

*silnik indukcyjny, napęd trakcyjny, estymacja prędkości,
bezpośrednie sterowanie momentem, osłabianie pola,*

Grzegorz TARCHAŁA*, Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA*,
Khanh NGUYEN-THAC*, Mateusz DYBKOWSKI*

ANALIZA BEZCZUJNIKOWEGO INDUKCYJNEGO NAPĘDU TRAKCYJNEGO Z OPTYMALNYM ALGORYTMEM OSŁABIANIA POLA

W artykule przedstawiono bezczujnikowy napęd indukcyjny pracujący w zakresie osłabiania pola, przeznaczony do zastosowań trakcyjnych. Optymalny algorytm osłabiania pola uwzględnia ograniczenia amplitud prądu i napięcia stojana. Napęd sterowany jest przy użyciu metody bezpośredniego sterowania momentem, z modulatorem wektorowym DTC-SVM (ang. *Direct Torque Control – Space Vector Modulation*). Wykorzystywana w układzie napędowym prędkość kątowna silnika, estymowana jest za pomocą dwóch estymatorów z modelem odniesienia (ang. *Model Reference Adaptive System, MRAS*). Jeden z nich wykorzystuje regulator typu PI natomiast drugi funkcję znaku, signum, stosowaną w teorii ruchu ślizgowego (ang. *Sliding-Mode*). W pracy przedstawiono wybrane wyniki badań eksperymentalnych napędu z silnikiem trakcyjnym o mocy 50 kW.

1. WSTĘP

Silniki indukcyjne, dzięki prostej budowie, niskiej cenie i niezawodności są coraz szerzej stosowane w wielu gałęziach przemysłu [1]. Układy napędowe stosowane w trakcji muszą zapewniać idealną kontrolę osiąganego momentu silnika w szerokim zakresie prędkości obrotowej. W takich układach nie stosuje się zewnętrznego regulatora prędkości, gdyż jego funkcję przejmuje osoba prowadząca pojazd. W nowoczesnych rozwiązaniach napędowych stosuje się najczęściej metodę bezpośredniego sterowania momentem DTC (ang. *Direct Torque Control*), przy jednoczesnym zastosowaniu modulatora wektorowego SVM (ang. *Space Vector Modulation*), za-

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, grzegorz.tarchala@pwr.wroc.pl, teresa.orlowska-kowalska@pwr.wroc.pl, khanh.nguyen.thac@pwr.wroc.pl, mateusz.dybkowski@pwr.wroc.pl

pewniającego stałą częstotliwość łączy kluczy falownika napięcia, w przeciwieństwie do tradycyjnego sterowania DTC z wykorzystaniem tablicy przełączeń [2].

Pomimo braku regulatora, prędkość w większości obecnych napędów trakcyjnych mierzona jest w celach diagnostycznych za pomocą enkodera inkrementalnego. Enkoder ten jednak, między innymi z powodu nierówności drogi, po której porusza się pojazd, często ulega uszkodzeniu. W takim przypadku rozwiązaniem może być jednoczesna estymacja prędkości, wykorzystywana w stanach awaryjnych.

Prędkość kątowna silnika indukcyjnego może być estymowana przy wykorzystaniu różnych metod [1]. Jedną z możliwości jest zastosowanie układów adaptacyjnych z modelem odniesienia typu MRAS (ang. *Model Reference Adaptive System*) [3], [4]. Istnieje kilka podstawowych rozwiązań tego typu estymatorów [5], w zależności od przyjętego modelu odniesienia i modelu przestrajanego oraz ze względu na rodzaj zastosowanego mechanizmu adaptacji. W niniejszym artykule przedstawione zostaną dwa rozwiązania, oba wykorzystujące jako modele przestrajalne model prądowy do estymacji strumienia wirnika oraz równanie dynamiki wektora prądu stojana. Rolę modelu odniesienia spełnia w tych rozwiązaniach silnik indukcyjny. Układy te wykorzystują dwa różne mechanizmy adaptacji: regulator PI [5] oraz funkcję znaku, *signum* [6], porównane w [7]. Układy tego typu wykazują większą niewrażliwość na zmiany parametrów silnika w porównaniu do innych rozwiązań [8], [9].

W wielu aplikacjach, w tym w napędach trakcyjnych, pożądane jest, aby układ pracował w zakresie prędkości większych niż prędkość znamionowa. Najprostszym rozwiązaniem, stosowanym w takim przypadku jest zmniejszanie zadanej wartości strumienia silnika odwrotnie proporcjonalnie do prędkości kątowej. Rozwiązanie takie jest jednak nieoptymalne pod względem wykorzystania dostępnego napięcia oraz uwzględnienia maksymalnej wartości prądu uzwojenia stojana [10], [11]. Istotne jest także, aby algorytm osłabiania pola odpowiednio reagował na zmiany napięcia w obwodzie prądu stałego, co często zdarza się podczas pracy układu trakcyjnego.

W badaniach opisanych w niniejszym artykule wykorzystany został optymalny algorytm osłabiania pola [10] dla bezczujnikowego napędu indukcyjnego pracującego w szerokim zakresie zmian prędkości kątowej. Opisane problemy zostały zilustrowane za pomocą wyników badań eksperymentalnych zrealizowanych dla napędu z silnikiem indukcyjnym (trakcyjnym) o mocy 50 kW.

2. MODEL MATEMATYCZNY SILNIKA INDUKCYJNEGO

Znajomość modelu matematycznego silnika indukcyjnego oraz jego parametrów jest niezbędna w przypadku projektowania zarówno układu sterowania momentem, estymatorów jak i algorytmu optymalnego osłabiania pola. Model silnika klatkowego może zostać zapisany przy przyjęciu powszechnie znanych założeń upraszczających (takich jak symetria budowy maszyny, uzwojeń, równomierność szczeliny powietrz-

nej, brak prądów wirowych), w dowolnym układzie współrzędnych prostokątnych $u-v$ wirującym z pulsacją ω_k , za pomocą równań [1]:

– napięciowych:

$$\mathbf{u}_s = r_s \mathbf{i}_s + T_N \frac{d}{dt} \boldsymbol{\Psi}_s + j \omega_k \boldsymbol{\Psi}_s, \quad (1)$$

$$\mathbf{0} = r_r \mathbf{i}_r + T_N \frac{d}{dt} \boldsymbol{\Psi}_r + j(\omega_k - \omega_m) \boldsymbol{\Psi}_r, \quad (2)$$

– strumieniowo-prądowych:

$$\boldsymbol{\Psi}_s = x_s \mathbf{i}_r + x_M \mathbf{i}_r \quad \boldsymbol{\Psi}_r = x_r \mathbf{i}_r + x_M \mathbf{i}_s, \quad (3)$$

– równania ruchu i równania momentu silnika:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{T_M} (m_e - m_o), \quad (4)$$

$$m_e = \text{Im}(\boldsymbol{\Psi}_s^* \mathbf{i}_s). \quad (5)$$

gdzie: $\mathbf{u}_s = u_{su} + j u_{sv}$, $\mathbf{i}_s = i_{su} + j i_{sv}$, $\mathbf{i}_r = i_{ru} + j i_{rv}$, $\boldsymbol{\Psi}_s = \psi_{su} + j \psi_{sv}$, $\boldsymbol{\Psi}_r = \psi_{ru} + j \psi_{rv}$ – wektory napięcia i prądu stojana, prądu wirnika, strumienia stojana i wirnika. Parametry silnika: r_s , r_r , x_M , x_s , x_r – rezystancje uzwojenia stojana oraz wirnika, reaktancje: magnesująca, uzwojenia stojana oraz wirnika. Pulsacja kątowna wału – ω_m . Momenty: m_e – elektromagnetyczny oraz m_o – obciążenia. Stałe: T_M – mechaniczna oraz T_N – wynikająca z wprowadzenia jednostek względnych [1].

W niniejszym artykule wykorzystane zostaną trzy układy współrzędnych. Pierwszy z nich, układ stacjonarny, nieruchomy względem stojana silnika wykorzystany zostanie podczas projektowania estymatorów prędkości, $\omega_k = 0$. W tym układzie równanie dynamiki prądu stojana jest następujące:

$$T_N \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} = \frac{1}{x_s \sigma} \left(\mathbf{u}_s - r_s \mathbf{i}_s - \frac{r_r x_M^2}{x_r^2} \mathbf{i}_s + \frac{x_M r_r}{x_r x_r} \boldsymbol{\Psi}_r - j \frac{x_M}{x_r} \omega_m \boldsymbol{\Psi}_r \right), \quad \sigma = 1 - x_M^2 / (x_s x_r). \quad (6)$$

Równanie dynamiki strumienia wirnika przyjmuje postać:

$$T_N \frac{d\boldsymbol{\Psi}_r}{dt} = -\frac{r_r}{x_r} \boldsymbol{\Psi}_r + \frac{x_M r_r}{x_r} \mathbf{i}_s + j \omega_m \boldsymbol{\Psi}_r. \quad (7)$$

Drugim układem współrzędnych jest układ wirujący z pulsacją strumienia stojana maszyny indukcyjnej, $\omega_k = \omega_{\psi s}$, $\psi_{sx} = \psi_s$, $\psi_{sy} = 0$. W układzie tym pracuje układ sterowania DTC-SVM. Równania składowych wektora napięcia stojana są następujące (1):

$$u_{sx} = r_s i_{sx} + T_N \frac{d\psi_s}{dt}, \quad (8)$$

$$u_{sy} = r_s i_{sy} + \omega_{\psi_s} \psi_s. \quad (9)$$

Równanie momentu maszyny (5) w tym układzie współrzędnych:

$$m_e = \psi_{sx} i_{sy} - \psi_{sy} i_{sx} \xrightarrow[\omega_{\psi_s} \psi_s \text{ odprężnięte}]{\psi_{sx} = \psi_s, \psi_{sy} = 0} m_e = \frac{1}{r_s} \psi_s u_{sy}. \quad (10)$$

Trzecim układem jest układ współrzędnych wirujący zgodnie z pulsacją strumienia wirnika, $\omega_k = \omega_{\psi_r}$, $\psi_{rx} = \psi_r$, $\psi_{ry} = 0$. Przy wykorzystaniu tego układu definiowany będzie optymalny algorytm osłabiania pola. Pulsacje wirowania strumienia stojana i strumienia wirnika w stanie ustalonym są równe prędkości synchronicznej, $\omega_k = \omega_s = \omega_{\psi_s} = \omega_{\psi_r}$. Równania składowych napięcia stojana w stanie ustalonym są następujące [11]:

$$u_{sx} = r_s i_{sx} - \omega_s \sigma x_s i_{sy}, \quad (11)$$

$$u_{sy} = r_s i_{sy} + \omega_s x_s i_{sx}. \quad (12)$$

3. ESTYMACJA PRĘDKOŚCI OBROTOWEJ SILNIKA INDUKCYJNEGO

Estymatory typu MRAS stanowią jednocześnie proste, ale też i wykazujące dużą niewrażliwość na zmiany parametrów rozwiązanie, gdy niezbędna jest estymacja prędkości silnika [7]. W obu analizowanych układach: MRAS^{CC} oraz SM-MRAS strumień wirnika estymowany jest przy wykorzystaniu równania (7):

$$T_N \frac{d\hat{\psi}_r}{dt} = -\frac{r_r}{x_r} \hat{\psi}_r + \frac{x_M r_r}{x_r} \mathbf{i}_s + j \hat{\omega}_m \hat{\psi}_r. \quad (13)$$

Wektor prądu stojana estymowany jest natomiast za pomocą równania (6):

$$T_N \frac{d\hat{\mathbf{i}}_s}{dt} = \frac{1}{x_s \sigma} \left(u_s - r_s \hat{\mathbf{i}}_s - \frac{r_r x_M^2}{x_r^2} \hat{\mathbf{i}}_s + \frac{x_M r_r}{x_r} \hat{\psi}_r - j \frac{x_M}{x_r} \hat{\omega}_m \hat{\psi}_r \right). \quad (14)$$

W obu powyższych równaniach wykorzystywana jest prędkość estymowana:

$$\hat{\omega}_m = h(s_\omega), \text{ gdzie: } s_\omega = (\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}) \hat{\psi}_{r\alpha} - (\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}) \hat{\psi}_{r\beta}. \quad (15)$$

Funkcja $h(s_\omega)$ definiuje mechanizm adaptacji i jednocześnie typ estymatora. W przypadku estymatora typu MRAS^{CC} funkcja ta przyjmuje postać:

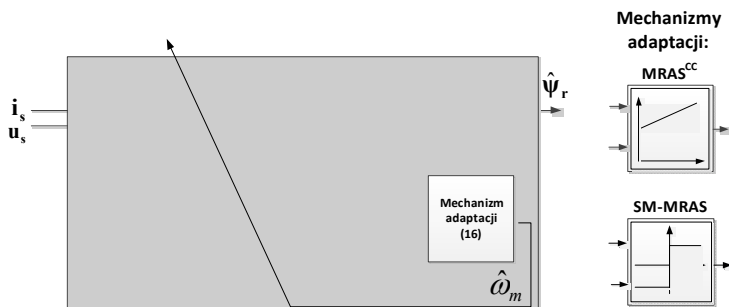
$$h(s_\omega) = \left(k_P + k_I \frac{1}{p} \right) s_\omega, \quad (16)$$

gdzie p – operator Laplace’a, natomiast w przypadku estymatora ślizgowego:

$$h(s_\omega) = k_\omega \operatorname{sign}(s_\omega), \quad (17)$$

przy czym parametry $k_p, k_I, k_\omega = \text{const}$.

Różnicę pomiędzy analizowanymi estymatorami pokazano na rys. 1.



Rys. 1. Schemat ideowy analizowanych estymatorów prędkości

Fig. 1. Schematic diagram of the analysed speed estimators

Ponieważ funkcja znaku, sign , generuje sygnał wysokoczęstotliwościowy, konieczne jest filtrowanie sygnału otrzymanego za pomocą (17).

4. BEZPOŚREDNIE STEROWANIE MOMENTEM Z WYKORZYSTANIEM MODULATORA WEKTOROWEGO

Strumień stojana i moment silnika są kontrolowane przy użyciu metody bezpośredniego sterowania momentem DTC-SVM [2]. Metodę tę można zdefiniować posługując się równaniami dynamicznymi maszyny w układzie współrzędnych wirujących z pulsacją strumienia stojana maszyny. Z równania (8) wynika możliwość sterowania amplitudą stojana za pomocą składowej u_{sx} wektora napięcia stojana. W równaniu (9) pojawia się natomiast czynnik $\omega_{s\psi}\psi_s$, którego odprężenie umożliwia sterowanie momentem silnika (10) za pomocą składowej u_{sy} , przy stałym ψ_s .

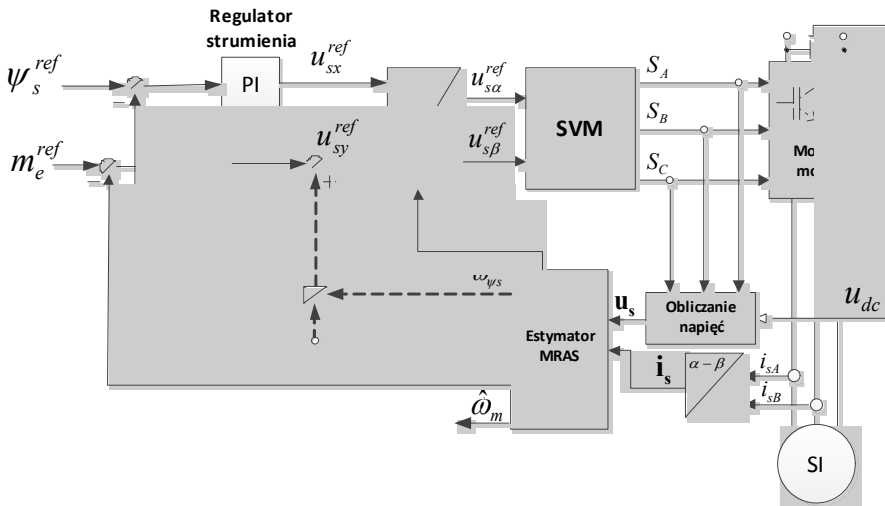
Schemat układu bezpośredniego sterowania momentem DTC-SVM przedstawiony został na rys. 2. W układzie tym strumień skojarzony z uzwojeniem stojana, wyznacza się przy wykorzystaniu pomiaru prądu stojana i estymaty strumienia wirnika uzyskanej z estymatora prędkości typu MRAS:

$$\hat{\psi}_s = x_M/x_r \hat{\psi}_r + x_s \sigma \mathbf{i}_s \quad (18)$$

natomiast wartość estymowanego momentu silnika – z zależności (5):

$$\hat{m}_e = \hat{\psi}_{s\beta} i_{s\alpha} - \hat{\psi}_{s\alpha} i_{s\beta} \quad (19)$$

Zadane w układzie sterowania wartości wektora napięcia stojana (u_{sx} , u_{sy}) muszą zostać przekształcone do stacjonarnego układu współrzędnych α - β , przy wykorzystaniu estymowanej wartości kąta położenia wektora strumienia stojana. Otrzymane wartości stają się wielkościami wejściowymi modulatora wektorowego SVM, który definiuje bezpośrednio sygnały załączeń kluczy tranzystorowych układu mocy. Odprężanie torów sterowania odbywa się za pomocą odejmowania iloczynu sygnałów oznaczonych linią przerywaną. Konieczność estymacji pulsacji strumienia stojana w tym torze odprężającym powoduje komplikację układu sterowania i wprowadzenie do układu szumów (obliczenie pochodnej kąta $\gamma_{s\psi}$ i konieczność jej filtrowania), dlatego w niniejszej publikacji, podobnie jak w większości rozwiązań praktycznych [2], mechanizm ten nie został uwzględniony – regulator PI momentu efektywnie kompensuje wspomniany powyżej efekt.



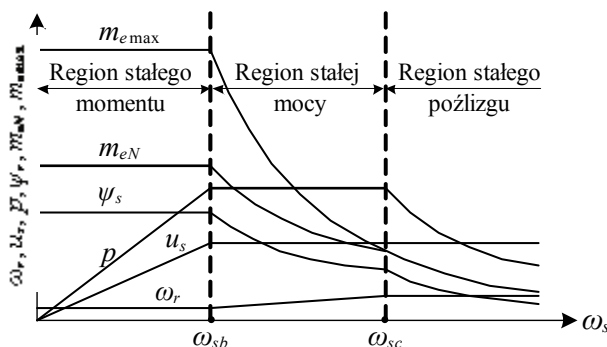
Rys. 2. Schemat układu DTC-SVM
Fig. 2. Schematic diagram of the DTC-SVM system

5. ALGORYTM OSŁABIANIA POLA

Osłabianie pola maszyny odbywa się przy uwzględnieniu zarówno ograniczenia dopuszczalnego prądu i_{\max} jak i możliwego do osiągnięcia napięcia stojana u_{\max} . Napięcie maksymalne definiowane jest przez użytą strategię modulacji oraz dostępne napięcie u_{dc} na wejściu falownika napięcia. W przypadku modulatora wektorowego z uwzględnionym zakresem nadmodulacji:

$$u_{\max} = \frac{2}{\pi} u_{dc} \quad (20)$$

Praca układu rozpatrywana jest w układzie współrzędnych polowych wirującym zgodnie z pulsacją strumienia wirnika. Rozróżnia się trzy różne regiony pracy układu napędowego, co przedstawione zostało na rys. 3.



Rys. 3. Regiony pracy układu napędowego (p – moc, $m_{e\max}$ – moment krytyczny, ω_s – pulsacja poślizgu)
Fig. 3. Operation regions of the drive (p – power, $m_{e\max}$ – break-down torque, ω_s – slip velocity)

W regionie pierwszym – stałego momentu, układ zachowuje stały moment maksymalny oraz stałą wartość amplitudy strumienia stojana, zadawanej na znamionowym poziomie. W regionach stałej mocy oraz stałego poślizgu niezbędna jest zmiana zadanej wartości amplitudy stojana. Obliczana jest ona na podstawie zadanej wartości strumienia wirnika [2]:

$$\psi_s^{ref} = \sqrt{\left(\frac{x_s}{x_r} \psi_r^{ref}\right)^2 + (\sigma x_s)^2 \left(\frac{x_r}{x_M} \frac{m_e^{ref}}{\psi_r^{ref}}\right)}, \quad (21)$$

$$\psi_r^{ref} = x_M i_{sx}^{ref}. \quad (22)$$

Region I osłabiania pola – region stałej mocy rozpoczyna się, gdy pulsacja synchroniczna przekroczy wartość pulsacji bazowej [11]:

$$\omega_s > \omega_{sb}, \quad \omega_{sb} = \frac{u_{\max}}{x_s \sqrt{i_{sxN}^2 (1 - \sigma^2) + \sigma^2 i_{\max}^2}}. \quad (23)$$

W tym regionie zadana wartość składowej prądu:

$$i_{sx}^{ref} = \frac{\sqrt{u_{\max}^2 - \omega_s^2 x_s^2 \sigma^2 i_{\max}^2}}{\omega_s x_s \sqrt{1 - \sigma^2}}. \quad (24)$$

Region II osłabiania pola – region stałego poślizgu zaczyna się, gdy pulsacja synchroniczna jest większa niż pulsacja krytyczna:

$$\omega_s > \omega_{sc}, \quad \omega_{sc} = \frac{u_{\max} \sqrt{2(\sigma^2 + 1)}}{2\sigma x_s j_{\max}}. \quad (25)$$

W regionie tym ograniczenie prądu stojana spełnione będzie przy zachowaniu warunku na maksymalną wartość amplitudy napięcia i w związku z tym wartość zadana składowej wektora prądu i_{sx} wynosi:

$$i_{sx}^{ref} = \frac{u_{\max}}{\sqrt{2}\omega_s x_s}. \quad (26)$$

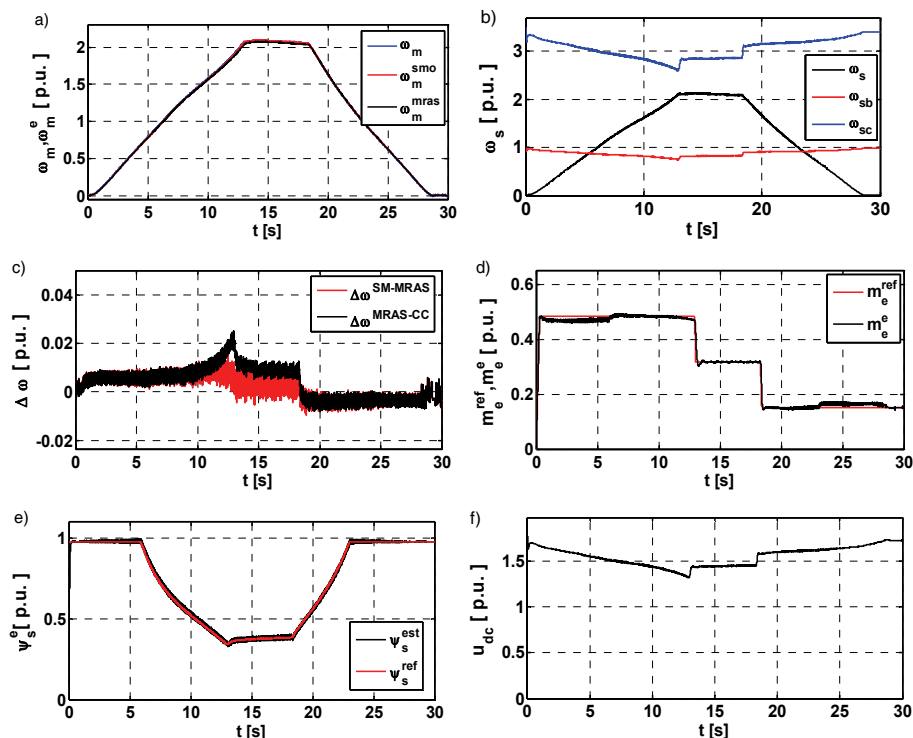
6. WYNIKI BADAŃ EKSPERYMENTALNYCH

Praca układu napędowego przetestowana została podczas badań eksperymentalnych na stanowisku z trakcyjnym silnikiem indukcyjnym o mocy 50 kW zasilanym z falownika napięcia.

Silnik sprzęgnięty był wałem Kardana z maszyną roboczą generującą moment obciążenia (drugi silnik indukcyjny zasilany z falownika napięcia, z aktywną regulacją momentu). Akwizycja danych pomiarowych, algorytmy sterowania, estymacji oraz osłabiania pola realizowane były za pomocą procesora sygnałowego DS 1103.

Na rysunku 4 przedstawiono przebiegi zmiennych stanu badanego napędu w szerokim przedziale zmian momentu i prędkości kątowej, z uwzględnieniem zakresu osłabiania pola według opisanego optymalnego algorytmu. Na rysunku 4a pokazano przebiegi prędkości mierzonej oraz estymowanej przy wykorzystaniu obydwu opisanych estymatorów typu MRAS. Estymacja ta przebiega w sposób prawie idealny. Wpływ funkcji adaptacji $h(s_\omega)$ na błąd estymacji, pokazany został na rys. 4c. Błąd popełniany przez estymator SM-MRAS jest nieznacznie mniejszy w stanie ustalonym niż błąd estymatora MRAS^{CC}. Układ napędowy, jak pokazano na rys. 4b, pracuje w I regionie osłabiania pola, pomiędzy pulsacją bazową a krytyczną. Pulsacje te zmieniają się wraz ze zmieniającym się napięciem w obwodzie prądu stałego (rys. 4f). Amplituda strumienia stojana (rys. 4e) oraz moment silnika (rys. 4d) podążają za wartościami zadanymi.

Układ napędowy pracuje z obciążeniem wynoszącym około 50% wartości znamionowej przy prędkości ponad 2 razy większej od znamionowej. Jest to możliwe dzięki aktywnemu układowi osłabiania pola, który obniża strumień w zależności od wartości dostępnego napięcia w obwodzie pośredniczącym, przy jednoczesnym maksymalnym możliwym do wygenerowania momencie elektromagnetycznym. W porównaniu do klasycznego algorytmu osłabiania pola uzyskano wzrost możliwego do wygenerowania momentu o około 30–40%.



Rys. 4. Przebiegi zmiennych stanu napędu indukcyjnego przy optymalnym algorytmie osłabiania pola:

- a) prędkość rzeczywista i estymowana, b) prędkość synchroniczna, bazowa i krytyczna,
c) błąd estymacji prędkości, d) moment zadany i estymowany,

e) zadany i estymowany strumień stojana, f) napięcie stałe

Fig. 4. Transients of state variables of the induction motor drive
for the optimal field-weakening algorithm: a) real and estimated speed,

b) synchronous, base and critical speed, c) speed estimation error,

d) reference and estimated torque, e) reference and estimated stator flux magnitude, f) dc voltage

7. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono pracę trakcyjnego układu napędowego dla prędkości większych od prędkości znamionowej. Zastosowany algorytm osłabiania pola uwzględnia zarówno dostępne napięcie, jak i maksymalną dopuszczalną wartość prądu. Kontrola momentu silnika jak i strumienia stojana osiągnięta została dzięki zastosowaniu metody bezpośredniego sterowania momentu DTC-SVM. W celu zwiększenia niezawodności układu w przypadku awarii czujnika prędkości, zastosowano estymację prędkości kątowej silnika. Wykorzystane zostały dwa estymatory typu MRAS różniące się zastosowanym mechanizmem adaptacji. Otrzymane wyniki dla silnika 50kW wska-

zują na prawie idealną estymację prędkości przy dużych prędkościach oraz przy zastosowanej metodzie osłabiania pola.

LITERATURA

- [1] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003.
- [2] BUJA G.S., KAŹMIERKOWSKI M.P., *Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors – a survey*, IEEE Trans. Ind. Electronics, 2004, Vol. 51, No. 4, 744–757.
- [3] TAMAI S., SUGIMOTO H., YANO M., *Speed sensor-less vector control of induction motor with model reference adaptive system*, IEEE-IAS Annual Meeting, 1987, 189–195.
- [4] SCHAUDER C., *Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction-Motors without Rotational Transducers*, IEEE Trans. Ind. Appl., 1992, Vol. 28, No. 5, 1054–1061.
- [5] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Stator-Current-Based MRAS Estimator for a Wide Range Speed-Sensorless Induction-Motor Drive*, IEEE Trans. Ind. Electronics, 2010, Vol. 57, No. 4, 1296–1308.
- [6] YAN Z., JIN C.X., UTKIN V.I., *Sensorless sliding-mode control of induction motors*, IEEE Trans. Ind. Electronics, 2000, Vol. 47, No. 6, 1286–1297.
- [7] TARCHAŁA G., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *MRAS-Type Speed and Flux Estimator with Additional Adaptation Mechanism for the Induction Motor Drive*, Trans. Electrical Eng., 2012, Vol. 1, No. 1, 7–12.
- [8] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., TARCHAŁA G., *Analiza wybranych struktur estymacji prędkości kątowej w napędach z silnikami indukcyjnymi - część I - modele matematyczne*, Prace Naukowe Inst. Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych PWr., Nr 64, Seria: Studia i Materiały, Nr 30, 2010, 151–161.
- [9] DYBKOWSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., TARCHAŁA G., *Analiza wybranych struktur estymacji prędkości kątowej w napędach z silnikami indukcyjnymi, część II: badania*, Prace Naukowe Inst. Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych PWr., Nr 64, Seria: Studia i Materiały, Nr 30, 2010, 162–175.
- [10] NGUYEN THAC K., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Comparative Analysis of Chosen Field Weakening Methods for the Space Vector Modulated - Direct Torque Controlled Drive System*, Prace Naukowe Inst. Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, Nr 65, Seria: Studia i Materiały, Nr 31, 2012, w druku.
- [11] GALLEGOS-LOPEZ G., GUNAWAN F. S., WALTERS J. E., *Current control of induction machines in the field-weakened region*, IEEE Trans. Ind. Appl., 2007, Vol. 43, No. 4, 981–989.

OPTIMAL FIELD-WEAKENING ALGORITHM FOR DIRECT TORQUE CONTROL OF SENSORLESS TRACTION DRIVE WITH INDUCTION MOTOR

This paper deals with the field-weakening of the traction induction motor drive. The field-weakening method is optimal with respect to the voltage and current limits. The drive is controlled using the Direct Torque Control method with the Space Vector Modulation algorithm, DTC-SVM. The speed of the drive, used in the system, is estimated using two estimators, both are the Model Reference Adaptive System (MRAS) type. One of them takes the advantage of the PI controller, the second one uses the sign function, what is typical for the Sliding-Mode theory. The described issues are illustrated using experimental tests results, obtained on a laboratory setup with 50 kW induction motor.