

# Synteza obserwatora adaptacyjnego strumienia magnetycznego oraz prędkości kątowej układu napędowego z maszyną asynchroniczną

**Streszczenie.** Niniejszy artykuł prezentuje ideę obserwatora adaptacyjnego strumienia magnetycznego oraz prędkości kątowej. Podstawą do sformułowania praw adaptacyjnego sterowania jest model matematyczny maszyny asynchronicznej w stacjonarnym układzie odniesienia  $\alpha\beta$ . Proponowane rozwiązanie, w którym wprowadzono dodatkowe zmienne stanu, oparte jest na wykorzystaniu tylko mierzalnych wielkości fizycznych takich jak napięcia stojana oraz prądy fazowe maszyny. Przedstawione wyniki badań symulacyjnych potwierdzają rezultaty rozważań teoretycznych.

**Abstract.** In this article an idea of speed sensorless adaptive flux observer was presented. The basis for determining adaptive laws was mathematical model of induction machine in stationary reference frame  $\alpha\beta$ . Proposed solution, with additional state variables, uses only measurable signals such as stator voltages and phase currents of induction motor. Presented simulation results confirm theoretical considerations. (**Speed Sensorless Adaptive Flux Observer Synthesis for the Induction Motor Drive**).

**Słowa kluczowe:** sterowanie bezczujnikowe, obserwator adaptacyjny, bezpośrednia metoda Lapunowa.

**Keywords:** speed sensorless, adaptive flux observer, Lyapunov direct method.

## Wstęp

Maszyny asynchroniczne są szeroko stosowane w aplikacjach przemysłowych takich jak wentylatory, pompy, napędy taśmociągów itp. Z powodzeniem zostały one również wykorzystane w trakcyjnych układach, a dzięki rozwojowi magazynów energii (akumulatorów) są coraz częściej stosowane w samochodach elektrycznych oraz hybrydowych.

W wysokiej jakości układach napędowych, wykorzystujących przemienniki częstotliwości, stosowane są wektorowe metody sterowania. Najczęściej stosuje się metody: FOC (ang. Field Oriented Control), DTC (ang. Direct Torque Control) oraz ich odmiany [1], [2]. Metody te dają możliwość kontroli wartości chwilowych prądów oraz strumienia magnetycznego z jednoczesną możliwością kształtowania dynamiki procesów przejściowych. Wyżej wymienione sposoby sterowania maszyną indukcyjną wymagają znajomości wartości trudno mierzalnych wielkości takich jak strumień magnetyczny, moment elektromagnetyczny oraz prędkość kątowa. Pomiar wartości strumienia magnetycznego można zrealizować poprzez umieszczenie w konstrukcji napędu dodatkowego uzwojenia pomiarowego bądź czujników Halla, jednakże wiąże się to z ingerencją w konstrukcję mechaniczną, dlatego też nie jest to wykorzystywane w praktyce. Pomiar prędkości kątowej można zrealizować m.in. za pomocą enkodera inkrementalnego bądź absolutnego, resolvera, prądnicy tachometrycznej etc. Wiąże się to jednak z zastosowaniem dodatkowych elementów mechanicznych mocowanych do wału napędowego maszyny, co dodatkowo powoduje wzrost kosztów oraz awaryjności.

Potrzebny do celów sterowania moduł oraz kąt położenia wektora strumienia magnetycznego można uzyskać na podstawie znajomości modelu matematycznego maszyny oraz pomiaru wielkości elektrycznych takich jak prądy fazowe oraz napięcie w obwodzie pośredniczącym falownika napięcia. Ostatnia z wymienionych wielkości służy do odtworzenia napięcia zasilającego maszynę na podstawie znajomości stanu zaworów przekształtnika DC/AC zasilającego maszynę indukcyjną [2].

Metody równoczesnego odtwarzania wektora strumienia magnetycznego oraz prędkości kątowej można podzielić na:

- estymatory pracujące w pętli otwartej [3], [4],
- estymatory pracujące w pętli zamkniętej [5], [6],

- układy typu MRAS (ang. Model Reference Adaptive Systems) [7] – [11],
- obserwatory oparte o rozszerzony filtr Kalmana (EKF, ang. Extended Kalman Filter) [12], [13],
- obserwatory wykorzystujące teorię ruchu ślizgowego (ang. Sliding Mode) [14], [15],
- metody wykorzystujące sieci neuronowe [16], [17],
- obserwatory adaptacyjne [16] – [25].

Najintensywniej rozwijane w ostatnich latach (w aplikacjach przemysłowych) są układy typu MRAS oraz obserwatory adaptacyjne. Wpływ na to ma stosunkowo niewielka złożoność obliczeniowa oraz łatwość dostosowania do różnych metod sterowania. W stosunku do układów pracujących w otwartej pętli zmniejszona została wrażliwość na niedopasowanie parametrów schematu zastępczego maszyny względem wartości rzeczywistych.

W przypadku obserwatorów adaptacyjnych prędkość kątowa występuje zazwyczaj jako element macierzy równań stanu. Wyznaczanie jej wartości następuje poprzez określenie praw adaptacji. Jednym z pierwszych tego typu rozwiązań, bardzo często cytowanym i modyfikowanym, był układ obserwatora zaprezentowany w [18]. Mankamentem tego rozwiązania było arbitralne pominięcie składników prawa adaptacji zawierających niemierzalne sygnały strumienia magnetycznego wirnika [15], co powoduje silną zależność właściwości obserwatora od punktu pracy maszyny.

Niniejszy artykuł prezentuje obserwator adaptacyjny strumienia magnetycznego oraz prędkości kątowej opracowany na podstawie [26]. Metoda ta polega na zastąpieniu, w modelu matematycznym maszyny asynchronicznej, wektora strumienia magnetycznego wirnika nowymi zmiennymi stanu  $z^{\alpha\beta}$  oraz  $\eta^{\alpha\beta}$ . Zaletą takiego podejścia jest uzyskanie praw adaptacji zapewniających globalną stabilność przy wykorzystaniu jedynie dostępnych pomiarowo wielkości (napięcia stojana oraz prądy fazowe). Synteza układu została przeprowadzona w oparciu o bezpośrednią metodę Lapunowa [27].

## Model matematyczny maszyny asynchronicznej w stacjonarnym układzie odniesienia

W stacjonarnym układzie odniesienia, oznaczonym jako  $\alpha\beta$ , model matematyczny maszyny asynchronicznej przyjmuje postać:

$$\begin{aligned}
(1) \quad & \mathbf{u}_s^{\alpha\beta} = R_s \mathbf{i}_s^{\alpha\beta} + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_s^{\alpha\beta}}{dt} \\
(2) \quad & \mathbf{u}_r^{\alpha\beta} = R_r \mathbf{i}_r^{\alpha\beta} + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_r^{\alpha\beta}}{dt} - j p_b \omega_m \boldsymbol{\Psi}_r^{\alpha\beta} \\
(3) \quad & \boldsymbol{\Psi}_s^{\alpha\beta} = L_s \mathbf{i}_s^{\alpha\beta} + L_m \mathbf{i}_r^{\alpha\beta} \\
(4) \quad & \boldsymbol{\Psi}_r^{\alpha\beta} = L_r \mathbf{i}_r^{\alpha\beta} + L_m \mathbf{i}_s^{\alpha\beta} \\
(5) \quad & J \frac{d\omega_m}{dt} = M_e - M_o = \\
& = p_b \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} (\boldsymbol{\Psi}_r^{\alpha\beta} \mathbf{i}_s^{\alpha} - \boldsymbol{\Psi}_r^{\beta\alpha} \mathbf{i}_s^{\alpha}) - M_o
\end{aligned}$$

gdzie:  $\mathbf{u}_s^{\alpha\beta}$  – wektor napięcia stojana,  $\mathbf{u}_r^{\alpha\beta}$  – wektor napięcia wirnika,  $\boldsymbol{\Psi}_s^{\alpha\beta}$  – wektor strumienia stojana,  $\boldsymbol{\Psi}_r^{\alpha\beta}$  – wektor strumienia wirnika,  $\mathbf{i}_s^{\alpha\beta}$  – wektor prądu stojana,  $\mathbf{i}_r^{\alpha\beta}$  – wektor prądu wirnika,  $M_e$  – moment elektromagnetyczny,  $M_o$  – moment obciążenia,  $L_m$  – indukcyjność magnesująca,  $L_r$  – indukcyjność całkowita obwodu wirnika,  $L_s$  – indukcyjność całkowita obwodu stojana,  $p_b$  – liczba par biegunów,  $R_s$  – rezystancja stojana,  $R_r$  – rezystancja wirnika,  $\omega_m$  – prędkość kątowna mechaniczna wału maszyny.

Przyjmując za zmienne stanu wektory prądu stojana oraz strumienia magnetycznego wirnika model matematyczny może zostać zapisany w postaci:

$$\begin{aligned}
(6) \quad & \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s^{\alpha\beta} = - \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma \tau_r} \right) \mathbf{i}_s^{\alpha\beta} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{\tau_r} \boldsymbol{\Psi}_r^{\alpha\beta} \\
& - j \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \boldsymbol{\Psi}_r^{\alpha\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{u}_s^{\alpha\beta} \\
(7) \quad & \frac{d}{dt} \boldsymbol{\Psi}_r^{\alpha\beta} = L_m \frac{1}{\tau_r} \mathbf{i}_s^{\alpha\beta} - \frac{1}{\tau_r} \boldsymbol{\Psi}_r^{\alpha\beta} + j \omega_r \boldsymbol{\Psi}_r^{\alpha\beta}
\end{aligned}$$

gdzie:  $\omega_r = p_b \omega_m$  prędkość kątowna elektryczna wirnika.

W powyższych zależnościach współczynnik całkowitego rozproszenia  $\sigma$  zdefiniowany jest następująco:

$$(8) \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

Wykorzystano również pojęcie odwrotności stałej czasowej wirnika:

$$(9) \quad \frac{1}{\tau_r} = \frac{R_r}{L_r}$$

### Obserwator adaptacyjny strumienia magnetycznego oraz prędkości obrotowej

W [26] zaprezentowany został obserwator adaptacyjny strumienia magnetycznego z jednoczesnym odtwarzaniem odwrotności stałej czasowej wirnika (9). W niniejszej pracy układ ten został zmodyfikowany celem estymacji prędkości kątowej maszyny asynchronicznej. Dla zdefiniowanego modelu w postaci równań (6) oraz (7) wprowadzony zostaje nowy wektor  $\mathbf{z}^{\alpha\beta}$ :

$$(10) \quad \mathbf{z}^{\alpha\beta} = \mathbf{i}_s^{\alpha\beta} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \boldsymbol{\Psi}_r^{\alpha\beta}$$

Z powyższej zależności można wyznaczyć wektor strumienia wirnika:

$$(11) \quad \boldsymbol{\Psi}_r^{\alpha\beta} = \frac{\sigma L_s L_r}{L_m} (\mathbf{z}^{\alpha\beta} - \mathbf{i}_s^{\alpha\beta})$$

Uwzględniając (11) w równaniu dynamiki wektora prądu stojana (6) zostaje ono przekształcone do postaci:

$$\begin{aligned}
(12) \quad & \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s^{\alpha\beta} = - \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r} \right) \mathbf{i}_s^{\alpha\beta} + \frac{1}{\tau_r} \mathbf{z}^{\alpha\beta} - j \omega_r \mathbf{z}^{\alpha\beta} \\
& + j \omega_r \mathbf{i}_s^{\alpha\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{u}_s^{\alpha\beta}
\end{aligned}$$

W celu otrzymania nowego modelu matematycznego w postaci równania stanu należy wyznaczyć pochodną względem czasu wektora  $\mathbf{z}^{\alpha\beta}$  biorąc pod uwagę zależności (6) oraz (7):

$$(13) \quad \frac{d}{dt} \mathbf{z}^{\alpha\beta} = - \frac{R_s}{\sigma L_s} \mathbf{i}_s^{\alpha\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{u}_s^{\alpha\beta}$$

Przedstawione przekształcenie umożliwiło uzyskanie równań maszyny nie zawierających niedostępnych pomiarowo sygnałów takich jak strumień magnetyczny. Dla tak zdefiniowanego modelu matematycznego utworzony został model przestrajalny, w którym wszystkie parametry, za wyjątkiem prędkości kątowej, są znane oraz mają stałe wartości:

$$\begin{aligned}
(14) \quad & \frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_s^{\alpha\beta} = - \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r} \right) \hat{\mathbf{i}}_s^{\alpha\beta} + \frac{1}{\tau_r} \hat{\boldsymbol{\eta}}^{\alpha\beta} - j \hat{\omega}_r \hat{\mathbf{z}}^{\alpha\beta} \\
& + j \hat{\omega}_r \hat{\mathbf{i}}_s^{\alpha\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{u}_s^{\alpha\beta} + k_1 (\mathbf{i}_s^{\alpha\beta} - \hat{\mathbf{i}}_s^{\alpha\beta})
\end{aligned}$$

gdzie:  $\hat{x}$  – estymata sygnału lub parametru  $x$

W powyższej zależności dodano składnik uchybu pomiędzy rzeczywistymi i estymowanymi wartościami prądu stojana. Współczynnik wagowy  $k_1$  stwarza możliwość kształtowania dynamiki obserwatora.

W równaniu (14) została ponadto dodana nowa estymata sygnału  $\hat{\boldsymbol{\eta}}^{\alpha\beta}$ , dla której wzorcem (odniesieniem) jest sygnał:

$$(15) \quad \frac{d}{dt} \boldsymbol{\eta}^{\alpha\beta} = - \frac{R_s}{\sigma L_s} \mathbf{i}_s^{\alpha\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{u}_s^{\alpha\beta}$$

opisany analogiczną zależnością co  $\mathbf{z}^{\alpha\beta}$ .

Problem wyznaczenia prawa adaptacji może być sformułowany jako problem zapewnienia stabilności obserwatora adaptacyjnego. Do tego celu została wykorzystana bezpośrednia metoda Lapunowa [26] – [28].

Bezpośrednia metoda Lapunowa, zwana także drugą metodą Lapunowa, umożliwia badanie stabilności układów nieliniowych w ujęciu globalnym. Idea metody oparta jest na założeniu, że układ, w którym energia jest nieustannie rozpraszana, dąży do punktu równowagi niezależnie czy jest liniowy lub nieliniowy. Stabilność jest określana na podstawie analizy dobranej funkcji skalarnej wektora stanu oraz czasu  $V(x,t)$ . Znajomość rozwiązania układu nie jest wymagana.

Stabilność obserwatora adaptacyjnego określana jest na podstawie analizy dynamiki uchybów zmiennych stanu ( $\mathbf{i}_s^{\alpha\beta}$ ,  $\mathbf{z}^{\alpha\beta}$ ,  $\boldsymbol{\eta}^{\alpha\beta}$ ) oraz odtwarzanego parametru ( $\omega_r$ ). Zgodnie z powyższym stwierdzeniem spełnienie warunku stabilności gwarantuje zerowanie argumentów funkcji  $V(x,t)$ .

Uchyby zmiennych stanu oraz prędkości kątowej modelu matematycznego maszyny przyjmują postać:

$$(16) \quad \tilde{i}_s^{\alpha\beta} = i_s^{\alpha\beta} - \hat{i}_s^{\alpha\beta}$$

$$(17) \quad \tilde{z}^{\alpha\beta} = z^{\alpha\beta} - \hat{z}^{\alpha\beta}$$

$$(18) \quad \tilde{\eta}^{\alpha\beta} = \eta^{\alpha\beta} - \hat{\eta}^{\alpha\beta}$$

$$(19) \quad \tilde{\omega}_r = \omega_r - \hat{\omega}_r$$

Dynamikę powyższych uchybów zdefiniować można poprzez zróżniczkowanie ich względem czasu przy uwzględnieniu zależności (13) – (15):

$$(20) \quad \frac{d}{dt} \tilde{i}_s^{\alpha\beta} = - \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r} + k_l \right) \tilde{i}_s^{\alpha\beta} + \frac{1}{\tau_r} \tilde{\eta}^{\alpha\beta} - j\omega_r \tilde{z}^{\alpha\beta} - j\tilde{\omega}_r \hat{z}^{\alpha\beta} + \tilde{\omega}_r i_s^{\alpha\beta}$$

$$(21) \quad \frac{d}{dt} \tilde{z}^{\alpha\beta} = - \frac{R_s}{\sigma L_s} i_s^{\alpha\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_s^{\alpha\beta} - \frac{d}{dt} \hat{z}^{\alpha\beta}$$

$$(22) \quad \frac{d}{dt} \tilde{\eta}^{\alpha\beta} = - \frac{R_s}{\sigma L_s} i_s^{\alpha\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_s^{\alpha\beta} - \frac{d}{dt} \hat{\eta}^{\alpha\beta}$$

$$(23) \quad \frac{d}{dt} \tilde{\omega}_r = \frac{d}{dt} \omega_r - \frac{d}{dt} \hat{\omega}_r$$

Dla tak zdefiniowanego modelu uchybu dobrana została kandydująca funkcja Lapunowa w postaci:

$$(24) \quad V(x,t) = \frac{1}{2} \left( \tilde{i}_s^{\alpha^2} + \tilde{i}_s^{\beta^2} \right) + \underbrace{\frac{\omega_r}{2k_2} \left( \tilde{z}^{\alpha^2} + \tilde{z}^{\beta^2} \right)}_a + \frac{1}{2k_3} \frac{1}{\tau_r} \left( \tilde{\eta}^{\alpha^2} + \tilde{\eta}^{\beta^2} \right) + \frac{1}{2k_4} \tilde{\omega}_r^2$$

Współczynniki  $k_2, k_3, k_4$  mogą zostać wykorzystane do kształtowania dynamiki odtwarzania wybranych wielkości. Poszczególne składniki powyższej zależności są funkcjami kwadratowymi, co implikuje jednoznacznie spełnienie warunku dodatniej określoności [26] – [28]. Stwierzenie to jest prawdziwe pod warunkiem zmiany znaku współczynnika  $k_2$  wraz ze zmianą znaku prędkości kątowej  $\omega_r$  (składnik  $a$  w zależności(24)). Pozostałe współczynniki są rzeczywiste, dodatnie.

Różniczkując zależność (24) wzdłuż trajektorii układu można zbadać jego stabilność. Warunkiem jest ujemna półokreśloność otrzymanej pochodnej.

$$(25) \quad \dot{V}(x,t) = \tilde{i}_s^{\alpha} \dot{\tilde{i}}_s^{\alpha} + \tilde{i}_s^{\beta} \dot{\tilde{i}}_s^{\beta} + \frac{\omega_r}{k_2} \tilde{z}^{\alpha} \dot{\tilde{z}}^{\alpha} + \frac{\omega_r}{k_2} \tilde{z}^{\beta} \dot{\tilde{z}}^{\beta} + \frac{1}{k_3} \frac{1}{\tau_r} \tilde{\eta}^{\alpha} \dot{\tilde{\eta}}^{\alpha} + \frac{1}{k_3} \frac{1}{\tau_r} \tilde{\eta}^{\beta} \dot{\tilde{\eta}}^{\beta} + \frac{1}{k_4} \tilde{\omega}_r \dot{\tilde{\omega}}_r$$

Wstawiając do powyższego wyrażenia pochodną uchybu estymowanego wektora prądu (20) otrzymujemy:

$$(26) \quad \dot{V}(x,t) = - \underbrace{\left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r} + k_l \right)}_b \left( \tilde{i}_s^{\alpha^2} + \tilde{i}_s^{\beta^2} \right) + \tilde{z}^{\alpha} \left( \frac{\omega_r}{k_2} \dot{\tilde{z}}^{\alpha} - \omega_r \tilde{i}_s^{\beta} \right) + \tilde{z}^{\beta} \left( \frac{\omega_r}{k_2} \dot{\tilde{z}}^{\beta} + \omega_r \tilde{i}_s^{\alpha} \right) + \tilde{\eta}^{\alpha} \left( \frac{1}{k_3} \frac{1}{\tau_r} \dot{\tilde{\eta}}^{\alpha} + \frac{1}{\tau_r} \tilde{i}_s^{\alpha} \right) + \tilde{\eta}^{\beta} \left( \frac{1}{k_3} \frac{1}{\tau_r} \dot{\tilde{\eta}}^{\beta} + \frac{1}{\tau_r} \tilde{i}_s^{\beta} \right) + \tilde{\omega}_r \left( \frac{1}{k_4} \dot{\tilde{\omega}}_r + \tilde{z}^{\beta} \tilde{i}_s^{\alpha} - \tilde{i}_s^{\alpha} i_s^{\beta} - \tilde{z}^{\alpha} \tilde{i}_s^{\beta} + \tilde{i}_s^{\beta} i_s^{\alpha} \right)$$

Składnik  $b$  zależności (26) jest ujemnie określony, dlatego spełnienie warunku ujemnej półokreśloności [26] – [28] wymaga wyzerowania pozostałych składników:

$$(27) \quad \frac{\omega_r}{k_2} \dot{\tilde{z}}^{\alpha} - \omega_r \tilde{i}_s^{\beta} = 0 \Rightarrow \dot{\tilde{z}}^{\alpha} = k_2 \tilde{i}_s^{\beta}$$

$$(28) \quad \frac{\omega_r}{k_2} \dot{\tilde{z}}^{\beta} + \omega_r \tilde{i}_s^{\alpha} = 0 \Rightarrow \dot{\tilde{z}}^{\beta} = -k_2 \tilde{i}_s^{\alpha}$$

$$(29) \quad \frac{1}{k_3} \frac{1}{\tau_r} \dot{\tilde{\eta}}^{\alpha} + \frac{1}{\tau_r} \tilde{i}_s^{\alpha} = 0 \Rightarrow \dot{\tilde{\eta}}^{\alpha} = -k_3 \tilde{i}_s^{\alpha}$$

$$(30) \quad \frac{1}{k_3} \frac{1}{\tau_r} \dot{\tilde{\eta}}^{\beta} + \frac{1}{\tau_r} \tilde{i}_s^{\beta} = 0 \Rightarrow \dot{\tilde{\eta}}^{\beta} = -k_3 \tilde{i}_s^{\beta}$$

$$(31) \quad \frac{1}{k_4} \dot{\tilde{\omega}}_r + \tilde{z}^{\beta} \tilde{i}_s^{\alpha} - \tilde{i}_s^{\alpha} i_s^{\beta} - \tilde{z}^{\alpha} \tilde{i}_s^{\beta} + \tilde{i}_s^{\beta} i_s^{\alpha} = 0$$

$$\Rightarrow \dot{\tilde{\omega}}_r = -k_4 \left( \tilde{i}_s^{\alpha} \left( \tilde{z}^{\beta} - i_s^{\beta} \right) - \tilde{i}_s^{\beta} \left( \tilde{z}^{\alpha} - i_s^{\alpha} \right) \right)$$

Wyznaczone w ten sposób równania dynamiki uchybu odtwarzanych sygnałów (27) –(31) należy uwzględnić w równaniach (21) –(23). Wyznaczając prawo adaptacji dla prędkości kątowej przyjęto, że zmiana jej wartości w czasie jest znacząco wolniejsza od zmian procesów elektromagnetycznych zachodzących w maszynie ( $\dot{\omega}_r \approx 0$ ).

Komplet równań obserwatora adaptacyjnego przyjmuje w tych warunkach postać:

$$(32) \quad \frac{d}{dt} \hat{i}_s^{\alpha\beta} = - \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r} \right) \hat{i}_s^{\alpha\beta} + \frac{1}{\tau_r} \hat{\eta}^{\alpha\beta} - j\hat{\omega}_r \hat{z}^{\alpha\beta} + j\hat{\omega}_r i_s^{\alpha\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_s^{\alpha\beta} + k_l \hat{i}_s^{\alpha\beta}$$

$$(33) \quad \frac{d}{dt} \hat{z}^{\alpha\beta} = - \frac{R_s}{\sigma L_s} i_s^{\alpha\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_s^{\alpha\beta} + jk_2 \tilde{i}_s^{\alpha\beta}$$

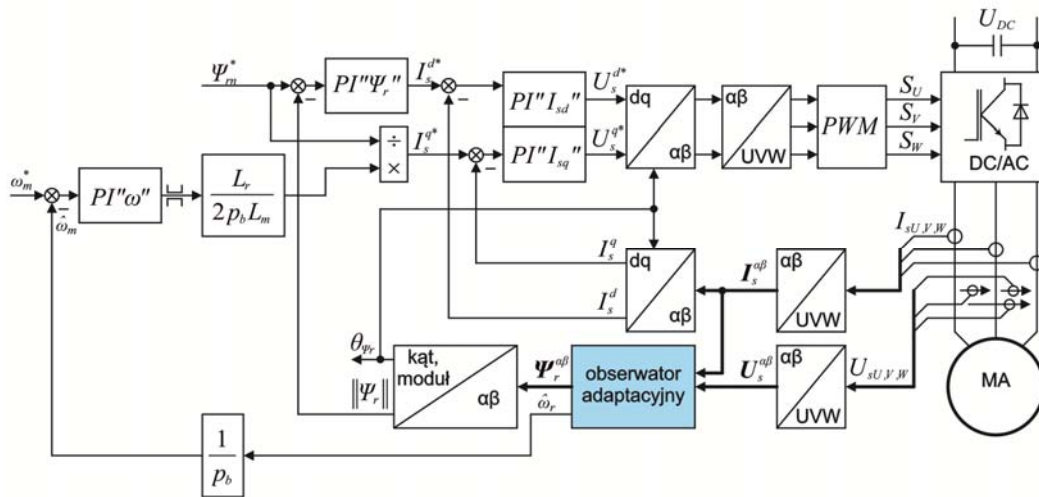
$$(34) \quad \frac{d}{dt} \hat{\eta}^{\alpha\beta} = - \frac{R_s}{\sigma L_s} i_s^{\alpha\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_s^{\alpha\beta} + k_3 \tilde{i}_s^{\alpha\beta}$$

$$(35) \quad \dot{\hat{\omega}}_r = k_4 \left( \tilde{i}_s^{\beta} \left( \hat{z}^{\alpha} - i_s^{\alpha} \right) - \tilde{i}_s^{\alpha} \left( \hat{z}^{\beta} - i_s^{\beta} \right) \right)$$

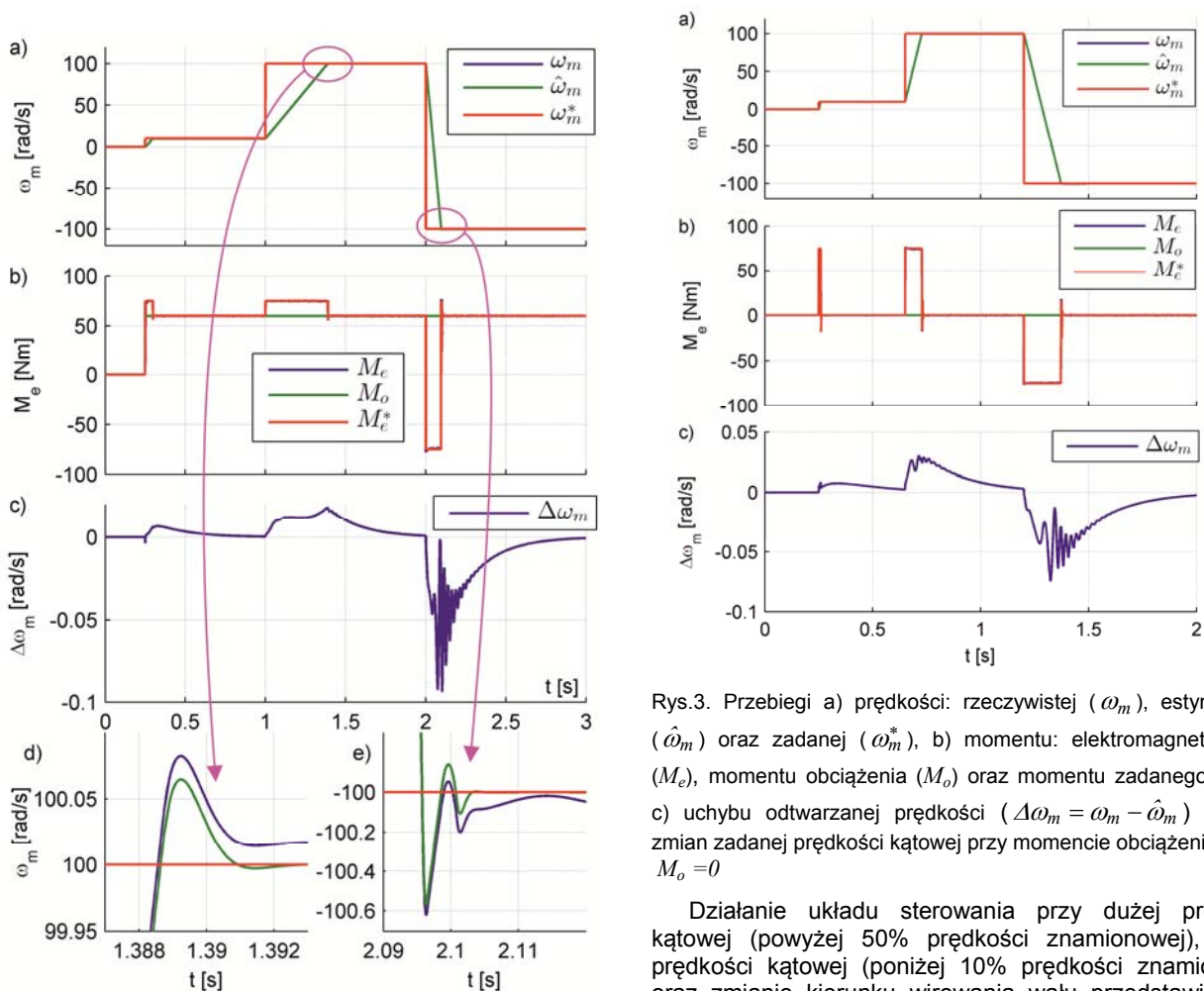
## Badania symulacyjne

Badania symulacyjne zostały przeprowadzone w środowisku Matlab/Simulink. Schemat blokowy układu sterowania został przedstawiony na rysunku 1. Zastosowana została metoda sterowania z bezpośrednią orientacją wektora pola magnetycznego (DFOC). Tryb sterowania prądowego uzyskano wykorzystując regulatory prądu typu PI obrabiające sygnały w wirującym z prędkością synchroniczną układzie odniesienia  $dq$ . Napięcie wyjściowe przekształtnika DC/AC kształtowane jest według metody PWM. Niezbędne w procesie sterowania kąt obrotu wektora strumienia wirnika, moduł wektora strumienia wirnika oraz prędkość kątowa były odtwarzane za pomocą opracowanego obserwatora adaptacyjnego (32) –(35). Ze względu na symulowany tryb pracy bez pomiaru rzeczywistej prędkości kątowej, zmiana znaku współczynnika  $k_2$  następowała wraz ze zmianą znaku estymowanej prędkości kątowej  $\hat{\omega}_r$ .

Symulacje zostały przeprowadzone podczas stanów dynamicznych i statycznych, dla różnych przypadków wartości momentu obciążenia oraz różnej wartości zadanej prędkości kątowej.



Rys.1. Schemat blokowy bezczujnikowego układu napędowego z maszyną asynchroniczną sterowaną według zasady DFOC

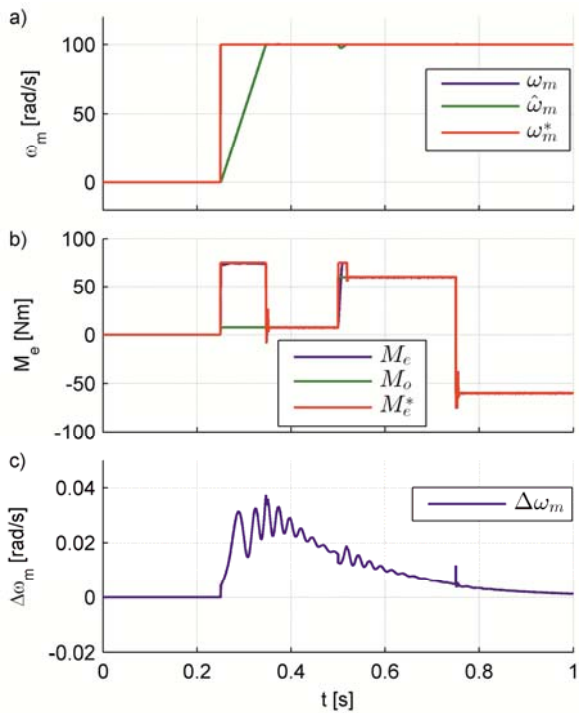


Rys.2. Przebiegi a) prędkości: rzeczywistej ( $\omega_m$ ), estymowanej ( $\hat{\omega}_m$ ) oraz zadanej ( $\omega_m^*$ ), b) momentu: elektromagnetycznego ( $M_e$ ), momentu obciążenia ( $M_o$ ) oraz momentu zadanego ( $M_e^*$ ), c) uchybu odtwarzanej prędkości ( $\Delta\omega_m = \omega_m - \hat{\omega}_m$ ) podczas zmian zadanej prędkości kątowej przy momencie obciążenia  $M_o = 80\%M_n$ , d) oraz e) powiększenie zaznaczonych fragmentów przebiegów prędkości kątowej

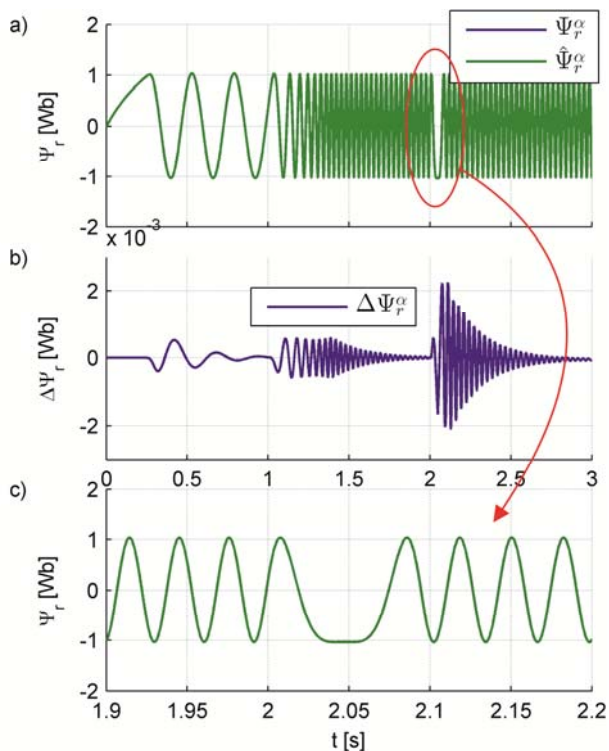
Rys.3. Przebiegi a) prędkości: rzeczywistej ( $\omega_m$ ), estymowanej ( $\hat{\omega}_m$ ) oraz zadanej ( $\omega_m^*$ ), b) momentu: elektromagnetycznego ( $M_e$ ), momentu obciążenia ( $M_o$ ) oraz momentu zadanego ( $M_e^*$ ), c) uchybu odtwarzanej prędkości ( $\Delta\omega_m = \omega_m - \hat{\omega}_m$ ) podczas zmian zadanej prędkości kątowej przy momencie obciążenia  $M_o = 0$

Działanie układu sterowania przy dużej prędkości kątowej (powyżej 50% prędkości znamionowej), niskiej prędkości kątowej (poniżej 10% prędkości znamionowej) oraz zmianie kierunku wirowania wału przedstawiono na rysunku 2. Moment obciążenia w trakcie tego testu układu napędowego był stały i wynosił 80% wartości znamionowej momentu maszyny asynchronicznej.

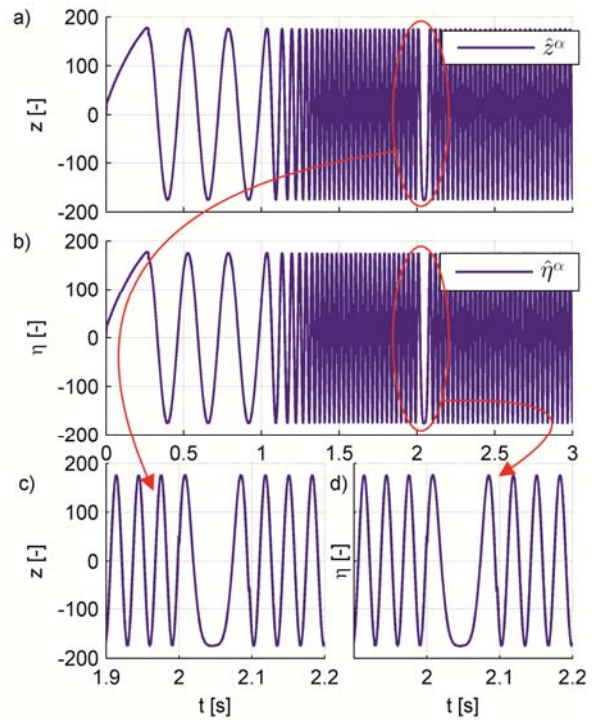
O dużej dokładności odtwarzania prędkości kątowej świadczy to, że przebiegi prędkości rzeczywistej i estymowanej przy zastosowanej rozdzielczości są nie do rozróżnienia. W związku z tym na rysunku 2c przedstawiono przebieg uchybu pomiędzy tymi wielkościami, zaś na rysunku 2d i 2e powiększenia wskazanych fragmentów przebiegów prędkości kątowej.



Rys.4. Przebiegi a) prędkości: rzeczywistej ( $\omega_m$ ), estymowanej ( $\hat{\omega}_m$ ) oraz zadanej ( $\omega_m^*$ ), b) momentu: elektromagnetycznego ( $M_e$ ), momentu obciążenia ( $M_o$ ) oraz momentu zadanego ( $M_e^*$ ), c) uchybu odtwarzanej prędkości ( $\Delta\omega_m = \omega_m - \hat{\omega}_m$ ) podczas zmian momentu obciążenia przy stałej wartości prędkości zadanej  $\omega_m^* = 100 \text{ rad/s}$



Rys.5. Przebiegi: a) rzeczywistej ( $\Psi_r^\alpha$ ) oraz estymowanej ( $\hat{\Psi}_r^\alpha$ ) składowej  $\alpha$  strumienia wirnika, b) uchybu składowej  $\alpha$  odtwarzanego strumienia wirnika ( $\Delta\Psi_r^\alpha = \Psi_r^\alpha - \hat{\Psi}_r^\alpha$ ), c) powiększenie zaznaczonego fragmentu przebiegów strumieni wirnika



Rys.6. Przebiegi: a) odtwarzanego sygnału  $\hat{z}^\alpha$ , b) odtwarzanego sygnału  $\hat{\eta}^\alpha$ , c) oraz d) powiększenie zaznaczonych fragmentów sygnałów  $\hat{z}^\alpha$  oraz  $\hat{\eta}^\alpha$

Z przebiegu uchybu odtwarzanej prędkości kątovej wynika, że w stanie ustalonym dąży on asymptotycznie do zera. Ponadto, pomimo występującej podczas nawrotu przy stałym momencie oporowym charakteru pracy maszyny z silnikowej na generatorową, układ obserwatora adaptacyjnego zachowuje stabilność, a uchyb odtwarzanej prędkości kątovej dąży do zera.

Działanie układu w stanie jałowym przy zmianie zadanej prędkości kątovej zostało przedstawione na rysunku 3. Podobnie, jak w poprzednim przypadku przebiegi prędkości rzeczywistej i estymowanej (rys. 3a) praktycznie pokrywają się, a przedstawiony w powiększeniu uchyb prędkości (rys. 3c) w stanie ustalonym dąży do zera.

Kolejna symulacja została przeprowadzona przy stałej prędkości kątovej i skokowych zmianach momentu obciążenia (rysunek 4). Rozruch nastąpił przy momencie obciążenia równym 10% wartości znamionowej. Po ustaleniu się prędkości kątovej (dla  $t=0.5\text{s}$ ) nastąpiła skokowa zmiana momentu obciążenia z 10% na 80% wartości znamionowej. Dla czasu  $t=0.75\text{s}$  układ poddany został skokowej zmianie znaku momentu oporowego i wprowadzony w stan pracy generatorowej. Opisane zmiany wartości momentu oporowego widoczne są na rys. 4b. Wyniki symulacji potwierdzają, że skokowe zmiany obciążenia mają pomijalny wpływ na uchyb odtwarzanej prędkości (rysunek 4c). Tak, jak w poprzednich przypadkach, wartość uchybu dąży do zera.

Strumień magnetyczny wirnika, niezbędny w procesie sterowania wektorowego, wyliczany był według zależności (11), przy czym zamiast sygnału  $z^{\alpha\beta}$  wykorzystano jego estymatę. Przykładowy przebieg składowej  $\alpha$  strumienia magnetycznego przedstawiono na rysunku 5. Warunki symulacji i sekwencja zmian sygnału prędkości zadanej były takie same jak dla symulacji przedstawionych na rysunku 2. Dla przedstawienia dokładności odtwarzania strumienia magnetycznego wirnika, na rysunku 5b, pokazano różnicę pomiędzy sygnałem rzeczywistym, a



estymowanym. Analogicznie, jak w przypadku prędkości kątowej, uchyb ten dąży do zera w stanie ustalonym.

Przedstawione rozwiązanie obserwatora adaptacyjnego charakteryzuje się wprowadzeniem dwóch nowych zmiennych:  $z^{ab}$  oraz  $\eta^{ab}$ . Przykładowe przebiegi estymat tych sygnałów, dla symulacji z rysunku 2, przedstawiono na rys. 6.

### Podsumowanie i wnioski końcowe

W niniejszym artykule został zaprezentowany obserwator adaptacyjny, w którym wprowadzono nowe zmienne oznaczone jako  $z^{ab}$  oraz  $\eta^{ab}$ . Dla tak zdefiniowanego modelu prawa adaptacji nie zawierają niemiernych, bądź trudno mierzalnych wielkości fizycznych. Przeprowadzone symulacje komputerowe w środowisku MatLab/Simulink potwierdzają poprawność przeprowadzonej analizy. Układ działa poprawnie zarówno dla pracy silnikowej oraz generatorowej, jak i dla dużych i małych wartości prędkości kątowych napędu.

Stabilność i wrażliwość obserwatora adaptacyjnego na zmiany wartości poszczególnych parametrów modelu matematycznego maszyny, które na etapie formułowania praw adaptacji zostały przyjęte jako stałe i znane (głównie rezystancji stojana i wirnika) będzie przedmiotem dalszych badań prowadzonych przez autorów. Poprawność działania obserwatora adaptacyjnego wymaga również sprawdzenia w warunkach, gdy napięcie stojana będzie odtwarzane na podstawie znajomości stanu zaworów przekształtnika oraz pomiaru wartości napięcia w obwodzie pośredniczącym falownika.

Tabela 1 Parametry maszyny asynchronicznej

Maszyna asynchroniczna Siemens 160M		
Parametr		Wartość
Moc znamionowa	$P_N$	11 kW
Prędkość obrotowa znamionowa	$n_N$	1475 obr/min
Znamionowe napięcie zasilające	$U_{LL}$	230/400 V $\Delta/Y$
Liczba par biegunów	$p_b$	2
Moment znamionowy	$M_N$	75 Nm
Prąd znamionowy	$I_N$	36/20,5 A $\Delta/Y$
Rezystancja uzwojeń stojana	$R_s$	0,291 $\Omega$
Rezystancja wirnika	$R_r$	0,291 $\Omega$
Indukcyjność rozproszenia stojana	$L_{ss}$	3,12 mH
Indukcyjność rozproszenia wirnika	$L_{sr}$	3,12 mH
Indukcyjność magnesowanie	$L_m$	85,55 mH
Strumień znamionowy	$\Psi_N$	1,035 Wb

Badania zostały zrealizowane w ramach prac S/WE/3/2013 oraz MB/WE/8/2017 i sfinansowane ze środków na naukę MNiSW.

**Autorzy:** mgr inż. Łukasz Waluś, Politechnika Białostocka, Katedra Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych, ul. Wiejska 45D, 15-352 Białystok, E-mail: [lukasz.walus30@gmail.com](mailto:lukasz.walus30@gmail.com);  
dr hab. inż. Marian Roch Dubowski, prof. nzw. PB, Katedra Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych, ul. Wiejska 45D, 15-352 Białystok, E-mail: [m.dubowski@pb.edu.pl](mailto:m.dubowski@pb.edu.pl).

### LITERATURA

[1] Sikorski A.: Porównanie właściwości wektorowych metod regulacji momentu i strumienia maszyny indukcyjnej (DTC i FOC), *Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne*, Instytut Napędów i Maszyn Elektrycznych KOMEL, Katowice (2005), nr 72/2005, 219 – 224

[2] Sikorski A.: Bezpośrednia regulacja momentu i strumienia maszyny indukcyjnej, *Oficyna Wydawnicza Politechniki Białostockiej*, Białystok, (2009)

[3] Holtz J.: Sensorless Control of Induction Machines – With or Without Signal Injection?, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53 (2006), n. 1, 7 – 30

[4] Vas P.: Sensorless Vector and Direct Torque Control, *Oxford University Press*, Oxford, (1998)

[5] Casadei D., Serra G., Tani A., et al.: Performance Analysis of a Speed – Sensorless Induction Motor Drive Based on a

Constant – Switching – Frequency DTC Scheme, *IEEE Transactions On Industry Applications*, 39 (2003), n. 2, 476 – 484

[6] Jansen P. L., Lorenz D., Novotny D. W.: Observer – Based Direct Field Orientation: Analysis and Comparison of Alternative Methods, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30 (1994), n. 4, 101 – 110

[7] Vasić V., Vukosavić S. N., Levi E.: A Stator Resistance Estimation Scheme for Speed Sensorless Rotor Flux Oriented Induction Motor Drives, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 18 (2003), n. 4, 476 – 483

[8] Schauder C.: Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers, *IEEE Transactions on Industry Appl. ns*, 28 (1992), n. 5, 1054 – 1061

[9] Zorjani Y. A., Koubaa Y., Boussak M.: Sensorless Speed Control With MRAS for Induction Motor Drive, *XXth International Conference on Electrical Machines*, (2012), 2259 – 2265

[10] Benlaloui I., Drid S., Chrifi-Alaoui L., Ouriagli M.: Implementation of a New MRAS Speed Sensorless Vector Control of Induction Machine, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 30 (2015), n. 2, 588-595

[11] Kumar R., Das S., Syam P., Chattopadhyay A. K.: Review on model reference adaptive system for sensorless vector control of induction motor drives, *IET Electric Power Applications*, 9 (2015), n. 7, 496 – 511

[12] Auger F., Hilairet M., Guerrero J. M., et al.: Industrial Applications of the Kalman Filter: A Review, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60 (2013), n. 12, 5458 – 5471

[13] Zrdali E., Barut M.: The Comparison of Optimized Extended Kalman Filters for Speed – Sensorless Control of Induction Motors, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64 (2017), n. 6, 4340 – 4351

[14] Hocine A., Benalia A.: Sensorless Fault Tolerant Control for Induction Motors Using: backstepping strategy and Sliding Mode Observer, *8th International Conference on Modeling, Identification and Control (ICMIC)*, (2016), 1020 – 1028

[15] Comanescu M.: Design and Implementation of a Highly Robust Sensorless Sliding Mode Observer for the Flux Magnitude of the Induction Motor, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 31 (2016), n. 2, 649 – 657

[16] Wlas M., Krzemiński Z., Guziński J., Abu – Rub H., Toliyat H. A.: Artificial – Neural – Network – Based Sensorless Nonlinear Control of Induction Motors, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 20 (2005), n. 3, 520 – 528

[17] Verma R., Verma V., Chakraborty C.: ANN Based Sensorless vector Controlled Induction Motor Drive Suitable for Four Quadrant Operation, *IEEE Students' Technology Symposium*, (2014), 182 – 187

[18] Kubota H., Matsuse K.: Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation, *IEEE Transactions on Industry Appl.*, 30 (1994), n. 5, 1219 – 1224

[20] Orłowska – Kowalska T., Dybkowski M.: Stator – Current – Based MRAS Estimator for a Wide Range Speed – Sensorless Induction – Motor Drive, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57 (2010), n. 4, 1296 – 1308

[21] Stando D., Kaźmierkowski M. P.: Novel Speed Sensorless DTC-SVM Scheme for Induction Motor Drives, *8th International Conference Compatibility and Power Electronics (CPE)*, (2013), 225 – 230

[23] Markadech G. R. A., Soltani J.: Robust direct torque and flux control of adjustable speed sensorless induction machine drive based on space vector modulation using a PI predictive controller, *Electrical Engineering*, 88 (2006), n. 6, 485 – 496

[24] Comanescu M.: A Speed Adaptive Sensorless Flux Observer for the Induction Motor Drive using Sylvester Criterion Design, *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, (2016), 2759 – 2763

[25] Morawiec M.: Z – Type Observer Backstepping for Induction Machines, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62 (2015), n. 4, 2090 – 2102

[26] Marino R., Tomei P., Verrelli C. M.: Induction Motor Control Design, *Springer*, London, (2010)

[27] Slotine J. J., Weiping L.: Applied Nonlinear Control, *Prentice Hall*, Englewood Cliffs, (1991)

[28] Ioannou P., A., Sun J.: Robust Adaptive Control, *Dover Publications*, Mineola, New York, (2012)