

Sterowanie polowo-zorientowane silnikiem indukcyjnym bez pomiaru prądów fazowych

Streszczenie. W artykule zaproponowano metodę sterowania polowo-zorientowanego silnikiem indukcyjnym przy wykorzystaniu tylko pomiaru napięcia w obwodzie pośrednim falownika napięcia oraz pomiaru prędkości. Przeprowadzono badania symulacyjne wpływu błędnej identyfikacji parametrów na działanie algorytmu odtwarzania prądów uzwojenia stojana oraz pokazano działanie tego algorytmu w różnych stanach pracy układu.

Abstract. In this article field-oriented-control method for the induction motor (IM) is proposed using only voltage measurement in the intermediate circuit of the voltage inverter and rotor speed measurement. Simulation studies of the impact of incorrect identification of the IM parameters on the accuracy of the stator phase current reconstruction are carried out and the algorithm accuracy is analyzed in various operating conditions of the drive system. (*Field-oriented-control of the induction motor without measurement of phase currents*).

Słowa kluczowe: Silnik indukcyjny, sterowanie polowo-zorientowane, awaria czujników prądu, FTC

Keywords: Induction motor, field oriented-control, current sensor fault, FTC

Wstęp

W nowoczesnych układach napędowych z silnikami indukcyjnymi (SI), które muszą charakteryzować się bardzo dobrymi właściwościami dynamicznymi i dokładnością sterowania prędkością wirnika, wykorzystuje się wektorowe metody sterowania takie, jak bezpośrednio sterowanie momentem elektromagnetycznym czy metodę polowo-zorientowaną [1]. Do ich realizacji niezbędna jest znajomość takich zmiennych stanu jak np. moment elektromagnetyczny, strumień skojarzony z uzwojeniem stojana bądź wirnika. Ponieważ zmienne te są trudno mierzalne, wykorzystuje się odpowiednie techniki ich odtwarzania. Najpopularniejszą grupą są metody algorytmiczne, bazujące na łatwo mierzalnych zmiennych stanu, a przede wszystkim na prądzie stojana [1]. Jest zatem niezbędne, aby informacja o jego wartości była dostępna w czasie pracy układu. Należy pamiętać, iż czujniki pomiarowe nie są niezawodne [2, 3], w związku z tym w przypadku ich awarii należy zapewnić rozwiązanie, które pozwoli na kontynuację pracy układu napędowego ze sterowaniem wektorowym.

Z praktycznego punktu widzenia wykorzystywanie strategii sterowania wektorowego SI bez pełnej informacji o wartościach prądów fazowych uzasadnione jest jako alternatywa w tzw. sterowaniu odpornym na uszkodzenia (FTC – ang. *Fault Tolerant Control*) w przypadku wystąpienia uszkodzenia czujników prądowych. Układy typu FTC zostały opisane m.in. w [2], gdzie przedstawiono podstawowe zagadnienia dotyczące metod diagnostyki i kompensacji uszkodzeń pochodzenia elektrycznego, jak i mechanicznego w przekształtnikowych układach napędowych.

Rekonstrukcja prądów fazowych uzwojenia stojana SI w układzie sterowania wektorowego może odbywać się na podstawie pomiaru prądu w obwodzie prądu stałego DC przemiennika częstotliwości, co zaprezentowano już w latach osiemdziesiątych [4] i dziewięćdziesiątych ubiegłego wieku [5,6]. W wektorowej strukturze bezpośredniego sterowania momentem zaproponowano metodę predykcyjną [7] wykorzystującą dynamikę prądu stojana. W [8] opisano metodę, w której prąd w obwodzie DC jest próbkowany dwukrotnie w trakcie pracy w określonym sektorze modulatora SVM, a następnie dwie próbki służą do odwzorowania dwóch prądów fazowych. W celu redukcji zakłóceń można także wykorzystać informację o średniej wartości prądu w danej fazie, co pokazano w [9].

Wszystkie opisane wyżej metody wykorzystują pomiar prądu w obwodzie DC falownika napięcia, natomiast w niniejszej pracy zaproponowano sposób algorytmicznego odtwarzania wektora prądu stojana na podstawie informacji

o stanach logicznych łączników falownika napięcia, wartości napięcia w obwodzie prądu stałego oraz o wartości prędkości kątowej. W kolejnym rozdziale artykułu przedstawiono model matematyczny SI wykorzystany następnie do opisu proponowanej metody odtwarzania wektora prądu stojana oraz krótko omówiono podstawy bezpośredniego sterowania polowo-zorientowanego (ang. *Direct Rotor Field Oriented Control* – DRFOC), przyjętego w dalszych badaniach symulacyjnych. Następny rozdział poświęcono proponowanej metodzie odtwarzania prądów fazowych stojana oraz analizie jej dokładności. Ostatnie dwa rozdziały poświęcono analizie wpływu niedokładności identyfikacji parametrów SI na jakość odtwarzania prądów fazowych stojana oraz badaniom symulacyjnym pracy układu DRFOC bez pomiaru prądu stojana. Artykuł zakończono krótkim podsumowaniem.

Model matematyczny układu napędowego z silnikiem indukcyjnym sterowanym wektorowo

Model matematyczny SI przy powszechnie stosowanych założeniach upraszczających [1]:

- uzwojenia stojana oraz klatka wirnika zastąpione zostają przez uzwojenie koncentryczne,
- zakłada się trójfazową symetrię silnika i równomierność szczeliny powietrznej,
- pomija się zjawisko histerezy, nasycenia magnetycznego, prądów wirowych oraz anizotropii,
- przyjmuje się stałe rezystancje oraz indukcyjności uzwojeń, można przedstawić w postaci wektorowej (za pomocą uogólnionych wektorów przestrzennych), w układzie współrzędnych stacjonarnych (α - β), w wielkościach względnych, p.u. [1]:

- równanie napięciowe uzwojenia stojana:

$$(1) \quad \frac{d\Psi_s}{dt} = (\mathbf{u}_s - r_s \mathbf{i}_s) \frac{1}{T_N},$$

- równanie napięciowe uzwojenia wirnika:

$$(2) \quad \frac{d\Psi_r}{dt} = \left(\frac{r_r}{l_r} (l_m \mathbf{i}_s - \Psi_r) + j\omega_m \Psi_r \right) \frac{1}{T_N},$$

- równania strumieniowo-prądowe:

$$(3) \quad \Psi_s = l_s \mathbf{i}_s + l_m \mathbf{i}_r,$$

$$(4) \quad \Psi_r = l_r \mathbf{i}_r + l_m \mathbf{i}_s,$$

- równanie momentu elektromagnetycznego:

$$(5) \quad m_e = Im(\Psi_s \mathbf{i}_s^*),$$

- równanie ruchu:

$$(6) \quad \frac{d\omega_m}{dt} = (m_e - m_o) \frac{1}{T_M},$$

gdzie: Ψ_s, Ψ_r – wektory strumienia stojana i wirnika, $\mathbf{i}_s, \mathbf{i}_r$ – wektory prądów uzwojeń stojana i wirnika, \mathbf{u}_s – wektor napięcia stojana, $T_N = 1/2\pi f_{sN}$, T_M – mechaniczna stała czasowa silnika, r_s, r_r – rezystancje uzwojeń stojana i wirnika, $l_s = l_{s\sigma} + l_m$, $l_r = l_{r\sigma} + l_m$ – indukcyjności własne uzwojeń stojana i wirnika, $l_{s\sigma}, l_{r\sigma}$ – indukcyjności rozproszenia uzwojeń stojana i wirnika, l_m – indukcyjność główna.

W przyjętym modelu matematycznym założono trójfazową symetrię silnika, co oznacza, że dla dowolnej wielkości fazowej $k_A(t), k_B(t), k_C(t)$, zakłada się:

$$(7) \quad k_A(t) + k_B(t) + k_C(t) = 0.$$

W związku z tym można zastosować estymację składowych (α - β) wektora napięcia stojana na podstawie napięcia u_{DC} w obwodzie pośrednim oraz stanów logicznych (S_A, S_B, S_C) łączników falownika napięcia zgodnie z:

$$(8) \quad u_{s\alpha} = \frac{2}{3} u_{DC} \left(S_A - \frac{1}{2} (S_B + S_C) \right),$$

$$(9) \quad u_{s\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3} u_{DC} (S_B - S_C).$$

W pracy przyjęto, że prędkość i moment SI są sterowane przy wykorzystaniu metody DRFOC, której głównym założeniem jest wymuszenie składowych wektora przestrzennego prądu stojana w układzie współrzędnych prostokątnych, zorientowanych względem wektora strumienia wirnika, co przedstawiono na rysunku 1. Dzięki temu, podczas stabilizacji strumienia wirnika Ψ_r przy wykorzystaniu składowej rzeczywistej wektora prądu stojana i_{sx} , moment elektromagnetyczny SI jest liniowo zależy od składowej urojonej i_{sy} , zgodnie z zależnością [1]:

$$(10) \quad m_e = \frac{l_m}{l_r} \Psi_r i_{sy}.$$

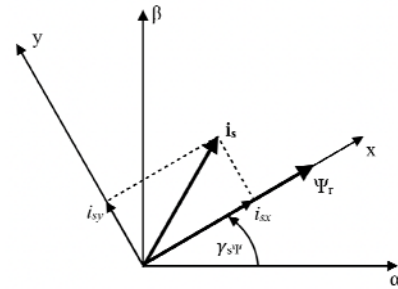
W związku z tym niezbędna jest transformacja zmiennych z układu stacjonarnego (α - β) do układu (x - y) wirującego z prędkością synchroniczną. W strategii bezpośredniej DRFOC wykorzystuje się kąt $\gamma_{s\psi}$ wyznaczony na podstawie składowych strumienia wirnika w układzie stacjonarnym (α - β) zgodnie z zależnością (11):

$$(11) \quad \gamma_{s\psi} = \arctg\left(\frac{\Psi_{s\alpha}}{\Psi_{s\beta}}\right).$$

Przekształcenie układu (A - B - C) do układu (α - β), a następnie (x - y) przedstawiono na przykładzie prądu stojana:

$$(12) \quad \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix},$$

$$(13) \quad \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_{s\psi} & \sin \gamma_{s\psi} \\ -\sin \gamma_{s\psi} & -\cos \gamma_{s\psi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}.$$



Rys.1. Wykres wektorowy przy sterowaniu polowo-zorientowanym DRFOC

Klasyczna struktura bezpośredniego sterowania polowo-zorientowanego została przedstawiona na rysunku 2. Linia przerywaną zaznaczono sytuację po awarii czujników prądu stojana i rekonfiguracji do struktury z odtwarzaniem prądu. Regulatory strumienia oraz prędkości kątowej zawierają ograniczenia sygnałów wyjściowych, aby zabezpieczyć układ przed wymuszeniem zbyt dużych wartości prądów.

Jak przedstawiono na schemacie z rysunku 2 (przełącznik w pozycji 1), do realizacji sterowania DRFOC niezbędna jest dokładna informacja o prądach fazowych, przekształconych w kolejnych etapach algorytmu sterowania do wirującego układu współrzędnych (x - y), zgodnie z (12) i (13). Dokładność sterowania zależy zatem przede wszystkim od dokładności pomiaru prądu stojana.

Metoda odtwarzania wektora prądu stojana w przypadku awarii czujników prądu

W niniejszej pracy zaproponowano metodę estymacji prądu stojana, bazując na odpowiednio przekształconym równaniu strumieniowo prądowym obwodu stojana (3) i równaniu napięciowym obwodu stojana (1). Takie przekształcenie zostało zaproponowane w artykule [7], przy czym do korekcji prądów fazowych wykorzystany został czujnik prądu stałego w obwodzie DC, a w zastosowanym tam sterowaniu (DTC-ST), nie występują sprzężenia zwrotne od prądów fazowych uzwojenia stojana. W zaproponowanej poniżej metodzie, w algorytmie estymacji prądów fazowych wykorzystano mierzoną prędkość kątową oraz model prądowy wektora strumienia wirnika.

Po odpowiednim przekształceniu równania (3) uzyskuje się następujące wyrażenie na wartość strumienia stojana:

$$(14) \quad \Psi_s = \Psi_{sr} + \sigma l_s \mathbf{i}_s,$$

gdzie $\sigma = 1 - l_m^2 / (l_s l_r)$ - współczynnik rozproszenia.

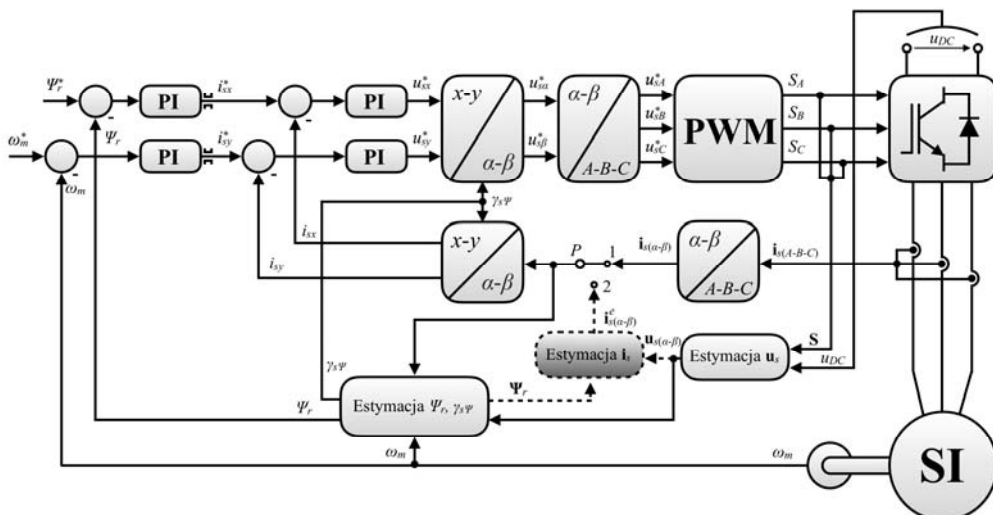
W równaniu (14) Ψ_{sr} jest wektorem strumienia wirnika odniesionym do obwodu stojana, zgodnie z:

$$(15) \quad \Psi_{sr} = \frac{l_m}{l_r} \Psi_r.$$

Dynamika tego strumienia wpływa na zmiany napięcia indukowanego wirnika (siły elektromotorycznej):

$$(16) \quad T_N \frac{d\Psi_{sr}}{dt} = \mathbf{e}_{sr}.$$

Na podstawie równania (3) można otrzymać następujące wyrażenie dla wektora strumienia stojana:



Rys.2. Schemat struktury DRFOC z pomiarem (przełącznik P w pozycji 1) i bez pomiaru prądów fazowych uzwojenia stojana (przełącznik P w pozycji 2)

$$(17) \quad \Psi_s = \frac{l_m}{l_r} \Psi_r + \sigma l_s \mathbf{i}_s.$$

Różniczkując obustronnie (17):

$$(18) \quad \frac{d\Psi_s}{dt} = \frac{l_m}{l_r} \frac{d\Psi_r}{dt} + \sigma l_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt},$$

i podstawiając do równania (1), uzyskuje się:

$$(19) \quad \mathbf{u}_s = r_s \mathbf{i}_s + \left(\frac{l_m}{l_r} \frac{d\Psi_r}{dt} + \sigma l_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \right) T_N.$$

Przekształcając równanie (19), otrzymuje się następującą zależność na dynamikę estymowanego wektora prądu stojana:

$$(20) \quad \frac{d\mathbf{i}_s^e}{dt} = \frac{1}{\sigma l_s} \left(\mathbf{u}_s - r_s \mathbf{i}_s^e - T_N \frac{l_m}{l_r} \frac{d\Psi_r}{dt} \right) \frac{1}{T_N},$$

przy czym wektor strumienia wirnika estymowany jest z modelu prądowego (2). W związku z tym estymacja prądu stojana odbywa się jedynie na podstawie estymowanego wektora napięcia stojana \mathbf{u}_s ((8), (9)) oraz mierzonej prędkości kątowej ω_m wykorzystanej w modelu prądowym strumienia wirnika (2). Schemat metody sterowania z odtwarzaniem informacji o składowych wektora prądu stojana przedstawiono na rysunku 2, przełącznik P w pozycji 2.

Weryfikacja metody rekonstrukcji prądów fazowych stojana SI

W celu weryfikacji przedstawionej metody odtwarzania prądów fazowych stojana na podstawie estymowanego napięcia stojana i pomiaru prędkości kątowej wirnika wykonano badania symulacyjne układu DRFOC z zaproponowanym algorytmem odtwarzania prądów dla SI o danych znamionowych i parametrach przedstawionych w tabeli 1. Model układu napędowego zrealizowany został w środowisku MATLAB/Simulink.

Do wykonania modelu przemiennika częstotliwości wykorzystano elementy biblioteki Simscape Power Systems o standardowych parametrach (diody przy realizacji

sześcimpulsowego prostownika oraz idealne tranzystory IGBT do realizacji falownika napięcia). Przyjęto dostępny w wyżej wymienionej bibliotece model SI. Zastosowano modulator PWM z trójkątnym sygnałem nośnym o częstotliwości 2500 Hz. Przy realizacji układu sterowania wybrana została metoda całkowania ode1 ze stałym krokiem 5e-6.

Tabela 1. Parametry badanego silnika indukcyjnego

Parametr	Wartość rzeczywista	Wartość względna
Znamionowe napięcie fazowe U_n	230 V	-
Znamionowy prąd fazowy I_n	2,5 A	-
Znamionowa moc P_n	1100 W	-
Znamionowa prędkość n_n	1390 obr/min	-
Znamionowa częstotliwość f_n	50 Hz	-
Liczba par biegunów p_b	2	-
Rezystancja uzwojenia stojana R_s	5,019 Ω	0,0546
Rezystancja uzwojenia wirnika R_r	6,469 Ω	0,0704
Indukcyjność rozproszenia uzwojenia stojana $L_{\sigma s}$	30,1 mH	1,5575
Indukcyjność rozproszenia uzwojenia wirnika $L_{\sigma r}$	30,1 mH	0,1028
Indukcyjność główna L_m	456,1 mH	0,1028

Badania symulacyjne przeprowadzono w następujących etapach:

- sprawdzono poprawność działania algorytmu odtwarzania prądu fazowego stojana w stanie ustalonym pracy napędu (estymator nie włączony do obwodu prądowego),
- sprawdzono wpływ dokładności identyfikacji parametrów zastępczych SI na działanie algorytmu,
- przetestowano ten algorytm w różnych warunkach pracy napędu, z odtwarzaniem prądu w strukturze zamkniętej.

Przebieg prądu mierzonego i_{sA}^m oraz estymowanego i_{sA}^e w fazie A przedstawiono na rysunku 3. W pozostałych fazach jakość estymacji prądu była podobna.

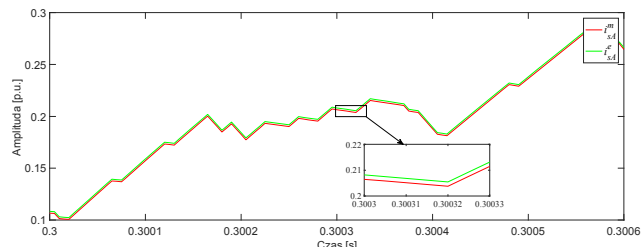
Badania oceny dokładności estymacji prądów fazowych przeprowadzono w stanie ustalonym, dla prędkości równej 90% wartości prędkości znamionowej i momentu obciążenia równego 50% wartości momentu znamionowego. Dla każdej z faz obliczono wartość wskaźnika jakości odtwarzania prądu w postaci kryterium całkowego, co pokazano na przykładzie szacowania dokładności w fazie A :

$$(21) \quad e_{iA} = \int_{t_{ust}}^{t_{ust}+0,2} |i_{sA}^m - i_{sA}^e| dt,$$

a następnie do końcowej oceny przyjęto średnią wartość dla wszystkich trzech faz, zgodnie z (22):

$$(22) \quad e_i = \frac{e_{iA} + e_{iB} + e_{iC}}{3}$$

Dokładność estymacji w wyżej przedstawionych warunkach pracy wyniosła $1,09e-4$.



Rys.3. Przebieg prądu mierzonego i estymowanego w fazie A , w stanie pracy ustalonej

Wpływ dokładności identyfikacji parametrów SI na jakość estymacji prądu fazowego

W przedstawionym algorytmie odtwarzania prądów fazowych występują następujące parametry: rezystancja stojana i wirnika (r_s , r_r), indukcyjność własna uzwojenia stojana i wirnika (l_s , l_r) oraz indukcyjność główna (l_m), wyrażone w jednostkach względnych. Indukcyjności własne uzwojeń stojana i wirnika zależne są od identyfikowanej indukcyjności głównej oraz od indukcyjności rozproszenia odpowiednio uzwojenia stojana i wirnika ($l_{\sigma s}$, $l_{\sigma r}$).

W celu zbadania wpływu poprawności identyfikacji parametrów zastępczych SI w sterowaniu DRFOC na jakość estymacji prądów fazowych założono błędną identyfikację wyżej wymienionych parametrów w zakresie od 70% do 130% wartości przyjętej za znamionową. Wyniki przedstawiono w tabeli 2. Dla ułatwienia odczytu zostały one zwiększone o trzy rzędy wielkości. Jak pokazano w tabeli 2, zaproponowany algorytm bardzo dobrze odtwarza prąd również w przypadku zmian parametrów SI.

Tabela 2. Wpływ parametrów SI na średnią wartość wskaźnika jakości odtwarzania prądów ($e_i \cdot 10^3$)

Parametr	70%	80%	90%	110%	120%	130%
r_s	1,09	0,70	0,32	0,47	0,85	1,24
r_r	20,79	12,25	5,52	4,39	8,14	11,33
$l_{\sigma s}$	2,24	1,51	0,79	0,62	1,30	1,98
$l_{\sigma r}$	0,96	0,66	0,36	0,24	0,51	0,79
l_m	25,23	14,85	6,62	5,6	10,25	14,23

Jest on odporny na niewłaściwą identyfikację rezystancji stojana oraz indukcyjności rozprożeń stojana i wirnika. Nieco większy wpływ (o rząd wielkości) ma błędna identyfikacja rezystancji wirnika oraz indukcyjności głównej SI.

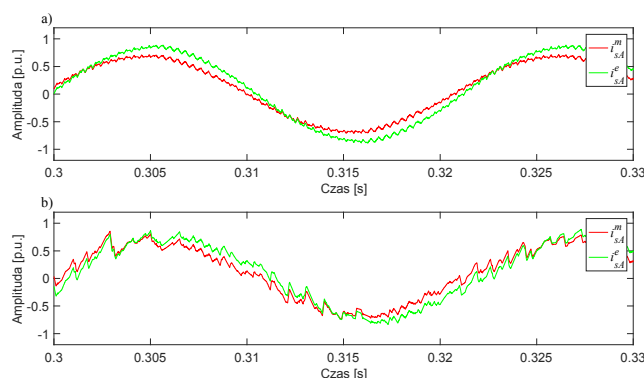
W przedstawionym powyżej algorytmie, aby estymować składowe prądu stojana, niezbędne do sterowania polowzorowanego, należy dokonać pomiaru dwóch wielkości: napięcia stałego w obwodzie pośrednim falownika napięcia (w celu odtworzenia składowych wektora napięcia stojana) oraz prędkości kątowej silnika. W związku z tym, w badaniach symulacyjnych nałożono biały szum na pomiar napięcia u_{DC} , wynoszący $\pm 4,5\%$ oraz na pomiar prędkości $\pm 1,5\%$. W takiej sytuacji, przy poprawnej identyfikacji parametrów, dokładność wyniosła $10,71e-3$. Zakładając błędną identyfikację parametrów, analogicznie, jak w poprzednim przypadku, wyniki wpływu parametrów oraz zakłóceń pomiarowych na jakość estymacji prądów fazowych przedstawiono w tabeli 3.

Tabela 3. Wpływ parametrów SI i szumów pomiarowych na średnią wartość wskaźnika jakości odtwarzania prądów ($e_i \cdot 10^3$)

Parametr	70%	80%	90%	110%	120%	130%
r_s	10,88	10,81	10,75	10,68	10,66	10,66
r_r	7,92	0,76	5,84	14,71	18,08	20,94
$l_{\sigma s}$	8,85	9,46	10,08	11,33	11,95	12,57
$l_{\sigma r}$	10,83	10,76	10,72	10,71	10,74	10,77
l_m	23,88	16,03	11,55	12,41	15,05	17,79

Na rysunku 4 przedstawiono przebiegi prądu stojana w fazie A , dla najmniej korzystnych sytuacji, oznaczonych w tabeli 2 i 3. Jak można zauważyć, nawet gdy błąd estymacji przyjmuje największe wartości z tabel, otrzymane przebiegi odtwarzają dość dobrze przebiegi mierzone.

Spadek wartości indukcyjności głównej l_m jest związany ze spadkiem wartości współczynnika rozproszenia σ . W związku z tym, że wielkość ta występuje w mianowniku wzoru (20), identyfikacja l_m z niedomiarem powoduje wzrost wartości amplitudy odtwarzanego prądu stojana o około 24%. Przesunięcie fazowe, wynoszące ponad 8 stopni związane jest z tym, że zmiana parametru l_m jest również związana z dynamiką wektora strumienia wirnika (20). Podany powyżej wzrost amplitudy i przesunięcie fazowe zostały obliczone dla przebiegu bez szumu pomiarowego (rys.4a).

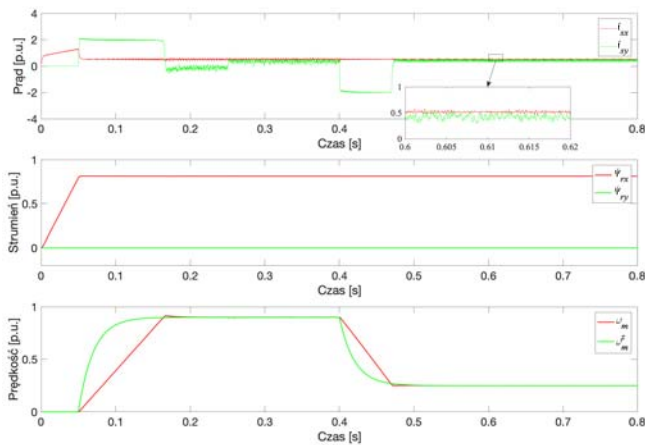


Rys.4. Przebiegi mierzonych i estymowanych prądów w fazie A , dla przyjętego przypadku, przy braku szumu (a) oraz z szumem pomiarowym (b)

Analiza pracy układu DRFOC bez pomiaru prądów fazowych

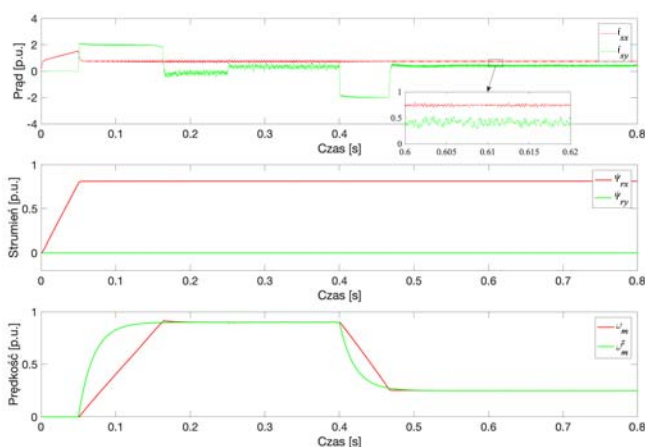
Ostatnim etapem weryfikacji zaproponowanego algorytmu estymacji prądów stojana była analiza jego pracy w zamkniętej strukturze DRFOC (przełącznik P w pozycji 2 na rysunku 2). Badania zostały przeprowadzone dla dwóch prędkości napędu: 90% wartości znamionowej, zadanej w chwili $t_1 = 0,05s$ oraz dla 25% prędkości znamionowej, zadanej w chwili $t_2 = 0,4s$. Moment obciążenia wynosił 50% wartości znamionowej i zadany został w chwili $t_{ob} = 0,25s$. Badania symulacyjne przeprowadzone zostały po nałożeniu szumu białego na pomiar napięcia DC i prędkości kątowej, opisanego w poprzednim rozdziale.

W pierwszym kroku badań przeprowadzono symulację pracy układu DRFOC przy poprawnej identyfikacji parametrów SI. Na rysunku 5 przedstawiono kolejno przebiegi składowych i_{sx} , i_{sy} wektora prądu stojana, składowych Ψ_{rx} , Ψ_{ry} wektora strumienia wirnika oraz prędkości kątowej mierzonej i zadanej. Jak wynika z analizy tych przebiegów, przy poprawnej identyfikacji parametrów, układ wykazuje się dużą dokładnością pracy. Składowa rzeczywista i_{sx} wektora prądu stojana prawidłowo stabilizuje amplitudę strumienia wirnika. Prędkość kątowa jest w pełni kontrolowana przy wartości bliskiej znamionowej oraz przy niskiej wartości. Układ jest również stabilny po zadaniu momentu obciążenia.



Rys. 5. Przebiegi składowych i_{sx} , i_{sy} wektora prądu stojana, składowych ψ_{rx} , ψ_{ry} wektora strumienia wirnika oraz prędkości kątowej mierzonej i zadanej, przy poprawnej identyfikacji parametrów SI

Następnie przeprowadzono badania dla przypadku błędnej identyfikacji parametrów. Z uwagi na to, że dla indukcyjności głównej l_m równej 70% wartości znamionowej błąd estymacji prądu był największy (zgodnie z tabelą 3), przeprowadzono analizę dla takiego przypadku. Przebiegi wybranych zmiennych stanu przedstawiono na rysunku 6.



Rys. 6. Przebiegi składowych i_{sx} , i_{sy} wektora prądu stojana, składowych ψ_{rx} , ψ_{ry} wektora strumienia wirnika oraz prędkości kątowej mierzonej i zadanej, przy błędnej identyfikacji indukcyjności głównej l_m

Również w tej sytuacji błąd estymacji prądów stojana okazał się na tyle mały, że nie wpłynęło to znacząco na pracę układu. Zauważyć można wzrost wartości składowej i_{sx} wektora prądu stojana, odpowiedzialnej za stabilizację amplitudy strumienia wirnika, o około 30%. Spowodowane jest to błędną identyfikacją indukcyjności głównej l_m , występującej w modelu prądowym strumienia wirnika, który z kolei wykorzystywany jest przy estymacji prądów fazowych. Układ zachował pełną stabilność i funkcjonalność.

Wnioski

Analiza wpływu zmian parametrów zastępczych SI wykazała, że przedstawiony algorytm jest odporny na błędną identyfikację rezystancji stojana oraz indukcyjności rozprożeń stojana i wirnika. W celu zapewnienia większej niezawodności pracy układu napędowego, przy wykorzystaniu przedstawionego algorytmu estymacji prądu stojana,

korzystnym byłoby zastosowanie adaptacyjnych układów identyfikacji parametrów SI, przede wszystkim indukcyjności głównej oraz rezystancji wirnika, szczególnie w przypadku, kiedy napęd miałby pracować przy znacznych obciążeniach lub w zakresie osłabiania pola.

Przebiegi wybranych zmiennych stanu w zamkniętym układzie sterowania pokazują, że zaproponowany algorytm odtwarzania prądów fazowych stojana SI jest skuteczny w sterowaniu polowo-zorientowanym, w którym niezbędne jest wykorzystanie sprzężeń zwrotnych od składowych wektora prądu stojana.

Przedstawiona metoda może być wykorzystana w układach odpornych na uszkodzenia (FTC), pod warunkiem pomiaru prędkości kątowej.

Przy przyjętych uproszczeniach modelu symulacyjnego układu napędowego, pominięciu szumów pomiarowych oraz przy poprawnej identyfikacji parametrów SI przebiegi prądu estymowanego oraz mierzonego niemalże pokrywają się, co można zauważyć na rysunku 3. Pozwala to na stwierdzenie, że metoda jest analitycznie poprawna.

W dalszych badaniach przeprowadzona zostanie implementacja sprzętowa zaproponowanego algorytmu z uwzględnieniem dyskretyzacji sygnałów ciągłych oraz weryfikacja eksperymentalna metody odtwarzania prądów fazowych uzwojenia stojana w strukturze sterowania polowo-zorientowanego.

Autorzy: mgr inż. Michał Adamczyk,
prof. dr hab. inż. Teresa Orłowska-Kowalska,
Politechnika Wroclawska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-370 Wrocław, E-mail: {michal.adamczyk, teresa.orlowska-kowalska}@pwr.edu.pl

LITERATURA

- [1] Orłowska-Kowalska T., Bezczylnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003
- [2] Orłowska-Kowalska T., Kowalski Cz. T., Dybkowski M., Fault-Diagnosis, and Fault-Tolerant-Control, In: Industrial Processes and Electrical Drives, In: Advanced Control of Electrical Drives and Power Electronic Converters, J.Kabziński (ed.), Springer (2017) 101-120
- [3] Dybkowski M., Klimkowski K., Orłowska-Kowalska T., Speed and Current Sensor Fault-Tolerant-Control of the Induction Motor Drive, In: Advanced control of electrical drives and power electronic converters, J. Kabziński (ed.): Springer, (2017), 141-167
- [4] Green T. C., Williams B. W., Derivation of motor line-current waveforms from the dc-link current of an inverter, IEE Proc. B - Electric Power Applications, 136 (1989), 196-204
- [5] Moynihan J. F., Bologani S., Kavanagh R. C., Egan G., Murphy J. M. D., Single Sensor Current Control of AC Servodrives using Digital Signal Processors, Proc. 5th Eur. Conf. Power Electron. Appl., Brighton, MA, USA, 4 (1993), 415-421
- [6] Riese M., Phase current reconstruction of a three-phase voltage source inverter fed drive using a sensor in the dc-link, Proc. Power Convers. Intel. Motion Conf., (1996), 95-101
- [7] Bertoluzzo M., Buja G., Menis R., Direct Torque Control of an Induction Motor Using a Single Current Sensor, IEEE Trans. Industrial Electronics, 53 (2006), n. 3, 778-784
- [8] Hafez B., Abdel-Khalik A., Massoud A. M., Ahmed Sh., Lorenz R. D., Single-Sensor-Based Three-Phase Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive System With Luenberger Observers for Motor Line Current Reconstruction, IEEE Trans. Industry Applications, 50 (2014), n. 4, 2602-2613
- [9] Marčetić D. P., Adžić E. M., Improved Three-Phase Current Reconstruction for Induction Motor Drives With DC-Link Shunt, IEEE Trans. Industrial Electronics, 57 (2010), n. 7, 2454-2462