

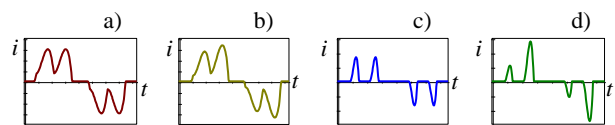
Analiza oddziaływania układu napędowego prądu przemiennego na sieć w przypadku niesymetrii obwodu zasilającego

Przeprowadzono analizę działania układu napędowego prądu przemiennego składającego się z silnika indukcyjnego klatkowego zasilanego z falownika napięcia z modulacją szerokości impulsów – MSI i zasilanego z sieci poprzez sześciopulsowy prostownik diodowy. Celem pracy jest wyznaczenie i analiza wejściowych prądów przekształtnika pobieranych z sieci zasilającej w przypadku niesymetrii napięć i parametrów sieci zasilającej. Opracowano model zastępczy układu „sieć – prostownik – falownik – silnik indukcyjny” dla ustalonego stanu pracy. Przeprowadzono modelowanie matematyczne i wyznaczono prądy sieci zasilającej dla układu napędowego z silnikiem o mocy 2,2 kW dla różnych wartości niesymetrii napięcia zasilającego.

1. WSTĘP

Częstotliwościowa regulacja prędkości kątowej i momentu elektromagnetycznego silników indukcyjnych w zakresie mocy 0,1 – 100 kW odbywa się najczęściej poprzez tranzystorowe falowniki napięcia z modulacją szerokości impulsów – MSI [1, 2, 10]. Układy falowników z MSI w większości wypadków zasilane są bezpośrednio z sieci przemysłowej prądu przemiennego poprzez niesterowany prostownik diodowy i pojemnościowy filtr w obwodzie prądu stałego. Obciążenie obwodu prądu stałego układem przekształtnik częstotliwości – silnik określone jest mocą czynną, bierną i odkształconą pobieraną i przez silnik w danej chwili czasowej [1]. W zależności od wartości obciążenia silnika i parametrów sieci zasilającej przebieg prądu wejściowego (sieci zasilającej prądu przemiennego) może mieć charakter: ciągły symetryczny (rys. 1.a), ciągły niesymetryczny (rys. 1.b), nieciągły symetryczny (rys. 1.c), nieciągły niesymetryczny (rys. 1.d)

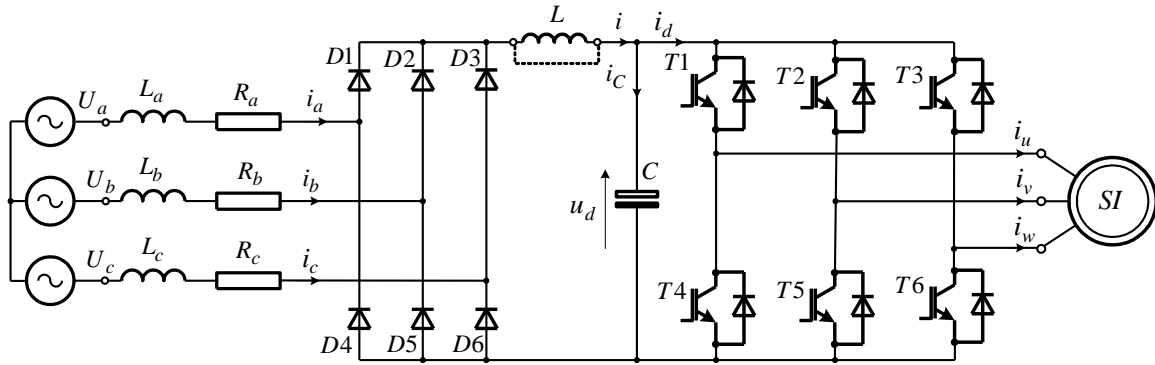
Procesy elektromagnetyczne zachodzące w prostownikach dużej mocy są dostatecznie dobrze opisane w pracach [3, 4, 5]. W układach napędowych, które znajdują obecnie powszechne zastosowanie



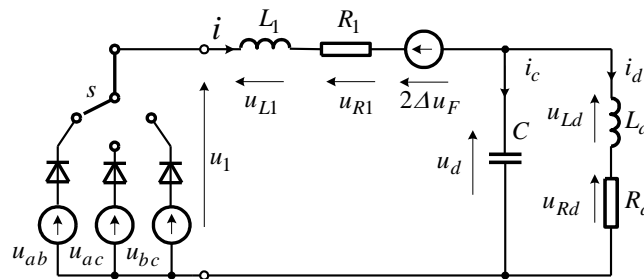
Rys. 1. Typowy przebieg prądów wejściowych prostownika

obciążenie silnika jest często poniżej wartości znamionowej i ponadto w obwodzie prądu stałego nie stosuje się dławików wygładzających, w związku z czym prąd wejściowy ma charakter nieciągły. Znaczący wpływ na prawdopodobieństwo pojawienia się prądu nieciągłego ma również mała wartość reaktancji sieci zasilającej. Stan pracy układu prostownik niesterowany – falownik z MSI z nieciągłymi prądami wejściowymi był rozpatrywany w uproszczony sposób w pracy [3]. W pracy [6] oceniono wpływ reaktancji sieci na wartość wyższych harmonicznych w prądzie wejściowym prostownika.

Celem niniejszej pracy jest opracowanie modelu matematycznego procesów elektromagnetycznych zachodzących na wejściu układu falownik – silnik indukcyjny w przypadku sprowadzenia do obwodu prądu stałego parametrów silnika indukcyjnego za pomocą przekształcenia zachowującego równowar-



Rys. 2. Schemat obwodu mocy układu napędowego



Rys. 3. Schemat zastępczy układu

tość mocy czynnej i biernej silnika, a następnie iteracyjnego uściślenia parametrów zastępczych silnika. Na podstawie tak opracowanego modelu matematycznego otrzymano równania prądów wejściowych prostownika i przeprowadzono ich analizę harmoniczną.

2. OBWÓD ZASTĘPCZY UKŁADU SIĘC ZASILAJĄCA – PRZEKSZTAŁTNIK – SILNIK INDUKCYJNY

W skład obwodu mocy rozpatrywanego układu napędowego wchodzi: silnik indukcyjny – SI; falownik napięcia pracujący w trybie modulacji MSI – T1÷T6; filtr obwodu pośredniczącego prądu stałego – LC (ewentualnie tylko C); prostownik wejściowy – D1÷D6; sieć zasilająca o wartościach napięć fazowych U_a, U_b, U_c i odpowiednich parametrach rezystancji i reaktancji faz. Schemat z podstawowymi elementami układu mocy przedstawiono na rysunku 2. Kondensator odvodu pośredniczącego prądu stałego C zasilany jest z sieci poprzez wejściowy prostownik diodowy prądem o chwilowej wartości i . Chwilowa wartość prądu obciążenia kondensatora i_d (prąd wejściowy falownika), określona jest chwilową mocą czynną, bierną i odkształconą pobieraną przez silnik indukcyjny z obwodu falownika i niewielkimi

stratami mocy czynnej w elementach falownika. W stanie pracy ustalonej średnia wartość tych prądów jest równa $I=I_d$, również średnia wartość napięcia kondensatora filtra jest stała i równa U_d .

Dla określenia prądów wejściowych posłużono się schematem zastępczym (rys. 3), w którym parametry R_d i L_d wynikają z parametrów energetycznych – znanej wartości mocy czynnej P_s pobieranej przez prostownik z sieci, napięcia U_d i prądu I_d w obwodzie prądu stałego.

Na rysunku 3 wprowadzono: $L_1; R_1$ – sumaryczna indukcyjność i rezystancja dwóch aktualnie przewodzących prąd faz sieci zasilającej; R_d i L_d zastępcze rezystancja i indukcyjność; C – pojemność wygładzającego filtra; i – wartość chwilowa prądu sieci; i_d – wartość chwilowa prądu obciążenia; i_c – prąd kondensatora filtra; $2\Delta u_F$ – spadek napięcia na dwóch przewodzących diodach prostownika; $u_1=U_{lm}\sin(\omega_s t+\varphi)$ – napięcie międzyfazowe sieci zasilającej; φ – przesunięcie fazowe pomiędzy napięciem fazowym i międzyfazowym; u_d – chwilowa wartość napięcia wyprostowanego; ω_s – pulsacja sieci zasilającej.

Ponieważ parametry R_d i L_d zastępczego obciążenia prostownika są odwrotnie proporcjonalne do kwadratu wartości prądu I_d^2 , który z kolei jest zależny od parametrów R_d i L_d oraz wartości napięcia U_d , to dokładne określenie wartości parametrów obciążenia można przeprowadzić iteracyjnie.

Początkowo przyjmuje się wartość średnią napięcia z zakresu:

$$U_{d0} \leq U_d \leq U_{1m} \quad (1)$$

gdzie: $U_{d0} = 3/\pi \cdot U_{1m} = 0,955 U_{1m}$ – średnia wartość napięcia wyprostowanego prostownika sześciopulsowego; U_{1m} – wartość maksymalna napięcia międzyfazowego sieci zasilającej.

Przy założeniu, że napięcie w obwodzie pośredniczącym jest idealnie wygładzone można otrzymać zależności na średnią wartość prądu w obwodzie prądu stałego, a także zastępcze wartości rezystancji R_d i indukcyjności L_d .

$$I_d = \frac{P_S \eta_P}{U_d}; R_d = \frac{P_1 \eta_P}{I_d^2}; L_d = \frac{2Q_1}{\omega_1 I_d^2} \quad (2)$$

gdzie: P_S – moc czynna pobierana przez układ z sieci; η_P – sprawność prostownika; P_1 , $Q_1 = P_1 \operatorname{tg} \phi_1$, – odpowiednio moc bierna i czynna silnika indukcyjnego; $\operatorname{tg} \phi_1$ – współczynnik mocy silnika; $\omega_1 = 2\pi f_1$ – pulsacja napięcia silnika; f_1 – wyjściowa częstotliwość przekształtnika.

Moc bierna Q_I pobierana przez silnik określona jest mocą czynną P_I i zależy od parametrów silnika i sposobu jego sterowania. Moc bierną Q_I można określić na podstawie zależności podanych w pracy [2] dla przypadku pracy układu napędowego w trybie stabilizacji strumienia skojarzonego ze stojanem ψ_S , strumienia głównego ψ_M , lub strumienia wirnika ψ_R .

W przypadku sterowania częstotliwościowego ze stabilizacją $\psi_S = \text{const.}$ wprowadza się względną częstotliwość prądu stojana $\alpha = f_1/f_{1,n}$. Wyznacza się znamionową wartość siły elektromotorycznej indukowanej w uzwojeniu stojana:

$$E_{S,n} = \sqrt{(U_n \sin \varphi_n)^2 + (U_n \cos \varphi_n - I_{1,n} R_S)^2} \quad (3)$$

Następnie można określić moment i poślizg krytyczny silnika pracującego w takim trybie:

$$M_k = \frac{3E_{S,n}^2 \cdot k_S^2}{2\omega_{0,n} (k_S X_{S,n} + X'_{S,n})}; s_{a,k} = \frac{R'_R}{k_S X_{S,n} + X'_{S,n}} \quad (4)$$

gdzie: $f_{1,n}$ – znamionowa częstotliwość zasilania silnika; $k_S = X_{M,n}/(X_{S,n} + X_{M,n})$ – współczynnik sprzężenia magnetycznego stojana; $X_{S,n}$, $X'_{R,n}$, $X_{M,n}$, R_S , $R'_{R,n}$ – znamionowe parametry silnika; U_n , $\omega_{0,n}$, $\cos \varphi_n$ – znamionowe wartości napięcia

fazowego stojana, prędkości synchronicznej i współczynnika mocy.

Na tej podstawie można określić moc elektromagnetyczną silnika – P_E i odpowiadający tej mocy poślizg – s_a :

$$P_E = P_1 - \Delta P_{Cu} - \Delta P_{Fe}; s_a = \frac{P_E \cdot s_{a,k}}{2\alpha M_k \omega_{0,n}} \quad (5)$$

gdzie: η_P , η_F – sprawność prostownika i falownika; $P_1 = P_S \cdot \eta_P \cdot \eta_F$ – moc czynna silnika; $\Delta P_{Cu} = 3I_d^2 R_S = 2I_d^2 R_S$ – straty w miedzi stojana; $\Delta P_{Fe} = \Delta P_{Fe,n} \cdot \alpha^{1,5}$ – straty w żelazie stojana; $\Delta P_{Fe,n} = (0,015 \div 0,025) P_n / \eta_n$ – straty znamionowe w żelazie stojana; P_n i η_n – znamionowa wartość mocy i sprawności silnika.

Dla zadanej wartości częstotliwości względnej stojana α i poślizgu s_a na podstawie schematu zastępczego silnika wyznacza się rezystancję i impedancję zastępczą silnika:

$$\begin{cases} R_Z = R_S + \alpha \frac{X_{M,n}^2 \cdot R'_R \cdot s_a}{R_R'^2 + (X'_R + X_{M,n})^2 \cdot s_a^2} \\ X_Z = X_{S,n} + X_{M,n} \frac{R_R'^2 + X'_R (X'_R + X_{M,n})^2 \cdot s_a^2}{R_R'^2 + (X'_R + X_{M,n})^2 \cdot s_a^2} \end{cases} \quad (6)$$

oraz współczynnik mocy i moc bierną pobieraną przez silnik:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{X_Z}{R_Z}; Q_I = P_I \operatorname{tg} \varphi \quad (7)$$

Analogicznie obliczenia prowadzi się dla przypadku, gdy stabilizowane są strumienie główny ψ_M lub skojarzony z wirnikiem ψ_R .

Z przeprowadzonej analizy wynika, że dla każdego opisanego sposobu sterowania strumieniami silnika indukcyjnego można otrzymać przybliżone wartości parametrów R_d i L_d , jednakże współczynnik mocy $\operatorname{tg} \varphi$ i moc bierna Q_I dla konkretnej wartości mocy pobieranej z sieci zasilającej P_S określona jest jednoznacznie.

3. MODEL MATEMATYCZNY DLA WYZNACZENIA PRĄDÓW WEJŚCIOWYCH

Na podstawie schematu zastępczego przedstawionego na rys. 3 można ułożyć równania różniczkowe opisujące pracę układu w dwóch stanach pracy pro-

stownika: na odcinkach czasowych – gdy przewo-
dzą diody prostownika i na odcinkach braku prze-
wodzenia.

Dla odcinka przewodzenia diod:

$$\begin{cases} \omega_s L_1 \frac{di}{d\Theta} + R_1 i + \omega_s L_d \frac{di_d}{d\Theta} + R_d i_d + 2\Delta U_F = \\ = U_{1,m} \sin(\Theta + \varphi) \\ \omega_s L_1 \frac{di}{d\Theta} + R_1 i + u_d + 2\Delta U_F = U_{1,m} \sin(\Theta + \varphi) \\ i = i_d + i_C = i_d + \omega_s C \frac{du_d}{d\Theta} \end{cases} \quad (12)$$

gdzie: $\Theta = \omega_s t = 2\pi f_s t$ – kąt elektryczny, φ – kąt
pomiędzy napięciem liniowym i fazowym fazy A.

Po przeprowadzeniu szeregu przekształceń otrzy-
muje się równanie różniczkowe 3. stopnia względem
prądu sieci:

$$\begin{aligned} a_1 \frac{d^3 i}{d\Theta^3} + a_2 \frac{d^2 i}{d\Theta^2} + a_3 \frac{di}{d\Theta} + (R_1 + R_d) i = \\ = b_1 U_{1,m} \sin(\Theta + \varphi + \delta) - 2\Delta U_F \end{aligned} \quad (13)$$

gdzie: $X_1 = \omega_s L_1$; $T_1 = L_1/R_1$; $T_C = R_d C$, $T_N = L_d/R_d$;
 $\nu = \omega_s/\Omega_0$; $\Omega_0 = (L_d C)^{-0,5}$; $a_1 = X_1 \nu^2$;
 $a_2 = R_1(1 + T_1/T_N) \nu^2$; $a_3 = X_1(1 + L_d/L_1 + T_C/T_1)$;
 $b = \sqrt{(\omega_s T_s)^2 + (1 - \nu^2)^2}$; $\delta = \arctg(\omega_s/(1 - \nu^2))$.

Rozwiązanie równania (13) na odcinku czasowym
przewodzenia diod prostownika ma postać:

$$\begin{cases} i = A_1 e^{(\Theta - \Theta_1) y_1} + A_2 e^{(\Theta - \Theta_1) \xi} \sin[(\Theta - \Theta_1) \beta + \psi] + \\ + A_3 \sin(\Theta + \varphi + \delta + \psi_V) - I_F \end{cases} \quad (14)$$

gdzie: A_1, A_2, A_3 – stałe całkowania równania (14);
 y_1, β, ξ – pierwiastki równania, ψ, ψ_V – kąty pomoc-
nicze otrzymane po przekształceniach równań, Θ_1 –
kąt rozpoczęcia przewodzenia prądu;
 $I_F = 2\Delta U_F/(R_1 + R_d)$ – składowa prądu.

Rozwiązanie równań (13) – (14) pozwala otrzymać
zależności dla określenia wartości napięcia u_d i prądu
kondensatora i_C na odcinku przewodzenia prądu
przez diody prostownika.

$$\begin{aligned} u_d = U_{1,m} \sin(\Theta + \varphi) - B_1 e^{(\Theta - \Theta_1) y_1} - B_2 e^{(\Theta - \Theta_1) \xi} \times \\ (\sin[(\Theta - \Theta_1) \beta + \psi + \Delta_1]) - B_3 \sin(\Theta + \varphi + \delta + \Delta_2) \\ + R_1 I_F - 2\Delta U_F \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} i_C = C_1 \cos(\Theta + \varphi) - C_2 e^{(\Theta - \Theta_1) y_1} - \\ - C_3 e^{(\Theta - \Theta_1) \xi} \sin[(\Theta - \Theta_1) \beta + \psi + \Delta_1 + \Delta_3] - \\ - C_4 \cos(\Theta + \varphi + \delta + \psi_V + \Delta_2) \end{aligned} \quad (16)$$

gdzie: $B_1, B_2, B_3, C_1, C_2, C_3$ – współczynniki otrzy-
mane po przekształceniach zależności (13);
 $\Delta_1, \Delta_2, \Delta_3$ – wartości kątów otrzymane po przekształ-
ceniu (14) – (16).

Rozwiązanie równania (12) na odcinku czasowym
braku przewodzenia diod prostownika $i \equiv 0$ przy-
jmuje postać:

$$\begin{cases} u_d - \omega_s \cdot L_d \cdot \frac{di_d}{d\Theta} - R_d \cdot i_d = 0, \\ i_d = -i_C = -\omega_s \cdot C \cdot \frac{du_d}{d\Theta}, \end{cases} \quad (17)$$

Rozwiązanie układu równań (17) daje zależność:

$$\frac{d^2 u_d}{d\Theta^2} + G_1 \cdot \frac{du_d}{d\Theta} + G_2 \cdot u_d = 0 \quad (18)$$

Na jej podstawie można wyznaczyć zależność dla
wartości napięcia u_d na odcinku braku przewodzenia
diod prostownika:

$$u_d = D_1 \cdot e^{(\Theta - \Theta_2) z_1} + D_2 \cdot e^{(\Theta - \Theta_2) z_2}, \quad (19)$$

gdzie: $G_1 = 1/\omega_c \cdot T_N$; $G_2 = 1/\nu^2$;

Θ_2 – kąt zakończenia przewodzenia diod,
 z_1, z_2 , – pierwiastki równania charakterystycznego.

Na podstawie równania (19) dla napięcia u_d otrzy-
muje się równanie dla prądu kondensatora i_C :

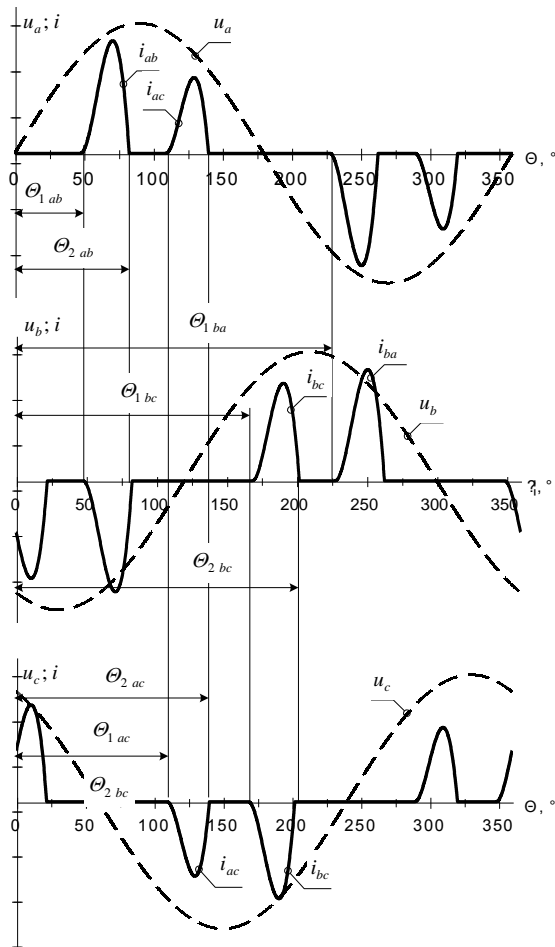
$$i_C = E_1 \cdot e^{(\Theta - \Theta_2) z_1} + E_2 \cdot e^{(\Theta - \Theta_2) z_2}, \quad (20)$$

W przypadku trójfazowego napięcia zasilającego
wystarczy wyznaczyć tylko trzy impulsy prądu sieci
wywołane następującym po sobie działaniem chwi-
lowych dodatnich wartości napięć u_{ab}, u_{ac} , i u_{bc} ,
(działanie przełącznika S rys. 3), ponieważ ujemne
impulsy prądu są identyczne (rys. 4).

Proces wyznaczania napięcia kondensatora filtra
 $u_d(\Theta)$ prowadzi się do momentu uzyskania przez to
napięcie wartości ustalonej, to jest do momentu kiedy
np. $u_d(\Theta_{1ab}) \cong u_d(\Theta_{1ba})$ (rys. 4).

Następnie określana jest średnia wartość napięcia
kondensatora filtra:

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d(\Theta) d\Theta \quad (21)$$



Rys. 4. Przebiegi prądu i napięcia sieci zasilającej

Na podstawie tego napięcia za pomocą zależności (2) wyznaczane są ponownie parametry obwodu zastępczego R_d i L_d oraz obliczane parametry całego modelu matematycznego. Proces iteracyjny powtarzanych obliczeń prowadzi się do momentu kiedy napięcie obwodu pośredniczącego w k -tej iteracji jest równe napięciu z $(k-1)$ iteracji.

W rezultacie takich obliczeń iteracyjnych wyznaczone parametry obciążenia zastępczego R_d i L_d wywołują prądy wejściowe prostownika i moc pobieraną z sieci zasilającej dokładnie odpowiadającą konkretnemu obciążeniu całego układu napędowego.

5. WYNIKI MODELOWANIA

Wykorzystując opracowany model matematyczny przeprowadzono obliczenia dla układu napędowego prostownik 6D – falownik MSI – silnik indukcyjny w przypadku niesymetrii sieci zasilającej. W skład układu wchodzi transformator o mocy 1000 kVA zasilający linią kablową falownik i dalej z falownika przewodem silnik indukcyjny (tabela 1) [8]. Parametry sieci zasilającej w przypadku małej i powiększonej niesymetrii przedstawiono w tabeli 2 i tabeli 5. Obciążeniem falownika jest klatkowy silnik indukcyjny o mocy znamionowej $P_n=2,2$ kW pracujący z obciążeniem równym 80% (tabela 3) [9].

Tabela 1

Parametry elementów sieci zasilającej

Transformator zasilający			Kabel pomiędzy transformatorem i szafą rozdzielczą $l = 10$ m			Przewód pomiędzy rozdzielnicą i falownikiem $l = 5$ m		
S_n , kVA	U_n , kV	U_b , %	S , mm ²	r_0 , mΩ/m	x_0 , mΩ/m	S , mm ²	r_0 , mΩ/m	x_0 , mΩ/m
1000	0,4	5,5	35	0,894	0,088	4	7,84	0,107

Tabela 2

Parametry sieci zasilającej układ napędowy

U_a , V	U_b , V	U_c , V	φ_a , deg	φ_b , deg	φ_c , deg	R_a , mΩ	R_b , mΩ	R_c , mΩ	L_a , mH	L_b , mH	L_c , mH
220	221	219	0	-120	120,3	48,8	49,2	49,9	0,032	0,033	0,031

Tabela 3

Parametry silnika indukcyjnego

Typ silnika	P_n , kW	U_n , V	η , %	$\cos\varphi$	R_s , j.w	X_{sv} , j.w	R_r' , j.w	X_r' , j.w	X_μ , j.w
4A80B2Y3	2,2	380	83	0,87	0,076	0,05	0,049	0,087	2,7

Tabela 4

Parametry obwodu zastępczego prądu stałego

R_d , Ω	L_d , H	C , μF	ΔU_F , V
165,4	0,6656	4000	0,8

Tabela 5

Parametry sieci zasilającej dla powiększonej niesymetrii obwodu zasilania

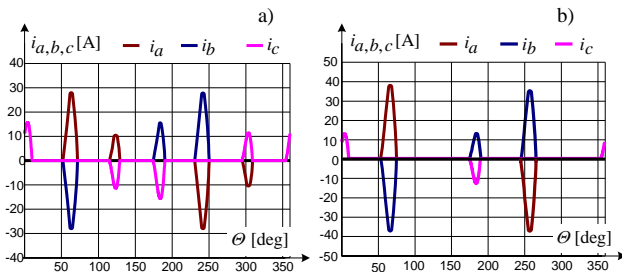
U_a, V	U_b, V	U_c, V	φ_a, deg	φ_b, deg	φ_c, deg	$R_a, m\Omega$	$R_b, m\Omega$	$R_c, m\Omega$	L_a, mH	L_b, mH	L_c, mH
220	222	218	0	-120,12	120,3	48,8	49,2	49,9	0,032	0,033	0,031

Przekształtnik częstotliwości pracuje w trybie stabilizacji strumienia głównego silnika $\psi_M = \text{const}$. Parametry zastępczego obwodu prądu stałego dla przedstawionego obciążenia R_d i L_d przedstawiono w tabeli 4. Pojemność C filtra obwodu prądu pośredniczącego jest na ogół wartością znaną. W przeciwnym wypadku można ją wyznaczyć z zależności (22) wiążącej wartość dopuszczalnych tętnień napięcia na kondensatorze filtra z parametrami obciążenia:

$$C_n = (3I_n^2 \eta_n) / (\varepsilon P_n \omega_{1,n}) \quad (22)$$

gdzie: $\varepsilon = \Delta U_d / U_d$; ΔU_d – zadana wartość tętnień. Dla rozpatrywanego przypadku przyjęto $\varepsilon = 0,02$ ($\Delta U_d = 10 V$).

Przebiegi prądów wejściowych dla „małej” niesymetrii przedstawiono na rysunku 5a, a skład harmonicznym prądów fazowych na rysunku 6a – 6c. Dla powiększonej niesymetrii przebiegi prądów wejściowych przedstawiono na rysunku 5b, a odpowiadający skład harmonicznym w fazie c na rysunku 6d.

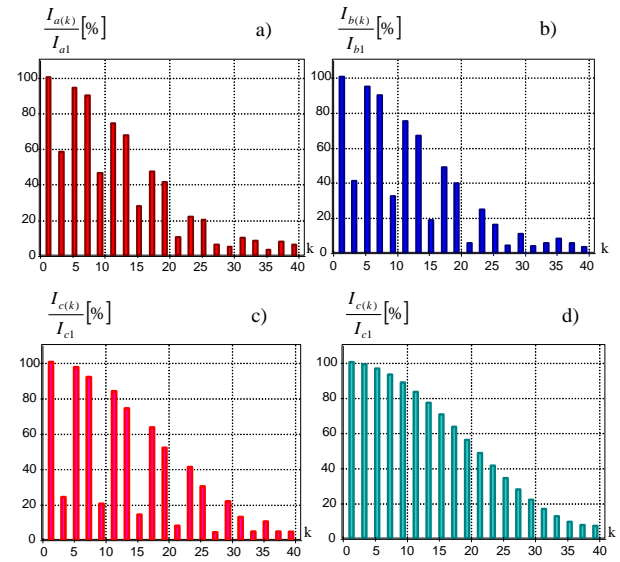


Rys. 5. Przebiegi prądów otrzymane z obliczeń symulacyjnych,

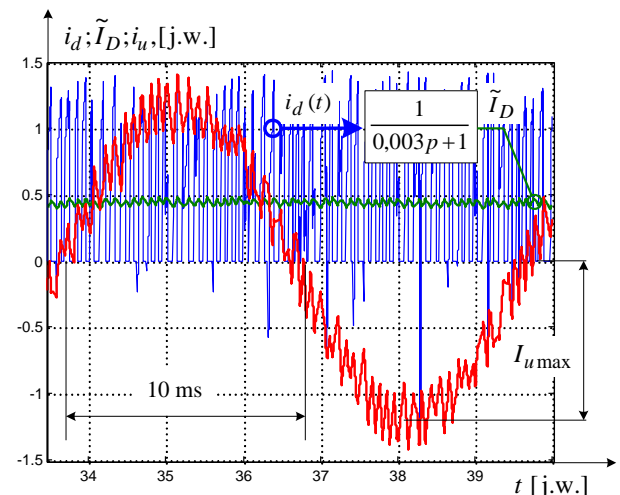
a) mała niesymetria, b) duża niesymetria napięcia

W celu porównania otrzymanych wyników uproszczonego modelu matematycznego z parametrami zastępczymi silnika indukcyjnego sprowadzonego do obwodu prądu stałego R_d i L_d przeprowadzono badanie symulacyjne pełnego układu: sieć – prostownik – filtr – falownik z MSI – silnik indukcyjny na podstawie równań maszyny indukcyjnej [2] i modelu falownika wraz z układem sterowania napędem pracującym w trybie stabilizacji strumienia. Na rys. 7 przedstawiono przebiegi chwilowe (w jednostkach względnych) prądu stojana silnika – i_s , chwilowej wartości prądu pobieranego przez falownik – i_d i wartości średniej tego prądu – \tilde{I}_D wyznaczonej za pomocą filtra dolnoprzepustowe-

go o bardzo małej stałej czasowej równej $T_F = 0,003 [j.w.]$. Silnik pracuje ze znamionową częstotliwością napięcia zasilania i obciążony jest momentem równym 80% wartości znamionowej.

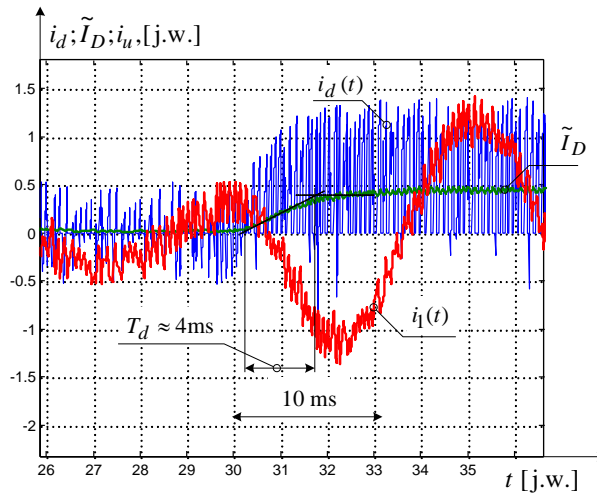


Rys. 6. Składowe harmoniczne prądu sieci zasilającej, faza „a”, b) faza „b”, c) faza „c”, d) faza „c” dla powiększonej niesymetrii



Rys. 7. Przebiegi prądów pod obciążeniem w ustalonym stanie pracy napędu:

i_d – wartość chwilowa pobierana przez falownik z MSI,
 \tilde{I}_D – wartość uśredniona,
 i_u – prąd fazowy stojana silnika



Rys. 8. Przebiegi prądów w stanie nieustalonym dla skokowej zmiany momentu obciążenia

Na rys. 8. przedstawiono stan nieustalony skokowej zmiany momentu obciążenia z biegu jałowego do 80% wartości znamionowej. Jak wynika z przedstawionych przebiegów zmiana uśrednionej wartości prądu falownika $\tilde{I}_D(t)$ opowiada przebiegowi aperiodycznemu w układzie R_d, L_d wynikającemu ze skokowej zmiany tych parametrów w chwili zmiany momentu obciążenia. Stała czasowa narostu prądu $T_d = 4 \text{ ms}$ z dużą dokładnością odpowiada stałej czasowej parametrów zastępczych wyznaczonych metodą iteracji dla tego stanu pracy ustalonej $T_d \cong L_d/R_d$ (tabela 4).

6. WNIOSKI

- Opracowany model matematyczny służy dla określenia nieciągłych prądów wejściowych układu „prostownik 6D – falownik MSI – silnik indukcyjny” i pozwala je wyznaczyć dla przypadku niesymetrii parametrów i wartości napięć sieci zasilającej.
- Wykorzystanie procesu iteracyjnego do uściślenia parametrów zastępczych w obciążeniu prądu stałego falownika z wykorzystaniem niezmienniczego względem mocy przekształcenia pozwala określić dostatecznie dokładnie przebiegi prądów wejściowych konkretnego układu falownik – silnik dla znanych parametrów silnika i znanej mocy pobieranej z sieci zasilającej.
- Badania układu wykazały znaczący wpływ fazowej i amplitudowej niesymetrii na kształt przebiegu prądu sieci i jego składowych harmonicznych.
- Pełny model układu napędowego potwierdza przyjęte założenia o możliwości zastąpienia nie-

liniowego układu falownik z MSI – silnik indukcyjny prostym obwodem z parametrami zastępczymi R_d, L_d .

Praca finansowana ze środków na naukę w latach 2007-2008 jako projekt badawczy N510 022 32/2304.

Literatura

1. Bose B.K.: Power electronics and motor drives: Academic Press/Elsevier, Amsterdam, Boston, 2006.
2. Фираго Б.И., Павлячик Л.Б.: Теория электропривода: – Минск.: ЗАО "Техноперспектива", 2004. – 527с.
3. Arrillaga J., Watson N.R.: Power system harmonics. Chichester: John Wiley & Sons, Ltd., 2003.
4. Жежеленко И.В.: Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий. – 4-е изд., перераб. и доп. – Москва.: Энергоатомиздат, 2000.
5. Глинттерник С.П.: Электромагнитные процессы и режимы мощных статических преобразователей. – Ленинград.: Наука, 1968.
6. Морозов И.М.: Лукевски М., Дроссели фирмы ELHAND TRANSFORMATORY в составе энергосберегающих преобразователей частоты // Электромагистр, 2003, №9 (30).
7. Cano J.M., Orcajo G.A., Mayordomo J.G., Cabanas M.F., Melero M.G.: Distortion analysis in AC/DC rectifiers operating in discontinuous mode under unbalanced conditions, PCIM-2000, Nierenberg, Germany, June 6-8, 2000, Power Quality.
8. Радкевич В.Н.: Проектирование систем электроснабжения, Учеб. пособие. – Минск.: НПООО "ПИОН", 2001. – 292с.
9. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / А.Э. Кравчик и др. – Москва.: Энергоиздат, 1982.
10. Piróg S.: Energoelektronika. Układy o komutacji sieciowej i o komutacji twardej. Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, Kraków' 2006.

Recenzent: dr inż. Maciej Pawłowski