

## Ślizgowy adaptacyjny estymator prędkości kątowej silnika indukcyjnego o zmodyfikowanym algorytmie adaptacji

**Streszczenie.** W artykule przedstawiono nowy estymator prędkości kątowej wykorzystujący ruch ślizgowy. Przedstawiony mechanizm adaptacji prędkości składa się z dwóch części: ciągłej oraz nieciągłej, wykorzystującej funkcję znaku. W porównaniu z dotychczas stosowanymi estymatorami pozwala on uzyskać mniejsze oscylacje estymowanej prędkości oraz zmniejszyć opóźnienie wprowadzane przez filtr dolnoprzepustowy. Analiza teoretyczna estymatora zilustrowana została wynikami badań symulacyjnych.

**Abstract.** In the paper a novel sliding mode speed estimator is presented. The proposed adaptation mechanism consists of two parts: continuous and discontinuous, taking the advantage of the sign function. In comparison to the estimators presented so far, it allows to obtain lower oscillations of the estimated speed and to decrease the delay introduced by the low-pass filter. The theoretical analysis is illustrated with simulation test results. (*Sliding mode adaptive induction motor speed estimator with modified adaptation algorithm*).

**Słowa kluczowe:** silnik indukcyjny, estymacja prędkości, ruch ślizgowy, układ bezczujnikowy.

**Keywords:** induction motor, speed estimation, sliding mode, sensorless system.

### Wstęp

Szereg przedstawionych w literaturze porównań estymatorów zmiennych stanu, w tym prędkości kątowej silnika indukcyjnego (SI), wskazuje, że estymator wykorzystujący ruch ślizgowy jest najmniej wrażliwy na niedokładną znajomość wartości parametrów silnika indukcyjnego i wymaga dobrania najczęściej tylko jednego parametru samego estymatora [1], [2], [3], [4]. Jest on też zdecydowanie mniej skomplikowany obliczeniowo niż rozszerzony Filtr Kalmana czy Obserwator Luenbergera

Jednym z pierwszych estymatorów prędkości kątowej silnika indukcyjnego typu MRAS (ang. *Model Reference Adaptive System*), czyli układów adaptacyjnych z modelem odniesienia był estymator przedstawiony w [5] i dalej rozszerzony w [6]. W rozwiązaniu tym układem odniesienia był przekształcony model obwodu stojana SI, tzw. model napięciowy strumienia wirnika, natomiast modelem adaptacyjnym (który wykorzystuje prędkość kątową) był model obwodu wirnika, tzw. model prądowy. Rozwiązanie to posiada szereg wad, z których największą jest wykorzystywanie modelu napięciowego, wrażliwego na błędne wyznaczenie parametrów silnika, w tym szczególnie rezystancji stojana, oraz samego napięcia stojana silnika indukcyjnego (błąd związany m.in. z offsetem czujników). Mechanizm adaptacji w przypadku rozwiązania [6] stanowi regulator typu PI. Mechanizm PI został również wykorzystany w [7], jednakże w tym rozwiązaniu modelem odniesienia jest sam silnik indukcyjny (prąd stojana), a modelem adaptacyjnym są jednocześnie układy: estymacji strumienia wirnika (symulator prądowy) oraz estymacji prądu stojana. Takie rozwiązanie pozwoliło otrzymać estymator o mniejszej wrażliwości na błędne wyznaczenie parametrów i sygnałów mierzonych. Układy przedstawione w [6] oraz [7] mają swoje odpowiedniki w estymatorach wykorzystujących ruch ślizgowy. Są to odpowiednio układy przedstawione w [8] oraz [9], natomiast różnią się one mechanizmem adaptacji – regulator PI zamieniony jest w nich na funkcję znaku,  $\text{signum}$ .

Wykorzystanie rozwiązania, które przedstawiono w [9] powoduje, że estymowana prędkość zmienia się nagle pomiędzy dwoma skrajnymi wartościami (wynika to z wykorzystania funkcji  $\text{signum}$ ). W przypadku, gdy założy się możliwość pracy w zakresie osłabiania pola, prędkość ta może zmieniać się pomiędzy np.  $\pm 200\%$  wartości prędkości znamionowej. Takie rozwiązanie powoduje w układzie rzeczywistym, pracującym z niską prędkością, bardzo duże oscylacje, gdy zastosowany jest filtr o niewielkiej stałej

czasowej, lub bardzo duże opóźnienie, gdy zastosowany jest filtr o dużej stałej czasowej. Jednym z rozwiązań tego problemu jest zastosowanie adaptacji parametrów samego estymatora, które przedstawiono w [10] lub zastosowanie estymatora zaprezentowanego w niniejszym artykule.

Estymator ślizgowy przedstawiony w [8] dziedziczy wspomniane powyżej wady estymatora [6]. Podobne rozwiązanie, z modelem napięciowym jako modelem odniesienia i modelem prądowym jako układem adaptacyjnym przedstawiono w [11]. W tym układzie zastosowano sygnał estymacji prędkości, który składa się z dwóch części – ciągłej oraz nieciągłej, wykorzystującej funkcję znaku. Takie rozwiązanie sprawia, że oscylacje w sygnale estymowanym są znacznie mniejsze niż we wszystkich wspomnianych do tej pory rozwiązaniach, wykorzystujących tylko część nieciągłą. W związku z tym, w estymatorze może zostać zastosowany filtr o znacznie mniejszej stałej czasowej, co powoduje, że opóźnienie estymacji jest mniejsze.

Ślizgowy estymator prędkości, zaprezentowany w niniejszym artykule jest wynikiem analizy przedstawionej powyżej. Wykorzystano w nim korzystniejszy układ adaptacyjny, składający się z estymatora prądu stojana i modelu prądowego, podobnie jak w [9] oraz metodę estymacji prędkości, w której sygnał estymowany składa się z dwóch części, podobnie jak w [11], zapewniającą mniejsze oscylacje estymowanej prędkości i mniejsze opóźnienie estymacji.

Artykuł rozpoczyna się przedstawieniem modelu matematycznego silnika indukcyjnego, na którym bazuje przedstawiony estymator prędkości silnika. Następnie opisany został zwięźle układ sterowania silnikiem indukcyjnym, w ramach którego działa prezentowany estymator. Kolejno przedstawiono model matematyczny i mechanizm adaptacji estymatora, podano warunki oraz wyniki badań symulacyjnych, ilustrujących jego działanie. Całość została krótko podsumowana. Na końcu artykułu załączono dane znamionowe silnika, jego parametry oraz zmienne niezbędne do przekształcenia pomiędzy układem bezwzględny a względnym.

### Model matematyczny silnika indukcyjnego

Model matematyczny silnika indukcyjnego można zapisać za pomocą poniższych równań różniczkowych, w stacjonarnym układzie współrzędnych  $\alpha\beta$ , przy użyciu jednostek względnych [p.u.], po przyjęciu powszechnie znanych uproszczeń [12]:

- równania napięciowe:

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

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

- równania strumieniowo-prądowe:

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

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

- równanie ruchu i momentu elektromagnetycznego silnika:

$$(5) \quad \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{T_M} (m_e - m_o),$$

$$(6) \quad m_e = \text{Im}(\boldsymbol{\Psi}_s^* \mathbf{i}_s) = \Psi_{sa} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha},$$

gdzie odpowiednio:

$\mathbf{u}_s = u_{sa} + j u_{s\beta}$ ,  $\mathbf{i}_s = i_{sa} + j i_{s\beta}$ ,  $\mathbf{i}_r = i_{ra} + j i_{r\beta}$ ,  $\boldsymbol{\Psi}_s = \Psi_{sa} + j \Psi_{s\beta}$ ,  
 $\boldsymbol{\Psi}_r = \Psi_{ra} + j \Psi_{r\beta}$  – wektory zespolone napięcia stojana, prądu stojana, prądu wirnika, wektory strumienia stojana oraz wirnika,

$r_s, l_s = l_m + l_{s\sigma}$ ,  $r_r, l_r = l_m + l_{r\sigma}$ ,  $l_{s\sigma}, l_{r\sigma}, l_m, T_M$  – parametry SI, odpowiednio: rezystancja i impedancja uzwojeń stojana, rezystancja i impedancja wirnika, impedancje rozproszenia stojana i wirnika, impedancja magnesująca, stała czasowa mechaniczna napędu,

$\omega_m, m_e, m_o$  – prędkość silnika, moment elektromagnetyczny i moment obciążenia,

$T_N = 1/(2\pi f_{sN}), f_{sN}, \sigma = 1 - x_m^2/(x_s x_r)$  – stała czasowa wynikająca z wprowadzenia jednostek względnych, częstotliwość znamionowa, współczynnik rozproszenia uzwojeń.

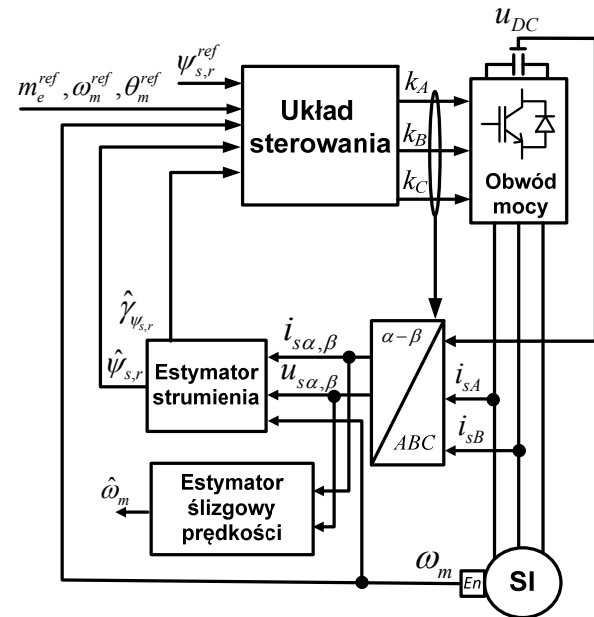
### Układ sterowania prędkością kątową silnika indukcyjnego

Nowoczesny układ sterowania silnikiem indukcyjnym przedstawiono w sposób ogólny na rys. 1. Założono, że układ może pracować zarówno w trybie momentowym (moment zadany  $m_e^{ref}$ ), prędkościowym (prędkość zadana  $\omega_m^{ref}$ ) lub w trybie pozycjonowania wału maszyny (pozycja zadana  $\theta_m^{ref}$ ). Jednocześnie, układ sterowania stabilizuje amplitudę wybranego strumienia maszyny, w zależności od orientacji układu sterowania – strumienia stojana  $\boldsymbol{\Psi}_s^{ref}$  w przypadku sterowania DTC (ang. *Direct Torque Control*) lub strumienia wirnika  $\boldsymbol{\Psi}_r^{ref}$  w przypadku sterowania DRFOC (ang. *Direct Rotor Field Oriented Control*). Układ sterowania definiuje sygnały załączeń tranzystorów dwupoziomowego falownika napięcia  $k_A, k_B, k_C$ , wchodzącego w skład obwodu mocy silnika indukcyjnego.

Układ sterowania wymaga znajomości, oprócz wspomnianych powyżej wartości zadanych, regulowanych zmiennych oraz wektora strumienia (lub jego amplitudy  $\hat{\psi}_{s,r}$  i kąta  $\hat{\gamma}_{\psi_{s,r}}$ ), estymowanego za pomocą wybranego estymatora. Estymator ten wykorzystuje najczęściej znajomość składowych wektora prądu  $i_{sa}, i_{s\beta}$  oraz napięcia stojana silnika indukcyjnego  $u_{sa}, u_{s\beta}$  oraz prędkość kątową  $\omega_m$ . Na rys. 1 zaznaczono, że napięcia stojana są wyznaczone na podstawie sygnałów załączeń tranzystorów i napięcia w obwodzie pośredniczącym  $u_{DC}$ . Napięcia te mogą być także wyznaczone na podstawie napięć mierzonych, ale obecnie w praktyce nie stosuje się takiego rozwiązania.

W niniejszej pracy zakłada się, że ślizgowy estymator prędkości pracuje niezależnie – w trybie otwartym (ang. *open-loop*). Taki rodzaj pracy wykorzystany może zostać między innymi w przypadku awarii czujnika prędkości, gdy prędkość estymowana wykorzystywana jest w procesie diagnostycznym.

W artykule przedstawione zostaną wyniki badań symulacyjnych dotyczących działania estymatora działającego w ślizgowym układzie sterowania momentem elektromagnetycznym silnika indukcyjnego SM-DTC (ang. *Sliding Mode DTC*), opisanym dokładnie w [13], z nadrzędnym regulatorem prędkości typu PI oraz prostym symulatorem prądowym [12]. Ślizgowy estymator prędkości kątovej powinien jednak pracować prawidłowo w każdym układzie sterowania.



Rys.1 Ogólny schemat blokowy układu sterowania silnikiem indukcyjnym

### Model matematyczny ślizgowego estymatora prędkości kątovej

Prezentowany ślizgowy estymator prędkości kątovej należy do grupy estymatorów typu MRAS, w związku z czym wykorzystuje dwa rodzaje modeli – model odniesienia oraz model adaptacyjny. Jak zostało wspomniane na wstępie, model odniesienia stanowić będzie sam silnik indukcyjny, a sygnałami odniesienia będą składowe wektora prądu stojana w układzie stacjonarnym. Część adaptacyjną stanowią dwa układy: symulator prądowy strumienia wirnika oraz układ estymujący prąd stojana. Tak więc, model matematyczny ślizgowego estymatora prądowego przedstawiają następujące równania:

- równania składowych strumienia wirnika:

$$(7) \quad \begin{aligned} T_N \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} &= \frac{r_r}{l_r} (l_m i_{s\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha}) - \hat{\omega}_m \hat{\psi}_{r\beta}, \\ T_N \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} &= \frac{r_r}{l_r} (l_m i_{s\beta} - \hat{\psi}_{r\beta}) + \hat{\omega}_m \hat{\psi}_{r\alpha}, \end{aligned}$$

- równania estymacji składowych wektora prądu stojana:

$$(8) \quad \begin{aligned} T_N \frac{d\hat{i}_{s\alpha}}{dt} &= \frac{1}{l_s \sigma} \left( u_{s\alpha} - \left( r_s + \frac{r_r l_m^2}{l_r^2} \right) i_{s\alpha} + \frac{l_m r_r}{l_r^2} \hat{\psi}_{r\alpha} + \frac{l_m}{l_r} \hat{\omega}_m \hat{\psi}_{r\beta} \right), \\ T_N \frac{d\hat{i}_{s\beta}}{dt} &= \frac{1}{l_s \sigma} \left( u_{s\beta} - \left( r_s + \frac{r_r l_m^2}{l_r^2} \right) i_{s\beta} + \frac{l_m r_r}{l_r^2} \hat{\psi}_{r\beta} - \frac{l_m}{l_r} \hat{\omega}_m \hat{\psi}_{r\alpha} \right), \end{aligned}$$

gdzie: znak „^” oznacza estymowaną wartość.

W równaniach (7) oraz (8) estymacji dokonuje się przy wykorzystaniu prądu mierzonego – zamiast niego można wykorzystać również wartość estymowaną. W niniejszym rozwiązaniu wybrano prąd mierzony, gdyż takie rozwiązanie daje mniejszy błąd estymacji prędkości (główny cel działania estymatora), pomimo nieznacznie większego błędu estymacji samych składowych wektora prądu [14].

W równaniach modelu matematycznego estymatora występuje estymowana prędkość kątowna silnika, dla której proponuje się następujący mechanizm adaptacji:

$$(9) \quad \hat{\omega}_m = \underbrace{\frac{f_1 + ke_\omega}{f_2}}_{\hat{\omega}_{m,eq}} + \underbrace{\frac{M}{f_2} \text{sign}(s_\omega)}_{\hat{\omega}_{m,d}}$$

gdzie:  $\hat{\omega}_{m,eq}$  – część ciągła sygnału estymowanego oraz  $\hat{\omega}_{m,d}$  – część nieciągła,  $M, k > 0$  parametry regulatora oraz  $\text{sign}()$  – funkcja znaku. W równaniu (9) funkcja przełączająca określona jest jako:

$$(10) \quad s_\omega = e_\omega + \int ke_\omega dt$$

gdzie:

$$(11) \quad e_\omega = (\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}) \hat{\psi}_{r\alpha} - (\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}) \hat{\psi}_{r\beta}$$

Funkcje  $f_1$  oraz  $f_2$  pochodzą z podziału pochodnej funkcji przełączającej (10) na dwa składniki – jeden niezależny od estymowanej prędkości kątownej  $f_1$  oraz drugi – od niej zależny  $f_2$ :

$$(12) \quad \begin{aligned} \dot{s}_\omega &= \dot{e}_\omega + ke_\omega \\ &= f_1 - f_2 \hat{\omega}_m + ke_\omega \end{aligned}$$

Przeprowadzając proste operacje algebraiczne na równaniach (7), (8) oraz (12) otrzymuje się następujące zależności:

$$(13) \quad \begin{aligned} f_1 &= \frac{1}{l_s \sigma T_N} \hat{\psi}_{r\alpha} \left( u_{s\beta} - \left( r_s + \frac{r_r l_m^2}{l_r^2} \right) i_{s\beta} \right) + \\ &\quad - \frac{1}{l_s \sigma T_N} \hat{\psi}_{r\beta} \left( u_{s\alpha} - \left( r_s + \frac{r_r l_m^2}{l_r^2} \right) i_{s\alpha} \right) + \\ &\quad + \dot{i}_{s\alpha} \hat{\psi}_{r\beta} - \dot{i}_{s\beta} \hat{\psi}_{r\alpha} + \\ &\quad + \frac{r_r l_m}{l_r T_N} i_{s\alpha} (\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}) - \frac{r_r}{l_r T_N} \hat{\psi}_{r\alpha} (\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}) + \\ &\quad - \frac{r_r l_m}{l_r T_N} i_{s\beta} (\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}) + \frac{r_r}{l_r T_N} \hat{\psi}_{r\beta} (\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}), \\ f_2 &= \frac{l_m}{l_r l_s \sigma T_N} \hat{\psi}_r^2 - \frac{1}{T_N} \hat{\psi}_{r\alpha} (\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}) - \frac{1}{T_N} \hat{\psi}_{r\beta} (\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}). \end{aligned}$$

Przydatność algorytmu estymacji ślizgowej (9), w estymacji prędkości kątownej, tj. stabilność układu estymacji, zostanie udowodniona przy wykorzystaniu funkcji Lapunowa. Funkcja ta przyjmuje postać:

$$(14) \quad L = \frac{1}{2} s_\omega^2$$

Ujemna wartość pochodnej funkcji (14) zagwarantuje zbieżność funkcji przełączającej  $s_\omega$  do zera, co równoznaczne jest z zapewnieniem zerowej wartości błędów estymacji składowych wektora prądu stojana. To z kolei, w przypadku dokładnej znajomości parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego spowoduje

dokładną estymację prędkości kątownej. Pochodna funkcji Lapunowa:

$$(14) \quad \dot{L} = s_\omega \dot{s}_\omega = s_\omega (f_1 - f_2 \hat{\omega}_m + ke_\omega),$$

co przy uwzględnieniu równania (9) daje:

$$(15) \quad \begin{aligned} \dot{L} &= s_\omega \left( f_1 - f_2 \left( \frac{f_1 + ke_\omega + M \text{sign}(s_\omega)}{f_2} \right) + ke_\omega \right) = \\ &= -s_\omega (M \text{sign}(s_\omega)) = \\ &= -M |s_\omega| < 0, \end{aligned}$$

co należało udowodnić.

Jako, że równania funkcji  $f_1$  oraz  $f_2$  są dość skomplikowane (13), można je uprościć pomijając czynniki  $(\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta})$  oraz  $(\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha})$ . Dodatkowo zauważając, że  $\frac{l_m}{l_r l_s \sigma T_N} \hat{\psi}_r^2$  w  $f_2$  jest zawsze dodatnie można uprościć mechanizm adaptacji (dokonując korekty wartości parametru  $M$ ) do następującej postaci:

$$(16) \quad \begin{aligned} \hat{\omega}_m &= \frac{f_1 + ke_\omega + M \text{sign}(s_\omega)}{f_2}, \\ f_1 &= \frac{1}{l_s \sigma T_N} \hat{\psi}_{r\alpha} \left( u_{s\beta} - \left( r_s + \frac{r_r l_m^2}{l_r^2} \right) i_{s\beta} \right) + \\ &\quad - \frac{1}{l_s \sigma T_N} \hat{\psi}_{r\beta} \left( u_{s\alpha} - \left( r_s + \frac{r_r l_m^2}{l_r^2} \right) i_{s\alpha} \right) + \\ &\quad + \dot{i}_{s\alpha} \hat{\psi}_{r\beta} - \dot{i}_{s\beta} \hat{\psi}_{r\alpha}, \\ f_2 &= \frac{l_m}{l_r l_s \sigma T_N} \hat{\psi}_r^2 \end{aligned}$$

W przypadku, gdyby pominąć część ciągłą sygnału estymowanego w równaniu (16) otrzymuje się rozwiązanie znane z literatury [9], jednakże w tym przypadku parametr  $M$  musi skompensować składniki  $f_1$  oraz  $f_2$  w analizie (15), żeby uzyskać negatywną wartość pochodnej funkcji Lapunowa.

Z drugiej jednak strony, część ciągła sygnału estymowanego, w przypadku idealnej znajomości parametrów silnika indukcyjnego, powinna zapewnić dokładną estymację wymaganych zmiennych silnika. W związku z tym, że parametry silnika mogą być wyznaczone nieprawidłowo lub mogą się zmienić w trakcie pracy układu napędowego – wprowadza się do sygnału estymującego (16) część nieciągłą, mającą kompensować wspomniane błędy.

W sygnale prędkości znajduje się część wysokoczęstotliwościowa (nieciągła), istnieje więc konieczność zastosowania filtru o niewielkiej stałej czasowej przed wykorzystaniem sygnału wyjściowego w układzie sterowania. Sygnał przed filtracją wykorzystywany jest jednak w układzie adaptacyjnym estymatora. W niniejszej pracy zastosowano najprostszy filtr dolnoprzepustowy o transmitancji:

$$(17) \quad \frac{\hat{\omega}_{m,fil}(p)}{\hat{\omega}_m(p)} = \frac{1}{T_{f\omega} p + 1}$$

gdzie:  $p$  – zmienna Laplace'a,  $fil$  – zmienna filtrowana,  $T_{f\omega}$  – stała czasowa filtru.

Gdy istnieje konieczność estymacji strumienia stojana (dla układów sterowania zorientowanych względem

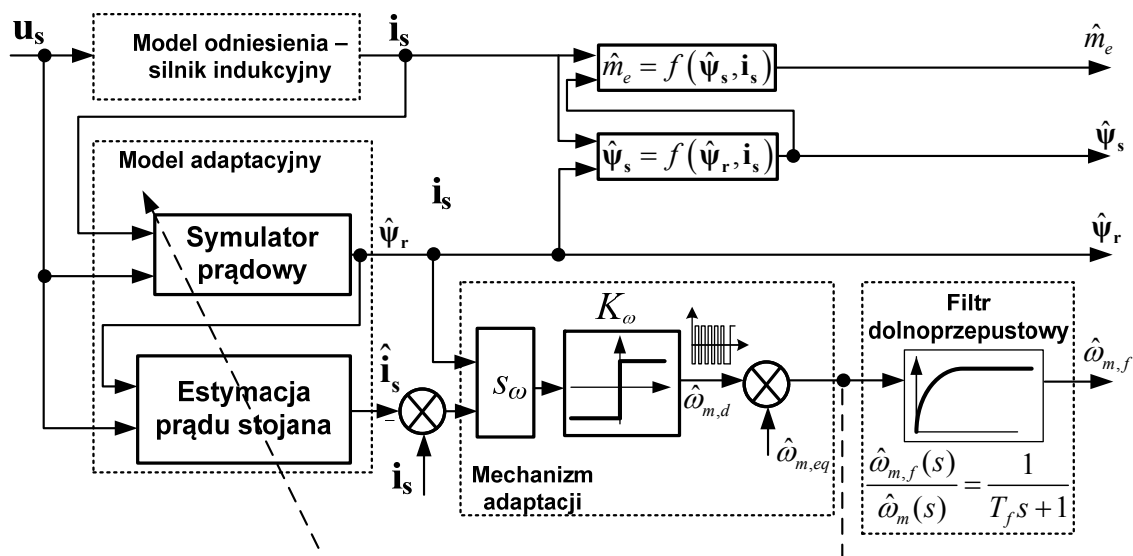
strumienia stojana), można wykorzystać następującą zależność (otrzymaną ze wzorów (3),(4)):

$$(18) \quad \hat{\Psi}_s = \frac{l_m}{l_r} \hat{\Psi}_r + \sigma l_s \mathbf{i}_s$$

Podobnie, gdy niezbędna jest znajomość momentu elektromagnetycznego można wykorzystać bezpośrednio równanie (6), otrzymując:

$$(19) \quad \hat{m}_e = \hat{\Psi}_{sa} i_{s\beta} - \hat{\Psi}_{ra} i_{s\alpha}, \text{ lub}$$

$$\hat{m}_e = \frac{x_m}{x_r} (\hat{\Psi}_{ra} i_{s\beta} - \hat{\Psi}_{ra} i_{s\alpha})$$



Rys. 2 Schemat blokowy ślizgowego adaptacyjnego estymatora prędkości kątowej silnika indukcyjnego

### Wyniki badań symulacyjnych

Rysunek 3 przedstawia szczegółowe wyniki działania opisanego ślizgowego adaptacyjnego estymatora prędkości kątowej silnika indukcyjnego. Na rys. 3a można zauważyć, że estymator ten dokładnie odwziera prędkość silnika, przez cały czas trwania rozruchu do prędkości znamionowej (0.92 p.u.). Na przedstawionym przebiegu widać, że prędkość estymowana jest nieznacznie opóźniona względem prędkości rzeczywistej – jest to efekt działania filtra dolnoprzepustowego. Sygnał estymowany składa się z dwóch części – ciągłej (linia niebieska na rys. 3b) oraz nieciągłej (linia czarna). Jak można zauważyć, część ciągła przyjmuje w przybliżeniu wartość prędkości rzeczywistej (w badaniach symulacyjnych jest to związane z idealną znajomością parametrów silnika), natomiast część nieciągła oscyluje wokół zera, a jej wartości ekstremalne przyjmują wartość  $\pm M$ . Suma części ciągłej i nieciągłej sygnału estymowanego pokazana została na rys. 3c – sygnał ten stanowi sprzężenie zwrotne części adaptacyjnej estymatora, natomiast wymaga filtracji, żeby wykorzystać go w układzie sterowania. Prezentowany estymator odwziera również bezbłędnie strumień: stojana (rys. 3d) oraz wirnika (rys. 3e). Również moment elektromagnetyczny silnika wyznaczany jest w sposób prawidłowy (rys. 3f). Działanie przedstawionego mechanizmu adaptacji sprowadza wartość funkcji przełączającej do zera przez cały okres działania napędu, co widać na rys. 3g. Zerowa wartość wspomnianej funkcji przełączającej wiąże się z zerowymi wartościami błędów

Schemat blokowy ślizgowego adaptacyjnego estymatora prędkości przedstawiono na rys. 2. Sygnałami wejściowymi estymatora są prąd i napięcie stojana, natomiast sygnałami wyjściowymi estymowane: moment elektromagnetyczny, strumień stojana, strumień wirnika i prędkość kątowa. Od rodzaju układu sterowania zależy, które z nich zostaną wykorzystane.

W następnym rozdziale przedstawione zostaną wyniki badań symulacyjnych estymatora uproszczonego, opisanego za pomocą równania (16).

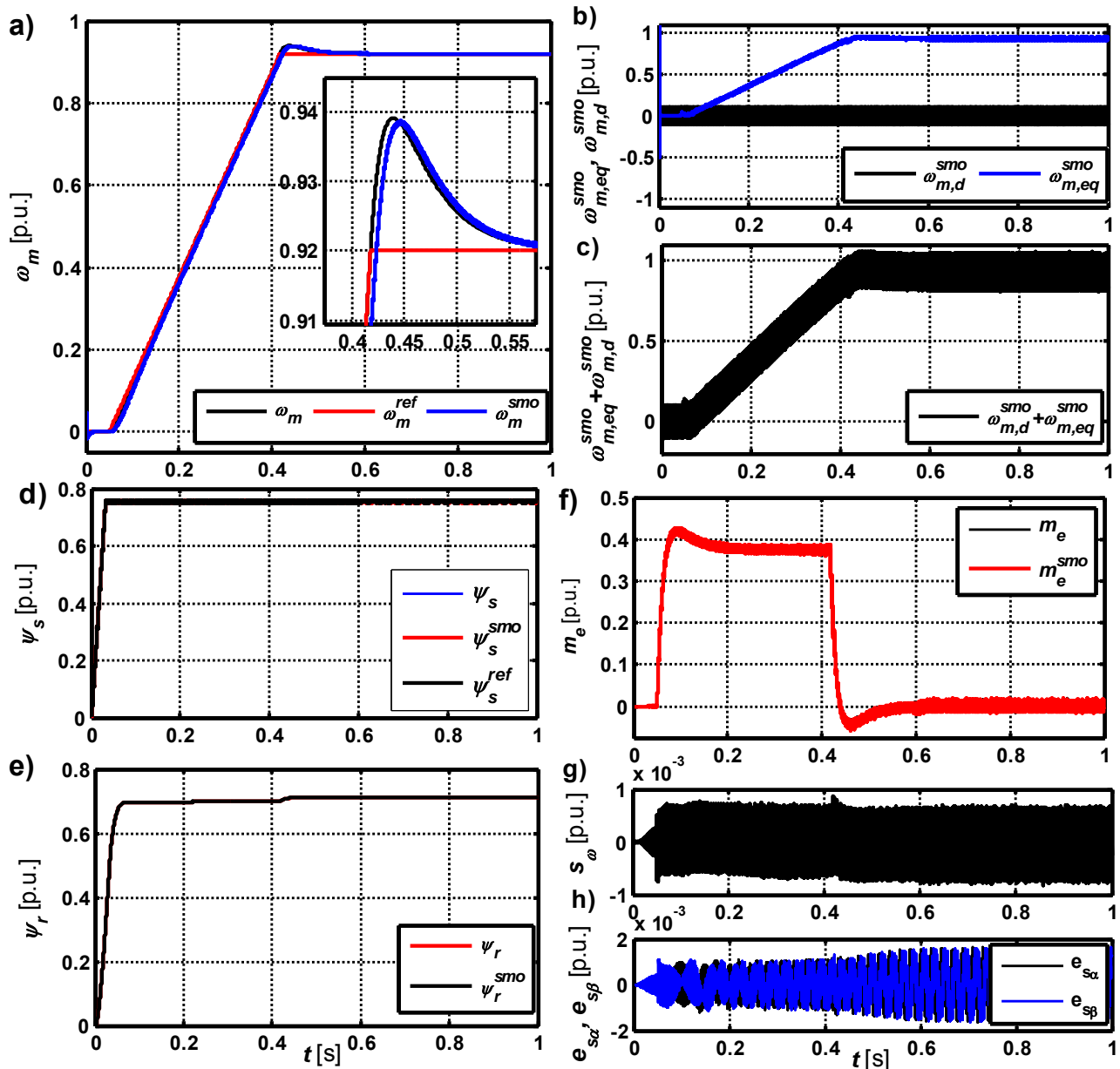
estymacji składowych wektora prądu stojana, przedstawionymi na rys. 3h.

### Podsumowanie

W artykule przedstawiono nowy estymator prędkości kątowej, momentu elektromagnetycznego i strumienia silnika indukcyjnego, wykorzystujący ruch ślizgowy. Zaproponowany estymator łączy zalety rozwiązań znanych wcześniej z literatury, jednocześnie redukując ich wady. Sygnał prędkości estymowanej składa się z dwóch części: ciągłej i nieciągłej, co pozwala w znacznym stopniu zredukować stałą czasową zastosowanego filtra wyjściowego. Dodatkowo, estymator ten w części adaptacyjnej zawiera: część estymującą prąd stojana oraz część estymującą strumień wirnika (tzw. model prądowy). Takie rozwiązanie, poprzez analogię do układów MRAS z regulatorem PI, pozwala na otrzymanie lepszych wyników estymacji, w tym mniejszej wrażliwości układu na zmiany parametrów schematu zastępczego oraz błędne wyznaczenie mierzonych wielkości (np. napięcia stojana).

Prezentowane wyniki badań symulacyjnych dowodzą słuszności założeń teoretycznych i pokazują prawie bezbłędny estymację wszystkich podstawowych zmiennych silnika indukcyjnego.

W najbliższej przyszłości planuje się dokładną weryfikację eksperymentalną zaprezentowanego rozwiązania.



Rys.3. Działanie układu ślizgowej estymacji prędkości kątowej: a) prędkość zadana, rzeczywista i estymowana (filtrowana), b) część ciągła i nieciągła sygnału estymowanego, c) suma części ciągłej i nieciągłej sygnału estymowanego, d) amplituda strumienia stojana: rzeczywista, zadana, estymowana, e) amplitudy strumieni wirnika: rzeczywista i estymowana, f) moment elektromagnetyczny: rzeczywisty i estymowany, g) funkcja przełączająca prędkości, h) błędy estymacji składowych wektora prądu

### Załącznik – dane znamionowe i parametry badanego silnika indukcyjnego

Tabela 1 przedstawia parametry badanego silnika, Tabela 2 jego dane znamionowe, natomiast Tabela 3 parametry bazowe, niezbędne w procesie transformacji do systemu jednostek względnych. Moment bezwładności badanego silnika wyniósł  $J = 0.0292 \text{ kg m}^2$ , co odpowiada zastępczej stałej czasowej mechanicznej  $T_M = 0.15 \text{ s}$ .

Tabela 1. Parametry badanego silnika indukcyjnego

	Symbol	Jednostki fizyczne	Jednostki względne [p.u.]
Rezystancja stojana	$R_s$	5.9 [Ω]	0.0912
Rezystancja wirnika	$R_r$	4.5590 [Ω]	0.0705
Indukcyjność magnesująca	$L_m$	0.3925 [H]	1.9055
Indukcyjność rozproszenia stojana	$L_{sr}$	0.0248 [H]	0.1205
Indukcyjność rozproszenia wirnika	$L_{rr}$	0.0248 [H]	0.1205

Tabela 2. Dane znamionowe badanego silnika

	Symbol	Jednostki fizyczne	Jednostki względne [p.u.]
Moc	$P_N$	1100 [W]	0.4902
Moment	$M_N$	7.6118 [Nm]	0.5328
Prędkość obrotowa	$N_N$	1380 [rpm]	0.92
Napięcie stojana	$U_{sN}$	400 [V]	0.707
Prąd stojana	$I_{sN}$	3.4 [A]	0.707
Częstotliwość	$f_{sN}$	50 [Hz]	1
Strumień stojana	$\Psi_{sN}$	0.7463 [Wb]	0.7536
Strumień wirnika	$\Psi_{rN}$	0.6784 [Wb]	0.6850
Liczba par biegunów	$p_b$	2 [-]	2

Tabela 3. Wielkości bazowe

	Wyrażenie	Jednostki fizyczne	
Moc	$S_b = 3/2 U_b I_b$	2244	[W]
Moment	$M_b = p_b S_b / \Omega_b$	14.29	[Nm]
Prędkość obrotowa	$N_b = 60 f_{sN} / p_b$	1500	[rpm]
Napięcie stojana	$U_{sb} = \sqrt{2} U_{sN}$	565.7	[V]
Prąd stojana	$I_{sb} = \sqrt{2} I_{sN}$	4.8083	[A]
Częstotliwość	$f_{sb} = f_{sN}$	50	[Hz]
Pulsacja kąтова	$\Omega_b = 2\pi f_{sN}$	100π	[rad/s]
Strumień	$\Psi_b = U_b / \Omega_b$	0.9903	[Wb]

Praca finansowana z dotacji celowej na finansowanie działalności polegającej na prowadzeniu badań naukowych lub prac rozwojowych oraz zadań z nimi związanych, służących rozwojowi młodych naukowców na Wydziale Elektrycznym Politechniki Wrocławskiej nr B40099/I29/W5.

**Autor:** dr inż. Grzegorz Tarchała, Politechnika Wrocławska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, E-mail: [grzegorz.tarchala@pwr.edu.pl](mailto:grzegorz.tarchala@pwr.edu.pl)

#### LITERATURA

- [1] Lin F.J., Wai R.J., Kuo R.H., Liu D.C., A comparative study of sliding mode and model reference adaptive speed observers for induction motor drive, *Electric Power Systems Research*, 44 (1998), n.3, 163-174
- [2] Chen F., Dunnigan M.W., Comparative study of a Sliding-Mode Observer and Kalman filters for full state estimation in an induction machine, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 149 (2002), n.1, 53-64
- [3] Zhang Y., Zhao Z., Lu T., Yuan L., Xu W., Zhu J., A comparative study of Luenberger Observer, Sliding Mode Observer and Extended Kalman Filter for sensorless vector control of induction motor drives, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2720-2727, 2009
- [4] Khater M.M., Zaky M.S., Yasin H., Shokralla S.S., Ei-Sabbe A., A comparative study of sliding mode and Model Reference Adaptive Speed observers for induction motor drives, 11th International Middle East Power Systems Conference (MEPCON), (2006), 434-440
- [5] 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
- [6] Schauder, C., Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction-Motors without Rotational Transducers, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28 (1992), n.5, 1054-1061
- [7] 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
- [8] Comanescu M., Xu L.Y., Sliding-mode MRAS speed estimators for sensorless vector control of induction machine, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53 (2006), n.1, 146-153
- [9] Yan Z., Jin C.X., Utkin V.I., Sensorless sliding-mode control of induction motors, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 47 (2000), n.6, 1286-1297
- [10] Tarchała G., Orłowska-Kowalska, T., Sliding mode speed observer for the induction motor drive with different sign function approximation forms and gain adaptation, *Przegląd Elektrotechniczny*, 89 (2013), n.1a, 1-6
- [11] Gadoue S.M., Giaouris D., Finch J.W., MRAS Sensorless Vector Control of an Induction Motor Using New Sliding-Mode and Fuzzy-Logic Adaptation Mechanisms, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 25 (2010), n.2, 394-402
- [12] Orłowska-Kowalska T., Bezczyłnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi (2003). Wrocław: Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej
- [13] Orłowska-Kowalska T., Tarchała G., Integral Sliding Mode Direct Torque Control of the induction motor drives, 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Wiedeń, 8482-8487, 2013
- [14] Tarchała G., Zastosowanie ruchu ślizgowego do sterowania i estymacji zmiennych stanu w układach napędowych z silnikami indukcyjnymi, Rozprawa doktorska, Politechnika Wrocławska, 2013