

Ślizgowe sterowanie prędkością silnika indukcyjnego przy wykorzystaniu zmiennej w czasie prostej przełączającej

Streszczenie. W artykule przedstawione zostało zastosowanie ruchu ślizgowego w sterowaniu prędkością kątową silnika indukcyjnego. Wykorzystana została metoda ekwiwalentna, w której sygnał sterujący składa się z dwóch części: ciągłej oraz nieciągłej (podlegającej oscylacjom). W celu zapewnienia jednakowej dynamiki przebiegów prędkości kątowej napędu oraz odporności układu podczas etapu osiągnięcia prostej przełączającej, niezależnie od zakłóceń zewnętrznych i parametrycznych, zaproponowano zastosowanie zmiennej w czasie prostej przełączającej.

Abstract. The paper deals with the sliding mode application in the control of the induction motor speed. The equivalent control method, in which the control signal consists of two parts: continuous and discontinuous (that is subject to oscillations), is used. In order to ensure identical dynamics of the speed transients and system robustness during the switching line reaching phase, regardless of the external and parametric disturbances, the time-varying switching line approach is proposed. (**Sliding mode control of the induction motor speed with a time-varying switching line**).

Słowa kluczowe: silnik indukcyjny, sterowanie ślizgowe, projektowanie, zmienna prosta przełączająca.

Keywords: induction motor, sliding mode control, design, time-varying switching line.

doi:10.12915/pe.2014.05.02

Wstęp

Sterowanie ślizgowe, jako algorytmiczna metoda sterowania, oparta na modelu matematycznym badanego obiektu, zapewnia doskonałą dynamikę regulowanych zmiennych [1]. Jedną z głównych cech tego rodzaju sterowania jest odporność na zakłócenia, zarówno zewnętrzne, jak i parametryczne. Inną z cech tego sterowania – *chattering*, czyli indukowanie oscylacji w sterowanych zmiennych, może zostać zredukowane między innymi poprzez dobór odpowiedniej metody sterowania [2].

Sterowanie ślizgowe może z powodzeniem być stosowane do sterowania wszystkimi zmiennymi stanu w napędach z silnikami indukcyjnymi [3]. Sterowanie to, w sposób naturalny dla stosowanych powszechnie przekształtników napięcia, definiować może bezpośrednio sygnały załączeń tranzystorów (tyrystorów). Jednakże, w przypadku sterowania prędkością i położeniem, taki sposób sterowania nie zapewnia kontroli wewnętrznych zmiennych stanu [4]. W takim przypadku niezbędne staje się zastosowanie szeregowego połączenia regulatorów zewnętrznych i wewnętrznych zmiennych stanu silnika elektrycznego.

Układ sterowania ślizgowego osiąga odporność na zakłócenia w chwili, gdy punkt opisujący osiągnięcie przecięcie hiperpłaszczyzn przełączających w przestrzeni fazowej (w dalszej części artykułu, dla uproszczenia, mowa będzie o osiągnięciu prostej na płaszczyźnie fazowej). W chwili zmiany wartości zadanej następuje zmiana położenia wspomnianej prostej, a układ aż do jej kolejnego osiągnięcia staje się wrażliwy na wszelkie zakłócenia. Z tego też powodu zaproponowane zostało, aby położenie prostej przełączającej zmieniało się w czasie. W rozwiązaniu zaproponowanym w [5] zmiana ta miała następować skokowo, co krótki odstęp czasu. W związku z tym, że pomiędzy kolejnymi zmianami układ sterowania jest nieodporny, zaproponowano ciągłą w czasie zmianę prostej przełączającej [6]. Początkowe badania, prowadzone dla układów drugiego rzędu przeniesione zostały na układy trzeciego rzędu, z jednoczesnym uwzględnieniem ograniczeń sygnałów sterujących i zapewnieniem optymalnej pracy układu względem wybranych wskaźników jakości (ITAE, IAE) [7].

Zmienna w czasie prosta przełączająca zastosowana została w aplikacjach napędowych z silnikami indukcyjnymi. Ślizgowy regulator z liniowym sprzężeniem zwrotnym od zmiennych stanu i przełączalnym wzmocnieniem (ang.

linear feedback with switched gains control) zastosowany został w połączeniu z pośrednim sterowaniem wektorowym składowymi wektora prądu stojana IFOC w [8] oraz [9]. Zmieniającą się eksponentalnie w czasie prostą przełączającą zastosowano w [10]. Sterowanie pozycją uogólnionego napędu elektrycznego (z założonym idealnym sterowaniem w pętli momentu), przy jednoczesnym zastosowaniu logiki rozmytej i zmiennej w czasie płaszczyzny przełączającej przedstawiono w [11]. We wszystkich wymienionych powyżej publikacjach przedstawiono zastosowanie zmiennej w czasie prostej przełączającej w sterowaniu położeniem wału silnika indukcyjnego. W niniejszej pracy zaproponowano natomiast wykorzystanie opisywanej techniki w sterowaniu prędkością silnika indukcyjnego.

Artykuł zorganizowany jest następująco – w pierwszej części przedstawiono model matematyczny silnika indukcyjnego, który posłużył do wyznaczenia algorytmu sterowania ślizgowego. Następnie przedstawiono krótką charakterystykę topologii układu sterowania i przybliżenie pętli sterowania momentem. Kolejno opisano proces projektowania układów z ruchem ślizgowym, podzielony na etapy oraz aplikację tych etapów w tworzeniu algorytmu sterowania silnikiem indukcyjnym. W następnej kolejności przedstawiono wybrane wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych oraz krótkie podsumowanie całości.

Model matematyczny silnika indukcyjnego

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

- równania napięciowe:

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

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

- równania strumieniowo-prądowe:

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

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

- równanie ruchu i momentu elektromagnetycznego silnika:

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

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

gdzie odpowiednio:

$\mathbf{u}_s = u_{s\alpha} + j u_{s\beta}$, $\mathbf{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta}$, $\mathbf{i}_r = i_{r\alpha} + j i_{r\beta}$, $\Psi_s = \Psi_{s\alpha} + j \Psi_{s\beta}$,
 $\Psi_r = \Psi_{r\alpha} + j \Psi_{r\beta}$ – wektory przestrzenne napięcia stojana, prądu stojana, prądu wirnika, wektory strumieni stojana oraz wirnika,

$r_s, x_s = x_m + x_{s\sigma}$, $r_r, x_r = x_m + x_{r\sigma}$, $x_{s\sigma}, x_{r\sigma}, x_m, T_M$ – parametry SI, odpowiednio: rezystancja i reaktancja uzwojeń stojana, rezystancja i reaktancja wirnika, reaktancje rozproszenia stojana i wirnika, reaktancja magnesująca, stała czasowa mechaniczna napędu,

ω_m, m_e, m_o – położenie wału, prędkość silnika, moment elektromagnetyczny i moment obciążenia,

$T_N = 1/(2\pi f_{sN})$, $f_{sN} = 50$ Hz, $\sigma = 1 - x_m^2/(x_s x_r)$ – stała czasowa wynikająca z wprowadzenia jednostek względnych, częstotliwość znamionowa, współczynnik rozproszenia uzwojeń.

Sterowanie w strukturze kaskadowej – wewnętrzny regulator momentu

Sterowanie prędkością silnika indukcyjnego może odbywać się przy użyciu dwóch różnych ideologii – w sposób bezpośredni lub w strukturze kaskadowej.

W pierwszym przypadku algorytm sterowania definiuje bezpośrednio, na podstawie błędu regulacji prędkości, sposób sterowania tranzystorami falownika napięcia (włącz/wyłącz). Taki rodzaj sterowania można zaprojektować przy zastosowaniu ruchu ślizgowego [4].

W drugim podejściu, przy szeregowym połączeniu regulatorów, nadrzędny regulator prędkości definiuje zadaną wartość momentu elektromagnetycznego, która z kolei jest sygnałem wejściowym wewnętrznego regulatora momentu. Regulator ten ma za zadanie zapewnić odpowiednią wartość momentu elektromagnetycznego silnika.

Główną różnicą pomiędzy bezpośrednim sterowaniem ślizgowym a sterowaniem w strukturze kaskadowej jest brak kontroli momentu silnika w pierwszym ze wspomnianych układów [4]. Dodatkowo, układ bezpośredni powoduje powstawanie znaczących błędów ustalonych regulacji prędkości [13]. Z tego też względu do dalszych badań wzięto pod uwagę układy, w których regulatory prędkości i momentu połączone są szeregowo. Zakłada się, że jako wewnętrzny regulator momentu zastosowany został dowolny regulator momentu o dynamice w przybliżeniu równej dynamice członu inercyjnego pierwszego rzędu o transmitancji operatorowej następującej postaci:

$$(7) \quad \frac{m_e(p)}{m_e^{ref}(p)} = \frac{1}{T_{me} p + 1}$$

gdzie: p – operator Laplace'a oraz T_{me} – zastępcza stała czasowa regulacji momentu. Indeks górny ref oznacza wartość zadaną.

Zadanie postawione powyżej można zrealizować, między innymi, przy wykorzystaniu ślizgowego regulatora momentu silnika [14] lub jednego z regulatorów wykorzystujących modulator wektorowy [15]. W badaniach symulacyjnych i eksperymentalnych przedstawionych w tym artykule zastosowano pierwsze z wymienionych rozwiązań.

Sterowanie ślizgowe – podstawy teoretyczne

Wymagania stawiane współczesnym układom napędowym powodują, że projektowane układy sterowania muszą zapewniać doskonałą, zdefiniowaną dynamikę prędkości kątowej silnika oraz odporność na zakłócenia. Jednym z rodzajów sterowania, który umożliwia uzyskanie wspomnianych właściwości jest sterowanie ślizgowe. Projektowanie takiego układu sterowania może zostać uporządkowane w następujące etapy:

- zdefiniowanie modelu matematycznego obiektu;
- identyfikacja parametrów modelu matematycznego;
- określenie wektora sygnałów sterujących i wektora funkcji przełączających;
- zdefiniowanie prawa sterowania ślizgowego, odpowiedniego do przyjętych sygnałów sterujących i funkcji przełączających;
- dobór parametrów projektowych regulatora;
- sprawdzenie stabilności zaprojektowanego układu.

Sterowanie ślizgowe, jako algorytmiczna metoda regulacji, wymaga dokładnej znajomości modelu matematycznego obiektu sterowania, dlatego jego zdefiniowanie, jak przedstawiono powyżej, stanowi pierwszy etap projektowania. Dodatkowo, jak zostanie przedstawione, metoda ta korzysta również bezpośrednio z parametrów modelu matematycznego, które powinny zostać zidentyfikowane.

Wektor sygnałów sterujących, w postaci ogólnej, może zostać zdefiniowany następująco:

$$(8) \quad \mathbf{k} = [k_1 \quad k_2 \quad \dots \quad k_n]^T,$$

gdzie n – liczba dostępnych sygnałów sterujących.

Kolejnym krokiem projektowania algorytmów sterowania ślizgowego jest przyjęcie wektora funkcji przełączających:

$$(9) \quad \mathbf{s} = [s_1 \quad s_2 \quad \dots \quad s_n]^T.$$

Zadaniem układu sterowania ślizgowego będzie sprowadzenie wszystkich składowych powyższego wektora (9) do zera.

Następnie, przy tak przyjętym sygnale sterującym i funkcji przełączającej, należy zdefiniować prawo sterowania ślizgowego. Wybrane schematy blokowe trzech metod sterowania ślizgowego [16], stosowanych w praktyce, przedstawiono na rysunku 1.

Najczęściej spotykanym rozwiązaniem, stosowanym w wielu aplikacjach jest sterowanie dwustanowe (rys.1a, ang. *relay control*), dla którego prawo sterowania może zostać zapisane jako:

$$(10) \quad \mathbf{k} = -\Gamma \text{sign}(\mathbf{s}^*)^T, \quad \mathbf{s}^* = \mathbf{s}^T \mathbf{D}.$$

Macierz parametrów:

$$(11) \quad \Gamma = \begin{bmatrix} \gamma_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \gamma_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \gamma_n \end{bmatrix},$$

gdzie: $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n > 0$. Macierz \mathbf{D} – część zależna od wektora sygnałów sterujących, pojawiająca się podczas podziału pochodnej wektora funkcji przełączających (9):

$$(12) \quad \dot{\mathbf{s}} = \mathbf{f}_1 + \mathbf{f}_2 + \mathbf{D}\mathbf{k},$$

gdzie: \mathbf{f}_1 , który można wyznaczyć za pomocą dostępnych zmiennych, \mathbf{f}_2 – część nieznaną, zależną między innymi od momentu obciążenia napędu.

Znajomość wartości wektora f_1 może posłużyć do znaczącego zredukowania oscylacji sygnału zadanego, dzięki zastosowaniu metody ekwiwalentnego sterowania ślizgowego (rys.1b, ang. *equivalent control*). W metodzie tej sygnał sterujący (8) składa się z dwóch składowych:

$$(13) \quad \mathbf{k} = \mathbf{k}^{eq} + \mathbf{k}^d,$$

składowej ciągłej \mathbf{k}^{eq} , obliczanej z równania:

$$(14) \quad \dot{\mathbf{s}} = \mathbf{f} + \mathbf{D}\mathbf{k}^{eq} = \mathbf{0}$$

oraz składowej nieciągłej \mathbf{k}^d , definiowanej podobnie jak przypadku sterowania dwustanowego:

$$(15) \quad \mathbf{k}^d = -\mathbf{\Gamma}^d \text{sign}(\mathbf{s}^*)^T.$$

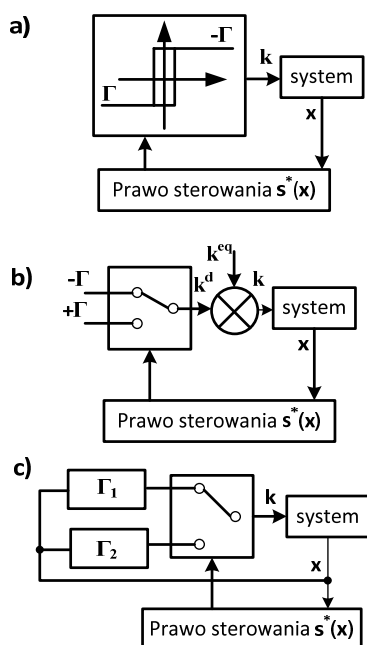
W przypadku trzeciej metody sterowania, liniowego sterowania ślizgowego z przełączalnym wzmacnieniem (rys.1c, ang. *linear feedback control with switched gains*), prawo sterowania definiowane jest następująco:

$$(16) \quad \mathbf{k} = \mathbf{\Gamma}(\mathbf{x})\mathbf{x},$$

gdzie macierz wzmacnień zależna od wektora funkcji przełączających:

$$(17) \quad \mathbf{\Gamma}(\mathbf{x}) = \begin{cases} \mathbf{\Gamma}_1 & \text{gdy } \mathbf{s}(\mathbf{x})\mathbf{x} \geq 0 \\ \mathbf{\Gamma}_2 & \text{gdy } \mathbf{s}(\mathbf{x})\mathbf{x} < 0. \end{cases}$$

Ze względu na najmniejszą liczbę parametrów niezbędnych do dobrania w procesie projektowania regulatora (znacząca różnica w stosunku do sterowania liniowego ze przełączalnym wzmacnieniem) oraz najmniejszy poziom oscylacji (szczególnie w stosunku do sterowania dwustanowego), do dalszych badań i aplikacji napędowej przyjęto metodę sterowania ekwiwalentnego.



Rys.1. Wybrane topologie sterowania ślizgowego: a) sterowanie dwustanowe, b) sterowanie ekwiwalentne (równoważne), c) sterowanie liniowe z przełączalnym wzmacnieniem

Ostatnim etapem projektowania regulatorów wykorzystujących ruch ślizgowy powinno być przeprowadzenie analizy stabilności zaprojektowanego

układu. W tym celu najczęściej wykorzystuje się standardową, dodatnio-określoną funkcję Lapunowa, następującej postaci:

$$(18) \quad L = \frac{1}{2} \mathbf{s}^T \mathbf{s} = \frac{1}{2} (s_1^2 + s_2^2 + \dots + s_n^2) > 0,$$

której pochodna:

$$(19) \quad \dot{L} = \mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}} = s_1 \dot{s}_1 + s_2 \dot{s}_2 + \dots + s_n \dot{s}_n.$$

Ujemna wartość pochodnej funkcji Lapunowa (19) zapewnia asymptotyczną zbieżność wektora funkcji przełączających (9), co jak wspomniano, jest celem układu sterowania.

Zastosowanie ruchu ślizgowego w napędzie z silnikiem indukcyjnym – sterowanie ekwiwalentne

W celu zaprojektowania ślizgowego regulatora prędkości kątowej silnika indukcyjnego należy przeprowadzić etapy projektowania wyszczególnione w poprzednim punkcie.

Model matematyczny silnika przedstawiono w punkcie drugim tej pracy, natomiast parametry silnika testowanego w badaniach symulacyjnych i eksperymentalnych zamieszczono w załączniku.

W przypadku sterowania w strukturze kaskadowej, wektor sygnałów sterujących redukuje się do postaci skalarnej, a mianowicie do zadanej wartości momentu elektromagnetycznego silnika:

$$(20) \quad \mathbf{k} = [m_e^{ref}].$$

Wektor funkcji przełączających staje się również, w opisywanym przypadku, skalarom i może zostać zaproponowany w następujący sposób:

$$(21) \quad \mathbf{s} = [s_\omega] = \omega_m^{ref} - \omega_m - T_c \dot{\omega}_m,$$

gdzie: T_c – stała czasowa, za pomocą której można zadać wymaganą dynamikę przebiegu prędkości kątowej.

W przypadku, gdy powyższa funkcja przełączająca (21) osiągnie wartość zerową, układ zachowuje się analogicznie do idealnego członu inercyjnego pierwszego rzędu o stałej czasowej T_c .

Dwie części sygnału sterującego, ciągłą oraz nieciągłą można wyznaczyć zgodnie z metodologią podaną w poprzednim punkcie, jako:

$$(22) \quad m_e^{ref,eq} = \frac{T_M T_{me}}{T_c} \left(\dot{\omega}_m^{ref} + \frac{T_c - T_{me}}{T_M T_{me}} m_e \right),$$

$$(23) \quad m_e^{ref,d} = \Gamma_{me}^d \frac{T_M T_{me}}{T_c} \text{sign}(s_\omega),$$

gdzie: Γ_{me}^d - wzmacnienie regulatora, parametr projektowy.

W przypadku tak zaprojektowanego układu sterowania, po prostych przekształceniach, pochodna funkcji Lapunowa (19) przyjmuje następującą postać:

$$(24) \quad \dot{L} = s_\omega \dot{s}_\omega = s_\omega f_{2\omega} - \Gamma_{me}^d |s_\omega|,$$

przy czym:

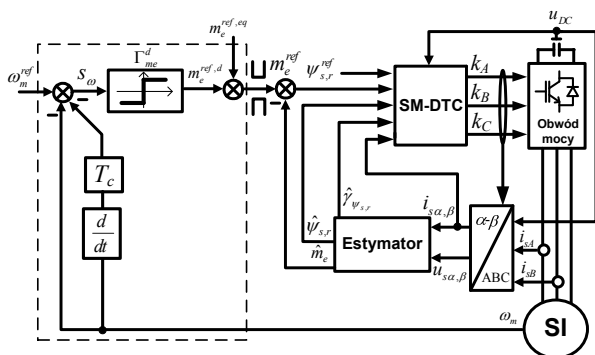
$$(25) \quad f_{2\omega} = \frac{T_c}{T_M} \dot{m}_o + \frac{1}{T_M} m_o.$$

Zapewnienie ujemnej wartości (24) jest równoznaczne z następującym warunkiem:

$$(26) \quad \Gamma_{me}^d > \left| \frac{T_c}{T_M} \dot{m}_o + \frac{1}{T_M} m_o \right|.$$

Parametr regulatora Γ_{me}^d , zgodnie z (26), musi zostać dobrany na odpowiednio dużym poziomie, aby skompensować zewnętrzny moment obciążenia i jego zmiany. Dodatkowo, parametr ten powinien być powiększony w celu zniwelowania wpływu błędu wyznaczenia (estymacji) zmiennych występujących w części ciągłej sygnału sterującego (22).

Schemat tak zaprojektowanego układu sterowania przedstawiono na rysunku 2. Struktura kaskadowa regulacji zapewnia ograniczenie momentu zadanego na wartości m_e^{\max} . Zakłada się, że moment elektromagnetyczny silnika m_e , zawarty w (22) wyznaczany jest przez odpowiedni estymator. Estymator ten dostarcza także niezbędnych sygnałów wewnętrznemu regulatorowi momentu SM-DTC, opisanemu dokładnie w [14].



Rys.2. Schemat blokowy ekwiwalentnego sterowania ślizgowej prędkością kątową silnika indukcyjnego w strukturze kaskadowej (wewnętrzny regulator momentu SM-DTC jak w [14])

Zmienna w czasie prosta przełączająca

Układ napędowy ze sterowaniem ślizgowym staje się odporny na zakłócenia zewnętrzne i parametryczne, gdy punkt opisujący na płaszczyźnie fazowej znajduje się na prostej przełączającej. Jest to równoznaczne z osiągnięciem zerowej wartości funkcji przełączającej (21). Układ jest więc nieodporny na zakłócenia podczas fazy osiągania wspomnianej prostej, co ma miejsce między innymi podczas każdej zmiany wartości zadanej. Aby etap osiągania prostej przełączającej uniezależnić od zakłóceń, można zaproponować jej zmianę w czasie. Równoległa (względem położenia końcowego) zmiana tej prostej ze stałą prędkością wymaga zmodyfikowania funkcji przełączającej (21):

$$(27) \quad s_\omega = \omega_m^{ref} - \omega_m - T_c \dot{\omega}_m + \begin{cases} At + B, & \text{gdy } t \leq T \\ 0, & \text{gdy } t > T \end{cases}$$

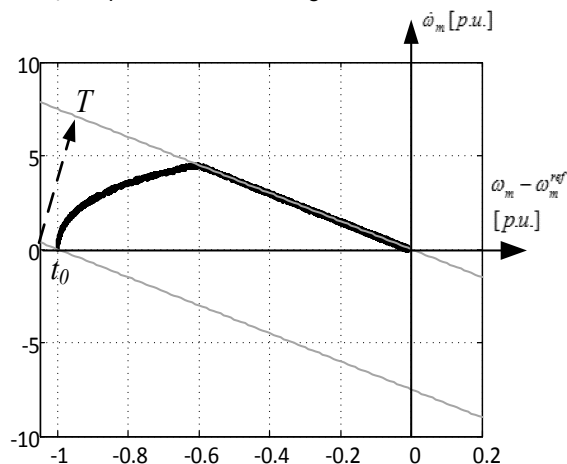
gdzie: T – czas ruchu prostej, A , B – parametry, które należy dobrać ze względu na ciągłość ruchu prostej:

$$(28) \quad A = -\frac{B}{T}, \quad B = -\omega_m^{ref}(0) + \omega_m(0) + T_c \dot{\omega}_m(0).$$

Część nieciągła sterowania pozostaje bez zmian (23), natomiast, zgodnie z metodologią podaną w poprzednim punkcie, modyfikacji podlega część ciągła sterowania:

$$(29) \quad m_e^{ref, eq} = \frac{T_M T_{me}}{T_c} \left(\dot{\omega}_m^{ref} + \frac{T_c - T_{me}}{T_M T_{me}} m_e + \begin{cases} A, & \text{gdy } t \leq T \\ 0, & \text{gdy } t > T \end{cases} \right)$$

Przykładową trajektorię fazową układu, w którym zastosowano zmienną w czasie prostą przełączającą, opisaną wzorem (27), przedstawiono na rysunku 3. Strzałką zaznaczony został ruch prostej – od położenia początkowego dla czasu t_0 , do położenia końcowego dla czasu T .



Rys.3. Trajektoria fazowa układu ekwiwalentnego sterowania ślizgowej prędkością kątową silnika indukcyjnego przy zastosowaniu zmiennej w czasie prostej przełączającej; badania symulacyjne

Wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych

Przeprowadzone zostały szerokie badania mające na celu sprawdzenie odporności badanego układu sterowania na zakłócenia zewnętrzne (zmienny moment obciążenia) i parametryczne (zmiana mechanicznej stałej czasowej T_M , co jest równoznaczne ze zmiennym momentem bezwładności J). Wyniki tych badań przedstawiono na rysunkach 4 i 5.

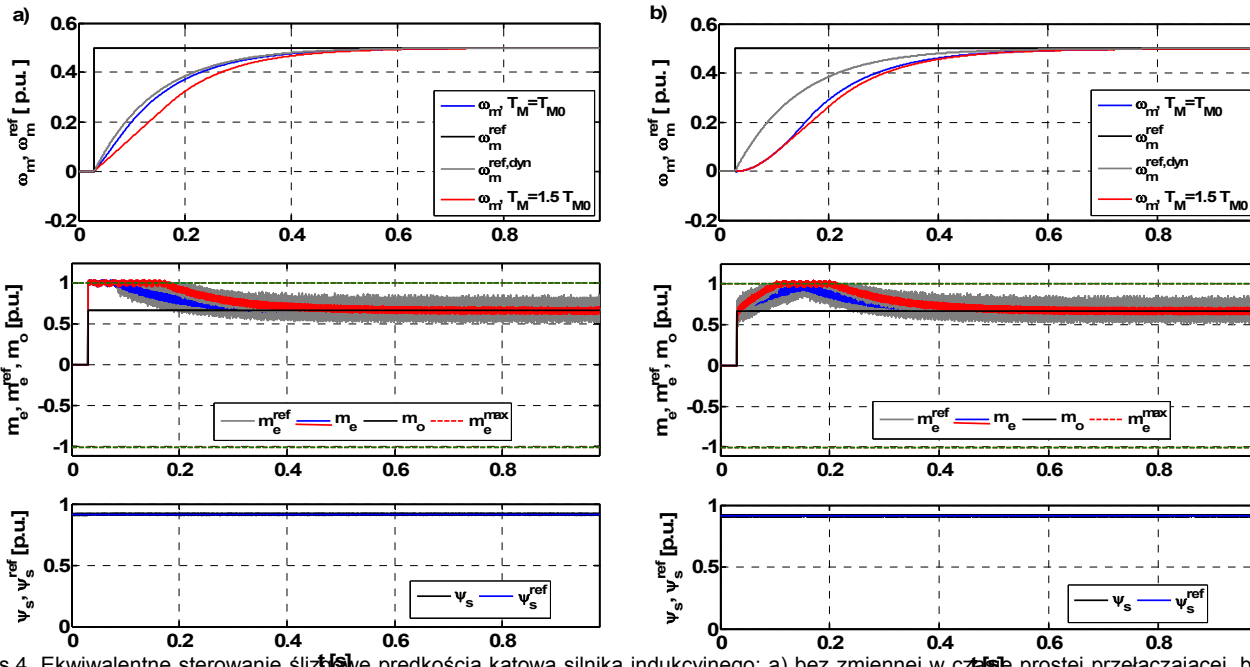
Korzystając z oprogramowania symulacyjnego przygotowanego w środowisku Matlab-Simulink, przeprowadzono testy (rys.4), które pokazują przebieg procesu sterowania prędkością kątową silnika w przypadku zmiennego parametru, jakim jest mechaniczna stała czasowa napędu (zmiana do 150% wartości nominalnej). W przypadku układu ze stacjonarną prostą przełączającą (rys. 4a, pierwszy rząd) przebiegi prędkości różnią się od siebie, a dynamika przebiegu prędkości w przypadku zwiększonej wartości stałej mechanicznej (kolor czerwony) odbiega od przebiegu zadanego (kolor szary). Moment elektromagnetyczny w obu przypadkach ograniczany jest na wartości maksymalnej (Rys. 4a, drugi rząd), a amplituda strumienia wirnika utrzymywana na zadanej, znamionowej wartości (rys.4a, trzeci rząd).

Stosując zmienną w czasie prostą przełączającą (rys. 4b, pierwszy rząd) osiąga się natomiast prawie identyczne przebiegi prędkości i w takim sensie można nazwać ten układ odpornym. W konsekwencji jednak, dynamika układu znacząco odbiega od żądanej. Można natomiast przyjąć, że czas ustalenia jest w przybliżeniu równy zadanemu.

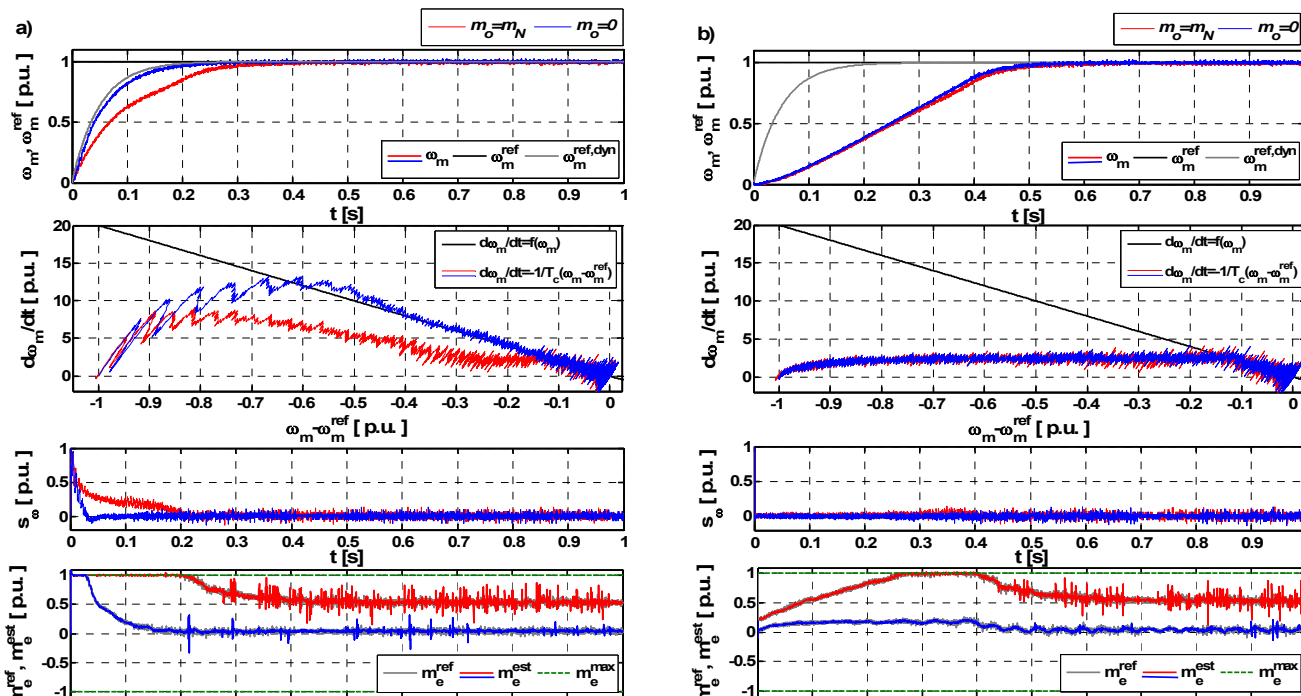
W celu weryfikacji przedstawionych algorytmów sterowania i wyników przedstawionych badań symulacyjnych, przeprowadzono testy eksperymentalne. Testy te przeprowadzono dla silnika o mocy 3 kW i parametrach przedstawionych w Załączniku, w układzie z procesorem sygnałowym dSpace DS1103. Czas próbkowania wynosił 100 μ s (10 kHz). W badaniach tych (rys.5) sprawdzona została odporność układu bez i ze zmienną w czasie prostą przełączającą na zmiany momentu obciążenia.

Podobnie jak w przypadku badań symulacyjnych, sprawdzono działanie układu ze stacjonarną (rys.5a) oraz zmienną w czasie prostą przełączającą (rys.5b). Tak jak na rysunku 4, przebiegi prędkości różnią się w zależności od poziomu momentu obciążenia, gdy zastosowana jest stacjonarna prosta przełączająca. Widać to zarówno na przebiegach czasowych (pierwszy rząd), jak i na płaszczyźnie fazowej (drugi rząd). Inaczej jest w przypadku zmiennej w czasie prostej przełączającej – przebiegi

prędkości pokrywają się. Zerowa wartość funkcji przełączającej (trzeci rząd) przez cały okres regulacji dowodzi, że układ od samego początku ruchu jest odporny i zachowuje się w założony sposób. Niestety, podobnie jak w przypadku zmiennej stałej czasowej mechanicznej (rys.4), dynamika przebiegów prędkości znacząco odbiega od wymaganej dynamiki (kolor szary). W obydwu przypadkach moment silnika ograniczany jest na wartości maksymalnej.



Rys.4. Ekwivalentne sterowanie ślizgowe prędkością kątową silnika indukcyjnego: a) bez zmiennej w czasie prostej przełączającej, b) ze zmienną w czasie prostą przełączającą, w przypadku pracy ze znamionową stałą czasową mechaniczną (kolor niebieski) i zwiększoną stałą mechaniczną do 150% (kolor czerwony); prędkość zadana i rzeczywista (pierwszy rząd), moment zadany i rzeczywisty (drugi rząd); zadana i rzeczywista amplituda strumienia stojana, $m_o = m_N$; badania symulacyjne



Rys.5. Ekwivalentne sterowanie ślizgowe prędkością kątową silnika indukcyjnego: a) bez zmiennej w czasie prostej przełączającej, b) ze zmienną w czasie prostą przełączającą, w przypadku pracy bez (kolor niebieski) i z (kolor czerwony) znamionowym momentem obciążenia; prędkość zadana i rzeczywista (pierwszy rząd), trajektoria fazowa prędkości (drugi rząd), funkcja przełączająca (trzeci rząd), moment zadany i rzeczywisty (czwarty rząd); badania eksperymentalne

Podsumowanie

W artykule przedstawiono możliwości wykorzystanie ruchu ślizgowego w sterowaniu prędkością kątową napędu z silnikiem indukcyjnym. Omówiono trzy metody sterowania ślizgowego, z których jedną - metodę ekwiwalentną zastosowano w aplikacji napędowej. Przeprowadzone zostały badania symulacyjne oraz eksperymentalne mające na celu weryfikację zaproponowanych rozwiązań teoretycznych. Metoda ekwiwalentna, przy relatywnie małej liczbie parametrów projektowych umożliwia znaczne zmniejszenie oscylacji sygnału sterującego, i w związku z tym oscylacji regulowanych zmiennych stanu. Metoda ta zapewnia doskonałą regulację prędkości silnika, jednak układ napędowy nie jest odporny na zakłócenia zewnętrzne i parametryczne podczas etapu osiągnięcia prostej przełączającej. W związku z tym zaproponowano użycie zmiennej w czasie prostej przełączającej. Zmiana ta odbywała się równolegle (na płaszczyźnie), przy jednostajnej prędkości ruchu. Ta nieznaczna modyfikacja równania prostej przełączającej i prawa sterowania pozwoliła na uzyskanie jednakowych przebiegów prędkości w stanach dynamicznych, zarówno w przypadku zmian momentu obciążenia, jak i mechanicznej stałej czasowej. Zmiana ta spowodowała jednak, że dynamika układu różni się od zadanej. W związku z tym planowane są dalsze prace, w tym uwzględniające zmianę sposobu ruchu prostej przełączającej z równoległego na obrotowy (zmienny kąt nachylenia) oraz prędkości ruchu – ze stałego na jednostajnie przyspieszony.

Praca finansowana ze środków Narodowego Centrum Nauki w latach 2012-2014 jako projekt badawczy UMO-2011/03/N/ST7/03508

Załącznik

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

Tabela 1. Parametry badanego silnika indukcyjnego

| | Symbol | Jednostki fizyczne [Ω] | Jednostki względne [p.u.] |
|---------------------------------|----------------|------------------------|---------------------------|
| Rezystancja stojana | R_s | 7.073 | 0.071 |
| Rezystancja wirnika | R_r | 7.372 | 0.074 |
| Reaktancja magnesująca | X_m | 187.8 | 1.88 |
| Reaktancja rozproszenia stojana | $X_{\sigma s}$ | 9.80 | 0.098 |
| Reaktancja rozproszenia wirnika | $X_{\sigma r}$ | 9.80 | 0.098 |

Tabela 2. Dane znamionowe badanego silnika

| | Symbol | Jednostki fizyczne | Jednostki względne [p.u.] | |
|---------------------|-------------|--------------------|---------------------------|--------|
| Moc | P_N | 3.0 | [kW] | 0.625 |
| Moment | M_N | 20.46 | [Nm] | 0.67 |
| Prędkość obrotowa | N_N | 1400 | [obr/min] | 0.93 |
| Napięcie stojana | U_{sN} | 400 | [V] | 0.707 |
| Prąd stojana | I_{sN} | 4.0 | [A] | 0.707 |
| Częstotliwość | f_{sN} | 50 | [Hz] | 1 |
| Strumień stojana | Ψ_{sN} | 1.65 | [Wb] | 0.9188 |
| Strumień wirnika | Ψ_{rN} | 1.54 | [Wb] | 0.8605 |
| Liczba par biegunów | p_b | 2 | [-] | 2 |

Tabela 3. Wielkości bazowe

| | Wyrażenie | Jednostki fizyczne | |
|-------------------|----------------------------|--------------------|---------|
| Moc | $S_b = 3/2 U_b I_b$ | 4.8 | [kW] |
| Moment | $M_b = p_b S_b / \Omega_b$ | 30.56 | [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 | $I_{sb} = \sqrt{2} I_{sN}$ | 5.66 | [A] |
| Częstotliwość | $f_{sb} = f_{sN}$ | 50 | [Hz] |
| Pulsacja kątowa | $\Omega_b = 2\pi f_{sN}$ | 100π | [rad/s] |
| Strumień | $\Psi_b = U_b / \Omega_b$ | 1.80 | [Wb] |

LITERATURA

- [1] Utkin V.I., Guldner J., Shi J.X., Sliding mode control in electromechanical systems, Taylor and Francis, New York (1999)
- [2] Lee H., Utkin V.I., Chattering analysis, *Advances in Variable Structure and Sliding Mode Control*, 334 (2006), 107-121
- [3] Yan Z., Jin C.X., Utkin V.I., Sensorless sliding-mode control of induction motors, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 47, (2000) 6, 1286-1297
- [4] Tarchała G., Cascade sliding-mode control of the induction motor drives, *Przeгляд Elektrotechniczny*, 88 (2012), 4b, 246-251
- [5] Choi S.B., Park D.W., Jayasuriya S., A time-varying sliding surface for fast and robust tracking control of second-order uncertain systems, *Automatica*, 30 (1994), 5, 899-904
- [6] Bartoszewicz A., A time-varying sliding surface for fast and robust tracking control of second-order uncertain systems - a comment, *Automatica*, 31 (1995), 12, 1893-1895
- [7] Bartoszewicz A., Nowacka A., Sliding-mode control of the third-order system subject to velocity, acceleration and input signal constraints, *Int. J. Adaptive Control and Signal Processing*, 21 (2007), n.8-9, 779-794
- [8] Sivert A., Betin F., Faqir A., Capolino G.A., Robust control of an induction machine drive using a time-varying sliding surface, *IEEE Int. Symp. Ind. Electr. (ISIE)*, (2004), 1369-1374
- [9] Betin F., Capolino G.A., Sliding mode control for an induction machine submitted to large variations of mechanical configuration, *Int. J. Adaptive Control and Signal Processing*, 21(2007), n.8-9 745-763
- [10] Chang T.H., Hurmuzlu Y., Trajectory tracking in robotic systems using variable structure control without a reaching phase, *American Control Conf. (ACC)*, (1992), 1505-1509
- [11] Pang H.P., Liu C.J., Zhang W., Sliding mode fuzzy control with application to electrical servo drive, *6th Int. Conf. Intelligent Systems Design and Appl. (ISDA)*, (2006), 320-325
- [12] Orłowska-Kowalska T., Sensorless induction motor drives, *Wrocław University of Technology Press*, Wrocław, (2003)
- [13] Tarchała G., Zastosowanie ruchu ślizgowego do sterowania i estymacji zmiennych stanu w układach napędowych z silnikami indukcyjnymi, *Rozprawa doktorska*, Politechnika Wroclawska, (2013)
- [14] Orłowska-Kowalska T., Tarchała G., Dybkowski M., Sliding-mode direct torque control and sliding-mode observer with a magnetizing reactance estimator for the field-weakening of the induction motor drive, *Mathematics and Computers in Simulation*, w druku, 98 (2014), 31-45
- [15] Buja G.S., Kazmierkowski M.P., Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors - a survey, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 51, (2004), n.4, 744-757
- [16] Betin F., Pinchon D., Capolino G.A., A time-varying sliding surface for robust position control of a dc motor drive, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 49 (2002), n.2, 462-473

Autorzy:

prof. dr hab. inż. Teresa Orłowska-Kowalska, dr inż. Grzegorz Tarchała, Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, E-mail: teresa.orlowska-kowalska@pwr.wroc.pl, grzegorz.tarchala@pwr.wroc.pl