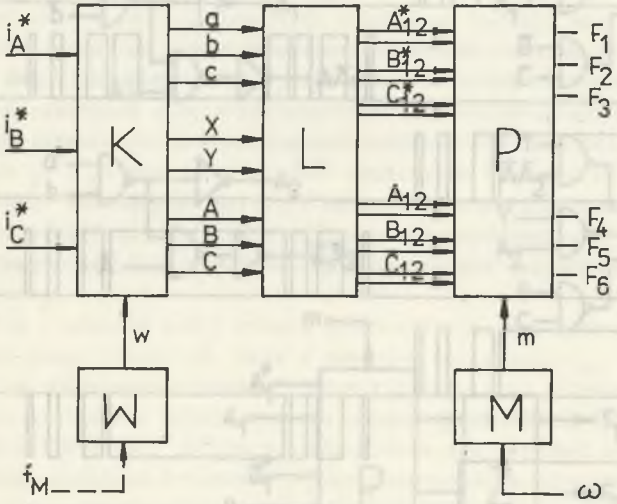
$$C_1 = c\bar{a} \quad , \quad C_2 = \bar{c}a$$

$$X = \mathbf{1}\left[x(t) - w(t)\right] = \mathbf{1}\left[A\bar{A}_1 i_A^*(t) + B\bar{B}_1 i_B^*(t) + C\bar{C}_1\, i_C^*(t) - w(t)\right]$$

$$Y = \mathbf{1}\left[y(t) - w(t)\right] = \mathbf{1}\left[-\bar{A}A_2 i_A^*(t) - \bar{B}B_2 i_B^*(t) - \bar{C}C_2\, i_C^*(t) - w(t)\right] \tag{4}$$

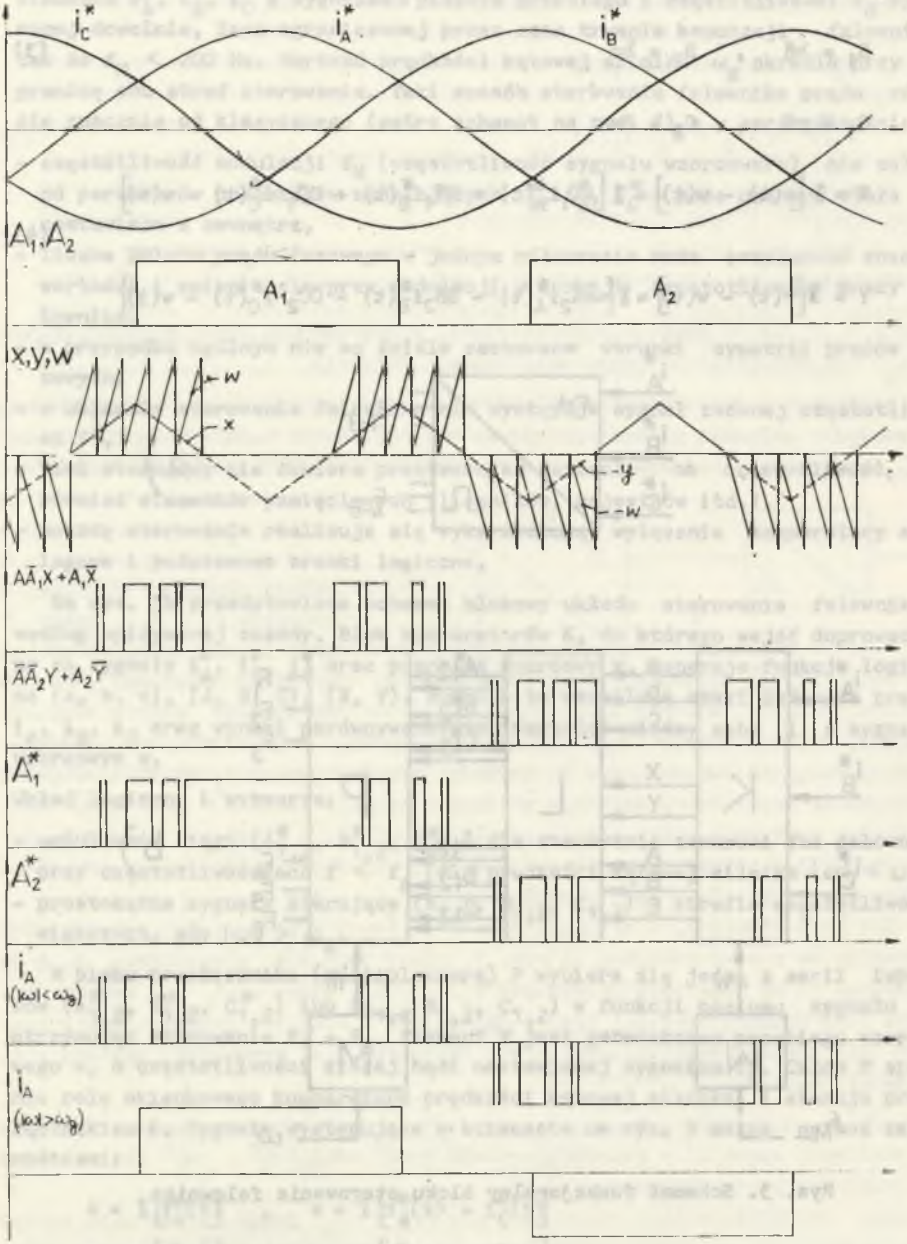


a)

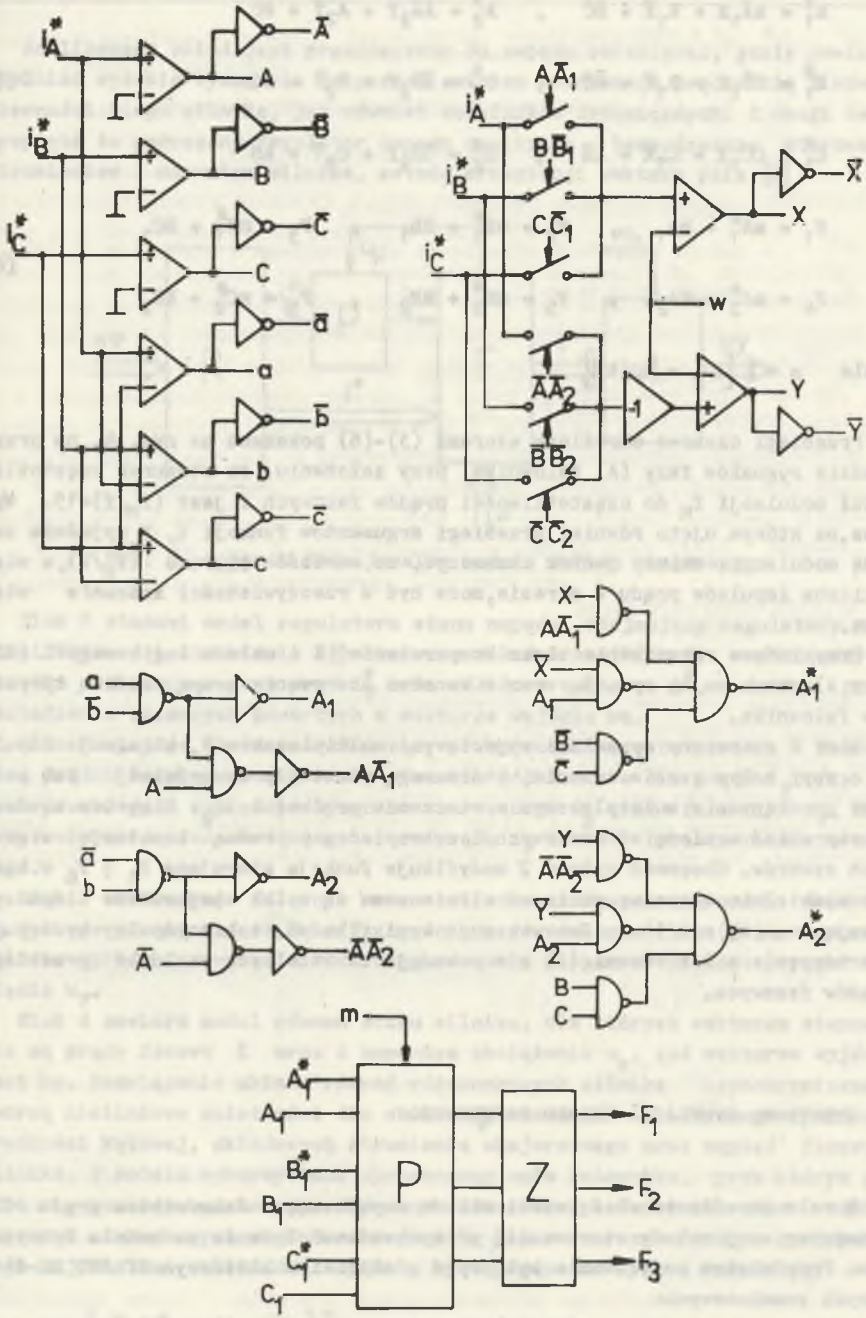


b)

Rys. 3. Schemat funkcjonalny bloku sterowania falownika



Rys. 4. Przebiegi czasowe sygnałów w układzie sterującym



Rys. 5. Przykład technicznej realizacji metody sterowania

$$A_1^* = A\bar{A}_1X + A_1\bar{X} + \bar{B}\bar{C} \quad , \quad A_2^* = \bar{A}\bar{A}_2Y + A_2\bar{Y} + BC$$

$$B_1^* = B\bar{B}_1X + B_1\bar{X} + \bar{A}\bar{C} \quad , \quad B_2^* = \bar{B}\bar{B}_2Y + B_2\bar{Y} + AC \tag{5}$$

$$C_1^* = C\bar{C}_1X + C_1\bar{X} + \bar{A}\bar{B} \quad , \quad C_2^* = \bar{C}\bar{C}_2Y + C_2\bar{Y} + AB$$

$$F_1 = mA_1^* + \bar{m}A_1 \quad , \quad F_2 = mB_1^* + \bar{m}B_1 \quad , \quad F_3 = mC_1^* + \bar{m}C_1$$

$$F_4 = mA_2^* + \bar{m}A_2 \quad , \quad F_5 = mB_2^* + \bar{m}B_2 \quad , \quad F_6 = mC_2^* + \bar{m}C_2 \tag{6}$$

gdzie $m = 1\left[\omega_g - |\omega(t)|\right]$

Przebiegi czasowe określone wzorami (3)-(6) pokazano na rys. 4, na przykładzie sygnałów fazy (A) falownika, przy założeniu, że stosunek częstotliwości modulacji f_M do częstotliwości prądów fazowych f jest $(f_M/f)=15$. Wykres, na którym ujęto również przebiegi argumentów funkcji X, Y wyjaśnia zasadę modulacji; należy jednak zaznaczyć, że wartość ilorazu (f_M/f), a więc i liczba impulsów prądu w okresie, może być w rzeczywistości znacznie większa.

Przykładowe rozwiązanie bloku komparatorów K i układu logicznego L (dla fazy A) pokazano na rys. 5, wraz z kanałem sterowania grupą anodową tyrystorów falownika.

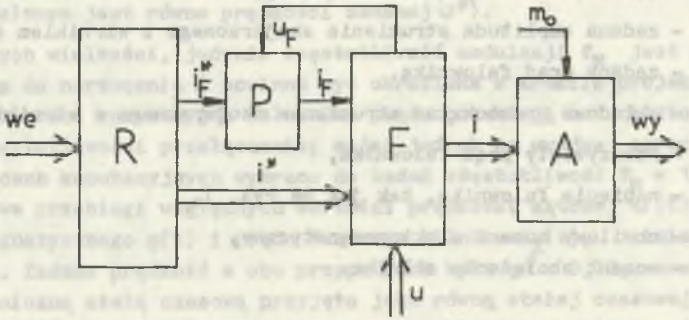
Blok Z sterowany sygnałami wyjściowymi multipleksera P, eliminuje impulsy o zbyt małym czasie trwania, które mogą powstać przy modulacji lub podczas przełączania multipleksera w otoczeniu prędkości ω_g. Blok ten zawiera prosty układ uzależnień czasowych i zabezpiecza poprawną komutację w grupach zaworów. Obecność członu Z modyfikuje funkcje sterujące $F_1 \div F_6$ w bardzo niewielkim stopniu, ponieważ eliminowane są tylko najkrótsze impulsy, trwające mniej niż 1 ms. Jak wskazują wyniki badań, takie impulsy występują sporadycznie a ich usunięcie nie powoduje zauważalnych zakłóceń przebiegu prądów fazowych.

3. HYBRYDOWA SYMULACJA UKŁADU NAPĘDOWEGO

W celu określenia właściwości układu napędowego z falownikiem prądu dla przedstawionej metody sterowania, przeprowadzono badania na modelu hybrydowym. Przedmiotem modelowania był napęd z silnikiem klatkowym Sf 280 M2-Z4 o danych znamionowych:

$$P_N = 110 \text{ kW} \ , \quad \omega_N = 155 \text{ rad/s } (n_N = 1480 \text{ obr/min}), \quad U_N = 380 \text{ V}.$$

Analizowany układ jest przeznaczony do napędu obrabiarki, gdzie powinien spełniać wysokie wymagania dotyczące zakresu sterowania prędkością i równomierności biegu silnika, jak również wskaźników dynamicznych. Z uwagi na to, przyjęto że nadrzędny regulator napędu realizuje bezpośrednie sterowanie strumieniem i momentem silnika, metodą orientacji wektora pola [6].



Rys. 6. Schemat funkcjonalny modelu układu napędowego

Blok R stanowi model regulatora stanu napędu, obejmujący regulatory prędkości kątowej i strumienia silnika oraz układ transformacji współrzędnych. Określa się w nim zadany prąd i_F^* oraz składowe wektora $\mathbf{i}^*$, w drodze przekształcenia zmiennych zawartych w wektorze wejścia **we**.

Blok P opisuje obwód pośredniczący przemiennika częstotliwości z falownikiem prądu. Rozwiązuje się w nim równanie różniczkowe dla prądu i_F, przy znanych przebiegach napięć prostownika sterowanego u_p oraz falownika u_F. Blok ten zawiera również obwód regulatora prądu i_F i model prostownika sterowanego.

Blok F odwzorowuje falownik wraz z układem sterowania zaworów. Generuje on funkcje przełączające $F_1 \div F_6$ zgodnie z równaniami (2) - (6), a ponadto oblicza prądy fazowe silnika według równania (1) oraz wyznacza sygnał napięcia u_F.

Blok A zawiera model równań stanu silnika, dla których wektorem sterowania są prądy fazowe $\mathbf{i}$ wraz z momentem obciążenia m_o, zaś wektorem wyjścia jest **wy**. Rozwiązanie układu równań różniczkowych silnika asynchronicznego tworzą nieliniowe zależności dla chwilowego momentu elektromagnetycznego, prędkości kątowej, składowych strumienia skojarzonego oraz napięć fazowych silnika. W modelu wykorzystano uproszczony opis falownika, przy którym pomija się procesy komutacyjne. Równania silnika zapisano w układzie współrzędnych nieruchomych względem stojana ($\alpha\beta$), co w rozpatrywanym przypadku daje najprostsze zależności. Sygnały występujące na rys. 6 oznaczają:

$\mathbf{we} = \left[\omega^*, \psi^*, \omega, \psi_{2\alpha}, \psi_{2\beta}\right]^T$ - wektor wejścia układu regulacji,

$\mathbf{wy} = \left[\omega, m, \psi_{2\alpha}, \psi_{2\beta}, \mathbf{u}\right]^T$ - wektor wyjścia modelu silnika,

$i^* = [i_A^*, i_B^*, i_C^*]^T$ - wektor zadanych prądów fazowych,

$i = [i_A, i_B, i_C]^T$ - wektor rzeczywistych prądów fazowych,

$u = [u_A, u_B, u_C]^T$ - wektor napięć fazowych silnika,

ω^* - wartość zadana prędkości kątowej,

ψ^* - zadana amplituda strumienia skojarzonego z wirnikiem silnika,

i_F^* - zadany prąd falownika,

$\psi_{2\alpha,\beta}$ - składowe prostokątne strumienia skojarzonego z wirnikiem,

i_F - rzeczywisty prąd falownika,

u_F - napięcie falownika, tak jak na rys. 1,

m - chwilowy moment elektromagnetyczny,

m_o - moment obciążenia silnika.

4. WYBRANE REZULTATY BADAN

Symulacja hybrydowa według pokazanego schematu umożliwia badania różnych zagadnień sterowania i regulacji układu napędowego. Przedstawione niżej wyniki obliczeń dotyczą wyłącznie stanów ustalonych, a przede wszystkim właściwości omawianego sposobu modulacji prądów fazowych przy małych prędkościach. Podstawową wielkością, którą przyjęto jako kryterium oceny układu sterowania, był współczynnik nierównomierności biegu silnika, definiowany jako:

$$K_{n1} = \frac{\omega_{mx} - \omega_{min}}{\omega_N}$$ - względny współczynnik nierównomierności biegu

$$K_{n2} = 2\,\frac{\omega_{mx} - \omega_{min}}{\omega_{mx} + \omega_{min}}$$ - bezwzględny współczynnik nierównomierności biegu.

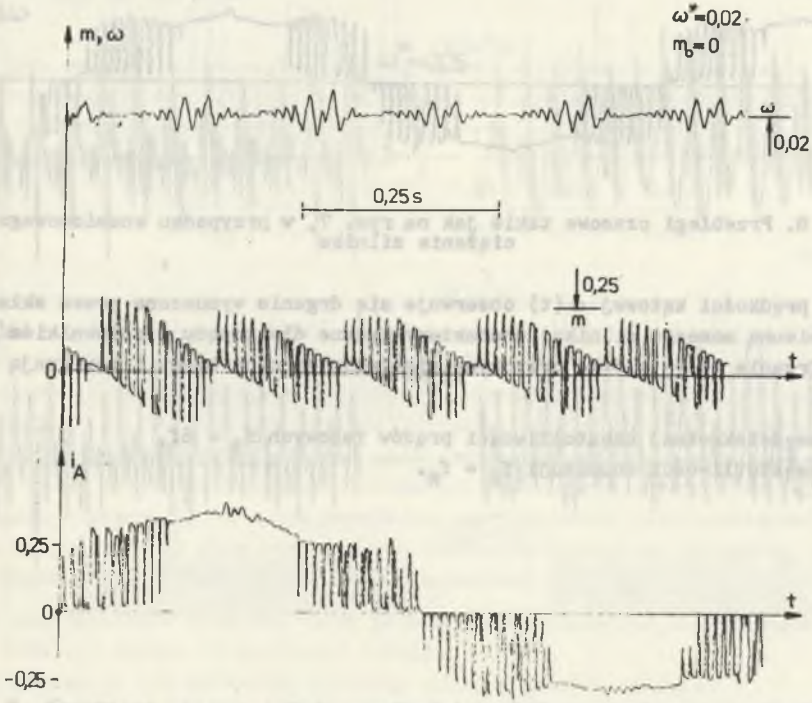
Celem obliczeń było wyznaczenie tej składowej nierównomierności biegu, która zależy od kształtu prądów zasilających silnik asynchroniczny. Należy zastrzec, że zjawisko nierównomiernego biegu silnika w układzie napędowym, jest nader złożone i wynika z wielu czynników. Dla napędu z falownikiem prądu, największe znaczenie ma jednak dyskretny charakter ruchu wypadkowego wektora przepływu, co uzasadnia celowość prowadzenia modulacji prądów. Przy

określonym algorytmie sterowania falownikiem, współczynniki K_{n1}, K_{n2} są funkcjami czterech zmiennych:

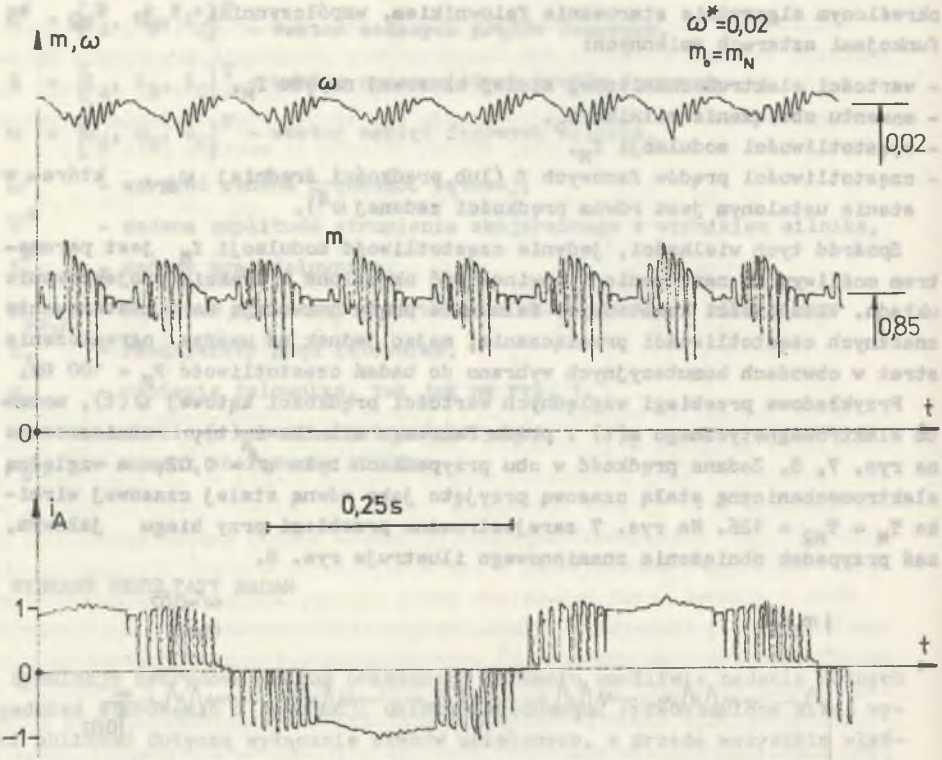
- wartości elektromechanicznej stałej czasowej napędu T_M,
- momentu obciążenia silnika m_o,
- częstotliwości modulacji f_M,
- częstotliwości prądów fazowych f (lub prędkości średniej $\omega_{śr}$, która w stanie ustalonym jest równa prędkości zadanej ω^*).

Spośród tych wielkości, jedynie częstotliwość modulacji f_M jest parametrem możliwym do narzucenia i powinna być określona w trakcie projektowania układu. Właściwości komutacyjne falownika prądu pozwalają na zastosowanie znacznych częstotliwości przełączania; mając jednak na uwadze ograniczenie strat w obwodach komutacyjnych wybrano do badań częstotliwość F_M = 100 Hz.

Przykładowe przebiegi względnych wartości prędkości kątowej $\omega(t)$, momentu elektromagnetycznego m(t) i prądu fazowego silnika $i_A(t)$, zamieszczono na rys. 7, 8. Zadana prędkość w obu przypadkach była ω^* = 0,02, a względną elektromechaniczną stałą czasową przyjęto jako równą stałej czasowej wirnika $T_M = T_{M2}$ = 126. Na rys. 7 zarejestrowano przebiegi przy biegu jałowym, zaś przypadek obciążenia znamionowego ilustruje rys. 8.



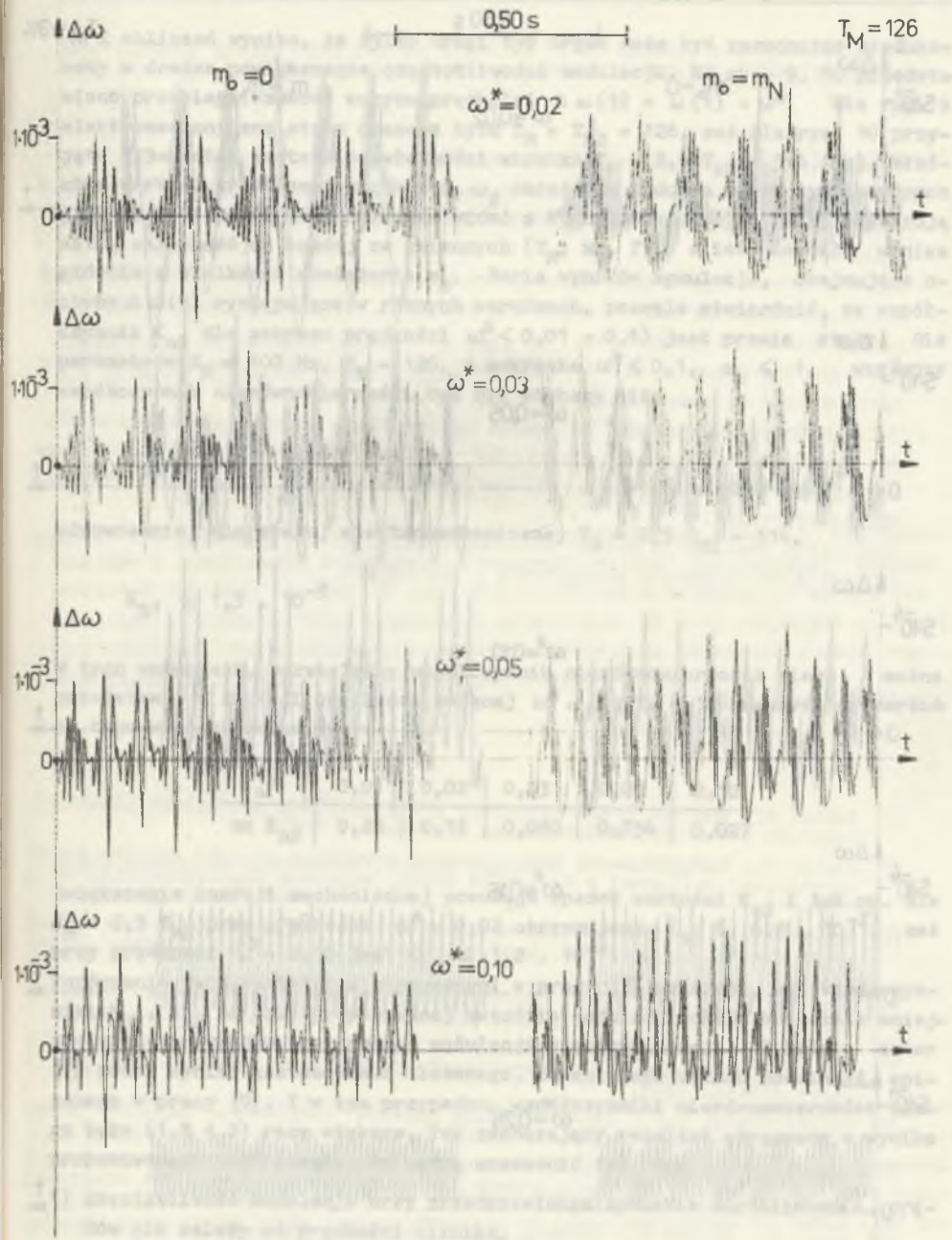
Rys. 7. Przebiegi czasowe prędkości, momentu i prądu (wyrażone w wartościach względnych), dla zerowego obciążenia silnika i prędkości zadanej ω^*= 0,02



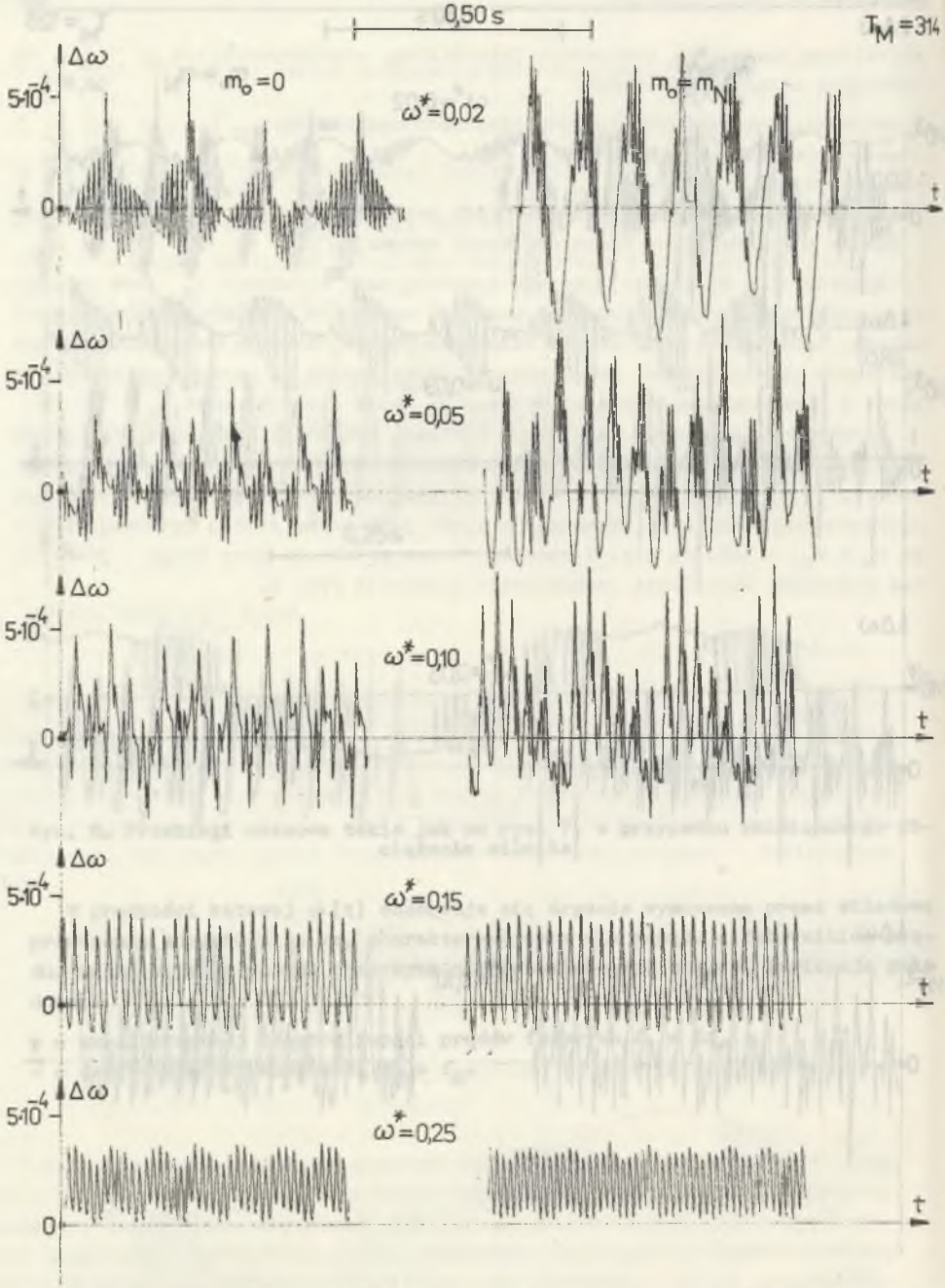
Rys. 8. Przebiegi czasowe takie jak na rys. 7, w przypadku znamionowego obciążenia silnika

W prędkości kątowej $\omega(t)$ obserwuje się drgania wymuszone przez składową przemienną momentu silnika, charakterystyczne dla napędu z falownikiem prądu. Drgania te są główną przyczyną nierównomierności biegu i zawierają składowe:

- o sześciokrotnej częstotliwości prądów fazowych $f_1 = 6f$,
- o częstotliwości modulacji $f_2 = f_M$.



Rys. 9. Przebiegi czasowe uchybu prędkości $\Delta\omega(t)$ przy różnych prędkościach, dla stałej czasowej $T_M = 126$



Rys. 10. Przebiegi czasowe takie jak na rys. 9, dla stałej czasowej T_M=314

Z obliczeń wynika, że tylko drugi typ drgań może być zasadniczo zredukowany w drodze powiększania częstotliwości modulacji. Na rys. 9, 10 przedstawiono przebiegi czasowe uchybu prędkości $\Delta\omega(t) = \omega(t) - \omega^*$. Dla rys. 9 elektromechaniczna stała czasowa była $T_M = T_{M2} = 126$, zaś dla rys. 10 przyjęto 2,5-krotną wartość bezwładności wirnika $T_M = 2{,}5\ T_{M2} = 314$ (1s). Właściwą wartość granicznej prędkości ω_g określono podczas badań symulacyjnych jako $\omega_g = 0{,}14$ ($f_g = 7$ Hz). Jak widać z wykresów, funkcje $\Delta\omega(t)$ wykazują silną zależność od każdej ze zmiennych (T_M, m_o, f) a ich kształt wynika głównie z wielkości obciążenia m_o. Seria wyników symulacji, obejmująca uchyby $\Delta\omega(t)$ występujące w różnych warunkach, pozwala stwierdzić, że współczynnik K_{n1} dla zakresu prędkości $\omega^* < 0{,}01 - 0{,}1$) jest prawie stały. Dla parametrów $f_M = 100$ Hz, $T_M = 126$, w zakresie $\omega^* \leqslant 0{,}1$, $m_o \leqslant 1$, względny współczynnik nierównomierności był nie większy niż:

$$K_{n1} \leqslant 2{,}7 \cdot 10^{-3}.$$

odpowiednio, dla stałej elektromechanicznej $T_M = 2{,}5\ T_{M2} = 314$,

$$K_{n1} \leqslant 1{,}3 \cdot 10^{-3}$$

W tych warunkach, bezwzględny współczynnik nierównomierności biegu można przedstawić w funkcji prędkości zadanej ω^*. Dla $T_M = 126$ maksymalne wartości tego współczynnika były:

ω^*	0,01	0,02	0,03	0,05	0,10
mx K_{n2}	0,25	0,13	0,089	0,054	0,027

Zwiększenie inercji mechanicznej powoduje spadek wartości K_{n2} i tak np. dla $T_M = 2{,}5\ T_{M2}$ przy prędkości $\omega^* = 0{,}02$ otrzymujemy $K_{n2} \leqslant 6{,}5 \cdot 10^{-2}$, zaś przy prędkości $\omega^* = 0{,}10$ jest $K_{n2} \leqslant 1{,}2 \cdot 10^{-2}$.
Porównanie tych wartości z otrzymanymi w pracy [7] wskazuje, że współczynniki K_{n1}, K_{n2} są przy proponowanej metodzie modulacji około 4-krotnie mniejsze niż w przypadku programowej modulacji pięciopulsowej. Z kolei, autor [7] podał wyniki zastosowania złożonego, zamkniętego układu modulacji, opisanego w pracy [9]. I w tym przypadku, współczynniki nierównomierności biegu były (1,5 ÷ 2) razy większe. Tak zachęcający rezultat otrzymano w wyniku proponowanego rozwiązania, co można uzasadnić tym, że:

1) częstotliwość modulacji przy przedstawionym sposobie kształtowania prądów nie zależy od prędkości silnika,
2) otrzymuje się korzystny przebieg czasowy momentu silnika.

5. WNIOSKI

- W napędach z silnikiem asynchronicznym i falownikiem prądu można stosować sposoby kształtowania prądów fazowych, zbliżone do wykorzystywanych w falownikach napięcia, a szczególnie modulację szerokości impulsów prądowych.
- Opisana metoda sterowania falownikiem prądu zapewnia równomierność biegu silnika w obszarze małych prędkości kątowych, większą niż powszechnie stosowana modulacja programowa.
- Względny współczynnik nierównomierności biegu silnika wykazuje praktyczną niezależność od momentu obciążenia i od poziomu prędkości.
- Układ sterowania zaworami falownika wykorzystuje przebiegi zadanych prądów fazowych, wyznaczane w nadrzędnym układzie regulacji, co czyni go szczególnie przydatnych dla realizacji bezpośrednich metod regulacji typu transwektorowego.
- Techniczna realizacja metody sterowania odznacza się prostotą i wymaga najprostszym elementów analogowych i logicznych.

LITERATURA

[1] Barlik R.: Analiza pracy falownika prądu zasilającego silnik klatkowy. Rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska, 1977.

[2] Barlik R., Kaźmierkowski M.P.: Analiza przebiegu momentu maszyny asynchronicznej zasilanej z falownika prądu. Archiwum Elektrotechniki Nr 4, 1980.

[3] Blumenthal M.K.: Current source inverter drive system with low speed pulse operation. 2-nd Int. Conf. on Power Electronics. London, Sept. 1977.

[4] Grzesik B., Kołodziej H.: Current fed inverter with improved commutation. 3-rd Conf. on Electronics Circuist, Praha, Sept. 1979.

[5] Grzesik B., Myrcik C., Kołodziej H.: Napęd z silnikiem indukcyjnym i falownikiem prądu. II Ogólnopolska Konferencja Energoelektroniki, Kazimierz n/Wisłą 1980.

[6] Kaźmierkowski M.P.: Zasady syntezy układów sterowania napędów przekształtnikowych. Wyd. 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] Tunia H., Barlik R.: Wybrane zagadnienia projektowania falownika prądu z diodami odcinającymi. Przegląd Elektrotechniczny, Nr 2 1979.

[9] Walker L.H.,: A high performance controlled - current inverter drive. IEEE Trans. on Ind. Appl. Nr 2 1980.

[10] Zastrz. Urzędu Pat. PRL Nr 188-492, 1976: Sposób kształtowania prądu fazowego zwłaszcza przemiennika prądowego o komutacji międzyfazowej.

Recenzent: doc. dr inż. Andrzej Czajkowski

Wpłynęło do redakcji dn. 15 maja 1984 r.

НОВЫЙ МЕТОД УПРАВЛЕНИЯ ИНВЕРТОРОМ ТОКА
ДЛЯ ПИТАНИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Р е з ю м е

Предлагается метод управления тиристорами инвертора тока в приводной системе с асинхронным двигателем. Применение метода обеспечивает хорошие свойства привода, особенно в зоне низких скоростей вращения, и прямую техническую реализацию блока управления инвертором. На пути гибридной симмуляции доказано, что коэффициенты неравномерности хода двигателя в этом случае меньше, чем при програмной модуляции фазных токов.

A NEW METHOD OF CONTROL OF CURRENT INVERTER FOR FEEDING
A SQUIRRELCAGE MOTORS

S u m m a r y

A method of control of current inverter thyristors for electrical drive is presented.

Application of this method gives good properties,especially in low speed range, and a quite simple structure of inverter control circuit. The hybrid simulation shows, that the coefficient of speed deviations is lower than in the case of programmed modulation of inverter phase currents.