ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 2001

Seria: ELEKTRYKA z. 177 Nr kol. 1501

Michał TOKARZ[1)]

WYKORZYSTANIE STEROWNIKA NAPIĘCIA PRZEMIENNEGO O PRZEWODZENIU WIELOKROTNYM DO ZASILANIA SILNIKA INDUKCYJNEGO[2)]

Streszczenie. W artykule przedstawiono wyniki badań symulacyjnych silnika indukcyjnego zasilanego ze sterownika napięcia przemiennego o przewodzeniu jednokrotnym (sterownik sterowany fazowo) i wielokrotnym (sterownik sterowany impulsowo) półprzewodnikowych przyrządów mocy (PPM). Rozpatrzono model silnika indukcyjnego, w którym obwód stojana przedstawiono we współrzędnych naturalnych, zaś klatkę wirnika zastąpiono obwodami w układzie α-β. W badaniach wykorzystano profesjonalne programy: Matlab-Simulink, Mathcad, Tcad.

USE OF AC CHOPPER FOR INDUCTION MOTOR SUPPLY

Summary. In the paper the results of simulation investigations of an induction motor supplied from three-phase ac chopper at the single and multiple conducting of power switches are presented. In the machine model the stator circuits are presented in natural coordinates, while the rotor cage is replaced by the circuits in α-β system. In the research the professional programs such as Matlab-Simulink, Mathcad, Tcad were used.

Key words: ac chopper, induction motor

1. WPROWADZENIE

Sterownik napięcia przemiennego jest to układ przekształtnikowy włączony pomiędzy sieć zasilającą napięcia przemiennego a odbiornik. Przez sterowanie czasem pracy w stanie przewodzenia przyrządów półprzewodnikowych uzyskuje się płynne nastawianie wartości skutecznej napięcia odbiornika. Wyróżnia się sterowniki napięcia przemiennego o przewodzeniu jednokrotnym (sterownik sterowany fazowo) oraz o przewodzeniu wielokrotnym (sterownik sterowany impulsowo) przyrządów półprzewodnikowych w okresie napięcia zasilającego. W sterownikach o przewodzeniu jednokrotnym częstotliwość przełączania przyrządów półprzewodnikowych jest równa częstotliwości sieci zasilającej, zaś w sterownikach o przewodzeniu wielokrotnym częstotliwość przełączania przyrządów jest większa od częstotliwości sieci.

Obecnie są powszechnie stosowane sterowniki napięcia przemiennego o jednokrotnym przewodzeniu przyrządów półprzewodnikowych, w których (najczęściej) rolę przyrządów pełnią tyrystory SCR. W takich układach nastawianie wartości skutecznej napięcia odbiornika jest możliwe przez sterowanie fazowe tyrystorów, zaś minimalny kąt załączenia jest zależny od współczynnika mocy $cos\varphi$ odbiornika. Tyrystorowe sterowniki napięcia przemiennego znalazły zastosowanie w wielu urządzeniach jako: regulatory oświetlenia, regulatory ogrzewania, urządzenia łagodnego rozruchu i zatrzymywania silników indukcyjnych itp. Właściwości sterowników napięcia przemiennego, w których do zmiany wartości skutecznej napięcia odbiornika wykorzystuje się parę przeciwrównolegle połączonych tyrystorów, są już dobrze znane. Informacje na ich temat można znaleźć w wielu publikacjach [3], [5].

W sterownikach napięcia przemiennego o przewodzeniu wielokrotnym stosuje się przyrządy półprzewodnikowe w pełni sterowalne (tranzystory mocy, tyrystory GTO, tyrystory SCR z układem wyłączającym). Przy przewodzeniu wielokrotnym poszczególne przyrządy, tworzące sterownik napięcia przemiennego, są cyklicznie załączane i wyłączane z częstotliwością znacznie większą od częstotliwości napięcia sieci zasilającej. Zmiana wartości skutecznej napięcia wyjściowego jest

[1)] Mgr inż. Michał Tokarz, Politechnika Śląska, Katedra Maszyn i Urządzeń Elektrycznych, Gliwice, Akademicka 10a, 44-100, Gliwice, Polska, tel. 237-14-47, e-mail:M_Tokarz@kmiue.elektr.polsl.gliwice.pl

[2)] Badania realizowane w ramach projektu badawczego 8 T10A 072 20, finansowanego w roku 2001 z grantu KBN

możliwa przez zmianę czasu przewodzenia przyrządów półprzewodnikowych przy stałej częstotliwości przełączania (zmiana współczynnika wypełnienia). Dzięki przewodzeniu wielokrotnemu przyrządów uzyskuje się mniejszą zawartość wyższych harmonicznych w przebiegu napięcia wyjściowego oraz lepszy współczynnik mocy układu. Poprzez odpowiedni dobór częstotliwości przełączeń można polepszyć własności trójfazowych sterowników napięcia przemiennego, jak również silnika indukcyjnego zasilanego przez taki przekształtnik.

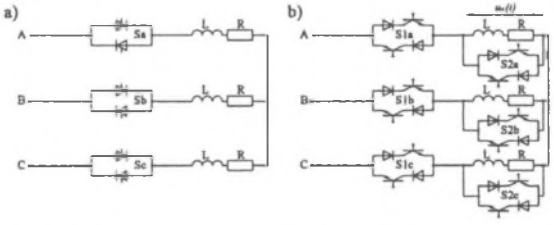
2. TRÓJFAZOWE STEROWNIKI NAPIĘCIA PRZEMIENNEGO

Sterowniki napięcia przemiennego sterowane fazowo oparte są o parę przeciwrównolegle połączonych tyrystorów (rys.1a). Zmianę wartości skutecznej napięcia odbiornika uzyskuje się przez zmianę czasu przewodzenia tyrystorów, przy czym najczęściej tyrystory sterowane są symetrycznie, czyli prąd odbiornika nie zawiera składowej stałej. Przebiegi napięcia i prądu odbiornika są przebiegami odkształconymi, zawierającymi oprócz podstawowej harmonicznej również harmoniczne wyższego rzędu [5]. Powodują one niepożądane zjawiska podczas pracy maszyny indukcyjnej (jak zwiększone straty mocy, momenty pasożytnicze), dlatego istotne wydaje się zastosowanie układów pozwalających na ograniczenie zawartości wyższych harmonicznych.

Zmniejszenie zawartości wyższych harmonicznych w przebiegu prądu odbiornika jest możliwe przez zwiększenie częstotliwości przełączania przyrządów półprzewodnikowych. Schemat trójfazowego sterownika napięcia przemiennego o przewodzeniu wielokrotnym przyrządów półprzewodnikowych zasilającego symetryczny odbiornik RL przedstawiono na rys.1b. W układzie tym dzięki zastosowaniu przyrządów w pełni sterowalnych możliwe jest przyjęcie algorytmu sterowania, który umożliwia wielokrotne przewodzenie przyrządów półprzewodnikowych w okresie napięcia zasilającego. Okres przełączeń przyrządów może być dowolny, ale najczęściej ze względu na mniejszą zawartość wyższych harmonicznych w napięciu odbiornika [1] jest całkowitą podwielokrotnością okresu T napięcia zasilającego, którą definiuje się jako (rys.2):

$$n = \frac{T}{T_p} = \frac{f_p}{f}, \tag{1}$$

gdzie: T – okres napięcia zasilającego,
T_p – okres przełączania przyrządów półprzewodnikowych,
f – częstotliwość napięcia zasilającego,
f_p – częstotliwość przełączania przyrządów półprzewodnikowych.



Rys.1. Sterownik napięcia przemiennego: a) o przewodzeniu jednokrotnym przyrządów półprzewodnikowych (tyrystorowy), b) o przewodzeniu wielokrotnym przyrządów półprzewodnikowych (tranzystorowy)
Fig.1. AC chopper: a) the single-time conducting of power switches (thyristor), b) the multiple conducting of power switches (transistor)

W układzie z rys.1b rozpatrzono dwa algorytmy sterowania przyrządami S1 i S2 – sterowanie symetryczne oraz niesymetryczne. W przypadku sterowania symetrycznego przyrządy półprzewodnikowe przynależne do różnych faz są załączane i wyłączane jednocześnie, tzn. następuje jednoczesne wysterowanie przyrządów S1 (S1a, S1b, S1c) przy nieprzewodzących przyrządach S2 (S2a, S2b, S2c) lub jednoczesne wysterowanie przyrządów S2 przy nieprzewodzących przyrządach S1. Dzięki takiej pracy przyrządów półprzewodnikowych S1 i S2 uzyskuje się układ trzech napięć odkształconych, składających się z wycinków napięcia zasilającego i przesuniętych względem siebie o 1/3 okresu T napięcia zasilającego. Podczas

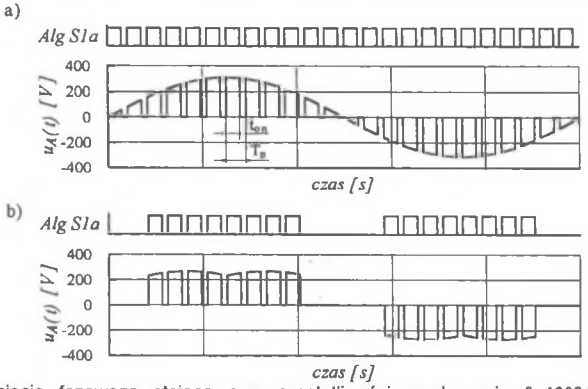
przewodzenia przyrządu S1a (nieprzewodzącym S2a) napięcie fazowe odbiornika $u_A(t)$ określa zależność:

$$u_A(t) = U_{zm}\sin(\omega t + \alpha_A), \tag{2}$$

gdzie U_{zm} – amplituda napięcia zasilającego,
zaś przy przewodzącym przyrządzie S2a (nieprzewodzącym S1a):

$$u_A(t) = 0\,. \tag{3}$$

Przebieg napięcia fazowego odbiornika $u_A(t)$ dla sterowania symetrycznego przedstawia rys.2a.



Rys.2. Przebiegi napięcia fazowego stojana przy częstotliwości przełączania f_p=1200 Hz i współczynniku wypełnienia ε =0,7: a) sterowanie symetryczne, b) sterowanie niesymetryczne

Fig. 2. Waveforms of stator voltage at switching frequency f_p=1200 Hz and duty cycle ε =0,7: a) symmetrical control, b) asymmetrical control

Definiując współczynnik wypełnienia ε przebiegu jako (rys.2a):

$$\varepsilon = \frac{t_{on}}{T_p} \tag{4}$$

można zapisać zależność opisującą skuteczną wartość względną napięcia fazowego $U_{RMS(r)}(\varepsilon)$ odbiornika RL dla sterowania symetrycznego przyrządów półprzewodnikowych:

$$U_{RMS(r)}(\varepsilon) = \frac{U_{RMS}}{\frac{U_{zm}}{\sqrt{2}}} = \sqrt{\varepsilon}\,. \tag{5}$$

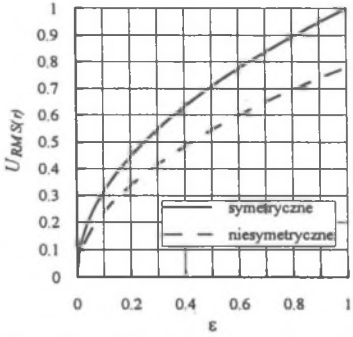
Przy sterowaniu niesymetrycznym poszczególne przyrządy są sterowane w taki sposób, że w danej chwili są załączane i wyłączane jednocześnie dwa przyrządy S1, przynależne do różnych faz, zaś w trzeciej fazie przyrząd S1 jest otwarty, a S2 zwarty. Przyrządy półprzewodnikowe S1 są więc cyklicznie załączane i wyłączane przez 2/3 okresu napięcia zasilającego, zaś zmiana pary przełączanych przyrządów następuje co 1/6 okresu napięcia zasilającego. Podczas przewodzenia przyrządów S1a, S1b, S2c (nieprzewodzących S2a, S2b, S1c) napięcie fazowe odbiornika $u_A(t)$ określa zależność:

$$u_A(t) = \frac{1}{2}U_{zm}\left[\sin(\omega t + \alpha_A) - \sin(\omega t + \alpha_B)\right], \tag{6}$$

zaś przy przewodzącym przyrządzie S2a (nieprzewodzącym S1a) napięcie $u_A(t)$ określone jest równaniem (3). W analogiczny sposób można opisać inne przypadki przewodzących przyrządów półprzewodnikowych. W konsekwencji otrzymuje się układ trzech napięć odkształconych przesuniętych względem siebie o 1/3 okresu T napięcia zasilającego. Na rys.2b przedstawiono przebieg napięcia fazowego odbiornika $u_A(t)$ w przypadku sterowania niesymetrycznego przyrządów półprzewodnikowych. Dla tak przyjętego sposobu pracy przyrządów półprzewodnikowych skuteczną wartość względną napięcia fazowego $U_{RMS(r)}(\varepsilon)$ odbiornika RL określa zależność:

$$U_{RMS(r)}(\varepsilon) = \frac{U_{RMS}}{\frac{U_{zm}}{\sqrt{2}}} = \frac{\sqrt{2}}{2}\sqrt{\varepsilon + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\frac{\sin(\omega T_p \varepsilon)}{\sin(\omega T_p)}\cos[\omega T_p(\varepsilon - 1)]}\,. \tag{7}$$

Na podstawie zależności (5) i (7) wyznaczono charakterystykę sterowania $U_{RMS(r)}(\varepsilon)$ (rys.3) dla symetrycznego odbiornika RL.



Rys.3. Charakterystyka sterowania $U_{RMS(r)}(\varepsilon)$ napięcia wyjściowego sterownika napięcia przemiennego z rys.1b przy sterowaniu symetrycznym i niesymetrycznym dla ω=314 rad/s, f_p=1200 Hz dla odbiornika RL

Fig. 3. Steady-state characteristic of the ac chopper (see Fig.1b) rms output voltage $U_{RMS(r)}(\varepsilon)$ at symmetrical and asymmetrical control for ω=314 rad/s, f_p=1200 Hz for RL load

3. SILNIK INDUKCYJNY ZASILANY ZE STEROWNIKA NAPIĘCIA PRZEMIENNEGO

W badaniach silnika indukcyjnego zasilanego z trójfazowego sterownika napięcia przemiennego o przewodzeniu wielokrotnym przyrządów półprzewodnikowych wykorzystano program Matlab-Simulink. Zgodnie z uwagami podanymi w [6] opracowano model matematyczny silnika indukcyjnego (rys.4), w którym równania różniczkowe opisujące obwody elektryczne stojana przedstawione są w postaci naturalnej, zaś równania opisujące obwody wirnika poddano transformacji. W niniejszym artykule w modelu silnika przyjęto jeden obwód zastępczy klatki wirnika w osiach α i β, co jest równoznaczne z pominięciem efektu wypierania prądu. Ponadto przyjęto następujące założenia:

- symetryczna budowa maszyny,
- monoharmoniczny rozkład przestrzenny pola magnetycznego w maszynie,
- liniowość charakterystyki magnesowania,
- pominięcie strat w rdzeniu.

Dla modelu matematycznego silnika indukcyjnego z rys.4 można zapisać następujący układ równań różniczkowych:

$$\begin{bmatrix} u_{sA} \\ u_{sB} \\ u_{sC} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r^* & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \\ I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{sA} \\ \Psi_{sB} \\ \Psi_{sC} \\ \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega \\ 0 & 0 & 0 & -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{sA} \\ \Psi_{sB} \\ \Psi_{sC} \\ \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix}. \tag{8}$$

Równanie (8) wraz z równaniem ruchu mechanicznego:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J}(T_e - T_m) \tag{9}$$

stanowią komplet równań różniczkowych opisujących model matematyczny maszyny indukcyjnej. Występujący w równaniu (9) moment elektromagnetyczny można wyznaczyć korzystając z równania określającego moment elektromagnetyczny w modelu matematycznym monoharmonicznej maszyny indukcyjnej [2]:

$$T_e = pL_m \operatorname{Re}\{j\underline{I}_s^* \underline{I}_r\}, \tag{10}$$

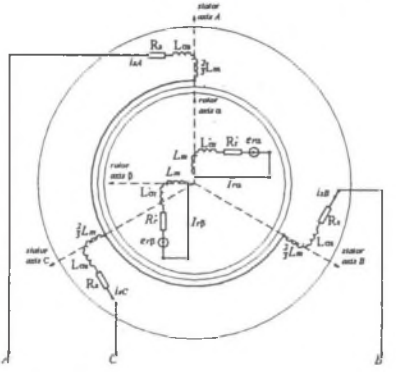
gdzie wektory przestrzenne prądów stojana i wirnika są określone zależnościami:

$$\underline{I}_s^* = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(i_{sA} + \underline{a}^2 i_{sB} + \underline{a} i_{sC}\right), \tag{11}$$

$$\underline{I}_r = I_{r\alpha} + j I_{r\beta}\,. \tag{12}$$

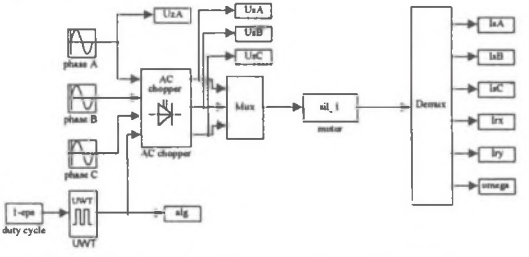
Występujący w równaniu (8) wektor strumieni elektromagnetycznych określa zależność:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sA} \\ \Psi_{sB} \\ \Psi_{sC} \\ \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\sigma s} + \frac{2}{3}L_m & -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{3}L_m & \sqrt{\frac{2}{3}}L_m & 0 \\ -\frac{1}{3}L_m & L_{\sigma s} + \frac{2}{3}L_m & -\frac{1}{3}L_m & -\sqrt{\frac{1}{6}}L_m & \sqrt{\frac{1}{2}}L_m \\ -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{3}L_m & L_{\sigma s} + \frac{2}{3}L_m & -\sqrt{\frac{1}{6}}L_m & -\sqrt{\frac{1}{2}}L_m \\ L_{srm} & -\sqrt{\frac{1}{6}}L_m & -\sqrt{\frac{1}{6}}L_m & L_{\sigma r}^* + L_m & 0 \\ 0 & \sqrt{\frac{1}{2}}L_m & -\sqrt{\frac{1}{2}}L_m & 0 & L_{\sigma r}^* + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \\ I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix}. \tag{13}$$



Rys.4. Model matematyczny silnika indukcyjnego klatkowego
Fig. 4. Mathematical model of single-cage induction motor

Model symulacyjny silnika indukcyjnego, oparty na równaniach (8)...(13), zasilanego ze sterownika napięcia przemiennego z rys.1b, wykonany w pakiecie Matlab-Simulink, przedstawiono na rys.5. Sterownik napięcia przemiennego reprezentowany jest przez blok AC chopper. Przyrządy półprzewodnikowe zamodelowano za pomocą elementów Switch. Układ sterowania UWT służy do wygenerowania sygnału sterującego przyrządami półprzewodnikowymi, zapewniającego pracę przy sterowaniu symetrycznym i niesymetrycznym (rys.2) sterownika napięcia przemiennego. W badaniach przyrządy półprzewodnikowe traktuje się jako idealne, tzn. w stanie przewodzenia rezystancja jest równa zero, zaś w stanie nieprzewodzenia rezystancja dąży do nieskończoności.



Rys.5. Model symulacyjny silnika indukcyjnego zasilanego ze sterownika napięcia przemiennego o przewodzeniu wielokrotnym (UWT – układ sterowania)
Fig.5. Simulation model in the form of Simulink block diagram

4. WYNIKI SYMULACJI

Badania symulacyjne przeprowadzono dla silnika indukcyjnego klatkowego o następujących parametrach:

P_n=3 kW, U_{sn}=380 V, I_{sn}=6.7 A, n_n=1430 obr/min, $\cos\varphi_n$=0.82
R_s=2.1 Ω, R_r^*=1.25 Ω, $L_{\sigma s}=L_{\sigma r}^*$=0.00652 H L_m=0.229 H, J=0.34 kgm^2.

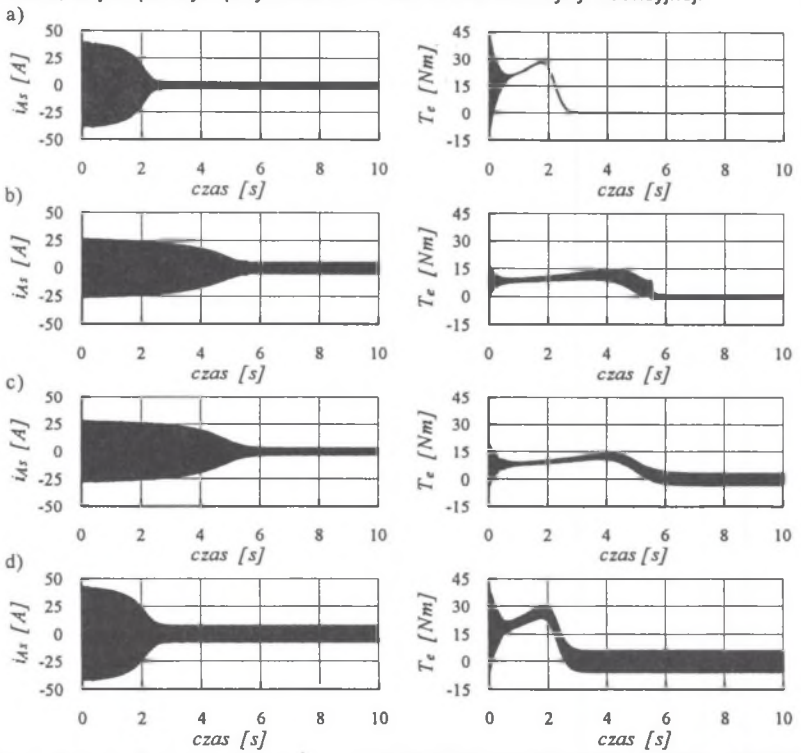
Rozpatrzono trzy przypadki zasilania maszyny:

a) bezpośrednio z sieci elektrycznej,

b) poprzez sterownik napięcia przemiennego o przewodzeniu jednokrotnym (rys.1a),

c) poprzez sterownik napięcia przemiennego o przewodzeniu wielokrotnym (rys.1b).

Na rys.6 przedstawiono, wyznaczone metodą symulacyjną, przebiegi prądu stojana i momentu elektromagnetycznego silnika indukcyjnego przy rozruchu bezpośrednim (rys.6a), zasilanego z sieci trójfazowej poprzez sterownik napięcia przemiennego o przewodzeniu jednokrotnym (rys.6b) oraz sterownik napięcia przemiennego o przewodzeniu wielokrotnym przyrządów półprzewodnikowych przy sterowaniu symetrycznym (rys.6c) i niesymetrycznym (rys.6d). Symulacje przeprowadzono dla stałej wartości skutecznej wartości względnej napięcia fazowego $U_{RMS(r)}$=0,65 dobranej jak dla odbiornika RL, co jest pewnym przybliżeniem w stosunku do maszyny indukcyjnej.



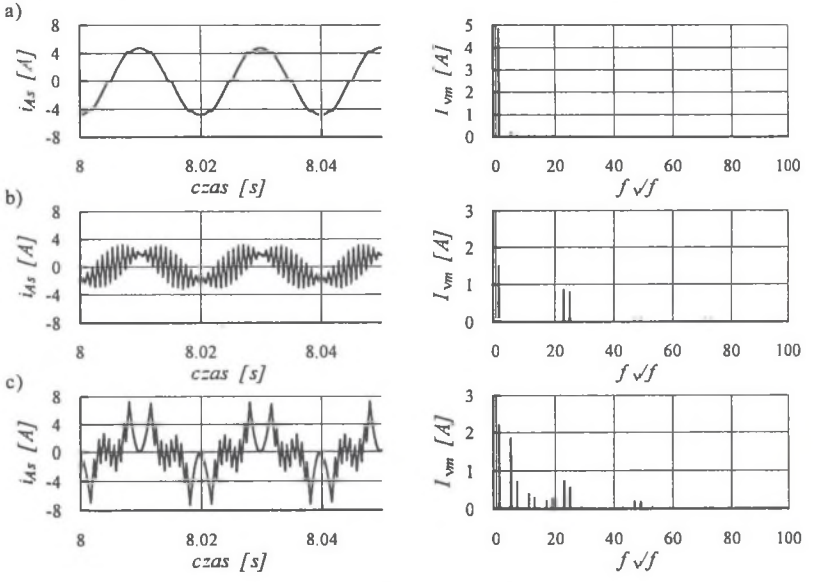
Rys.6. Przebiegi prądu fazowego stojana i_{As} i momentu elektromagnetycznego T_e silnika indukcyjnego dla $U_{RMS(r)}$=0,65 przy rozruchu bezpośrednim (a), przy zasilaniu ze sterownika napięcia przemiennego o przewodzeniu jednokrotnym (b), przy zasilaniu ze sterownika napięcia przemiennego o przewodzeni wielokrotnym dla f_p=1200 Hz przy sterowaniu symetrycznym (c) i niesymetrycznym (d)

Fig.6. Waveforms of the stator current i_{sA} and the electromagnetic torque T_e for $U_{RMS(r)}$=0,65 during motor start-up (a), for circuit from Fig.1a (b), for circuit from Fig.1b at symmetrical control (c) and asymmetrical control (d) at switching frequency f_p=1200 Hz

Z przeprowadzonych badań wynika, że ze względu na ograniczenie prądu rozruchowego sterownik napięcia przemiennego o przewodzeniu wielokrotnym przy sterowaniu symetrycznym przyrządów półprzewodnikowych pozwala uzyskać zbliżone wyniki jak dla tyrystorowego sterownika napięcia przemiennego o przewodzeniu jednokrotnym, przy czym, przy odpowiednim doborze częstotliwości przełączania f_p przyrządów półprzewodnikowych, przy przewodzeniu wielokrotnym uzyskuje się mniejszą zawartość wyższych harmonicznych w przebiegach prądów i napięć [1]. Przy sterowaniu niesymetrycznym uzyskuje się najwyższe wartości chwilowe prądu rozruchowego.

Obok krotności prądu rozruchowego własności rozruchowe silników indukcyjnych określane są również wartością momentu rozruchowego. Przy zasilaniu maszyny indukcyjnej z sieci trójfazowej poprzez przekształtnik energoelektroniczny w przebiegu momentu elektromagnetycznego oprócz składowej średniej pojawiają się składowe przemienne. Istotnym problemem jest ograniczenie wartości udaru momentu przy starcie. Zastosowanie sterownika napięcia przemiennego o przewodzeniu wielokrotnym przy sterowaniu symetrycznym przyrządów półprzewodnikowych umożliwia znaczne zmniejszenie udaru momentu (rys.6c).

Z przeprowadzonych symulacji wynika, że przy zasilaniu maszyny indukcyjnej ze sterownika napięcia przemiennego o przewodzeniu wielokrotnym przy sterowaniu niesymetrycznym występuje największa zawartość wyższych harmonicznych w przebiegu prądu stojana. Przeprowadzając przy wykorzystaniu programu Mathcad analizę częstotliwościową FFT przebiegów prądów można wyznaczyć widmo tych przebiegów (rys.7). Dla układu tyrystorowego pojawiają się wyższe harmoniczne o numerach $\nu = 6k \pm 1$ (k=0,1,2,...) [5]. W przypadku sterowania symetrycznego przyrządów półprzewodnikowych w przebiegu prądu stojana mogą pojawić się harmoniczne rzędu $\nu = 1, n \pm 1, 2n \pm 1, \ldots$ [1].



Rys.7. Widmo harmonicznych prądu stojana w stanie ustalonym dla $U_{RMS(r)}$=0,65: a) sterownik o przewodzeniu jednokrotnym, b) sterownik o przewodzeniu wielokrotnym przy sterowaniu symetryczny dla f_p=1200 Hz, c) sterownik o przewodzeniu wielokrotnym przy sterowaniu niesymetrycznym dla f_p=1200 Hz

Fig.7. Harmonic spectrum of the stator current for $U_{RMS(r)}$=0,65: a) for circuit from Fig.1a, b) for circuit from Fig.1b at symmetrical control at switching frequency f_p=1200 Hz, c) for circuit from Fig.1b at asymmetrical control at switching frequency f_p=1200 Hz

5. PODSUMOWANIE

Przeprowadzono badania symulacyjne dla szerokich zmian współczynnika wypełnienia ε oraz dla szeregu częstotliwości przełączania f_p przyrządów półprzewodnikowych. Ze względu na ograniczoną objętość w niniejszym artykule przedstawiono wybrane wyniki badań.

Rozpatrzono dwa sposoby sterowania przyrządów półprzewodnikowych sterowników napięcia przemiennego – sterowanie symetryczne i niesymetryczne. Z przeprowadzonych badań symulacyjnych wynika, że sterowanie symetryczne jest korzystniejsze niż niesymetryczne, gdyż umożliwia uzyskać lepsze warunki rozruchu silników indukcyjnych (ograniczenie prądu rozruchowego i udaru momentu elektromagnetycznego). Sterownik napięcia przemiennego o przewodzeniu wielokrotnym przy symetrycznym sterowaniu przyrządów półprzewodnikowych pozwala uzyskać podobne własności rozruchowe silnika indukcyjnego jak w przypadku zasilania maszyny indukcyjnej z układu tyrystorowego. W sterowniku napięcia przemiennego o przewodzeniu wielokrotnym przy symetrycznym sterowaniu przyrządami półprzewodnikowymi możliwe jest wyeliminowanie szeregu wyższych harmonicznych w przebiegu prądu stojana przez dobór częstotliwości przełączania f_p przyrządów półprzewodnikowych. Wadą sterowników o przewodzeniu wielokrotnym jest ich skomplikowana budowa, co w dalszej kolejności komplikuje układ sterowania przyrządami półprzewodnikowymi.

LITERATURA

1. Żywiec A., Tokarz M.: Jednofazowy sterownik napięcia przemiennego przewodzeniu wielokrotnym. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej. s. Elektryka 2000 z.171.
2. Paszek W.: Dynamika maszyn elektrycznych prądu przemiennego. Wydawnictwo Helion, Gliwice 1998.
3. Potapow W.: Silnik indukcyjny z komutatorem tyrystorowym w obwodzie stojana w układzie regulacji prędkości obrotowej. Praca doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice 1974.
4. Mozdzer A., Bose B. K.: Three-Phase AC Power Control Using Power Transistors. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-12, No.5 September/October 1976, pp.499-505.
5. Tunia H., Smirnow A., Nowak M., Barlik R.: Układy energoelektroniczne – obliczanie, modelowanie, projektowanie. WNT, Warszawa 1982.
6. Hickiewicz J., Macek-Kamińska K.: Modele i badania symulacyjne napędów z silnikami indukcyjnymi. Wiadomości Elektrotechniczne, Nr 4/2000, str.160-165.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Leszek Fręckowiak

Wpłynęło do Redakcji dnia 10 marca 2001 r.

Abstract

In this paper the results of simulation investigations of an induction motor, supplied from three-phase ac chopper at the single and multiple conducting of power switches are presented. In the machine model the stator circuits are presented in natural coordinates, while the rotor cage is replaced by the circuits in α–β system.

In Section 2 the analysis of three-phase ac choppers supplying the RL load is presented. The equations (5) and (7), which define the rms load voltage, are given. On the basis of these equations the steady-state characteristics of the rms load voltage for the ac chopper from Fig.1b at symmetrical and asymmetrical control of power switches are calculated (Fig.3).

In Section 3 the model of an induction motor (Fig.4) and the equations (8),...,(13) describing this model are presented. In Fig.5 the simulation model in the form of Simulink block diagram is shown.

In Section 4 the results of simulation investigation of the induction motor supplied from a three-phase ac chopper are presented. The waveforms of the stator current and the motor torque (Fig.6) were calculated using Matlab-Simulink and Tcad programs. In Fig.7 the harmonic spectrum of the stator current is shown. The harmonic spectrum was calculated using Mathcad program.