ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 2004
Seria: ELEKTRYKA z.188 Nr kol.1627

Michał TOKARZ
Katedra Maszyn i Urządzeń Elektrycznych

BADANIA SYMULACYJNE RÓŻNYCH ALGORYTMÓW STEROWANIA ROZRUCHU SILNIKA INDUKCYJNEGO ZASILANEGO PRZEZ STEROWNIK NAPIĘCIA PRZEMIENNEGO O PRZEWODZENIU WIELOKROTNYM

Streszczenie. W artykule przedstawiono wyniki badań symulacyjnych rozruchu silnika indukcyjnego zasilanego przez sterownik napięcia przemiennego o przewodzeniu wielokrotnym półprzewodnikowych przyrządów mocy (PPM). Rozpatrzono trzy algorytmy sterowania procesem rozruchu: liniowe narastanie wartości skutecznej napięcia fazowego stojana, ograniczenie prądu rozruchowego, liniowe narastanie wartości uśrednionego momentu elektromagnetycznego. Opracowano układ realizujący dwa algorytmy sterowania procesem rozruchu: ograniczenie prądu rozruchowego, liniowe narastanie wartości uśrednionego momentu elektromagnetycznego. W badaniach wykorzystano program Matlab-Simulink.

SIMULATION INVESTIGATIONS OF DIFFERENT CONTROL ALGORITHMS FOR INDUCTION MOTOR START-UP SUPPLIED FROM TRANSISTOR AC CHOPPER

Summary. In the paper the results of simulation investigations of the start-up of an induction motor supplied from a three-phase transistor ac chopper are presented. Three algorithms for the motor start-up control namely: linear growth of the relative rms value of the stator phase voltage, limitation of the stator starting current, linear growth of the averaging motor torque value are considered. The circuit realizing two algorithms of motor start up – limitation of the stator starting current, linear growth of the average motor torque is worked out. The professional program Matlab-Simulink was used in the investigations.

1. WPROWADZENIE

Sterownik napięcia przemiennego jest to układ przekształtnikowy włączony pomiędzy sieć zasilającą napięcia przemiennego a odbiornik. Wyróżnia się sterowniki napięcia przemiennego o przewodzeniu jednokrotnym (sterownik sterowany fazowo, sterowniki tyrystorowe) oraz o przewodzeniu wielokrotnym (sterownik sterowany impulsowo) przyrządów półprzewodnikowych w okresie napięcia zasilającego. Tyrystorowe sterowniki napięcia przemiennego znalazły zastosowanie w wielu urządzeniach jako: regulatory oświetlenia, regulatory ogrzewania, urządzenia łagodnego rozruchu i zatrzymywania silników indukcyjnych. Stosowanie układów łagodnego rozruchu do zasilania maszyn indukcyjnych ma na celu ograniczenie niekorzystnych zjawisk występujących podczas rozruchu silników indukcyjnych. Szczególnie zwraca się uwagę na możliwość ograniczenia prądu rozruchowego,

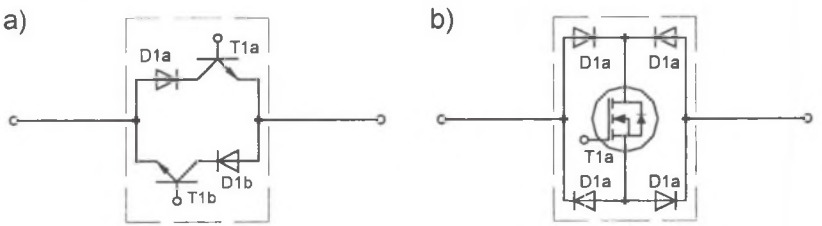
który kilkakrotnie przekracza prąd znamionowy, oraz zmniejszenia niekorzystnych udarów momentu elektromagnetycznego. Produkowane urządzenia łagodnego rozruchu budowane są na bazie sterowników napięcia przemiennego o sterowaniu fazowym opartych na przeciwrównoległym połączeniu tyrystorów SCR. Dostępne na rynku układy umożliwiają przeprowadzenie rozruchu silników indukcyjnych przy zastosowaniu następujących algorytmów:

- liniowego narastania wartości skutecznej napięcia stojana,
- ograniczenia prądu rozruchowego,
- sterowania momentu elektromagnetycznego,
- forsowania napięcia przy starcie (impuls napięcia przełamujący siły tarcia).

Unowocześnieniem sterowników napięcia przemiennego jest zastąpienie tyrystorów SCR półprzewodnikowymi przyrządami mocy (PPM) w pełni sterowalnymi (tranzystory mocy, tyrystory GTO, tyrystory SCR z układem wyłączającym), które pozwalają na wielokrotne załączanie i wyłączanie PPM z częstotliwością znacznie większą od częstotliwości sieci zasilającej. Dzięki przewodzeniu wielokrotnemu PPM można polepszyć własności zarówno trójfazowych sterowników napięcia przemiennego, jak również silnika indukcyjnego zasilanego przez taki przekształtnik, co związane jest z większymi możliwościami kształtowania napięć wyjściowych sterownika (przez dobór częstotliwości przełączania PPM, możliwość wpływania na chwilę załączenia i wyłączenia PPM). W badaniach przyjęto, że częstotliwość przełączania PPM jest wielkością stałą i stanowi całkowitą wielokrotność częstotliwości sieci zasilającej, co pozwala na uzyskanie przebiegów napięć i prądów o mniejszej zawartości wyższych harmonicznych niż dla klasycznych układów tyrystorowych [9, 10, 13].

2. STEROWNIK NAPIĘCIA PRZEMIENNEGO

Najczęściej stosowanymi przyrządami półprzewodnikowymi o przewodzeniu wielokrotnym są łączniki energoelektroniczne oparte na przeciwrównoległym połączeniu dwóch tranzystorów (rys.1a) lub złożone z jednego tranzystora mocy włączonego w mostek Greatza (rys.1b).



Rys.1 Modele półprzewodnikowych przyrządów mocy (PPM)
Fig. 1. Power electronic switches

W publikacjach - tak krajowych, jak i zagranicznych - można znaleźć różne rozwiązania układowe sterowników napięcia przemiennego o przewodzeniu wielokrotnym, pracujących przy różnych algorytmach sterowania łącznikami [1, 3, 4, 6, 8, 9, 12]. W niniejszej pracy zakłada się całkowicie symetryczne sterowanie łącznikami Sl, S2 (rys. 2), polegające na równoczesnym załączaniu łączników Sla,b,c przy wyłączonych łącznikach S2a,b,c lub równoczesnym załączaniu łączników S2a,b,c przy wyłączonych łącznikach Sla,b,c (łączniki Sl i S2 pracują na przemian). Ponadto założono pracę przekształtnika przy ciągłym przepływie

prądu obciążenia. Można wówczas uzyskać układ trzech symetrycznych napięć odkształconych jak na rys. 2, które dla wielkości fazowych opisane są następującymi równaniami:

— podczas przewodzenia łączników S1a,b,c (nieprzewodzących S2a,b,c):

$$\begin{aligned} u_A(t) &= U_{zm} sin(\omega t + \alpha_A), \\ u_B(t) &= U_{zm} sin(\omega t + \alpha_B), \\ u_C(t) &= U_{zm} sin(\omega t + \alpha_C), \end{aligned} \tag{1}$$

gdzie: U_{zm} – amplituda napięcia zasilającego,

$$\alpha_B = \alpha_A - \tfrac{2\pi}{3}, \alpha_C = \alpha_A + \tfrac{2\pi}{3}, \tag{2}$$

— podczas przewodzenia łączników S2a,b,c (nieprzewodzących S1a,b,c):

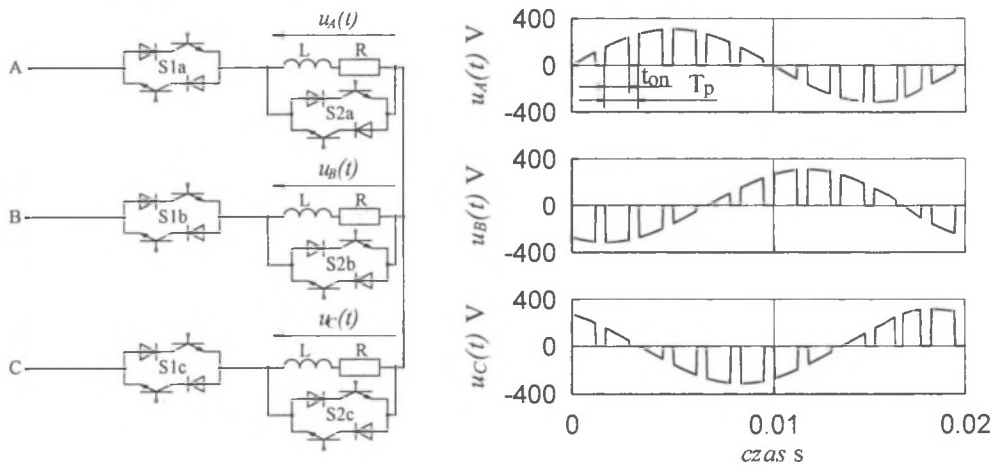
$$u_A(t) = u_B(t) = u_C(t) = 0 .$$

Sterowniki napięcia przemiennego o przewodzeniu wielokrotnym umożliwiają nastawianie wartości skutecznej napięcia wyjściowego, pracujących przy stałej częstotliwości przełączania f_p łączników Sl i S2 (rys. 2), przez zmianę czasu przewodzenia łączników, czyli przez zmianę współczynnika wypełnienia ε przebiegu [13]. Współczynnik ten definiowany jest jako:

$$\varepsilon = \frac{t_{on}}{T_p}, \tag{3}$$

gdzie: t_{on} - czas przewodzenia łączników S1 i nieprzewodzenia łączników S2 (rys.2),

$T_p = \frac{1}{f_p}$ - okres przełączania łączników S1 i S2 (rys.2).



Rys. 2. Schemat tranzystorowego sterownika napięcia przemiennego, napięcia wyjściowe sterownika dla $f_p = 600\ Hz, \varepsilon = 0,7$

Fig. 2. Three-phase transistor ac chopper, waveforms of output voltage at switching frequency $f_p = 600\ Hz$ and duty cycle $\varepsilon = 0,7$

3. MODEL MATEMATYCZNY SILNIKA INDUKCYJNEGO

Przy rozważaniu możliwości zastosowania układu przekształtnikowego do zasilania maszyny indukcyjnej konieczne jest zastosowanie odpowiedniego modelu matematycznego maszyny. W badaniach wykorzystano model matematyczny maszyny indukcyjnej [10],

w którym obwody reprezentujące uzwojenia stojana przedstawiono za pomocą współrzędnych fazowych, co pozwala na bezpośrednie wykorzystanie napięć wyjściowych sterownika [2], jako napięć zawierających oprócz harmonicznej podstawowej również harmoniczne wyższego rzędu, bez konieczności ich transformowania do zastępczego układu współrzędnych. Klatkę wirnika maszyny indukcyjnej zastąpiono zaś pojedynczymi obwodami w osiach α–β.

Zgodnie z powyższymi uwagami model matematyczny silnika indukcyjnego klatkowego opisany jest pięcioma równaniami definiującymi stan elektromagnetyczny maszyny:

$$\begin{bmatrix} u_{sA} \\ u_{sB} \\ u_{sC} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r^* & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \\ I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sA} \\ \psi_{sB} \\ \psi_{sC} \\ \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega \\ 0 & 0 & 0 & -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sA} \\ \psi_{sB} \\ \psi_{sC} \\ \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} \tag{4}$$

oraz równaniem ruchu mechanicznego:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J}(M_e - M_m). \tag{5}$$

Występujący w równaniu (4) wektor strumieni elektromagnetycznych określa zależność:

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

4. BADANIA SYMULACYJNE UKŁADÓW REALIZUJĄCYCH JEDEN ALGORYTM STEROWANIA

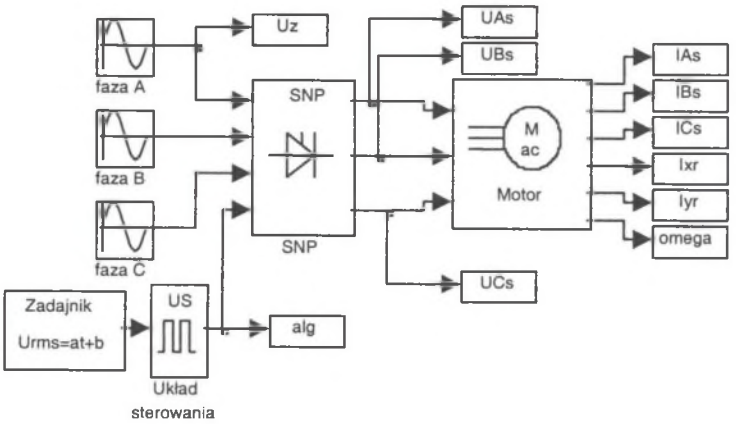
Badania symulacyjne przeprowadzono przy wykorzystaniu programu Matlab-Simulink. Dla potrzeb badań symulacyjnych opracowano modele symulacyjne układów zawierających model matematyczny silnika indukcyjnego, sterownik napięcia przemiennego o przewodzeniu wielokrotnym PPM oraz układ sterowania realizujący jeden z przyjętych algorytmów sterowania rozruchu silnika indukcyjnego. Modele symulacyjne układów przedstawione są na rys. 3,4,5.

Dla modeli symulacyjnych przedstawionych na rys. 3,4,5 model matematyczny silnika indukcyjnego zrealizowano w oparciu o równania (4),...,(6). Równania te zapisano w postaci S-funkcji w bloku *Motor*.

Rozpatrywany jest sterownik napięcia przemiennego o przewodzeniu wielokrotnym PPM jak na rys. 2, przy czym łączniki energoelektroniczne S1 i S2 traktuje się jako idealne. Sterownik napięcia przemiennego stanowi blok *SNP*, w którym PPM zamodelowano za pośrednictwem elementów *Switch* dostępnych w bibliotece Simulinka.

Rozpatrzono trzy algorytmy sterowania procesem rozruchu silnika indukcyjnego:

- liniowe narastanie wartości skutecznej napięcia fazowego stojana,
- ograniczenie prądu rozruchowego,
- liniowe narastanie wartości uśrednionego momentu elektromagnetycznego.



Rys. 3. Model symulacyjny dla algorytmu sterowania rozruchu silnika indukcyjnego – liniowe narastanie wartości skutecznej napięcia fazowego stojana

Fig. 3. Simulation model in the form of Simulink block diagram – linear growth of the relative rms value of the stator phase voltage

W układzie sterowania realizującym algorytm liniowego narastania wartości skutecznej napięcia fazowego stojana korzysta się z zależności określającej relatywną wartość skuteczną napięcia fazowego sterownika napięcia przemiennego o przewodzeniu wielokrotnym PPM przy sterowaniu symetrycznym:

$$U_{RMS(r)}(\varepsilon)=\frac{U_{RMS}(\varepsilon)}{\frac{U_{zm}}{\sqrt{2}}}=\sqrt{\varepsilon}\,, \tag{7}$$

przy czym powyższe równanie jest słuszne dla odbiornika RL [10],[13]. Zakładając, że zgodnie z przyjętym algorytmem sterowania wartość skuteczna napięcia fazowego stojana narasta liniowo w czasie, dla dyskretnych chwil czasu można zapisać:

$$U_{RMS(r)}(t_i)=\frac{1}{t_r}\cdot t_i+U_{RMS(r)pocz}\,. \tag{8}$$

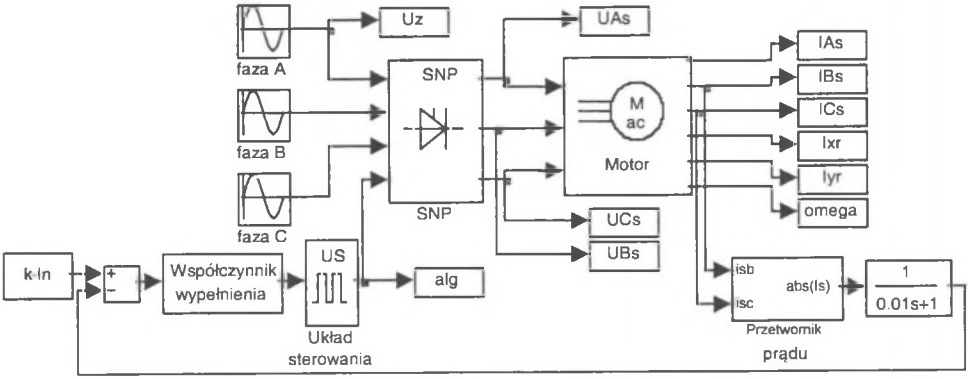
Korzystając z równań (7),(8) współczynnik wypełnienia ε powinien się zmieniać zgodnie z zależnością:

$$\varepsilon(t_i)=\left[\frac{1}{t_r}\cdot t_i+U_{RMS(r)pocz}\right]^2, \tag{9}$$

gdzie: t_r - czas narastania relatywnej wartości skutecznej napięcia fazowego stojana w zakresie $0 \div 1$,

$U_{RMS(r)pocz}$ - wartość początkowa relatywnej wartości skutecznej napięcia fazowego stojana.

Zadawanie odpowiedniej wartości współczynnika wypełnienia ε, a tym samym wartości skutecznej napięcia fazowego stojana, realizowane jest w bloku *Zadajnik* (rys. 3). W bloku tym określane są zmiany współczynnika wypełnienia ε zgodnie z równaniem (9), które zapewniają liniowe narastanie wartości skutecznej napięcia fazowego stojana w zakresie $U_{RMS(r)pocz} \div 1$ z zadanym czasem narastania t_r.



Rys. 4. Model symulacyjny dla algorytmu sterowania rozruchu silnika indukcyjnego – ograniczenie prądu rozruchowego

Fig. 4. Simulation model in the form of Simulink block diagram – limitation of the stator starting current

W przypadku algorytmu sterowania związanego z ograniczeniem prądu rozruchowego wartość amplitudy fazora prądu stojana, obliczona z wartości chwilowych prądów w poszczególnych uzwojeniach stojana i_{sA}, i_{sB}, i_{sC}, jest porównywana z wartością zadaną. Porównanie realizowane jest w bloku *Współczynnik wypełnienia* (rys. 4) i na jego podstawie określana jest odpowiednia wartość współczynnika wypełnienia ε. Przy wyznaczaniu fazora prądu stojana korzysta się z równań:

$$\underline{I}_s(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}\left[i_{sA}(t) + \underline{a}\, i_{sB}(t) + \underline{a}^2 i_{sC}(t)\right], \tag{10}$$

$$i_{sA}(t) = -\left[i_{sB}(t) + i_{sC}(t)\right]. \tag{11}$$

Na podstawie równań (10),(11) wyznaczono równanie, zgodnie z którym w bloku *Przetwornik prądu* (rys. 4) obliczana jest wartość amplitudy fazora prądu stojana $\underline{I}_s(t)$ dla dyskretnych chwil czasu:

$$\underline{I}_s(t_i) = \sqrt{2} \cdot \sqrt{i_{sB}^2(t_i) + i_{sC}^2(t_i) + \left[i_{sB}(t_i) + i_{sC}(t_i)\right]^2}\,. \tag{12}$$

Jak wynika z równania (12), w przypadku uzwojeń maszyny połączonych w gwiazdę wartość amplitudy fazora prądu stojana $\underline{I}_s(t)$ można wyznaczyć na podstawie znajomości wartości chwilowych dwóch prądów fazowych. Wartość zadana amplitudy fazora prądu stojana I_{szad} określana jest jako wielokrotność prądu znamionowego I_n maszyny zgodnie z równaniem:

$$I_{szad} = k\, I_n\,. \tag{13}$$

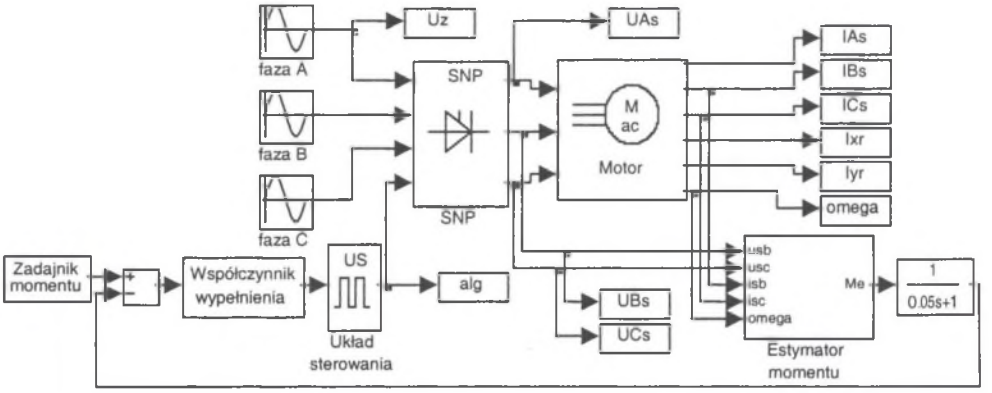
W układzie realizującym trzeci z rozpatrywanych algorytmów sterowania rozruchu silnika indukcyjnego – sterowanie momentu elektromagnetycznego – wielkością zadawaną przez zadajnik i w konsekwencji wielkością sterowaną jest moment elektromagnetyczny maszyny indukcyjnej (rys. 5). Sterowanie momentu elektromagnetycznego realizowane jest w rzeczywistych układach *softstart* opartych na konwencjonalnych sterownikach napięcia przemiennego (tyrystorowe). Przykładem może być układ Altistart 46 [5].

Moment elektromagnetyczny silnika indukcyjnego zasilanego ze sterownika napięcia przemiennego zawiera składową stałą oraz składowe przemienne [5]. Składowa stała momentu elektromagnetycznego (uśredniony moment elektromagnetyczny) w rozpatrywanym algorytmie sterowania rozruchu silnika indukcyjnego występuje w pętli sprzężenia zwrotnego (rys. 5) i porównywana jest z momentem zadanym. Następnie generowana jest odpowiednia wartość współczynnika wypełnienia ε za pośrednictwem bloku *Współczynnik wypełnienia* (rys. 5), przy czym możliwe jest również zadawanie wartości początkowej współczynnika

wypełnienia ε_{pocz}. Zadawanie momentu elektromagnetycznego w elemencie *Zadajnik momentu* (rys.5) odbywa się w sposób liniowy zgodnie z zależnością:

$$M_{ezad}(t_i) = \frac{M_{kn}}{t_m} \cdot t_i, \tag{14}$$

gdzie: M_{kn} - moment krytyczny maszyny indukcyjnej,
t_m - czas narastania momentu elektromagnetycznego w zakresie $0 \div M_{kn}$.



Rys. 5. Model symulacyjny dla algorytmu sterowania rozruchu silnika indukcyjnego – sterowanie momentu elektromagnetycznego
Fig. 5. Simulation model in the form of Simulink block diagram – linear growth of the averaging motor torque

Wyznaczanie rzeczywistego momentu elektromagnetycznego odbywa się w bloku *Estymator momentu* (rys. 5). Moment elektromagnetyczny wyznaczany jest na podstawie równania określającego moment elektromagnetyczny monoharmonicznej maszyny indukcyjnej [7]:

$$M_e = p\,Re\left\{j\underline{\Psi}_s \underline{I}_s^*\right\}. \tag{15}$$

Fazor sprzężenia magnetycznego stojana można wyznaczyć w sposób pośredni korzystając z II prawa Kirchhoffa dla obwodu stojana, które przyjmuje postać:

$$\frac{d\underline{\Psi}_s}{dt} = \underline{U}_s - R_s \underline{I}_s. \tag{16}$$

Całkując równanie (16) otrzymuje się fazor sprzężenia magnetycznego stojana:

$$\underline{\Psi}_s = \int_0^t \left(\underline{U}_s - R_s \underline{I}_s\right) dt + \underline{\Psi}_s(0). \tag{17}$$

Jak wynika z równań (15) i (17), moment elektromagnetyczny maszyny indukcyjnej w pośredni sposób można wyznaczyć na podstawie znajomości fazorów napięcia i prądu stojana oraz rezystancji uzwojenia stojana. Fazory prądu i napięcia stojana przy skojarzeniu uzwojeń maszyny indukcyjnej w gwiazdę dla dyskretnych chwil czasu wyznaczane są z następujących zależności:

$$\underline{I}_s(t_i) = \sqrt{\tfrac{2}{3}} \cdot \left[i_{sA}(t_i) + \underline{a}\, i_{sB}(t_i) + \underline{a}^2 i_{sC}(t_i)\right], \tag{18}$$

$$i_{sA}(t_i) = -\left[i_{sB}(t_i) + i_{sC}(t_i)\right], \tag{19}$$

$$\underline{U}_s(t_i) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[u_{sA}(t_i) + \underline{a}\, u_{sB}(t_i) + \underline{a}^2 u_{sC}(t_i)\right], \tag{20}$$

$$u_{sA}(t_i) = -\left[u_{sB}(t_i) + u_{sC}(t_i)\right]. \tag{21}$$

Prawidłowe wyznaczenie momentu elektromagnetycznego uwarunkowane jest prawidłowym wyznaczeniem fazora sprzężenia magnetycznego stojana [5], a równocześnie prawidłowym wyznaczeniem całki występującej w równaniu (17). W tym celu wykorzystano metodę Eulera (metoda prostokątów), która dla dyskretnych chwil czasu przyjmuje postać:

$$\underline{\Psi}_s(t_i) = \left[\underline{U}_s(t_i) - R_s \underline{I}_s(t_i)\right]\Delta T + \underline{\Psi}_s(t_{i-1}). \tag{22}$$

W związku z powyższym rozumowaniem można stwierdzić, że moment elektromagnetyczny wyznaczany jest na podstawie znajomości rezystancji uzwojenia stojana R_S oraz następujących zmiennych: $u_{sB}(t), u_{sC}(t), i_{sB}(t), i_{sC}(t)$.

Badania symulacyjne przeprowadzono dla silnika indukcyjnego klatkowego o następujących parametrach:

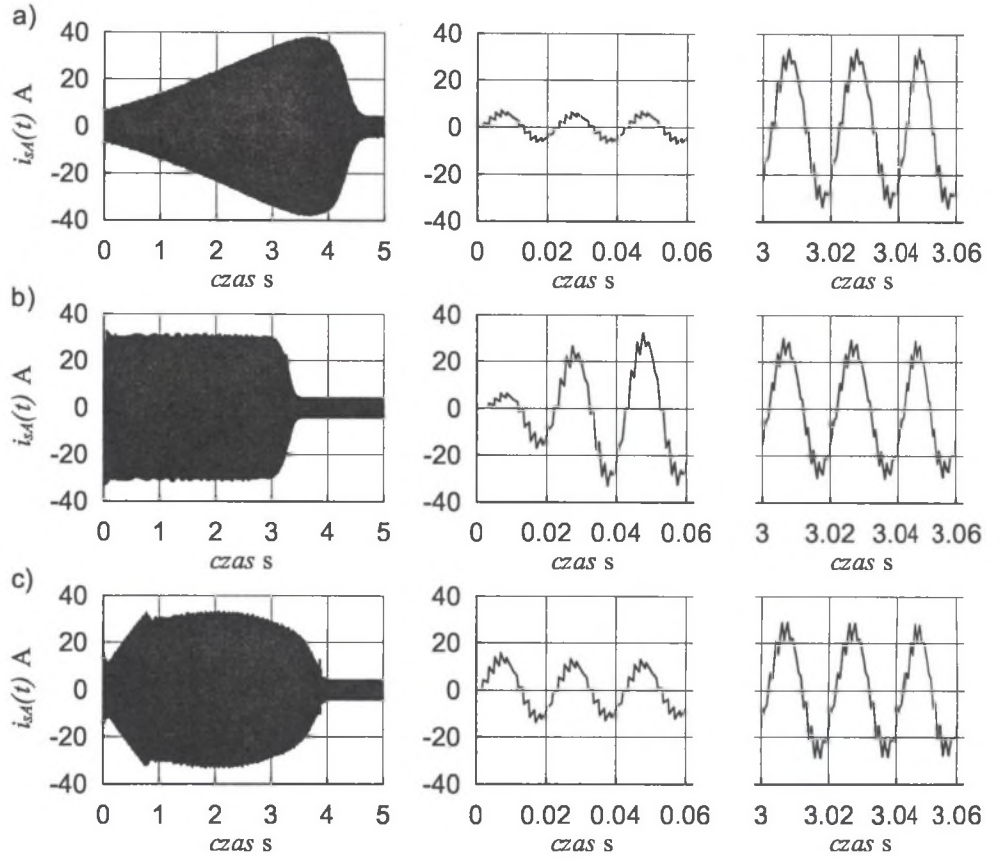
P_n=3 kW U_{sn}=380 V I_{sn}=6,7 A n_n=1430 obr/min $\cos\varphi_n$=0,82

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 kg·m^2

Badania przeprowadzono dla trzech rozpatrywanych algorytmów sterowania procesem rozruchu silnika indukcyjnego przy różnych wartościach zadawanych parametrów: $t_r, U_{RMS(r)pocz}, k, t_m$.

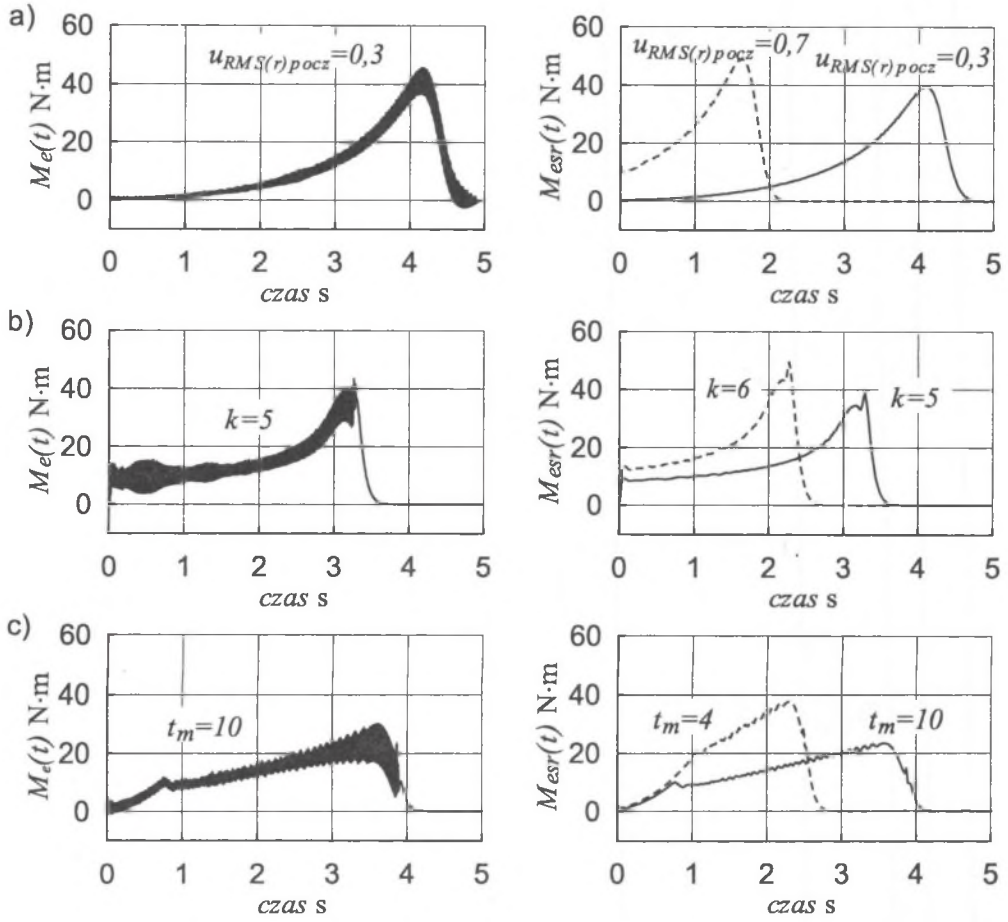
Na rys. 6,7 przedstawiono niektóre wyniki badań dla układów z rys. 3,4,5. Jak widać, dla układu z rys. 4 ograniczanie prądu rozruchowego poprzez porównywanie amplitudy fazora prądu stojana z wartością zadaną daje pozytywny wynik, gdyż pozwala na zmniejszenie maksymalnej wartości prądu rozruchowego podczas trwania rozruchu (rys. 6b). Dla pozostałych algorytmów sterowania procesem rozruchu również możliwe jest znaczne ograniczenie wartości prądu.

Na rys. 7 przedstawiono przebiegi momentu elektromagnetycznego $M_e(t)$ i uśrednionego momentu elektromagnetycznego $M_{esr}(t)$. W przebiegu momentu elektromagnetycznego oprócz składowej uśrednionej występują również składowe przemienne wynikające z wielokrotnego przełączania łączników energoelektronicznych. Jednym z zadań układów rozruchowych jest ograniczenie udarów momentu elektromagnetycznego. Wartości tych udarów mogą być w znaczny sposób zmniejszone poprzez dobór parametrów dla badanych algorytmów sterowania - $t_r, U_{RMS(r)pocz}, k, t_m$. Na rys. 7c przedstawiono przebiegi momentu elektromagnetycznego dla silnika indukcyjnego przy sterowaniu momentu elektromagnetycznego. Jak widać, układ, w którym wartość momentu elektromagnetycznego porównywana jest z wartością zadaną, zapewnia liniowe narastanie momentu elektromagnetycznego w całym zakresie rozruchu.



Rys. 6. Przebiegi prądu fazowego stojana $i_{sA}(t)$ silnika indukcyjnego dla badanych algorytmów sterowania: a) liniowe narastanie wartości skutecznej napięcia fazowego silnika przy $t_r = 7, U_{RMS(r)pocz} = 0{,}3$, b) ograniczenie prądu rozruchowego przy $k = 5, \varepsilon_{pocz} = 0$, c) sterowanie momentu elektromagnetycznego przy $t_m = 10, \varepsilon_{pocz} = 0{,}2$

Fig. 6. Waveforms of the motor stator current $i_{sA}(t)$ for tested control algorithms: a) linear growth of the relative rms value of the stator phase voltage at $t_r = 7, U_{RMS(r)pocz} = 0{,}3$, b) limitation of the stator starting current at $k = 5, \varepsilon_{pocz} = 0$, c) linear growth of the averaging motor torque at $t_m = 10, \varepsilon_{pocz} = 0{,}2$



Rys. 7. Przebiegi momentu elektromagnetycznego $M_e(t)$ i uśrednionego momentu elektromagnetycznego $M_{esr}(t)$ silnika indukcyjnego dla badanych algorytmów sterowania: a) liniowe narastanie wartości skutecznej napięcia fazowego silnika przy $t_r = 7$, b) ograniczenie prądu rozruchowego przy $\varepsilon_{pocz} = 0$, c) sterowanie momentu elektromagnetycznego przy $\varepsilon_{\text{pocz}} = 0{,}2$

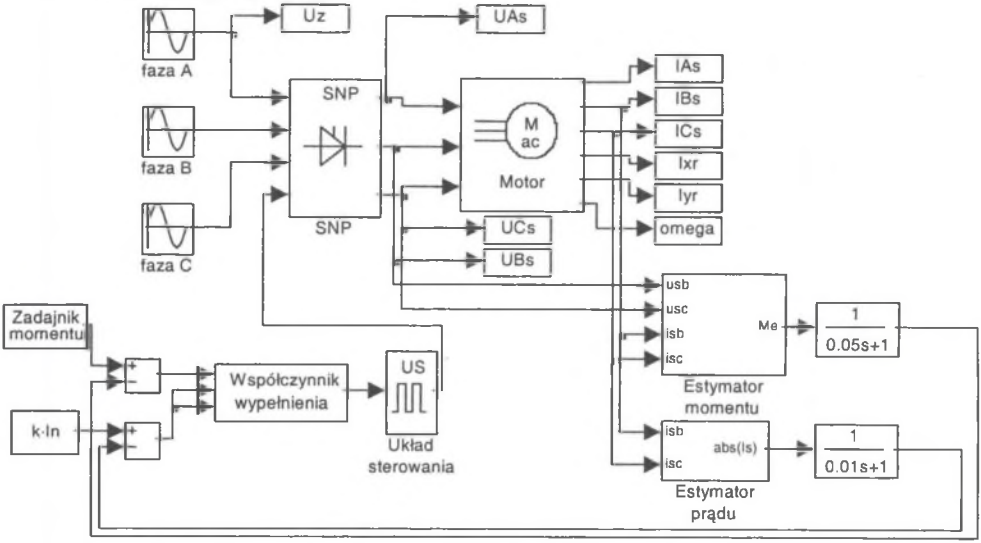
Fig. 7. Waveforms of the motor torque $M_e(t)$ and average motor torque $M_{esr}(t)$ for tested control algorithms: a) linear growth of the relative rms value of the stator phase voltage at $t_r = 7$, b) limitation of the stator starting current at $\varepsilon_{pocz} = 0$, c) linear growth of the averaging motor torque at $\varepsilon_{\text{pocz}} = 0{,}2$

5. BADANIA SYMULACYJNE UKŁADU REALIZUJĄCEGO DWA ALGORYTMY STEROWANIA

W rzeczywistych układach *softstart* stosowane są zwykle co najmniej dwa algorytmy sterowania procesem rozruchu silnika indukcyjnego, dlatego przeprowadzono badania symulacyjne układu, który równocześnie realizuje ograniczenie prądu stojana oraz sterowanie

momentu elektromagnetycznego podczas rozruchu. W tym celu opracowano model symulacyjny, który przedstawia rys. 8. Wybrane algorytmy sterowania są obecnie dwoma najczęściej stosowanymi sposobami kontroli rozruchu silników indukcyjnych w rzeczywistych przemysłowych urządzeniach rozruchowych.

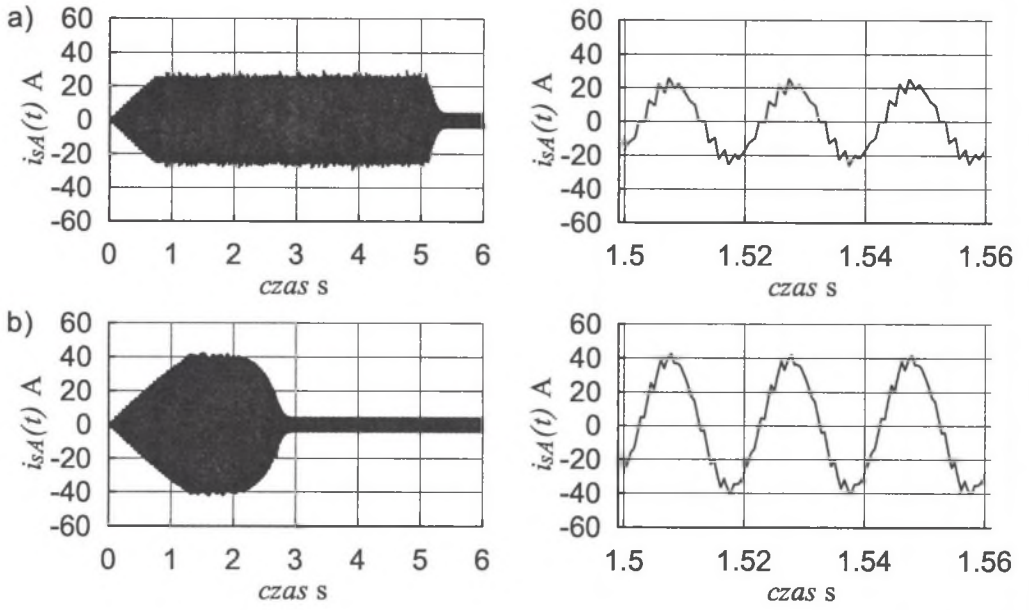
Badany układ zrealizowano w sposób analogiczny jak układy z rys. 4,5, wprowadzając dwie pętle sprzężenia zwrotnego – od prądu stojana oraz momentu elektromagnetycznego. Wartości prądu stojana oraz momentu elektromagnetycznego (wielkości zadawane i obliczane) wyznaczane są, zgodnie z uwagami podanymi w poprzednim rozdziale, na podstawie równań (10),...,(13) dla algorytmu ograniczenia prądu stojana i (14),...,(22) dla algorytmu sterowania momentu elektromagnetycznego..



Rys. 8. Model symulacyjny układu realizującego dwa algorytmy sterowania rozruchu silnika indukcyjnego – ograniczenie prądu i sterowanie momentu elektromagnetycznego

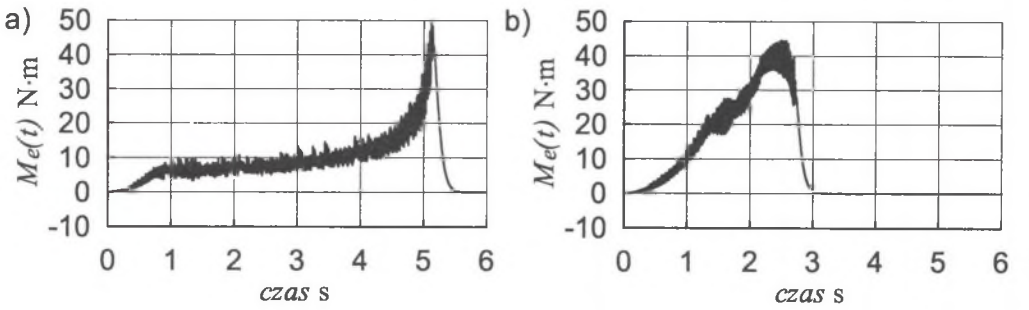
Fig. 8. Simulation model in the form of Simulink block diagram – limitation of the stator starting current and linear growth of the averaging motor torque

Na rys. 9, 10 przedstawiono wybrane przebiegi prądu i momentu elektromagnetycznego uzyskanych w trakcie badań symulacyjnych. Algorytmem nadrzędnym jest algorytm związany z ograniczeniem prądu rozruchowego. Jak widać na rys. 9, dla przyjętego parametru k układ regulacji w pełni realizuje przyjęty algorytm sterowania, nie pozwalając na przekroczenie zadanej wartości prądu rozruchowego. Równocześnie układ pozwala na znaczne ograniczenie udarów momentu elektromagnetycznego (rys.10), co w rzeczywistych układach zmniejszyłoby możliwość uszkodzenia maszyny pod względem mechanicznym.



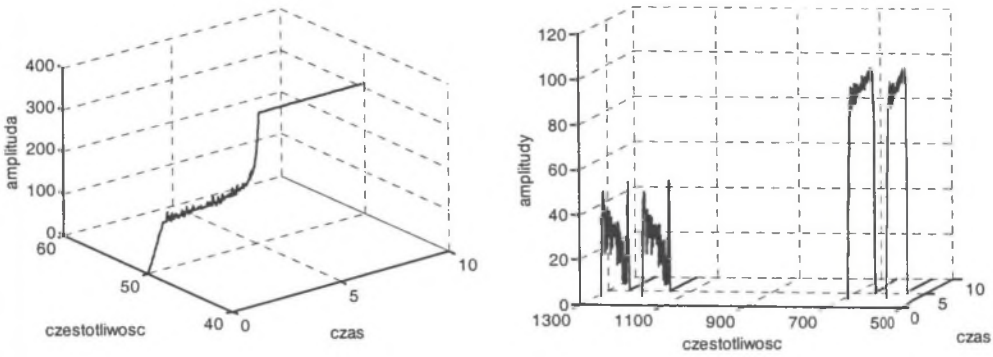
Rys. 9. Przebiegi prądu fazowego stojana $i_{sA}(t)$ podczas rozruchu w układzie z rys.8: a) f_p = 600 Hz, k = 4, t_m = 4, b) f_p = 600 Hz, k = 7, t_m = 4

Fig. 9. Waveforms of the stator phase current $i_{sA}(t)$ during motor start up in the circuit from Fig. 8: a) f_p = 600 Hz, k = 4, t_m = 4,, b) f_p = 600 Hz, k = 7, t_m = 4

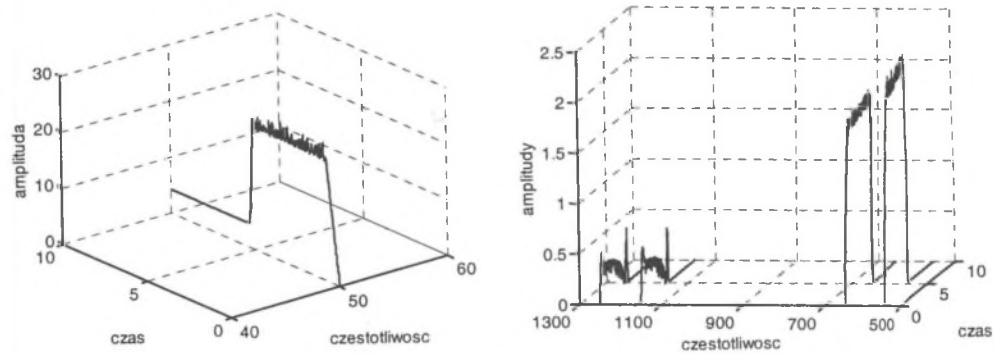


Rys. 10. Przebiegi momentu elektromagnetycznego $M_e(t)$ podczas rozruchu w układzie z rys.8: a) f_p = 600 Hz, k = 4, t_m = 4, b) f_p = 600 Hz, k = 7, t_m = 4

Fig. 10. Waveforms of the motor torque $M_e(t)$ during motor start up in the circuit from Fig.8: a) f_p = 600 Hz, k = 4, t_m = 4,, b) f_p = 600 Hz, k = 7, t_m = 4



Rys. 11. Wyniki analizy Fouriera napięcia fazowego stojana dla $f_p = 600$ Hz, $k = 4$, $t_m = 4$
Fig. 11. Results of Fourier analysis of the stator phase voltage for $f_p = 600$ Hz, $k = 4$, $t_m = 4$



Rys. 12. Wyniki analizy Fouriera prądu fazowego stojana dla $f_p = 600$ Hz, $k = 4$, $t_m = 4$
Fig. 12. Results of Fourier analysis of the stator phase current for $f_p = 600$ Hz, $k = 4$, $t_m = 4$

Dla uzyskanych przebiegów napięcia fazowego i prądu fazowego stojana przeprowadzono analizę FFT (Fast Fourier Transformation) i wyznaczono wyższe harmoniczne w otrzymanych przebiegach. Wyniki tej analizy przedstawiono na rys. 11, 12. W przebiegach napięcia i prądu pojawiają się wyższe harmoniczne zależne od wartości częstotliwości przełączania f_p oraz współczynnika wypełnienia ε, który zmienia się w czasie trwania rozruchu na skutek działania układu regulacji.

6. WNIOSKI

Przeprowadzone badania symulacyjne pokazały, że sterowniki napięcia przemiennego o przewodzeniu wielokrotnym PPM mogą stanowić nowoczesne rozwiązanie w zastosowaniu do układów łagodnego rozruchu silników indukcyjnych. Obecnie powszechnie stosowane są układy *softstart* oparte na sterownikach tyrystorowych. Zastąpienie tyrystorów SCR półprzewodnikowymi przyrządami mocy w pełni sterowalnymi jest rozwiązaniem nowoczesnym i obecnie nie stosowanym w urządzeniach przemysłowych. Układy te niewątpliwie są rozwiązaniem droższym ze względu na konieczność zastosowania większej

liczby PPM, ale równocześnie pozwalają na uzyskanie większych możliwości regulacyjnych niż w układach konwencjonalnych. Poprzez zmianę czasu przewodzenia PPM, tworzących sterownik napięcia przemiennego, można wpływać na wartość skuteczną napięcia zasilania maszyny indukcyjnej, a więc równocześnie na przebieg procesu rozruchu maszyny. Należy również zwrócić uwagę, że zastąpienie tyrystorów tranzystorami wymaga w rzeczywistych układach bardziej złożonego układu sterowania łącznikami. Wynika to z konieczności wprowadzenia zwłoki czasowej przy przełączaniu łączników, aby uchronić układ przed niebezpieczeństwem wystąpienia zwarć sieci zasilającej.

Rozpatrzono trzy algorytmy sterowania procesem rozruchu silnika indukcyjnego: liniowe narastanie wartości skutecznej napięcia fazowego stojana, ograniczenie prądu rozruchowego oraz liniowe narastanie wartości uśrednionego momentu elektromagnetycznego. Dla badanych algorytmów można zauważyć duże możliwości ograniczania udarów prądu stojana i momentu elektromagnetycznego. Szczególnie ciekawe rozwiązanie stanowi możliwość sterowania momentu elektromagnetycznego maszyny, co w układach łagodnego rozruchu jest coraz częściej stosowane.

Rozpatrzono również układ realizujący dwa najczęściej obecnie stosowane algorytmy sterowania rozruchu silnika indukcyjnego – ograniczenie prądu rozruchowego oraz liniowe narastanie wartości uśrednionego momentu elektromagnetycznego. W układzie przyjęto dwa podstawowe parametry określające własności regulacyjne: krotność k prądu rozruchowego w stosunku do prądu znamionowego silnika oraz czas narastania momentu elektromagnetycznego t_m. W pracy przedstawiono wyniki badań tylko dla wybranych wartości tych parametrów, jednak możliwe są szerokie zmiany współczynników regulacji.

Istotną zaletą układu jest brak pętli sprzężenia zwrotnego od prędkości obrotowej, co niewątpliwie w rzeczywistym układzie zwiększałoby niezawodność całego układu *softstart*. W związku z tym do wyznaczenia występujących w pętlach sprzężenia zwrotnego momentu elektromagnetycznego oraz amplitudy fazora prądu stojana konieczny jest pomiar tylko dwóch napięć i prądów fazowych stojana oraz rezystancji uzwojenia stojana.

LITERATURA

1. Ahmed N.A., Amei K., Sakui M.: *A New Configuration of Single-Phase Symmetrical PWM AC Chopper Voltage Controller*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.46, No.5 October 1999, p. 942-952.
2. Hickiewicz J., Macek-Kamińska K.: *Modele i badania symulacyjne napędów z silnikami indukcyjnymi*. Wiadomości Elektrotechniczne, nr 4, 2000, s. 160-165.
3. Jang D.H., Choe G.H.: *Improvement of Input Power Factor in AC Choppers Using Asymmetrical PWM Technique*. IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol.42, No.2 April 1995, p. 179-185.
4. Jang D.H., Choe G.H.: *Step-Up/Down AC Voltage Regulator Using Transformer with Tap Changer and PWM AC Chopper*. IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol.45, No.6 December 1998, p. 905-911.
5. Janik T., Kudła J., Tokarz M.: *Sposoby pośredniego wyznaczania momentu elektromagnetycznego silnika indukcyjnego zasilanego z układu łagodnego rozruchu i zatrzymania Altistart 46*. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej. Elektryka 2000 z. 171, s.143-158.
6. 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, p. 499-505.
7. Paszek W.: *Dynamika maszyn elektrycznych prądu przemiennego*. Wydawnictwo Helion, Gliwice 1998.

8. Piróg S.: *Zasada działania i przykładowe topologie przekształtników wielokomórkowych.* Enel-Tech, Gliwice 2003, s. 19-36.
9. Strzelecki R., Fedyczak Z., Grecko E.: *Nowy algorytm sterowania 3-fazowego impulsowym regulatorem napięcia przemiennego o zmniejszonej liczbie zaworów.* VI Sympozjum „Podstawowe problemy energoelektroniki i elektromechaniki". Gliwice - Ustroń 1995, s.103-106.
10. Tokarz M.: *Wykorzystanie sterownika napięcia przemiennego o przewodzeniu wielokrotnym do zasilania silnika indukcyjnego.* Sympozjum Maszyn Elektrycznych SME'2001. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej Elektryka z. 177, s.179-186.
11. Tunia H., Smirnow A., Nowak M., Barlik R.: *Układy energoelektroniczne - obliczanie, modelowanie, projektowanie.* WNT, Warszawa 1982.
12. Van Wyk J.D.: *Power Electronic Converters for Motion Control.* Proceedings of IEEE, Vol.82, No.8 August 1994, p. 1164-1193.
13. Żywiec A., Tokarz M.: *Jednofazowy sterownik napięcia przemiennego o przewodzeniu wielokrotnym.* Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej. Elektryka 2000 z. 171, s. 173-187.

Recenzent: Dr hab. inż. Piotr Drozdowski

Wpłynęło do Redakcji dnia 10 grudnia 2003 r.

Abstract

In the paper three algorithms for start-up control of a motor supplied from a three-phase transistor ac chopper are presented. The professional programs such as Matlab-Simulink were used in investigations.

In Section 2 the model of a three-phase ac chopper with multiple conducting of PPM is shown in Fig.2. The rms output voltage can be controlled by changing the chopper duty cycle ε defined by the equation (3).

In Section 3 the mathematical model of an induction motor is presented. In the machine model the stator circuits are presented in natural co-ordinates, while the rotor cage is replaced with the circuits in α–β system.

The results of simulation investigations of three algorithms of the motor start-up: the linear growth of the relative rms phase stator voltage, limitation of the stator starting current and the linear growth of the average motor torque are given in Section 4. The first algorithm uses the equation (7) describing the rms value of the ac chopper output voltage for RL load, the second algorithm uses the equation (10) and the last algorithm uses equation (15) describing the torque for the mathematical monoharmonic model of an asynchronous motor. The stator current (as a matter of fact, the spatial vector amplitude of the stator current $\underline{I}_s$) is determined basing on equation (12), where as electromagnetic torque is calculated from equation (17) in an indirect way. The spatial vector of stator magnetic coupling $\underline{\Psi}_s$ occurring in equation (17) is determined from equation (22) which defines Euler's rectangular integration. The equations mentioned above show that the knowledge of two phase voltages and currents of the stator is sufficient for determination of the spatial vector amplitude of the stator current and the electromagnetic torque.In Fig.6 the stator current waveforms for the algorithms under investigations are shown. The electromagnetic torque waveforms and the average electromagnetic torque are presented in Fig.7.

The simulation results he system realizing two algorithms for the motor start-up control, namely the limitation of the starting current and the linear growth of the average motor torque value are given in Section 4. The simulation model of the system was worked out (Fig.8) by means of Matlab-Simulink program. It consists of an induction motor, an ac voltage controller and a control system that implements

the proper control algorithm. The control system contains two feedback control loops – stator current feedback loop and the electromagnetic torque feedback loop.
Figs. 9 and 10 show the selected simulation results – the waveforms of the stator phase current and the electromagnetic torque. Figs. 11 and 12 present the results of FFT analysis of stator phase voltage and current. The FFT analysis was performed within the full range of the induction motor starting time.