

Predykcyjna regulacja momentu i strumienia silnika indukcyjnego - dobór współczynnika wagowego

Streszczenie. W artykule przedstawiono predykcyjną metodę regulacji momentu i strumienia (PTFC). Jej główną wadą jest konieczność doboru wartości współczynnika wagowego występującego w funkcji kosztu J . Wartość współczynnika wagowego decyduje o poziomie tętnień momentu i strumienia oraz średniej częstotliwości łączeń tranzystorów falownika i w obecnym stanie wiedzy jest ona najczęściej dobierana doświadczalnie. W artykule przedstawiono analityczny sposób doboru optymalnej wartości współczynnika wagowego zapewniającego porównywalne tętnienia składowych wektora prądu stojana na podstawie parametrów maszyny i falownika.

Abstract. These paper presents a predictive torque and flux control method (PTFC). Its main drawback is the need to choose the value of weighting factor in cost function J . The weight factor determines the level of torque and flux ripple and also the value of average switching frequency. In the present state of knowledge value of weighting factor is selected experimentally. The article presents an analytical way of selecting the optimal value of the weight factor providing comparable ripple level of components of the stator current vector based on the parameters of the machine and the inverter. (**Predictive torque and flux control – weighting factor selecting**).

Słowa kluczowe: FCS-MPC, silnik indukcyjny, DTC, współczynniki wagowe.

Keywords: Finite control set model predictive control (FCS-MPC), induction motor, DTC, weighting factors.

Wstęp

Główną cechą sterowania predykcyjnego jest używanie modelu obiektu do przewidywania przyszłych zmian wartości wielkości regulowanych. Wybór optymalnego sterowania dokonywany jest na podstawie określonego kryterium optymalizacji. Klasyfikację rodziny sterowania predykcyjnego, które jest bardzo szerokim określeniem, przedstawiono w pracy [1]. Jedną z pierwszych metod regulacji predykcyjnej, która została zastosowana w energoelektronice w latach 80 tych, opisano w pracy [2]. Sterowanie to zostało przeznaczone do regulacji prądów przekształtnika DC/AC, zasilającego silnik indukcyjny dużej mocy. Głównym kryterium optymalizacji była minimalizacja częstotliwości łączeń tranzystorów przy określonym obszarze uchybu prądu. W tym przypadku minimalizacja częstotliwości łączeń polegała na szukaniu wektora napięcia przekształtnika, zapewniającego najdłuższy czas do kolejnego przełączenia, biorąc pod uwagę w ilu gałęziach przekształtnika wymagane będzie przełączenie na optymalny wektor napięcia. Sterowanie to zostało zaliczone do kategorii hysteresis based predictive control.

Wraz z rozwojem mocy obliczeniowej procesorów sygnałowych, znacznie wzrosło zainteresowanie sterowaniem predykcyjnym z grupy MPC (Model Predictive Control) [3], [4]. Metody predykcyjne, bazujące na modelu obiektu, można podzielić na dwie zasadnicze grupy: metody z nieskończoną liczbą sterowań CCS-MPC (Continuous Control Set Model Predictive Control) oraz metody ze skończoną liczbą sterowań FCS-MPC (Finite Control Set Model Predictive Control).

W metodach z pierwszej grupy (z nieskończoną liczbą sterowań), na podstawie modelu i przewidywanych wartości składowych uchybu kontrolowanych wielkości, obliczane są współrzędne wypadkowego wektora napięcia przekształtnika, który zapewnia całkowitą kompensację uchybu regulacji po określonym czasie. Wyznaczony wektor napięcia jest odtwarzany przez modulator SVM. Opracowano algorytmy typu CCS-MPC do sterowania przekształtnikiem AC/DC [5], [6], [7] oraz metody sterowania przekształtnikiem DC/AC, zasilającym silnik indukcyjny [8] bądź PMSM [9]. Algorytmy CCS-MPC, dzięki zachowaniu dobrych właściwości w stanie statycznym i przejściowym, łączą zalety sterowania liniowego i nieliniowego. Ponadto stała częstotliwość łączeń ułatwia zaprojektowanie odpowiednich filtrów EMI.

Sterowanie drugiego typu (FCS-MPC), polega na wykorzystaniu dyskretnej natury działania przekształtników DC/AC, charakteryzujących się określoną (skończoną) liczbą możliwych do uzyskania wektorów napięcia. Obliczenia realizowane są w każdym kroku próbkowania dla wszystkich wektorów napięcia przekształtnika (w przypadku przekształtników wielopozomowych wiąże się to z dużą liczbą obliczeń). Wyboru określonego sterowania (wektora napięcia), dokonuje się na podstawie minimalizacji zdefiniowanej funkcji kosztu, która umożliwia równoległą regulację różnych wielkości fizycznych w układzie np. napięcia [10], prądu [11], momentu i strumienia [12], częstotliwości łączeń [10], poziomu zakłóceń [13], prędkości kątowej [14]. Dzięki dużej elastyczności przy określaniu funkcji kosztu, sterowanie FCS-MPC zostało opracowane dla wielu rodzajów przekształtników, między innymi dla przekształtników matrycowych [15] przekształtników prądu [16] bezprzerwowych źródeł zasilania UPS [17], filtrów aktywnych [18].

W przypadku przekształtników DC/AC zasilających silnik indukcyjny, powstały prace opisujące sterowanie FCS-MPC składowymi wektora prądu stojana (sterowanie FOC z predykcyjną regulacją prądu) [19], [20] nazywane PCC. Analogicznie do metody DTC, opracowano algorytm predykcyjnej regulacji momentu i strumienia – PTFC [12]. Liczne modyfikacje sterowania PTFC przedstawiono w pracach [21], [22]. W metodzie tej komparatory momentu i strumienia, sektory oraz tablica przełączeń zostały zastąpione regulatorem predykcyjnym, z pominięciem regulatorów prądu. Wyboru optymalnego wektora napięcia przekształtnika dokonuje się na podstawie minimalizacji funkcji kosztu J , która złożona jest z przewidywanego uchybu momentu i strumienia. Porównanie dwóch strategii sterowania tj. predykcyjnej regulacji składowych wektora prądu stojana z predykcyjną regulacją momentu i strumienia przedstawiono w pracy [23]. Według autorów, sterowanie PCC zapewnia niższą wartość współczynnika THDi prądu stojana, z kolei algorytm PTFC charakteryzuje się niższymi tętnieniami momentu. Porównania dokonano zmieniając wartość współczynnika wagowego tak, by w obu metodach uzyskać taką samą średnią częstotliwość łączeń tranzystorów.

W metodzie PTFC współczynnik wagowy w_{psi} występujący w funkcji kosztu, decyduje o jakości regulacji momentu i strumienia. Jest to pojedynczy element

wymagający strojenia, w zależności od parametrów maszyny i przekształtnika DC/AC. Jedyny znany autorowi analityczny sposób doboru wagi w_{psi} , przedstawiony został w artykule [24]. Dotyczy on jednak inaczej skonstruowanej funkcji kosztu i jest dosyć złożony w implementacji. Ponadto metoda zaprezentowana w literaturze [24], przez swoją modyfikację upodabnia się do rodziny CCS-MPC.

W związku z powyższym w artykule przedstawiono autorski sposób na dobór parametru w_{psi} . Współczynnik ten zapewnia, że algorytm sterowania kontroluje moment i strumień na zdanym poziomie. Parametr w_{psi} dobrany według przedstawionego kryterium pozwala na sterowanie silnikiem przy najniższych odkształceniach prądu (lub bardzo bliskich wartości minimalnej) oraz znacznie skraca czas implementacji metody PTFC.

Model przekształtnika DC/AC współpracującego z silnikiem indukcyjnym

Do analizy wykorzystano równania silnika indukcyjnego w układzie współrzędnych dq wirującym z pulsacją synchroniczną ω_o [21]:

$$(1) \quad \mathbf{u}_{sdq} = R_s \mathbf{i}_{sdq} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{sdq} + j\omega_o \boldsymbol{\psi}_{sdq}$$

$$(2) \quad \mathbf{u}_{rdq} = R_r \mathbf{i}_{rdq} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{rdq} + j(\omega_o - p_b \omega_m) \boldsymbol{\psi}_{rdq}$$

$$(3) \quad \boldsymbol{\psi}_{sdq} = L_s \mathbf{i}_{sdq} + L_m \mathbf{i}_{rdq}$$

$$(4) \quad \boldsymbol{\psi}_{rdq} = L_r \mathbf{i}_{rdq} + L_m \mathbf{i}_{sdq}$$

gdzie:

\mathbf{u}_{sdq} , \mathbf{u}_{rdq} , \mathbf{i}_{sdq} , \mathbf{i}_{rdq} - wektory przestrzenne napięcia i prądu uzwojenia stojana i wirnika, $\boldsymbol{\psi}_{sdq}$, $\boldsymbol{\psi}_{rdq}$ - wektory przestrzenne strumieni skojarzonych ze stojanem oraz z wirnikiem, L_s , L_r , L_m - indukcyjności własne uzwojeń stojana, wirnika i indukcyjność główna.

Napięcie stojana (1), po uwzględnieniu równań strumieniowo-prądowych (3) i (4) i zorientowaniu układu odniesienia względem strumienia wirnika ($\psi_{rq} = 0$), opisuje zależność (5):

$$(5) \quad \mathbf{u}_{sdq} = R_s \mathbf{i}_{sdq} + \sigma L_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{sdq} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{rd} + j\omega_o \sigma L_s \mathbf{i}_{sdq} + j\omega_o \frac{L_m}{L_r} \boldsymbol{\psi}_{rd}$$

Przyjmując, że ze względu na tłumiące właściwości całkowitej indukcyjności rozproszenia σL_s , pochodna strumienia wirnika $\frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{rd}$ jest bliska zeru oraz wprowadzając pojęcie siły elektromotorycznej rotacji (6), ostatecznie równanie napięciowe (5) przyjmuje postać (7).

$$(6) \quad \mathbf{e}_r = j\omega_o \frac{L_m}{L_r} \boldsymbol{\psi}_{rd} = j\mathbf{e}_r$$

$$(7) \quad \mathbf{u}_{sdq} = R_s \mathbf{i}_{sdq} + \sigma L_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{sdq} + j\omega_o \sigma L_s \mathbf{i}_{sdq} + j\mathbf{e}_r$$

W przypadku zasilania silnika indukcyjnego z przekształtnika DC/AC napięcie stojana równe jest napięciu przekształtnika [26]:

$$(8) \quad \mathbf{u}_{dq} = \mathbf{u}_{sdq} = R_s \mathbf{i}_{sdq} + \sigma L_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{sdq} + j\omega_o \sigma L_s \mathbf{i}_{sdq} + j\mathbf{e}_r$$

gdzie:

$$\mathbf{u}_{dq} = \begin{cases} \frac{2}{3} U_{DC} e^{j[(n-1)\frac{\pi}{3} - \theta_o]} & : \text{dla } n = \{1, 2, 3, 4, 5, 6\} \\ "0" & : \text{dla } n = \{0, 7\} \end{cases}$$

- wektor napięcia kształtowany przez przekształtnik DC/AC zależy od stanu łączników.

W napięciu wyjściowym przekształtnika \mathbf{u}_{dq} można wyróżnić dominującą, sinusoidalną, pierwszą harmoniczną napięcia \mathbf{u}_{dq}^* , zwaną inaczej wektorem napięcia zadanego, opisaną poniższą zależnością:

$$(9) \quad \mathbf{u}_{dq}^* = R_s \mathbf{i}_{sdq}^* + j\omega_o \sigma L_s \mathbf{i}_{sdq}^* + j\mathbf{e}_r$$

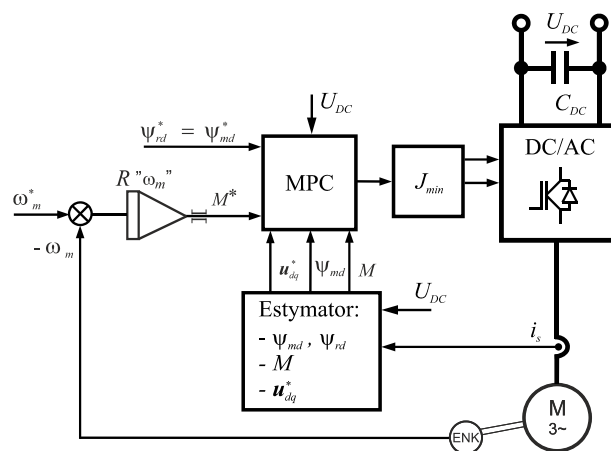
Moment elektromagnetyczny w wirującym układzie współrzędnych dq (względem wektora strumienia wirnika $\boldsymbol{\psi}_{rdq}$) opisuje zależność (10):

$$(10) \quad M = \frac{3}{2} p_b \frac{L_m}{L_r} \boldsymbol{\psi}_{rd} \mathbf{i}_{sq}$$

Opis algorytmu sterowania PTFC

Ze względu na łatwiejsze wyjaśnienie sposobu dobru współczynnika wagowego w_{psi} , w artykule przedstawiono zmodyfikowaną wersję sterowania PTFC. Zmiana polega na regulacji składowej d strumienia głównego zamiast stojana oraz zorientowaniu wirującego układu współrzędnych dq na strumień wirnika $\boldsymbol{\psi}_{rdq}$.

Schemat zmodyfikowanego algorytmu sterowania PTFC przedstawiono na rysunku 1.

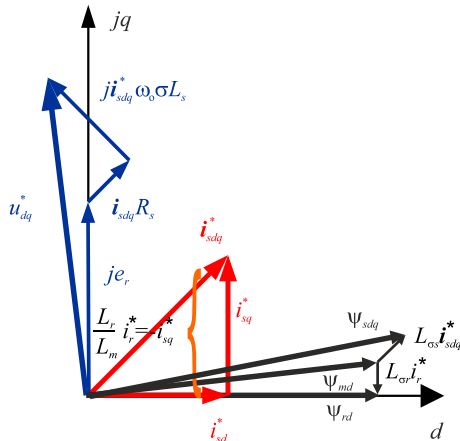


Rys.1. Schemat sterowania PTFC

Rolą nadrzędnej pętli regulacji jest kontrola zadanej prędkości kątowej ω_m^* . Sygnałem wyjściowym regulatora prędkości jest moment zadany M^* . Zadane wielkości momentu M^* i składowej d strumienia głównego $\boldsymbol{\psi}_{md}^*$ podawane są do bloku predykcji MPC.

Zgodnie z wykresem wektorowym silnika indukcyjnego dla stanu ustalonego (rys. 2) [25] składowe d strumienia wirnika i strumienia głównego są równe $\boldsymbol{\psi}_{md} = \boldsymbol{\psi}_{rd}$. Stąd zaproponowano podejście, w którym bezpośrednią wielkością regulowaną jest składowa d strumienia głównego $\boldsymbol{\psi}_{md}^*$, a strumień wirnika $\boldsymbol{\psi}_{rd}^*$, który niezbędny jest do estymacji momentu elektromagnetycznego (10) regulowany

jest niejako w sposób pośredni. Strumień główny ψ_{md} podlega relatywnie znacznie większym zmianom w okresie próbkowania T_s (w porównaniu do zmian strumienia wirnika), które można obliczyć na podstawie równania (17).



Rys.2. Wykres wektorowy silnika indukcyjnego dla przebiegów sinusoidalnych (zadanych)

W omawianej metodzie sterowania wielkościami mierzonymi są trzy prądy fazowe stojana $i_{s,u,v,w}$, napięcie stałe U_{DC} w obwodzie pośredniczącym oraz kąt położenia wału maszyny ϑ_m . Do estymacji wektora strumienia wirnika wykorzystano model prądowy [25].

Algorytm sterowania rozpoczyna się od pomiarów wielkości mierzonych oraz ich transformacji do układu wirującego dq (krok k). Następnie wyznaczany jest wektor napięcia zadanego \mathbf{u}_{dq}^* zgodnie z zależnością 9. Proces predykcji $\psi_{md}(k+1)$ i $M(k+1)$ przeprowadzany jest poprzez wyznaczenie przewidywanej zmiany wektora prądu $\Delta \mathbf{i}_{sdq}$ w kroku $(k+1)$ (zależność (12)), przy czym wektor pochodnej prądu w realizacji dyskretnej przybiera postać ilorazu różnicowego:

$$(11) \quad \frac{d\mathbf{i}_{sdq}}{dt} \approx \frac{\Delta \mathbf{i}_{sdq}(k+1)}{T_s}.$$

Przewidywane zmiany wektora prądu stojana $\Delta \mathbf{i}_{sdq}(k+1)$ wyznaczone są dla wszystkich konfiguracji łączników falownika:

$$(12) \quad \Delta \mathbf{i}_{sdq}(k+1) = \frac{\mathbf{u}_{dq}(k+1) - \mathbf{u}_{dq}^*(k+1)}{\sigma L_s} T_s.$$

Na podstawie (12) obliczane jest położenie wektora prądu w następnym kroku próbkowania $(k+1)$:

$$(13) \quad \mathbf{i}_{sdq}(k+1) = \mathbf{i}_{sdq}(k) + \Delta \mathbf{i}_{sdq}(k+1)$$

W układzie wirującym dq wielkości zadane są stałe. Przy bardzo krótkich czasach próbkowania T_s można stwierdzić, że wartości zadane w kroku $(k+1)$ są bardzo bliskie wartościom zadany w kroku k :

$$(14) \quad \mathbf{u}_{dq}^*(k+1) \approx \mathbf{u}_{dq}^*(k)$$

$$(15) \quad \psi_{md}^*(k+1) \approx \psi_{md}^*(k)$$

$$(16) \quad M^*(k+1) \approx M^*(k)$$

Wykorzystując przewidywaną wartość prądu $i_{sd}(k+1)$, można wyznaczyć przewidywaną wartość składowej d strumienia głównego:

$$(17) \quad \psi_{md}(k+1) = (\sigma L_s - L_{cs}) i_{sd}(k+1) + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd}(k).$$

Wartość momentu w kroku $(k+1)$ wyznaczona jest na podstawie poniższej zależności:

$$(18) \quad M(k+1) = \frac{3}{2} p_b \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd}(k) i_{sq}(k+1).$$

Jak już wspomniano, ze względu na bardzo wolne zmiany strumienia wirnika (stała czasowa $T_r \gg T_s$), użycie w równaniach (17) oraz (18) wartości strumienia wirnika z kroku k nie wnosi istotnego błędu.

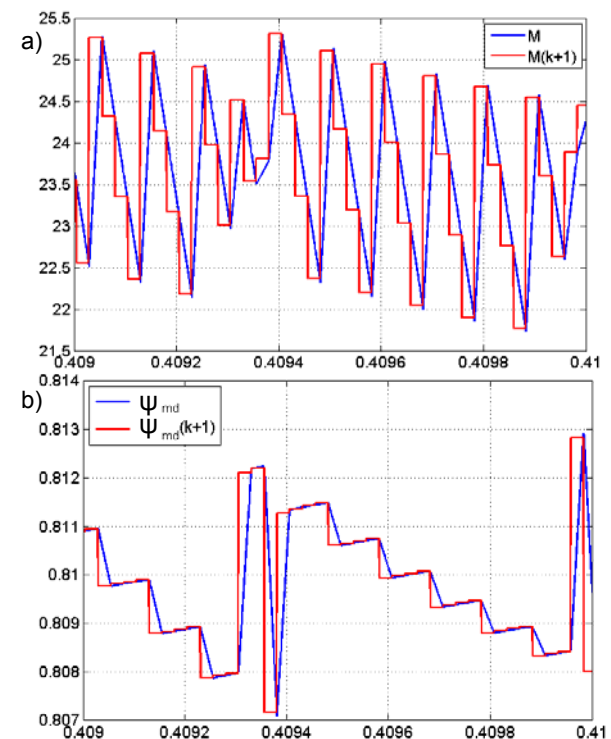
Porównując przewidywane wartości strumienia $\psi_{md}(k+1)$ i momentu $M(k+1)$ z wartościami zadanymi $\psi_{md}^*(k+1)$ i $M^*(k+1)$ obliczono przewidywane uchyby strumienia $\varepsilon_\psi(k+1)$ i momentu $\varepsilon_M(k+1)$:

$$(19) \quad \varepsilon_\psi(k+1) = \psi_{md}^*(k+1) - \psi_{md}(k+1)$$

$$(20) \quad \varepsilon_M(k+1) = M^*(k+1) - M(k+1).$$

W ostatnim etapie predykcji algorytm dokonuje wyboru optymalnego wektora napięcia przekształtnika $\mathbf{u}_{dq}(k+1)$, dla którego funkcja kosztu J ma najmniejszą wartość:

$$(21) \quad J = w_{psi}^2 \varepsilon_\psi^2(k+1) + \varepsilon_M^2(k+1).$$



Rys.3. Przebiegi przewidywanego momentu $M(k+1)$ (kolor czerwony, skala: 0,5 N·m/dz) oraz chwilowa wartość momentu M (kolor niebieski, skala: 0,5 N·m / dz) (a), przebieg przewidywanego strumienia $\psi_{md}(k+1)$ (kolor czerwony, skala: 1 mWb/dz) oraz chwilowa wartość strumienia ψ_{md} (kolor niebieski, skala: 1 mWb/dz) (b)

W celu minimalizacji częstotliwości łączeń tranzystorów f_{sw} wykorzystując tożsame działanie wektorów zerowych „000” lub „111”, obliczenia funkcji kosztu J powtarzane są dla siedmiu kombinacji łączników przekształtnika. W przypadku, gdy optymalnym wektorem napięcia jest wektor zerowy wybór pomiędzy dwiema kombinacjami łączników – „000” lub „111” – dokonywany jest z uwzględnieniem minimalnej liczby niezbędnych przełączeń (jeśli $\mathbf{u}_{dq}(k)$ jest wektorem „110” algorytm wybierze wektor „111”, a jeśli $\mathbf{u}_{dq}(k)$ jest wektorem „100” algorytm wybierze „000”).

Ze względu na fakt, że w czasie okresu próbkowania T_s zmiany momentu są znacznie większe niż zmiany strumienia, niezbędne jest użycie współczynnika wagowego w_{psi} . Jego wartość wpływa na relację tętnień momentu w stosunku do tętnień strumienia oraz pośrednio na średnią częstotliwość łączeń $f_{sw(av)}$ tranzystorów falownika. Sposób doboru wartości w_{psi} przedstawiono w dalszej części artykułu.

Na rysunku 3 zaprezentowano wyniki działania zaproponowanego algorytmu obliczania przewidywanego strumienia $\psi_{md}(k+1)$ oraz momentu $M(k+1)$. Przebiegi pokazują, że wartości $\psi_{md}(k+1)$ oraz $M(k+1)$ wyznaczone w kroku k , pokrywają się bardzo dokładnie z wartościami ψ_{md} oraz M . Wielkości ψ_{md} oraz M należy traktować jako wartości chwilowe. W programie Matlab/Simulink wartość „mierzona” ψ_{md} oraz M odwzorowana została z krokiem 0,1 μs , a okres próbkowania T_s wynosił 25 μs .

Wyznaczenie optymalnej wartości współczynnika wagowego

Kryteria doboru współczynników wagowych nie są tak jednoznaczne jak dobór optymalnych nastaw regulatorów PI. Regulatory te są znane od dziesięcioleci i powszechnie używane w energoelektronice oraz automatyce napędu elektrycznego. Opracowano szereg różnych kryteriów doboru nastaw regulatorów liniowych [27].

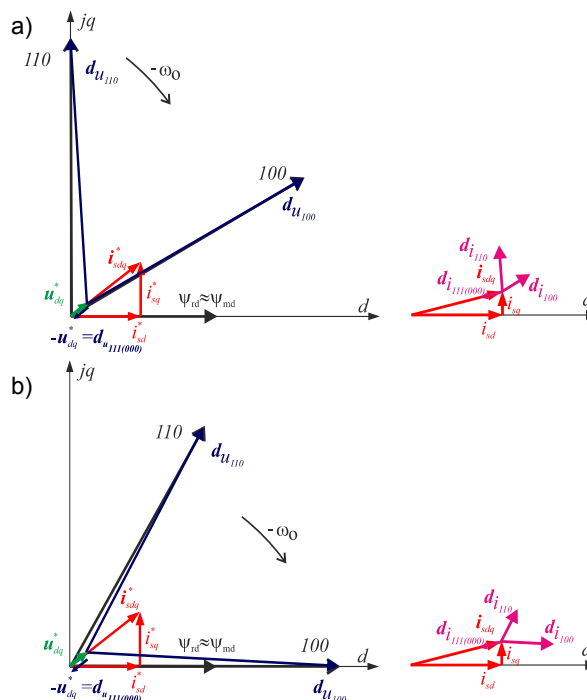
Ponieważ nie ma jasnych kryteriów doboru współczynników wagowych w funkcji kosztu, największa zaleta metod FCS-MPC jest też największą wadą. Zagadnienie związane z doбором wartości współczynników wagowych jest w ostatnich kilku latach bardzo intensywnie rozwijane. W publikacjach [28], [29] przedstawiono metody predykcyjne, w których wagi współczynników w funkcji kosztu dobierane były empirycznie na podstawie symulacji. Pomocnymi przy dobrze wartości współczynników wagowych są algorytmy genetyczne, logika rozmyta, kryteria minimalizacji błędu średniokwadratowego MSE. Na przykładzie predykcyjnego sterowania momentem i strumieniem w silniku indukcyjnym opisana została jak dotąd jedyna znana autorowi analityczna metoda wyznaczania współczynników wagowych *on-line* [24]. Natomiast w publikacji [30] autorzy opisali algorytm pozbawiony współczynników wagowych w funkcji J .

Obecność współczynników wagowych w funkcji kosztu J wynika z faktu, że równoległa regulacja wielu różnych zmiennych (posiadających zasadniczo różne jednostki, wartości, szybkość zmian) w jednej funkcji kosztu J wymaga współczynników skalujących wspomniane różnice. Innymi słowy, współczynniki wagowe mają za zadanie ujedynolnić wpływ wielkości fizycznych o całkowicie różnym charakterze na wybór wektora napięcia przekształtnika. Ponadto współczynniki wagowe pozwalają na zmianę preferencji co do jakości regulacji występujących w funkcji kosztu wielkości, tzn. ich wartości wpływają bezpośrednio na jakość sterowania.

W funkcji kosztu J (21) występuje współczynnik wagowy w_{psi} , od którego zależą właściwości predykcyjnego regulatora momentu i strumienia. Omawiany predykcyjny regulator momentu i strumienia nie posiada ograniczeń co do wyboru wektorów napięcia przekształtnika \mathbf{u}_{dq} . Pomimo te-

go w stanie ustalonym, ze względu na odgórne kryterium minimalizacji tętnień momentu i strumienia, układ regulacji będzie kształtował (odtworzał) zadany wektora napięcia \mathbf{u}_{dq}^* z dwóch wektorów aktywnych (leżących pomiędzy wektorem \mathbf{u}_{dq}^*) oraz wektora zerowego. Zachowanie to jest analogiczne do tego, jakie obserwuje się w modulatorze SVM/PWM.

Idea doboru współczynnika wagowego rozpoczyna się od wyznaczenia maksymalnych zmian składowych d i q wektora $\Delta \mathbf{i}_{sd}(k+1)$, jakie mogą wywołać aktywne wektory napięcia przekształtnika \mathbf{u}_{dq} leżące pomiędzy wektorem napięcia zadanego \mathbf{u}_{dq}^* . Na rysunku 4 przedstawiono dwie sytuacje, w których analizowane położenia gwiazdy wektorów napięcia \mathbf{u}_{dq} (110 oraz 100) powodują, że długość wektora proporcjonalnego do pochodnej prądu \mathbf{d}_u w osi d lub q jest najdłuższa.



Rys.4. Graficzna ilustracja kształtowania napięcia \mathbf{u}_{dq}^* z optymalnych wektorów napięcia przekształtnika \mathbf{u}_{dq} przy niskiej prędkości silnika w wirującym układzie współrzędnych dq . Położenie gwiazdy wektorów napięcia zapewniające największą zmianę wektora prądu w osi q (a). Położenie gwiazdy wektorów napięcia zapewniające największą zmianę prądu w osi d (b).

Przy niskich prędkościach silnika ($\omega_m < 0,1\omega_{mn}$) wektor sem. \mathbf{e}_r oraz spadek napięcia na indukcyjności σL_s ($\omega_o \approx 0$) są bliskie zero (rys.4). Zgodnie z równaniem (9) wektor napięcia zadanego \mathbf{u}_{dq}^* pokrywa się praktycznie z wektorem spadku napięcia na rezystancji stojana R_s [26]. W związku z tym, dla uproszczenia dalszej analizy można z powodzeniem przyjąć, że $\mathbf{u}_{dq} \approx 0$. Stąd pochodna \mathbf{d}_{u110} w osi q w sytuacji z rysunku 4a oraz pochodna \mathbf{d}_{u100} w osi d (rys. 4b) osiąga maksymalną wartość – bliską długości wektora napięcia zasilającego $2/3 (U_{DC})$. Wykorzystując zależności (11) i (12) można obliczyć maksymalne zmiany wektora prądu stojana w obu osiach:

$$(22) \quad \Delta i_{sd}(k+1) = \Delta i_{sq}(k+1) = \frac{2}{3} \frac{U_{DC}}{\sigma L_s} T_s.$$

Wyznaczone zmiany wektora prądu (22) przełożą się na odpowiadające im przyrosty składowej d strumienia głównego i momentu:

$$(23) \quad \Delta\psi_{md}(k+1) = (\sigma L_s - L_{cs})\Delta i_{sd}(k+1),$$

$$(24) \quad \Delta M(k+1) = \frac{3}{2} p_b \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd}(k) \Delta i_{sq}(k+1).$$

Definicję, według której obliczane są przewidywane wartości uchybów opisano równaniami:

$$(25) \quad \varepsilon_\psi(k+1) = \psi_{md}^*(k+1) - (\psi_{md}(k) + \Delta\psi_{md}(k+1)),$$

$$(26) \quad \varepsilon_M(k+1) = M^*(k+1) - (M(k) + \Delta M(k+1)).$$

Przyjmując, że metoda sterowania zapewnia, że rzeczywiste wielkości regulowane są bliskie wartościom zdany, równania (25) oraz (26) upraszczają się do postaci:

$$(27) \quad \varepsilon_\psi(k+1) = -\Delta\psi_{md}(k+1),$$

$$(28) \quad \varepsilon_M(k+1) = -\Delta M(k+1).$$

Pomimo równych zmian składowych wektora prądu stojana i_{sdq} , zmiany strumienia i momentu są radykalnie różne. Zadaniem współczynnika w_{psi} jest to, aby ze względu na mniejsze wartości $\Delta\psi_{md}(k+1)$, zwiększyć wpływ strumienia na wybór wektora napięcia przekształtnika. Stąd na podstawie funkcji kosztu J (21) można zapisać:

$$(29) \quad \varepsilon_M^2(k+1) = w_{psi}^2 \varepsilon_\psi^2(k+1),$$

lub

$$(30) \quad \Delta M^2(k+1) = w_{psi}^2 \Delta\psi_{md}^2(k+1).$$

Na podstawie (30) zalecana wartość współczynnika wagowego w_{psi} wynosi:

$$(31) \quad w_{psi} = \left| \frac{\Delta M(k+1)}{\Delta\psi_{md}(k+1)} \right|.$$

Tak obliczona wartość w_{psi} zapewnia poprawne odtwarzanie momentu i strumienia oraz najniższe odkształcenie prądu stojana.

Wyniki badań laboratoryjnych

Badania eksperymentalne przeprowadzono na stanowisku badawczym z przekształtnikiem AC/DC/AC o mocy $S = 10$ kVA zasilającym maszynę indukcyjną typu servo 1PH8 firmy Siemens opisaną parametrami (tabela 1).

Tabela 1. Parametry maszyny indukcyjnej użytej na stanowisku badawczym

Parametr	Wartość
Moc znamionowa P_N	3,7 kW
Znamionowe napięcia zasilające U_N	350 V
Znamionowa wartość prądu I_N	10 A
Zaminowa częstotliwość f_N	51,6 Hz
Znamionowa prędkość kątowa ω_{mN}	157 rad/s
Liczba par biegunów p_b	2
Moment znamionowy M_N	23,6 N·m
Znamionowy moment bezwładności J_N	0,017 kg·m ²
Znamionowa wartość strumienia wirnika ψ_{rN}	0,81 Wb
Rezystancja stojana R_s	0,81 Ω
Rezystancja wirnika R_r	0,53 Ω
Indukcyjność główna L_m	98,5 mH
Indukcyjność rozproszenia $L_{cs} = L_{\sigma r}$	3,8 mH
Całkowita indukcyjność rozproszenia σL_s	7,7 mH

Badania w stanie ustalonym przeprowadzono dla prędkości kątowej $\omega_m = 0,5\omega_{mN}$ i dwóch wartościach momentu obciążenia M w odniesieniu do momentu znamionowego maszyny M_N :

$$\text{I. } \omega_m = 0,5\omega_{mN}; M = 0,25M_N$$

$$\text{II. } \omega_m = 0,5\omega_{mN}; M = M_N$$

Pomiary przeprowadzono w zakresie zmian współczynnika wagowego $w_{psi} < 100; 1500 >$. Optymalna wartość współczynnika wagowego $w_{psi} = 610$ została obliczona według kryteriów przedstawionych we wcześniejszym podrozdziale. Testy przeprowadzone w stanie ustalonym miały na celu ocenę wpływu współczynnika wagowego w_{psi} na możliwości kształtowania momentu i strumienia oraz na jakość prądu stojana. Oceniane były następujące współczynniki wyznaczone w okresie pierwszej harmonicznej [31]:

- współczynnik $THDi$ prądu fazowego stojana,
- współczynnik odkształcenia prądu fazowego definiowany zależnością:

$$(32) \quad \Delta I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i - i_1)^2 dt}$$

rozumiany jako wartość skuteczna wszystkich harmonicznych występujących w prądzie po odjęciu od chwilowej wartości prądu fazowego jej pierwszej harmonicznej,

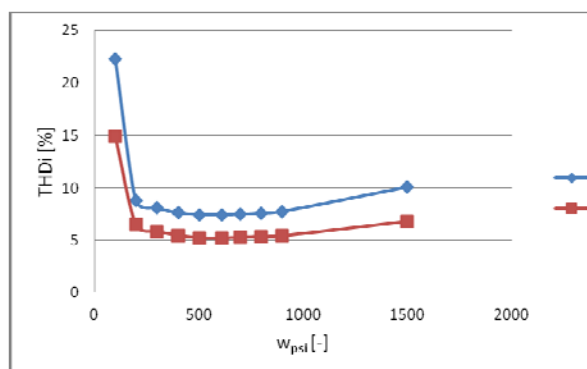
- względne współczynniki odkształcenia strumienia i momentu opisane zależnościami:

$$(33) \quad \Delta\psi_{md(RMS)} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (\psi_{md} - \psi_{md(av)})^2 dt}}{\psi_{mdN}} 100\%$$

$$(34) \quad \Delta m_{RMS} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (M - M_{av})^2 dt}}{M_N} 100\%$$

rozumiane jako wartość skuteczna wszystkich harmonicznych występujących w strumieniu lub momencie odniesiona do wartości znamionowej strumienia lub momentu,

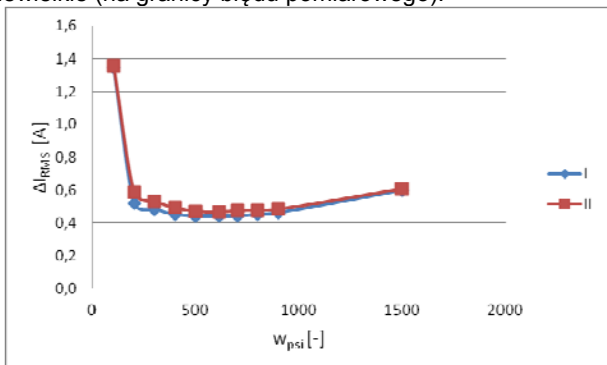
- średnia częstotliwość łączeń tranzystorów falownika $f_{sw(av)}$.



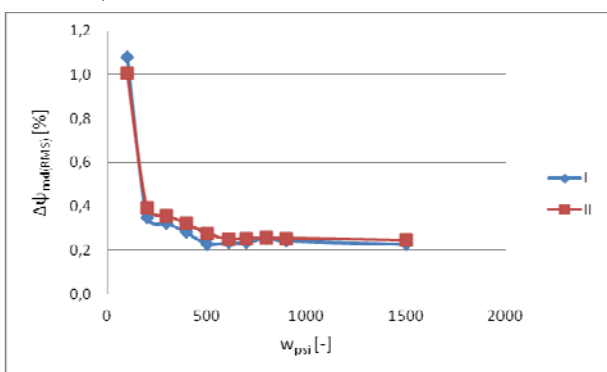
Rys.5. Wartość współczynnika $THDi$ prądu fazowego w zależności od zmiany w_{psi} – przypadek I, II

Wyniki badań zestawiono na rysunkach 5-9. Wartość $THDi$ osiąga minimum przy $w_{psi} = 610$, tj. dla wartości, która została obliczona jako najlepsza (rys. 5). Należy jednak zauważyć, że wartość $THDi$ (niezależnie od badanych warunków pracy napędu) w bardzo szerokim zakresie $w_{psi} < 300; 900 >$ zmienia się nieznacznie (dziesiąte części punktu procentowego). Charakter zmian ΔI_{RMS} jest identyczny jak ten opisany dla $THDi$. Kolejną mierzoną

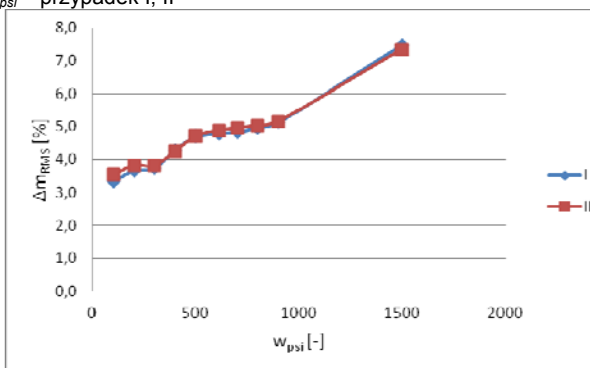
wielkością był współczynnik $\Delta\psi_{md(RMS)}$ przedstawiony na wykresie z rysunku 7. Początkowy wzrost w_{psi} powoduje wyraźne zmniejszanie współczynnika $\Delta\psi_{md(RMS)}$. Przy $w_{psi} \geq 300$ zmiany współczynnika $\Delta\psi_{md(RMS)}$ są bardzo niewielkie (na granicy błędu pomiarowego).



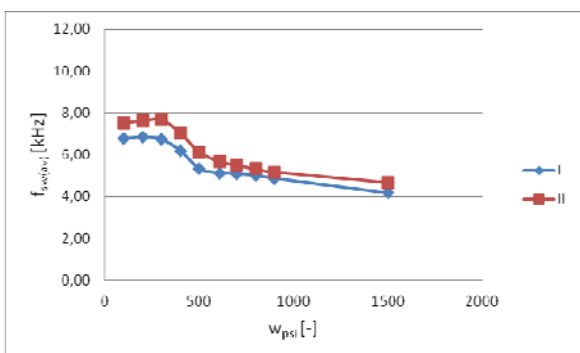
Rys.6. Wartość współczynnika ΔI_{RMS} prądu fazowego w zależności od zmiany w_{psi} – przypadek I, II



Rys.7. Wartość współczynnika $\Delta\psi_{md(RMS)}$ w zależności od zmiany w_{psi} – przypadek I, II

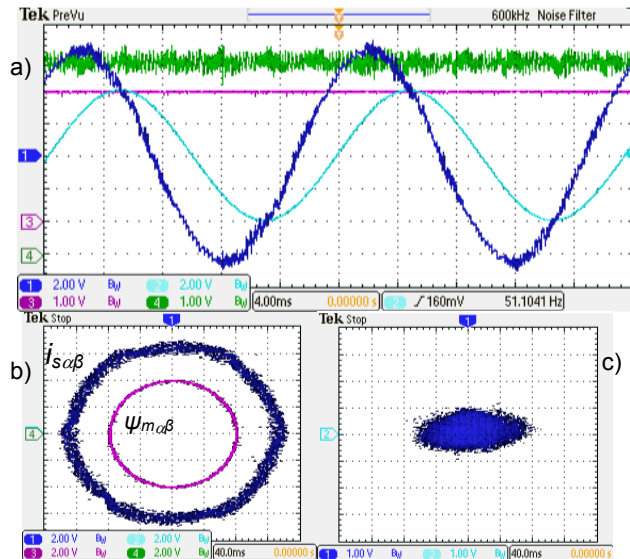


Rys.8. Wartość współczynnika Δm_{RMS} w zależności od zmiany w_{psi} – przypadek I, II

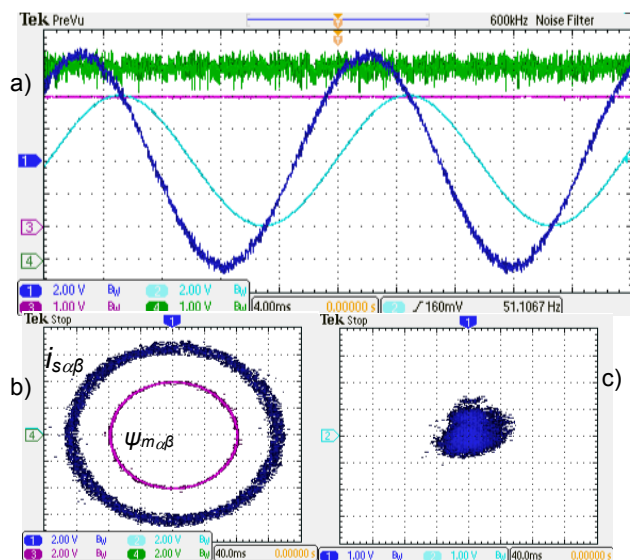


Rys.9. Wartość $f_{sw(av)}$ w zależności od zmiany w_{psi} – przypadek I, II

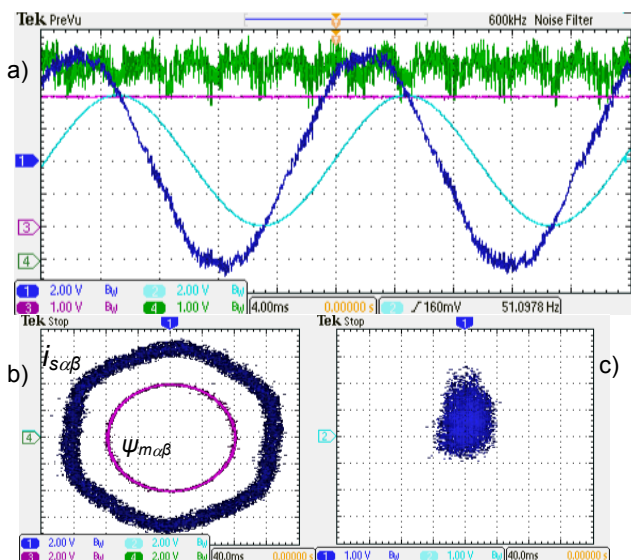
Jak wynika z funkcji kosztu J (21) wzrost współczynnika wagowego „wzmacnia” składową uchybu związaną ze strumieniem. Oznacza to, że zwiększanie w_{psi} powinno powodować poprawę jakości odtwarzania strumienia kosztem momentu elektromagnetycznego. Dokładnie takie zachowanie obserwowane jest na wykresie przedstawionym na rysunku 8. Zauważalna jest silna korelacja współczynnika Δm_{RMS} z wagą w_{psi} , tzn. wzrost jej wartości powoduje wzrost Δm_{RMS} , czyli pogorszenie jakości odtwarzania momentu. Średnia częstotliwość łączeń $f_{sw(av)}$ osiąga maksimum dla $w_{psi} = 200$ oraz $w_{psi} = 300$, a dalsze zwiększanie współczynnika wagowego powoduje zmniejszanie wartości $f_{sw(av)}$ (rys. 9).



Rys.10. Przebiegi prądu fazowego stojana i_{su} (Ch1 skala: 4 A/dz), strumienia fazowego ψ_{mu} (Ch2 skala: 0,4 Wb/dz), strumienia ψ_{md} (Ch3 skala: 0,2 Wb/dz), momentu M (Ch4 skala: 4 N-m/dz) (a), trajektorie wektorów prądu $i_{s\alpha\beta}$ (skala: 4 A/dz) i strumienia $\psi_{m\alpha\beta}$ (skala: 0,4 Wb/dz) w układzie $\alpha\beta$ (b), trajektorja wektora uchybu prądu ϵ_{sdq} (skala: 1 A/dz) w układzie dq (c) – $w_{psi} = 200$, $\omega_m = \omega_{mN}$, $M = M_N$



Rys.11. Przebiegi prądu fazowego stojana i_{su} (Ch1 skala: 4 A/dz), strumienia fazowego ψ_{mu} (Ch2 skala: 0,4 Wb/dz), strumienia ψ_{md} (Ch3 skala: 0,2 Wb/dz), momentu M (Ch4 skala: 4 N-m/dz) (a), trajektorie wektorów prądu $i_{s\alpha\beta}$ (skala: 4 A/dz) i strumienia $\psi_{m\alpha\beta}$ (skala: 0,4 Wb/dz) w układzie $\alpha\beta$ (b), trajektorja wektora uchybu prądu ϵ_{sdq} (skala: 1 A/dz) w układzie dq (c) – $w_{psi} = 610$, $\omega_m = \omega_{mN}$, $M = M_N$



Rys.12. Przebiegi prądu fazowego stojana $i_{s\alpha}$ (Ch1 skala: 4 A/dz), strumienia fazowego $\psi_{m\alpha}$ (Ch2 skala: 0,4 Wb/dz), strumienia ψ_{md} (Ch3 skala: 0,2 Wb/dz), momentu M (Ch4 skala: 4 N·m/dz) (a), trajektorie wektorów prądu $i_{s\alpha\beta}$ (skala: 4 A/dz) i strumienia $\psi_{m\alpha\beta}$ (skala: 0,4 Wb/dz) w układzie $\alpha\beta$ (b), trajektoria wektora uchybu prądu ε_{sdq} (skala: 1 A/dz) w układzie dq (c) – $w_{psi} = 1500$, $\omega_m = \omega_{mN}$, $M = M_N$

Na kolejnych rysunkach 10-12 przedstawiono oscylogramy w stanie ustalonym zarejestrowane dla wybranych punktów pracy tj. $\omega_m = \omega_{mN}$ przy momencie obciążenia $M = M_N$ oraz trzech wartościach $w_{psi} = 200$, $w_{psi} = 610$, $w_{psi} = 1500$. Oscylogramy przedstawiają przebiegi prądu fazowego $i_{s\alpha}$, strumienia $\psi_{m\alpha}$, składowej d strumienia ψ_{md} i momentu M , trajektorie wektorów strumienia i prądu w układzie współrzędnych $\alpha\beta$ oraz trajektorie wektora uchybu prądu stojana ε_{sdq} w układzie współrzędnych dq .

Wielkością, która wymaga omówienia jest wektor uchybu prądu stojana ε_{sdq} . Choć w metodzie PFC w sposób jawny nie steruje się składowymi wektora prądu to jednak ze względu na podobieństwo do metody FOC możliwe jest przeskalowanie strumienia i momentu do wspólnej skali prądowej [31]. Taka operacja pozwoliła na obserwację, w jaki sposób współczynnik wagowy w_{psi} wpływa na składowe wektora prądu stojana.

Przy współczynniku wagowym $w_{psi} = 610$ algorytm PFC zapewnia sinusoidalny kształt prądu i strumienia (rys. 11). W przypadku pozostałych wartości, $w_{psi} = 200$ (rys. 10) oraz $w_{psi} = 1500$ (rys. 12), kształt strumienia jest sinusoidalny, a kształt prądu bardzo bliski sinusoidalnemu. Na przebiegach momentu M z rysunków 10-12 widać wyraźną zależność od wagi w_{psi} , tj. wraz ze wzrostem w_{psi} rosną tętnienia momentu. Trajektoria wektora uchybu prądu przedstawiona została na rysunkach 10c – 12c. Wartość $w_{psi} = 610$ obliczona według zaproponowanych zależności zapewnia kołowy kształt ε_{sdq} (rys. 11c). Przy $w_{psi} \neq 610$ kształt ε_{sdq} zmienia się na eliptyczny, przy czym wzmocnienie wpływu uchybu strumienia ($w_{psi} > 610$) powoduje pośrednio, że składowa i_{sd} odtwarzana jest z mniejszym błędem. Z kolei przy $w_{psi} < 610$ (zmniejszenie tętnień momentu) występuje wzrost tętnień składowej i_{sd} wektora prądu stojana i zmniejszenie tętnień składowej i_{sq} .

Wnioski

W artykule przedstawiono autorski sposób na dobór parametru w_{psi} . Współczynnik ten zapewnia, że algorytm sterowania kontroluje moment i strumień na zdanym poziomie. Parametr w_{psi} dobrany według przedstawionego

kryterium pozwala na sterowanie silnikiem przy najniższych odkształceniach prądu (lub bardzo bliskich wartości minimalnej) oraz znacznie skraca czas implementacji metody PFC.

W pracy [19] zaproponowano wstępny dobór współczynnika wagowego poprzez odniesienie do siebie znamionowych wartości momentu i strumienia:

$$(35) \quad w_{psi} = \frac{M_N}{\psi_N}$$

Jak jednak wskazano w opracowaniach [32] oraz [33], wartości współczynnika wagowego muszą być wielokrotnie większe niż te wynikające z równania (35), ponieważ nie pozwalają one na poprawne odtwarzanie strumienia. Przedstawiony przez autora sposób dobru pozwala na jednoznaczne określenie wartości wagi występującej w funkcji kosztu. Algorytm jest uniwersalny i pozwala na zastosowanie w klasycznej wersji sterowania PFC tzn. kontrolującej moment i strumień stojana. Wykorzystując parametry maszyny i przekształtnika z prac [32], [33] oraz opracowaną autorską metodę obliczenia w_{psi} otrzymano wartości bliskie tym, które autorzy powyższych artykułów doświadczalnie uznali za najlepsze.

Badania zostały zrealizowane w ramach pracy nr S/WE/3/2013 i sfinansowane ze środków na naukę MNiSW

Autorzy: dr inż. Piotr Falkowski, Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny, Katedra Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych ul. Wiejska 45d, 15-351 Białystok, E-mail: p.falkowski@pb.edu.pl;

LITERATURA

- [1] Cortes P., Kazmierkowski M. P., Kennel R. M., Quevedo D. E., Rodriguez J.: Predictive control in power electronics and drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, 2008, s. 4312 - 4324
- [2] Holtz J., Stadtfeld S.: A predictive controller for the stator current vector of AC-machines fed from a switched voltage source, in Conf. Record IPEC Tokyo 1983, vol. 2, s. 1665-1675
- [3] Kouro S., Perez M. A., Rodriguez J., Llor A. M., Young H. A.: MPC's Role in the Evolution of Power Electronics, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 4, 2015, s. 8-21.
- [4] Vazquez S., Leon J. I., Franquelo L. G., Rodriguez J., Young H. A., Marquez A., Zanchetta A.: Model Predictive Control: A Review of Its Applications in Power Electronics, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, no. 1, 2014, s. 16-31.
- [5] Antoniewicz P., Kazmierkowski M. P., Rodriguez J., Cortes P., Sikorski A.: Predictive direct power control algorithm for three phase AC/DC converter, The International Conference on "Computer as a Tool", EUROCON 2007, Warsaw, Poland, 2007, s. 1530-1534.
- [6] Grodzki R., Sikorski A.: Predictive control of the AC/DC converter, 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, PEMC 2014, Antalya, Turkey, 2014, s. 131-136.
- [7] Song Z., Tian Y., Chen W., Zou Z., Chen Z.: Predictive Duty Cycle Control of Three-Phase Active-Front-End Rectifiers, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, 2016, s. 698-710.
- [8] Zhang Y., Yang H.: Two-Vector-Based Model Predictive Torque Control Without Weighting Factors for Induction Motor Drives, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, 2016, s. 1381-1390.
- [9] Grodzki R.: Predykcijny algorytm sterowania przekształtnikiem zasilającym silnik synchroniczny z magnesami trwałymi, *Przeгляд Elektrotechniczny*, nr 6, 2014, s. 45-50.
- [10] Vargas R., Cortes P., Ammann U., Rodriguez J., Pontt J.: Predictive control of a three-phase neutral-point-clamped inverter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, 2007, s. 2697-2705.
- [11] Rodriguez J., Pontt J., Silva C., Correa P., Lezana P., Cortes P., Ammann U.: Predictive current control of a voltage source

- inverter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, 2007, s. 495–503.
- [12] Rodriguez J., Pontt J., Silva C., Cortes P., Rees S., Ammann U.: Predictive direct torque control of an induction machine, 11 th International Power Electronics and Motion Control Conference, Ryga, Łotwa, 2004.
- [13] Vargas R., Ammann U., Rodriguez J., Pontt J.: Predictive Strategy to Control Common-Mode Voltage in Loads Fed by Matrix Converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, 2008, s. 4372 - 4380.
- [14] Fuentes E. J., Silva C., Quevedo D. E., Silva E. I.: Predictive Speed Control of a Synchronous Permanent Magnet Motor, IEEE International Conference on Industrial Technology, 2009. ICIT 2009.
- [15] Tadra G., Fedyczak Z., Szcześniak P., Model Predictive Control Circuit of the Current Source Matrix Converter, *Journal of Power and Energy Engineering*, 2015, 3, 136-145.
- [16] Godlewska A., Sikorski A.: Predykcyjne sterowanie napięciem wejściowym prądowego przekształtnika AC/DC, *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 5, 2016, s. 167-170.
- [17] Cortes P., Rodriguez J.: Three-phase inverter with output LC filter using predictive control for UPS applications, in Proc. Eur. Conf. Power Electron. Appl., 2007, s. 1–7.
- [18] Antoniewicz K., Jasiński M.: Zastosowanie metody predykcyjnej o ograniczonej liczbie stanów do sterowania 4-gałęziowym równoległym filtrem aktywnym, *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 6, 2017, s. 125-131.
- [19] Rodriguez J., Cortez P.: Predictive control of power converters and electrical drives, J. Wiley & Sons, 2012, Chichester, UK.
- [20] Ruszczyk A., Sikorski A.: Trójfazowy falownik napięcia do zastosowań napędowych z predykcyjnym regulatorem prądu, *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 4, 2008, s. 107-110.
- [21] Falkowski P., Sikorski A.: Wpływ parametrów maszyny indukcyjnej na predykcijną regulację momentu i strumienia, *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 9, 2013, s. 19-22.
- [22] D. Stando, M. P. Kazmierkowski, P. Chudzik: Sensorless predictive torque control of induction motor drive operating in wide speed range - Simulation study, PEMC 2014, Antalya, Turkey, 2014, pp. 521-526.
- [23] Wang F., Li S., Mei X., Xie W., Rodriguez J., Kennel R. M.: Model-Based Predictive Direct Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Evaluation of PTC and PCC Methods, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 11, no. 3, 2015, s. 671- 681.
- [24] Davari A.S., Davood A.K., Kennel R.: An Improved FCS–MPC Algorithm for an Induction Motor With an Imposed Optimized Weighting Factor, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, 2012, s. 1540-1551.
- [25] Orłowska-Kowalska T.: Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław, 2003.
- [26] Sikorski A., Korzeniewski M.: Improved Algorithms of Direct Torque Control Method, *Automatika*, vol. 54, no. 2, 2013, s. 188-198.
- [27] Hoffmann N., Fuchs F.W., Kazmierkowski M.P., Schroder D.: Digital Current Control in a Rotating Reference Frame - Part I: System Modeling and the Discrete Time-Domain Current Controller With Improved Decoupling Capabilities, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, 2016, s. 5290-5305.
- [28] Cortes P., Kouro S., Rocca B., Varga R., Rodriguez J., León J.I., Vazquez S., Franquelo L.G.: Guidelines for Weighting Factors Design in Model Predictive Control of Power Converters and Drives, in Proc. IEEE ICIT, 2009, s. 1-7.
- [29] Wang F., Li S., Mei X., Xie W., Rodriguez J., Kennel R.M.: Model-Based Predictive Direct Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Evaluation of PTFC and PCC Methods, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 11, no. 3, 2015, s. 671-681.
- [30] Rojas C.A., Rodriguez J., Villarroel F., Espinoza J.R., Silva C.A., Trincado M.: Predictive Torque and Flux Control Without Weighting Factors, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 2, 2013, s. 681-690.
- [31] Sikorski A.: Bezpośrednia regulacja momentu i strumienia silnika indukcyjnego, Oficyna Wydawnicza Politechniki Białostockiej, Białystok, 2009.
- [32] Rodriguez J., Kennel R. M., Espinoza J. R., Trincado M., Silva C. A., Rojas C. A.: High Performance Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Assessment, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, 2012, s. 812- 820.
- [33] Zhang Y., Yang, H., Xia B.: Model Predictive Control of Induction Motor Drives: Torque Control versus Flux Control, *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE Early Access Articles, 2016.