

*napęd elektryczny 0, silnik indukcyjny, falownik napięcia,
sterowanie odporne na uszkodzenia, sterowanie predykcyjne*

Piotr SOBAŃSKI, Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA*

PREDYKCYJNY ALGORYTM STEROWANIA NAPĘDEM Z SILNIKIEM INDUKCYJNYM ZASILANYM Z 4-TRANZYSTOROWEGO FALOWNIKA NAPIĘCIA

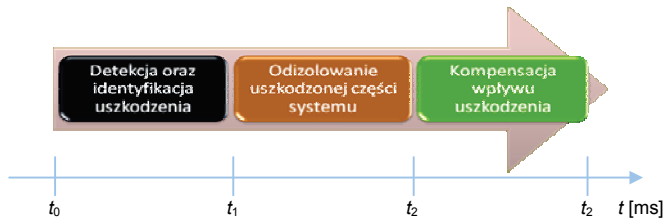
W artykule zaprezentowano predykcyjny algorytm bezpośredniego sterowania strumieniem stojana oraz momentem elektromagnetycznym silnika indukcyjnego zasilanego z 4-tranzystorowego falownika napięcia. Zaproponowana metoda regulacji może być wykorzystana w układach napędowych ze sterowaniem tolerującym uszkodzenia tranzystorów trójfazowego falownika napięcia. Zaletą przedstawionego rozwiązania jest stabilizacja napięć kondensatorów filtra wejściowego falownika napięcia, przy jednoczesnym zachowaniu wysokiej jakości regulacji zmiennych stanu w napędzie. Korzystne właściwości metody wynikają z zastosowanej adaptacji współczynnika wagowego funkcji kosztów sterowania, który reguluje szybkość procesu wyrównywania napięć na kondensatorach. W artykule zdefiniowano sposób strojenia regulatora predykcyjnego oraz zaprezentowano wyniki badań symulacyjnych potwierdzających skuteczność zaproponowanego rozwiązania.

1. WSTĘP

Awarie łączników półprzewodnikowych w energoelektronicznych układach przekształtnikowych AC/DC/AC zasilających maszyny prądu przemiennego stanowią 60% wszystkich awarii w napędach elektrycznych ze sterowaniem częstotliwościowym [19]. Zarówno w przypadku prostowników jak i falowników, nieprawidłowości pracy tranzystorów mogą doprowadzić do znacznego obniżenia jakości procesów przemysłowych realizowanych przez napędy elektryczne [14], [15]. Awaryjne tranzystorów w falownikach napięcia istotnie ograniczają możliwość regulacji wybranych zmiennych stanu napędu oraz zwiększają ryzyko kolejnych uszkodzeń [1], [13]. W związku z tym, najnowsze techniki sterowania napędami elektrycznymi obejmują monitorowanie stanu najbardziej narażonych na awarię elementów układów napędo-

* Politechnika Wrocławska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: piotr.sobanski@pwr.edu.pl, teresa.orlowska-kowalska@pwr.edu.pl

wych oraz w przypadku jej wystąpienia, zakładają podjęcie działań mających na celu przywrócenie pełnej bądź częściowej funkcjonalności napędu. Na rysunku 1 przedstawiono charakterystyczną sekwencję zdarzeń, które są realizowane w ramach sterowania tolerującego uszkodzenia w elektrycznych układach napędowych [16], [19].



Rys. 1. Sekwencja zdarzeń w układach napędowych ze sterowaniem tolerującym uszkodzenia elementów napędu

Diagnostyka awarii tranzystorów w przemiennikach częstotliwości może być realizowana za pomocą prostych układów pomiarowych bądź algorytmów polegających na przetwarzaniu sygnałów, których pomiar jest wymagany z uwagi na przyjętą metodę regulacji zmiennych stanu w napędzie [8].

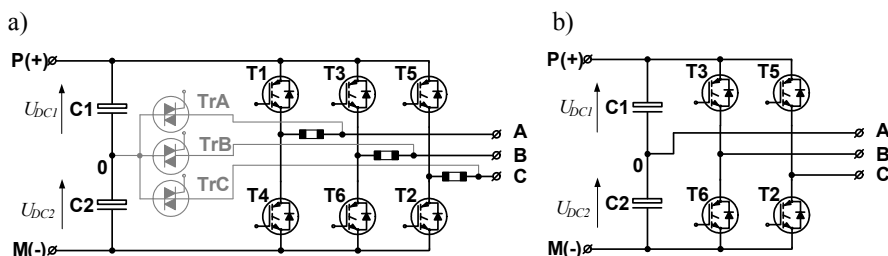
Niezależnie od wyboru metody diagnozowania uszkodzeń, konieczne jest zastosowanie przekształtnika energoelektronicznego o budowie umożliwiającej odizolowanie nieprawidłowo pracujących łączników oraz rekonfigurację połączeń, która umożliwia kompensację niekorzystnego wpływu awarii dzięki zastosowaniu nowego algorytmu sterowania. Przegląd specjalnych topologii przemienników częstotliwości, stosowanych w układach napędowych ze sterowaniem tolerującym uszkodzenia tranzystorów przedstawiono m.in. w [18], [20]. Z finansowego punktu widzenia, zastosowanie pełnej redundancji sprzętowej, tj. np. dodatkowej gałęzi przekształtnika, która zastępuje uszkodzoną część przemiennika częstotliwości w razie awarii, stanowi mało atrakcyjne rozwiązanie. W przypadku dwupoziomowych, trójfazowych układów falownikowych często są stosowane redundantne topologie, które po rekonfiguracji połączeń odpowiadają układom trójfazowych falowników o napięciu wyjściowym formowanym przy użyciu czterech tranzystorów [16]. Pomimo ograniczenia zakresu regulacji prędkości znamionowo obciążonego napędu do wartości o połowę mniejszej niż znamionowa, z uwagi na niski koszt rozwiązania, przemysłowe zastosowanie wspomnianych układów energoelektronicznych jest często rozpatrywane [3], [4], [10], [11], [16], [17]. Podstawowym problemem związanym z zastosowaniem falowników 4-tranzystorowych jest nierównowaga napięć kondensatorów filtra falownika, która uniemożliwia poprawną modulację jego napięcia wyjściowego [17].

W niniejszej pracy przedstawiono predykcyjny algorytm regulacji strumienia stojana oraz momentu elektromagnetycznego silnika zasilanego z 4-tranzystorowego falownika napięcia, tj. układu przekształtnikowego o topologii równoważnej do topo-

logii otrzymanej po rekonfiguracji połączeń tranzystorów IGBT, następującej po zdiagnozowaniu awarii wybranego tranzystora. Zaletą przedstawionego rozwiązania jest stabilizacja napięć kondensatorów filtra falownika, przy jednoczesnym zachowaniu wysokiej jakości regulacji zmiennych stanu w napędzie. Korzystne właściwości metody wynikają z zastosowanej adaptacji współczynnika wagowego funkcji kosztów sterowania, który reguluje szybkość procesu wyrównywania napięć kondensatorów. A artykule zdefiniowano sposób strojenia regulatora predykcyjnego oraz zaprezentowano wyniki badań symulacyjnych potwierdzających skuteczność zaproponowanego rozwiązania.

2. UKŁAD FALOWNIKOWY

Na rysunku 1a przedstawiono układ falownikowy umożliwiający nieprzerwaną pracę napędu elektrycznego po wystąpieniu uszkodzenia jednego z tranzystorów falownika napięcia [5]. W przypadku zwarcia łącznika, gałąź falownika, w której nastąpiła awaria zostaje odseparowana od silnika za pomocą bezpiecznika. Jeżeli zostanie zdiagnozowana dysfunkcja tranzystora polegająca na braku zdolności do przewodzenia prądu, jest wymuszane rozwarcie prawidłowo pracującego tranzystora w uszkodzonej gałęzi falownika. Następnie, odseparowana faza silnika zostaje przyłączona do punktu środkowego filtra napięcia stałego falownika za pomocą odpowiedniego triaka TrA, TrB lub TrC [16], [18]. Na rys. 1b przedstawiono układ falownika napięcia równoważny topologii obowiązującej po rekonfiguracji obwodów przekształtnika na skutek awarii tranzystora w fazie A.



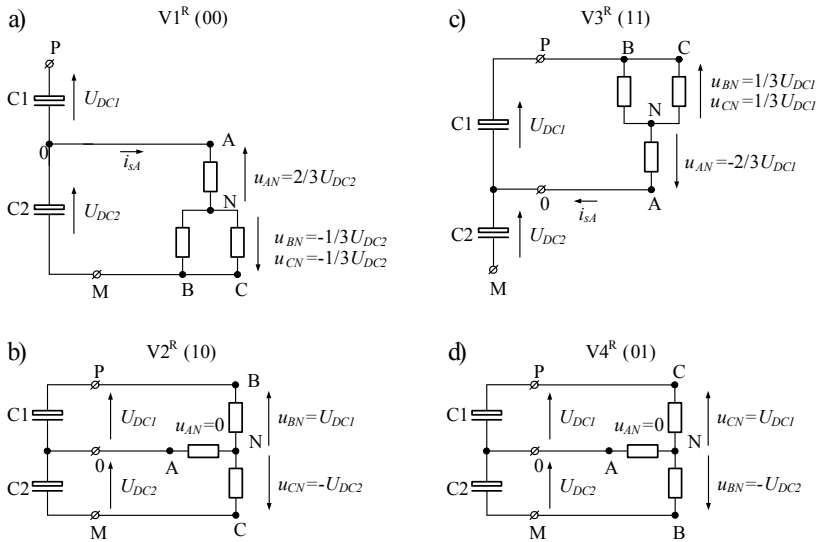
Rys. 1. Schemat obwodu mocy falownika (a) oraz topologia równoważna do układu po rekonfiguracji połączeń w fazie A (b)

W artykule przeanalizowano reprezentatywny przypadek, w którym faza A silnika jest podłączona do punktu środkowego 0 filtra falownika (rys. 1a). Napięcie wyjściowe przemiennika częstotliwości może być kształtowane za pomocą tranzystorów fazy B oraz C. Na rys. 2 pokazano schematy obwodowe układu falownikowego zasilającego trójfazowy odbiornik, odpowiadające czterem możliwym konfiguracjom załączeń

tranzystorów. Wektory napięć wyjściowych falownika $\mathbf{V1}^R, \dots, \mathbf{V4}^R$ mogą zostać wyznaczone na podstawie napięć fazowych u_{AN}, u_{BN} oraz u_{CN} zgodnie z zależnością (1):

$$\mathbf{V}^R = \frac{2}{3}(u_{AN} + \mathbf{a}u_{BN} + \mathbf{a}^2u_{CN}), \quad (1)$$

przy czym $\mathbf{a} = \exp(j2\pi/3)$. Wyniki obliczeń zostały przedstawione w tabeli 1.



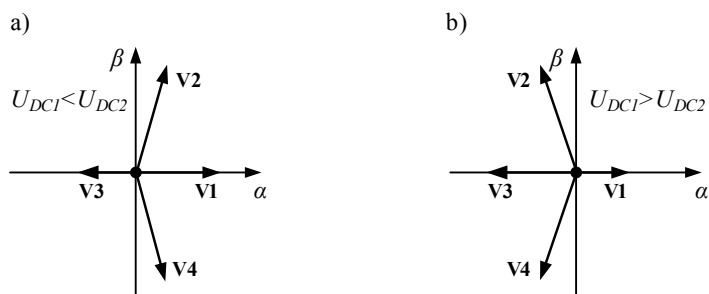
Rys. 2. Schematy obwodowe układu falownikowego zasilającego trójfazowy odbiornik, po rekonfiguracji połączeń na skutek awarii tranzystora w fazie A

Tabela 1. Definicja wektorów napięcia falownika

Wektory napięcia falownika		
Oznaczenie	Stan przewodzenia	Definicja w stacjonarnym układzie współrzędnych $\alpha\text{-}\beta$ [V]
$\mathbf{V1}^R$	T6 i T2 przewodzą, T3 i T5 nie przewodzą	$\frac{2}{3}U_{DC2}$
$\mathbf{V2}^R$	T3 i T2 przewodzą, T6 i T5 nie przewodzą	$\frac{1}{3}(U_{DC2} - U_{DC1}) + j\frac{\sqrt{3}}{3}(U_{DC1} + U_{DC2})$
$\mathbf{V3}^R$	T3 i T5 przewodzą, T6 i T2 nie przewodzą	$-\frac{2}{3}U_{DC1}$
$\mathbf{V4}^R$	T6 i T5 przewodzą, T3 i T2 nie przewodzą	$\frac{1}{3}(U_{DC2} - U_{DC1}) - j\frac{\sqrt{3}}{3}(U_{DC1} + U_{DC2})$

Zgodnie z rys. 2, jeżeli zostanie załączony wektor $\mathbf{V1}^R$, kondensator C1 jest ładowany, natomiast C2 rozładowywany. W przypadku wymuszenia wektora $\mathbf{V3}^R$, napię-

cie U_{DC1} kondensatora C1 maleje natomiast napięcie U_{DC2} kondensatora C2 rośnie. Wygenerowanie wektorów $\mathbf{V2}^R$ oraz $\mathbf{V4}^R$ nie powoduje powstania różnicy wartości napięć kondensatorów. Biorąc pod uwagę powyższe zależności można zauważyć, że jeśli różnica pomiędzy czasem załączenia wektora $\mathbf{V1}^R$ oraz $\mathbf{V3}^R$ będzie znaczna, a wartość prądu pobieranego przez odbiornik wysoka (biorąc pod uwagę standardową pojemność filtru), jeden z kondensatorów może zostać rozładowany, natomiast napięcie drugiego osiągnąć wartość równą napięciu zasilającemu falownik. W związku z tym, stabilizacja U_{DC1} oraz U_{DC2} jest konieczna, nie tylko z uwagi na ochronę kondensatorów przed zniszczeniem, ale również możliwość uzyskania jak najwyższego współczynnika głębokości modulacji. Zgodnie z Tabelą 1, amplituda każdego z wektorów napięcia falownika zależy od wartości U_{DC1} oraz U_{DC2} , natomiast w przypadku wektorów $\mathbf{V2}^R$ oraz $\mathbf{V4}^R$ również ich położenie w stacjonarnym układzie współrzędnych α - β , jak w przykładzie z rys. 3.



Rys. 3. Wektory napięcia falownika po rekonfiguracji w fazie A, gdy: $U_{DC1} < U_{DC2}$ (a) lub $U_{DC1} > U_{DC2}$ (b)

3. BEZPOŚREDNIE STEROWANIE STRUMIENIEM I MOMENTEM SILNIKA

W pracy przedstawiono algorytm sterowania predykcyjnego strumieniem i momentem silnika indukcyjnego, oparty na modelu dynamicznym maszyny indukcyjnej, opisanym równaniami (2)–(5) [5]:

$$\mathbf{u}_s = r_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} + j\omega_k \boldsymbol{\psi}_s, \quad (2)$$

$$0 = r_r \mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\psi}_r}{dt} + j(\omega_k - p_p \omega_m) \boldsymbol{\psi}_r, \quad (3)$$

$$\boldsymbol{\psi}_s = l_s \mathbf{i}_s + l_h \mathbf{i}_r, \quad (4)$$

$$\boldsymbol{\psi}_r = l_h \mathbf{i}_s + l_r \mathbf{i}_r, \quad (5)$$

gdzie: \mathbf{u}_s , \mathbf{i}_s , $\boldsymbol{\psi}_s$ – wektor napięcia, prądu oraz strumienia stojana; \mathbf{i}_r , $\boldsymbol{\psi}_r$ – wektor prądu oraz strumienia wirnika; r_s , r_r – rezystancja stojana oraz wirnika, l_s , l_r , l_h – indukcyjność stojana, wirnika oraz główna; ω_k , ω_m – prędkość kątowna układu odniesienia oraz mechaniczna wirnika; p_p – liczba par biegunów.

Bezpośrednie sterowanie momentem maszyny indukcyjnej wymaga estymacji strumienia stojana. W stacjonarnym układzie współrzędnych ($\omega_k = 0$), po przekształceniu równania (2), strumień stojana może być estymowany zgodnie z zależnością (6):

$$\boldsymbol{\psi}_s = \int (\mathbf{u}_s - r_s \mathbf{i}_s) dt. \quad (6)$$

W każdym kroku obliczeniowym błąd estymacji wynikający z całkowania składowej stałej mierzonych prądów fazowych pogłębia się i wymaga odpowiedniej korekcji [7]. W niniejszej pracy do estymacji $\boldsymbol{\psi}_s$ przekształcono równania (4)–(5) uzyskując (7):

$$\boldsymbol{\psi}_s = \left(l_s - \frac{l_h^2}{l_r} \right) \mathbf{i}_s + \frac{l_h \boldsymbol{\psi}_r}{l_r}. \quad (7)$$

Na podstawie równania (3) oraz (5) wyznaczono estymator strumienia wirnika (8):

$$\frac{d\boldsymbol{\psi}_r}{dt} = \left(jp_p \omega_m - \frac{r_r}{l_r} \right) \boldsymbol{\psi}_r + \frac{r_r l_h}{l_r} \mathbf{i}_s. \quad (8)$$

Moment elektromagnetyczny maszyny jest obliczany zgodnie z zależnością (9):

$$m_e = \frac{3}{2} p_p \operatorname{Im} \{ \boldsymbol{\psi}_s^* \mathbf{i}_s \}. \quad (9)$$

Przedstawiona metoda sterowania polega na jednokrokowej predykcji estymaty momentu elektromagnetycznego silnika $m_e(t_{k+1})$ oraz strumienia stojana $\boldsymbol{\psi}_s(t_{k+1})$ dla wszystkich możliwych stanów załączeń tranzystorów falownika, tj. w przypadku wektorów napięć $\mathbf{V1}^R$, ..., $\mathbf{V4}^R$. Dyskretyzując równanie (6) przy użyciu metody Eulera, uzyskuje się zależność (10) [2], [12]:

$$\boldsymbol{\psi}_s(t_{k+1}) = \boldsymbol{\psi}_s(t_k) + T_s (\mathbf{u}_s(t_k) - r_s \mathbf{i}_s(t_k)), \quad (10)$$

gdzie T_s oznacza okres próbkowania. Przy czym należy zauważyć, że $\boldsymbol{\psi}_s(t_k)$ jest estymowane na podstawie zależności (7). Predykcja estymaty momentu elektromagnetycznego maszyny wymaga prognozy prądu stojana $\mathbf{i}_s(t_{k+1})$. Po przekształceniu równań (2)–(5) uzyskuje się następującą zależność (11) [5]:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_s(t_{k+1}) = & \frac{T_s l_r}{w_1} \mathbf{u}_s(t_k) + \left(1 - T_s \left(\frac{l_r r_s}{w_1} + \frac{l_h^2 r_r}{w_2} \right) \right) \mathbf{i}_s(t_k) \\ & + T_s \left(\frac{l_h r_r}{w_2} - j \frac{l_h}{w_1} p_p \omega_m(t_k) \right) \boldsymbol{\Psi}_r(t_k), \end{aligned} \quad (11)$$

gdzie $w_1 = l_r l_s - l_h^2$ oraz $w_2 = l_r w_1$.

W celu stabilizacji napięć kondensatorów filtra falownika, wartości tych napięć są prognozowane zgodnie z równaniami (12), (13):

$$U_{DC1}(t_{k+1}) = U_{DC1}(t_k) + \frac{T_s}{2C_1} i_{sA}(t_{k+1}), \quad (12)$$

$$U_{DC2}(t_{k+1}) = U_{DC2}(t_k) + \frac{T_s}{2C_2} i_{sA}(t_{k+1}). \quad (13)$$

Decyzja o załączeniu odpowiednich tranzystorów jest podejmowana na podstawie minimalizacji funkcji celu (kosztów sterowania) F_p , która została zdefiniowana następująco (14):

$$\begin{aligned} F_p(t_k) = & \left| \frac{m_{e \text{ ref}}(t_k) - m_e(t_{k+1})}{m_{e \text{ nom}}} \right|^2 + \tau_\psi \left| \frac{\psi_{s \text{ ref}}(T_k) - \psi_s(t_{k+1})}{\psi_{s \text{ nom}}} \right|^2 \\ & + \tau_{DC} \left| \frac{U_{DC1}(t_k) - U_{DC2}(t_{k+1})}{U_{DC \text{ nom}} / 2} \right|^2 + I_{s \text{ lim}}(t_{k+1}), \end{aligned} \quad (14)$$

gdzie τ_ψ, τ_{DC} oznaczają współczynniki wagowe składników funkcji celu, które są związane odpowiednio: z błędem regulacji strumienia stojana oraz niezbalansowaniem napięć kondensatorów filtra falownika. Zgodnie z (14), błąd pomiędzy wartością zadaną $m_{e \text{ ref}}(t_k)$ i prognozowaną $m_{e \text{ ref}}(t_{k+1})$ momentu elektromagnetycznego jest normalizowany przez wartość znamionową $m_{e \text{ nom}}$. Wartość bezwzględna znormalizowanego błędu jest podniesiona do drugiej potęgi. Podobnie sformułowano wyrażenie dotyczące strumienia stojana oraz napięć: U_{DC1} i U_{DC2} . Ograniczenie zadanego prądu stojana zostało wprowadzone w postaci funkcji (15) [12]:

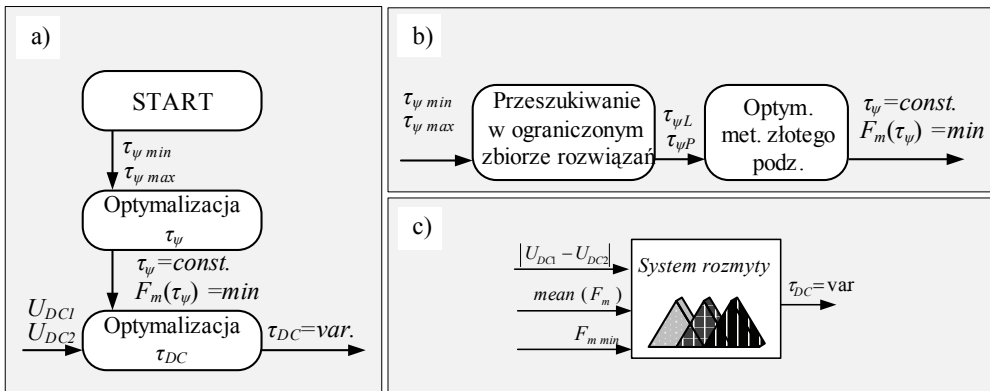
$$I_{s \text{ lim}}(t_{k+1}) = \begin{cases} T, & \text{jeżeli } i_{sA}(t_{k+1}) \cup i_{sB}(t_{k+1}) \cup i_{sC}(t_{k+1}) > i_{s \text{ max}}, \\ 0, & \text{jeżeli } i_{sA}(t_{k+1}) \cap i_{sB}(t_{k+1}) \cap i_{sC}(t_{k+1}) \leq i_{s \text{ max}}, \end{cases} \quad (15)$$

gdzie $T = 10E + 14$ jest, tzw. karą za przekroczenie maksymalnej wartości prądu $i_{s \text{ max}}$. Wspomniana kara powoduje odrzucenie danej konfiguracji załączeń tranzystorów falownika w procesie decyzyjnym algorytmu predykcyjnego.

W pracy zaproponowano oryginalny sposób doboru współczynników wagowych τ_ψ oraz τ_{DC} funkcji (14). W celu uzyskania optymalnej wartości τ_ψ , w trakcie testu układu napędowego po rekonfiguracji połączeń falownika jest minimalizowana funkcja F_m zdefiniowana zgodnie z (16). Wspomniany test uwzględnia stany statyczne oraz dynamiczne napędu, tak aby zapewnić wysoką jakość sterowania w każdych warunkach pracy.

$$F_m = \sum_{i=1}^n \left(\left| \frac{m_{e,ref,i} - m_{e,i}}{m_{e,nom}} \right| + \left| \frac{\psi_{s,ref,i} - \psi_{s,i}}{\psi_{s,nom}} \right| \right). \quad (16)$$

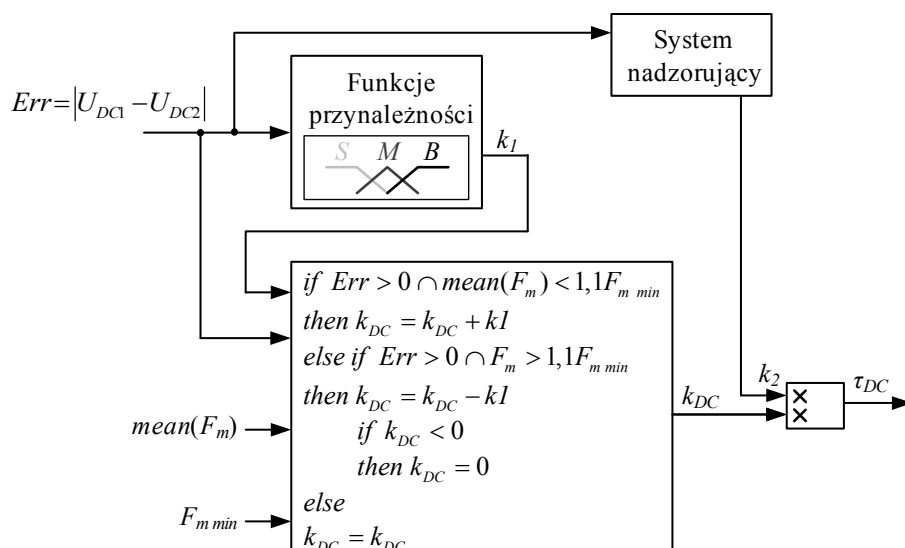
W procesie optymalizacji jest wyznaczana wartość współczynnika τ_ψ , przy którym jakość regulacji momentu elektromagnetycznego silnika oraz strumienia stojana jest najlepsza, tzn. F_m przyjmuje najmniejszą wartość. Dodatkowo jest zapamiętywana minimalna wartość funkcji F_m . Schemat blokowy algorytmu poszukiwania optymalnych wartości współczynników wagowych funkcji kosztów (14) pokazano na rys. 4(a).



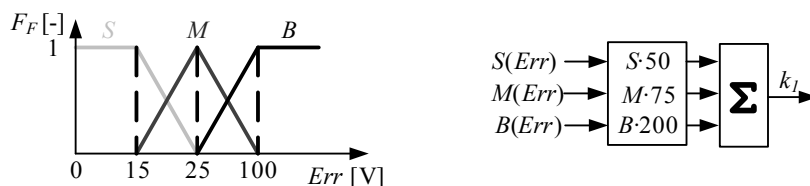
Rys. 4. Optymalizacja współczynników wagowych funkcji kosztów: ogólny algorytm optymalizacji τ_ψ oraz τ_{DC} (a), szczegółowy algorytm optymalizacji współczynnika τ_ψ (b) oraz τ_{DC} (c)

Zgodnie z rys. 4(b), w ograniczonym zbiorze rozwiązań $R \in [\tau_{\psi min}, \tau_{\psi max}]$ jest poszukiwana optymalna wartość współczynnika τ_ψ . W tym celu R jest dzielony na podzbiory w sposób logarytmiczny. Dla elementów ograniczających podzbiory jest obliczana wartość funkcji F_m , a następnie wyznaczany argument $\tau_{\psi 0}$ dla którego F_m przyjmuje minimalną wartość. Każdy z dwóch podzbiorów zawierających wspólny element ograniczający $\tau_{\psi 0}$ oraz skrajne elementy $[\tau_{\psi L}, \tau_{\psi R}]$ jest dzielony na dziesięć części, następnie procedura poszukiwania argumentu, dla którego wartość funkcji F_m jest najmniejsza zostaje powtórzona. W ostatnim etapie optymalizacji wykorzystano metodę złotego podziału.

Wartość współczynnika τ_{DC} zmienia się w zależności od różnicy napięć kondensatorów wejściowego filtra falownika i wartości funkcji określającej jakość regulacji strumienia stojana oraz momentu elektromagnetycznego silnika, jak pokazano na rys. 4c i rys. 5.



Rys. 5. Adaptacyjny mechanizm doboru współczynnika τ_{DC}



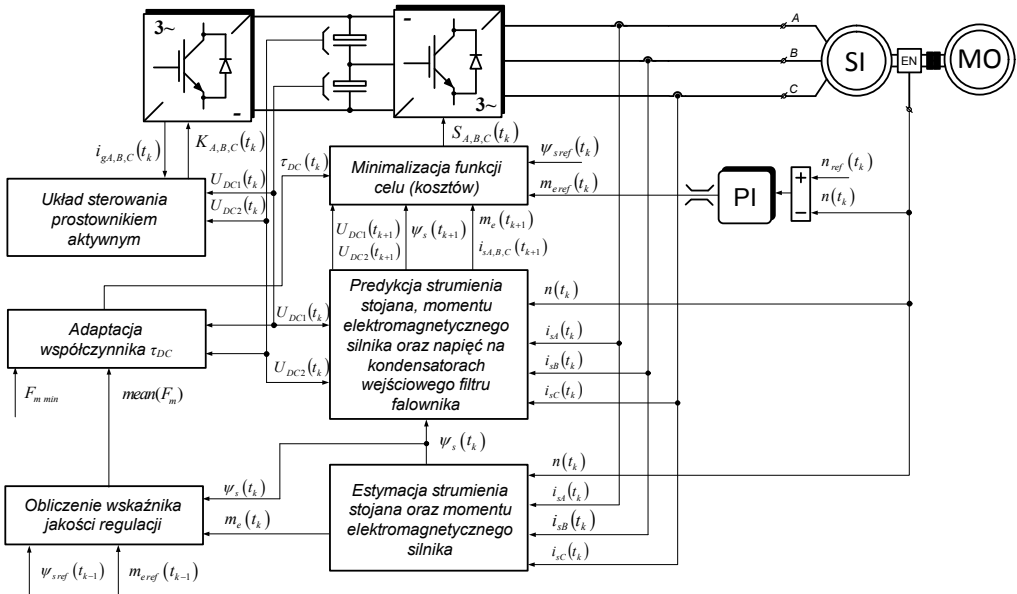
Rys. 6. Obliczanie współczynnika k_1

Wartość bezwzględna różnicy napięć kondensatorów filtra falownika Err jest przetwarzana za pomocą funkcji przynależności F_F (rys. 6). Wazona suma stopni przynależności Err do poszczególnych funkcji F_F tworzy współczynnik k_1 , którego wartość wpływa na szybkość zmian k_{DC} , a tym samym również na τ_{DC} (rys. 5). Przez $F_{m \min}$ oznaczono minimalną wartość funkcji F_m , która została zarejestrowana w procesie optymalizacji współczynnika τ_{ψ} . Jak pokazano na rys. 5 wartość k_{DC} wzrasta do chwili aż nie zostanie przekroczony o 10% dopuszczalny wskaźnik jakości regulacji strumienia stojana i momentu elektromagnetycznego silnika, tzn. gdy średnia wartość $F_m > 1,1 F_{m \min}$.

Współczynnik τ_{DC} jest zdefiniowany jako iloczyn k_{DC} oraz zmiennej wyjściowej k_2 systemu nadzorującego. Wartość k_2 zależy od relacji pomiędzy U_{DC1} oraz U_{DC2} w następujący sposób (17):

$$k_2 = \begin{cases} 1, & \text{gdy } 0,5 < \frac{U_{DC1}}{U_{DC2}} < 2, \\ k_2 = k_2 + 0,1, & \text{gdy } \left(\frac{U_{DC1}}{U_{DC2}} \leq 0,5 \right) \cup \left(\frac{U_{DC1}}{U_{DC2}} \geq 2 \right), \end{cases} \quad (17)$$

Wprowadzenie współczynnika k_2 ma na celu uniknięcie awarii przemiennika częstotliwości na skutek naładowania jednego z kondensatorów do zbyt wysokiego napięcia.



Rys. 7. Schemat układu sterowania napędem elektrycznym

Schemat zamodelowanego układu sterowania napędem elektrycznym został przedstawiony na rys. 7. Strumień stojana ψ_s jest estymowany na podstawie parametrów schematu zastępczego maszyny indukcyjnej, mierzonych prądów fazowych $i_{sA,B,C}$ oraz prędkości kątowej $\omega_m = 2\pi n/60$ silnika, zgodnie z zależnością (7). Ponadto, przy użyciu równania (9) jest estymowany moment elektromagnetyczny silnika m_e . Następnie, na podstawie przebiegu znormalizowanego błędów regulacji strumienia stojana oraz momentu elektromagnetycznego silnika (16), zostaje obliczona średnia wartość wskaźnika jakości regulacji $mean(F_m)$. W każdym kroku obliczeniowym jest wyzna-

czana wartość współczynnika wagowego τ_{DC} , zgodnie z algorytmem przedstawionym na rys. 5. Dla każdej z możliwych konfiguracji stanów załączeń $S_{A,B,C}$ tranzystorów falownika jest prognozowana wartość strumienia (10) oraz prądu stojana (11), momentu elektromagnetycznego silnika (9) i napięć na kondensatorach filtra falownika (12)–(13). Przewidywane wartości regulowanych bądź kontrolowanych zmiennych stanu są argumentami funkcji celu F_p , zgodnie z zależnością (14). W procesie optymalizacji zostają wyznaczone stany załączeń tranzystorów falownika, dla których F_p przyjmuje najmniejszą wartość, co gwarantuje najlepszą jakość sterowania napędem.

4. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH

4.1. OPIS MODELU SYMULACYJNEGO

W niniejszym rozdziale zaprezentowano wybrane wyniki badań, które zostały użyte do stworzenia modelu symulacyjnego napędu elektrycznego utworzonego w środowisku MATLAB/Simulink. Obliczenia zostały wykonane przy wykorzystaniu metody Eulera z czasem próbkowania $T_s = 30 \mu\text{s}$. Wartość wyjściowa prostownika aktywnego zasilającego falownik jest stabilizowana i wynosi 563 V [9]. Pojemności kondensatorów wejściowego filtra falownika wynoszą odpowiednio: $C_1 = 4 \text{ mF}$ oraz $C_2 = 4 \text{ mF}$. Parametry znamionowe maszyny indukcyjnej podano w tabeli 2.

Tabela 2. Parametry maszyny indukcyjnej

Parametry schematu zastępczego maszyny			Parametry znamionowe		
Rezystancja stojana	r_s	5,9 Ω	moc	P_{nom}	1,1 kW
Rezystancja wirnika	r_r	4,6 Ω	moment el.	m_{nom}	7,5 Nm
Indukcyjność stojana	l_s	0,4173 H	prędkość	n_{nom}	1400 Obr/min
Indukcyjność wirnika	l_r	0,4173 H	napięcie	u_{nom}	230/400 V
Indukcyjność główna	l_h	0,3925 H	prąd	i_{nom}	5,0/2,9 A

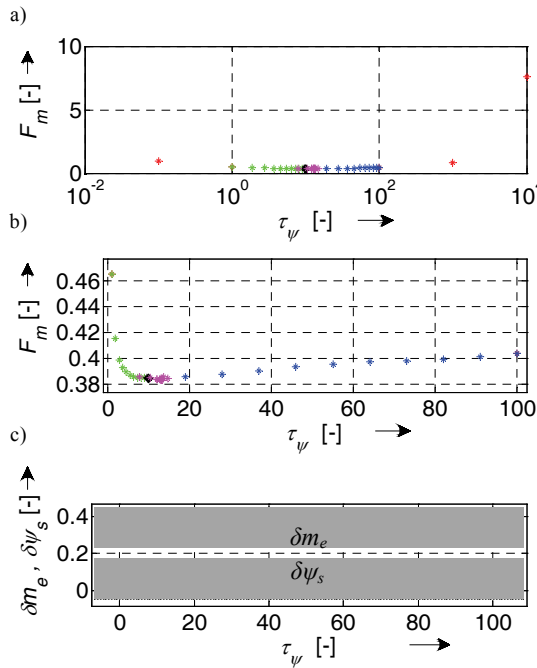
4.2. OPTIMALIZACJA WARTOŚCI WSPÓLCZYNNIKÓW WAGOWYCH FUNKCJI KOSZTÓW DLA PREDYKCYJNEGO ALGORYTMU STEROWANIA NAPIĘDEM

Proces optymalizacji współczynników wagowych funkcji kosztów algorytmu sterowania strumieniem stojana oraz momentem elektromagnetycznym silnika został przeprowadzony zgodnie z metodą zaproponowaną w rozdziale 3. Na rys. 8 pokazano wyniki badań dotyczących optymalizacji współczynnika τ_{ψ} . Na rys. 8(a) zaprezentowano zależność $F_m = f(\tau_{\psi})$ oraz na rys. 8(b) jej widok w powiększeniu dla uzyskanej minimalnej wartości F_m . Ponadto, na rys. 8(c) pokazano relację pomiędzy jakością regulacji strumienia stojana oraz momentu elektromagnetycznego silnika a wartością

współczynnika wagowego τ_ψ . W tym celu zdefiniowano funkcję określającą znormalizowany błąd regulacji strumienia stojana $\delta\psi_s$ (18) oraz momentu elektromagnetycznego silnika indukcyjnego δm_e (19):

$$\delta\psi_s = \sum_{i=1}^n \left(\left| \frac{\psi_{s \text{ ref},i} - \psi_{s,i}}{\psi_{s \text{ nom}}} \right| \right), \quad (18)$$

$$\delta m_e = \sum_{i=1}^n \left(\left| \frac{m_{e \text{ ref},i} - m_{e,i}}{m_{e \text{ nom}}} \right| \right). \quad (19)$$

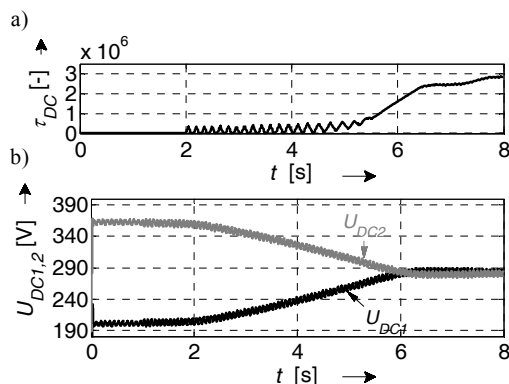


Rys. 8. Wyniki optymalizacji współczynnika τ_ψ : $F_m = f(\tau_\psi)$ (a), widok w powiększeniu $F_m = f(\tau_\psi)$ (b), $\delta\psi_s = f(\tau_\psi)$ oraz $\delta m_e = f(\tau_\psi)$ (c)

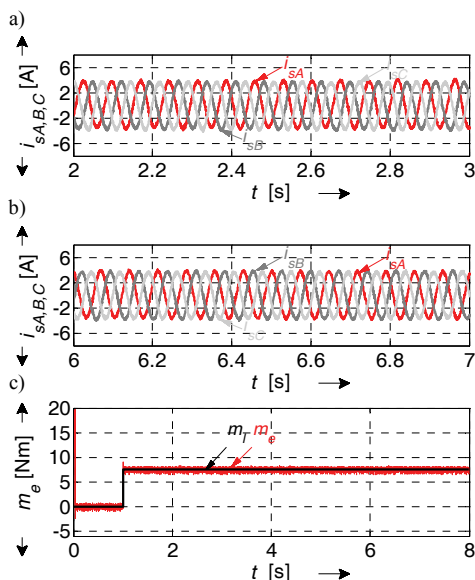
Na podstawie wyników przeprowadzonych badań można stwierdzić, że funkcja F_m osiąga minimum dla $\tau_\psi = 13,1$. Tej wartości τ_ψ odpowiada również minimum $\delta\psi_s$.

Skuteczność działania zaproponowanej metody adaptacji współczynnika wagowego τ_{DC} została zweryfikowana dla przypadku, kiedy wartości napięć kondensatorów filtra wejściowego falownika wynosiły odpowiednio $U_{DC1}(t = 0 \text{ s}) = 200 \text{ V}$ oraz $U_{DC2}(t = 0 \text{ s}) = 360 \text{ V}$ (rys. 9(b)). Test algorytmu wykonano podczas pracy napędu ze znamionowym obciążeniem $m_l = 7,5 \text{ Nm}$ oraz prędkością $n = 350 \text{ obr/min}$. W chwili

$t = 2$ s aktywowano mechanizm adaptacji współczynnika τ_{DC} , którego przebieg wartości jest widoczny na rys. 9(a). W konsekwencji adaptacji współczynnika τ_{DC} funkcji celu algorytmu sterowania predykcyjnego, różnica pomiędzy napięciami kondensatorów filtru falownika została zminimalizowana (rys. 9b). Na rysunku 10 pokazano odpowiednie przebiegi prądów stojana oraz momentu elektromagnetycznego silnika podczas wyrównywania napięć U_{DC1} oraz U_{DC2} .



Rys. 9. Działanie algorytmu wyrównywania napięć kondensatorów filtru falownika: współczynnik wagowy τ_{DC} (a) oraz napięcia U_{DC1} i U_{DC2} (b)

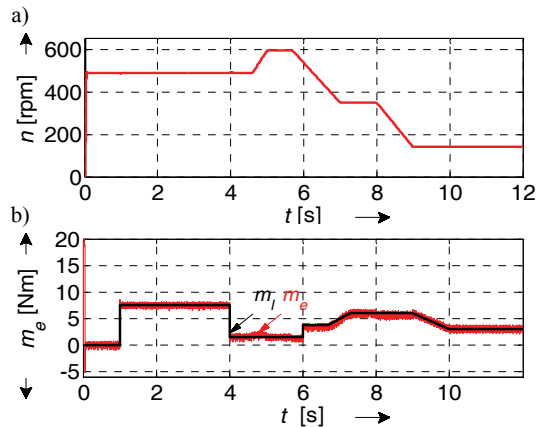


Rys. 10. Przebiegi zmiennych stanu w napędzie podczas wyrównywania napięć kondensatorów filtru falownika: prądy fazowe silnika $i_{sA,B,C}$ (a, b) moment elektromagnetyczny silnika m_e (c)

Jak wynika z przeprowadzonych badań, zaprezentowany predykcyjny algorytm bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym silnika oraz strumieniem stojana, przy jednoczesnej stabilizacji napięć kondensatorów wejściowego filtra falownika, pozwala na zachowanie sinusoidalnego kształtu prądów fazowych (rys. 10a, b) oraz gładkiego przebiegu momentu elektromagnetycznego silnika zasilanego z 4-tranzystorowego falownika napięcia (rys. 10c).

4.3. WERYFIKACJA DZIAŁANIA ALGORYTMU STEROWANIA NAPĘDEM PODCZAS ZMIAN ZADANEJ PRĘDKOŚCI KĄTOWEJ ORAZ MOMENTU OBCIĄŻENIA

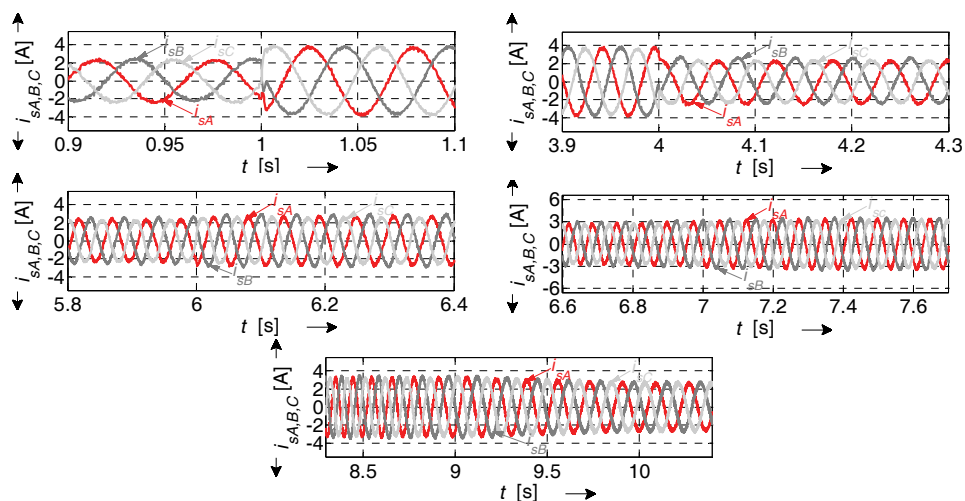
W celu weryfikacji poprawności działania algorytmu sterowania napędem elektrycznym w różnych stanach pracy, przeprowadzono symulację jego działania uwzględniającą zmiany prędkości kątowej oraz momentu obciążenia (rys. 11). W chwili $t = 1$ s silnik obracający się z prędkością $n = 490$ obr/min został znamionowo obciążony momentem $m_l = 7,5$ Nm. Następnie w chwili $t = 4$ s skokowo zmniejszono obciążenie do $m_l = 1,5$ Nm oraz stopniowo zwiększano prędkość silnika do $n = 595$ obr/min. Od chwili $t = 5,7$ s prędkość była zmniejszana do $n = 350$ obr/min (aż do $t = 7$ s) oraz równocześnie zwiększano obciążenie: początkowo do $m_l = 3,75$ Nm (w chwili $t = 6$ s), a następnie do $m_l = 6,0$ Nm. W okresie $t = 8-9$ s zmniejszano prędkość aż do $n = 150$ obr/min, po czym zredukowano obciążenie do $m_l = 3,0$ Nm. Na rys. 12 przedstawiono przebiegi prądów fazowych silnika odpowiadające opisanym stanom pracy napędu.



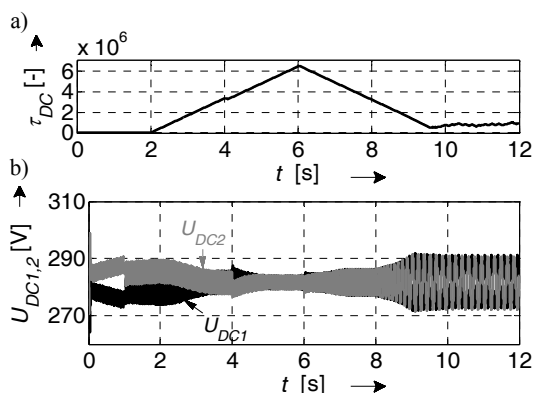
Rys. 11. Weryfikacja skuteczności działania algorytmu sterowania napędem w warunkach szerokich zmian prędkości obrotowej n silnika (a) oraz momentu obciążenia m_l (b)

Jak pokazano na rys. 13, do chwili $t = 2$ s mechanizm adaptacji współczynnika τ_{DC} nie był aktywny, tzn. $\tau_{DC} = 0$, a następnie został włączony, co spowodowało szybkie

wyrównanie napięć na kondensatorach filtra wejściowego falownika. Uzależnienie wartości współczynnika τ_{DC} od średniego błędu regulacji strumienia stojana oraz momentu elektromagnetycznego silnika pozwala na uzyskanie sinusoidalnych prądów fazowych oraz skutkuje brakiem znaczących oscylacji momentu elektromagnetycznego silnika, nawet w trakcie dużej różnicy napięć na kondensatorach filtra falownika, co jest niemożliwe do uzyskania w przypadku $\tau_{DC} = \text{const}$. Uwzględnienie nierównowagi pomiędzy napięciem U_{DC1} i U_{DC2} w funkcji kosztów prowadzi do utrzymania stałej średniej wartości tych napięć na równym poziomie, bez względu na warunki pracy napędu.



Rys. 12. Przebiegi prądu stojana $i_{sA,B,C}$ podczas różnych stanów pracy napędu



Rys. 13. Weryfikacja poprawności działania algorytmu wyrównywania napięć kondensatorów filtra falownika podczas różnych stanów pracy napędu (jak na rys. 10): współczynnik wagowy τ_{DC} (a) oraz napięcia U_{DC1} i U_{DC2} (b)

5. PODSUMOWANIE

Metody wektorowej modulacji napięć fazowych w falownikach 4-tranzystorowych są opisane w literaturze naukowej oraz mogą być stosowane w przypadku technik sterowania napędami elektrycznymi tolerującymi uszkodzenia. Jednak klasyczne algorytmy modulacji nie radzą sobie z problemem niezrównoważenia napięć na kondensatorach filtra wejściowego falownika napięcia. W niniejszym artykule przedstawiono predykcyjną metodę bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym oraz strumieniem stojana silnika indukcyjnego, w której zastosowano oryginalny adaptacyjny algorytm eliminujący problem nierównowagi napięć kondensatorów wejściowego filtra falownika. Dzięki utrzymaniu średniej wartości napięć kondensatorów na stałym oraz równym poziomie jest gwarantowana stabilna praca napędu w szerokim zakresie zmian prędkości obrotowej oraz momentu obciążenia, przy wymaganej stosunkowo niewielkiej pojemności kondensatorów filtra falownika. W pracy zaprezentowano metodologię optymalizacji oraz adaptacji współczynników wagowych funkcji kosztów regulatora predykcyjnego oraz udowodniono jej skuteczność za pomocą badań symulacyjnych.

Projekt 569/X/2014/U został sfinansowany przez Europejski Fundusz Społeczny.

LITERATURA

- [1] ALAVI M., WANG D., LUO M., *Short-Circuit Fault Diagnosis for Three-Phase Inverters Based on Voltage-Space Patterns*, IEEE Trans. on Ind. Electron., 2014, Vol. 6, 5558–5569.
- [2] CORTES P., KAZMIERKOWSKI M.P., KENNEL R.M., QUEVEDO D.E., RODRIGUEZ J., *Predictive Control in Power Electronics and Drives*, IEEE Trans. on Ind. Electron., 2008, 4312–4324.
- [3] EL BADSI B., BOUZIDI B., MASMOUDI A., *DTC Scheme for a Four-Switch Inverter-Fed Induction Motor Emulating the Six-Switch Inverter Operation*, IEEE Trans. on Pow. Electron., 2013, Vol. 28, No. 7, 3528–3538.
- [4] FU Jr., LIPO T.A., *A Strategy to Isolate the Switching Device Fault of a Current Regulated Motor Drive*, Proc. of IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet., 1993, Vol. 2, 1015–1020.
- [5] HOLZ J., *A The dynamic representation of AC drive systems by complex signal flow graphs*, Proc. IEEE Int. Symp. on Ind. Electron., 1994, 1–6.
- [6] HOLZ J., JUNTAO Q., *Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motors*, IEEE Trans. on Ind. Appl., 2003, Vol. 39, No. 4, 1052–1060.
- [7] LEE S.-S., KIM J.-H., HYUN D.-S., *Programmable LPF-based stator flux estimator for sensorless induction motor control*, IEEE Veh. Pow. and Propuls. Conf., 2012, 104–109.
- [8] LU B., SHARMA S.K., *A literature review of IGBT fault diagnostic and protection methods for power inverters*, IEEE Trans. on Ind. Appl., 2009, Vol. 45, No. 5, 1770–1777.
- [9] MALINOWSKI M., KAZMIERKOWSKI M.P., TRZYNADLOWSKI A.M., *A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives*, IEEE Trans. on Pow. Electron., 2003, Vol. 18, No. 6, 1390–1396.

- [10] NACUSSE M.A., ROMERO M., HAIMOVICH H., SERON M.M., *DTFC versus MPC for induction motor control reconfiguration after inverter faults*, Conf. on Control and Fault-Tolerant Systems, 2010, 759–764.
- [11] NGUYEN T.D., NGUYEN H.M., LEE H.-H., *An adaptive carrier-based PWM method for four-switch three-phase inverter*, IEEE Int. Symp. on Ind. Electron., 2009, 1552–1557.
- [12] RODRIGUEZ J., CORTES P., *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, Universidad Tecnica Federico Santa Maria, Valparaiso Press, Chile, 2012.
- [13] RODRIGUEZ S., CLAUDIO D., THEILLIOL P., VELA L., *A New Fault Detection Technique for IGBT Based on Gate Voltage Monitoring*, IEEE Electronics Specialists Conf., 2007, 1001–1005.
- [14] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Wpływ uszkodzenia tranzystora IGBT falownika napięcia na przebiegi zmiennych stanu silnika indukcyjnego ze sterowaniem wektorowym*, Przegląd Elektrotechniczny, 2013, vol. 89, nr 2b, 162–165.
- [15] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Analiza i diagnostyka uszkodzeń tranzystorów w przekształtniku sieciowym AC/DC*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 69, Seria: Studia i Materiały, 2013, Nr 33, 70–81.
- [16] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Low-cost fault-tolerant control scheme for SVM two-level voltage-inverter-fed induction motor drive*, Proc. 11th Int. Conf. τ_{DC} on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems, 2014, 561–566.
- [17] SOBANSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Analysis of Space Vector Modulation Technique in Inverter-Fed Fault-Tolerant Induction Motor Drive*, Proc. 16th Int. Pow. Electron. and Motion Control Conf., 2014, 1216–1221.
- [18] WELCHKO B.A., LIPO T.A., JAHNS T.M., SCHULZ S.E., *Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies: A Comparison of Features, Cost, and Limitations*, IEEE Trans. Pow. Electron., 2004, Vol. 19, No. 4, 1108–1116.
- [19] YANG S., XIANG D., BRYANT P., RAN L., TAVNER P., *Condition monitoring for device reliability in power electronic converters: a review*, converters: a review, IEEE Trans. on Power Electronics, 2010, Vol. 25, 2734–2752.
- [20] ZHANG W., HU D., ENJETI P.N., LI H., HAWKE J.T., KRISHNAMOORTHY H.S., *Survey on Fault-Tolerant Techniques for Power Electronic Converters*, IEEE Trans. on Pow. Electron., 2014, Vol. 29, 6319–6331.

PREDICTIVE CONTROL ALGORITHM FOR INDUCTION MOTOR DRIVE FED BY 4-SWITCH VOLTAGE INVERTER

In this paper a finite-state predictive torque and flux control of an induction motor drive fed by four-switch voltage inverter has been presented. The proposed method is dedicated to fault-tolerant control systems that are capable to operate under transistor faults of a three phase voltage inverter. Thanks to a weighting factor adaptation of a term related to an error between DC-link voltages in a cost function of the predictive algorithm, a high quality drive performance is achieved. In the article a tuning procedure of a predictive controller has been developed and proved by simulations.