

Metody ograniczania złożoności obliczeniowej regulatorów predykcyjnych w napędach z silnikami indukcyjnymi

Streszczenie. W artykule przedstawiono porównanie metod ograniczania złożoności obliczeniowej regulatorów predykcyjnych w napędach z silnikami indukcyjnymi, w tym metodę redukcji liczby regionów oraz metodę wykorzystującą binarne drzewa poszukiwań. Zaprezentowano model matematyczny rozpatrywanego napędu, strategię sterowania oraz wyniki badań eksperymentalnych

Abstract. The article presents a comparison of methods of reducing the computational complexity of predictive controller drives with induction motors, including the method for reducing the number of regions and the method of using a binary search tree. Presented a mathematical model of the drive in question, the control strategy and the results of experimental studies. (*Methods of reducing the computational complexity of predictive controller drives with induction motors*).

Słowa kluczowe: : silnik indukcyjny, sterowanie predykcyjne, redukcja złożoności obliczeniowej, drzewa binarne

Keywords: induction motor, model predictive control MPC, reducing the computational complexity, binary tree

Wstęp

Napędy z silnikami indukcyjnymi stosowane były dawniej głównie do układów pracujących ze stałą prędkością lub w układach nie wymagających dużej precyzji sterowania. Obecnie dzięki zastosowaniu zaawansowanych metod sterowania, są one stosowane wszędzie tam gdzie wymaga się wysokiej jakości regulacji. Do zalet napędów z silnikami indukcyjnymi zaliczyć można: stosunkowo prostą konstrukcję, niezawodność, bardzo dobre właściwości statyczne i dynamiczne (dzięki zaawansowanym metodom sterowania). Wadą tych układów jest m.in. brak dostępności pomiarowej niektórych zmiennych stanu.

Wśród tradycyjnych metod sterowania prędkością silników indukcyjnych najpopularniejszą jest metoda U/f [1]. Do zaawansowanych metod sterowania zaliczyć należy: strategię wektorowe (w tym: połowo zorientowane [1], czy multiskalarne [2]), bezpośredniej regulacji momentu [3], metody wykorzystujące zaawansowane techniki regulacji (sztuczną inteligencję – w tym regulatory neuronowe [4] i rozmyte [5], regulatory nieliniowe [6], w tym ślizgowe [7], czy predykcyjne [8],[9]).

W sterowaniu predykcyjnym wpływ przyszłych sygnałów sterujących na proces przewidywany jest w oparciu o aktualny stan, przy wykorzystaniu modelu. Na podstawie porównania przewidywanego i aktualnego stanu, wyznaczany jest optymalny, dostępny sygnał sterujący, uwzględniający założone ograniczenia [10]. Pierwsze publikacje dotyczące sterowania predykcyjnego sięgają połowy lat siedemdziesiątych ubiegłego stulecia [11], jednak praktyczne zastosowania wyprzedzały publikacje w tym temacie. Sterowanie predykcyjne ze względu na złożoność obliczeniową stosowane były początkowo do procesów wolnozmiennych, głównie w przemyśle chemicznym i petrochemicznym [10]. Obecnie zwiększenie wydajności układów mikroprocesorowych, pozwala na zastosowanie wymagających obliczeniowo algorytmów do układów o większej dynamice. Jak podkreślono m.in. w [12]–[14], niezbędne jest opracowanie algorytmów predykcyjnych o zmniejszonej złożoności obliczeniowej lub opracowanie metod zmniejszania złożoności obliczeniowej dostępnych algorytmów.

Sterowanie predykcyjne w dyskretnej przestrzeni stanu

Przyjęto przypadek sterowania predykcyjnego, wykorzystującego model w dyskretnej przestrzeni stanu (1). Funkcja kryterialna wykorzystywana podczas wyliczenia sterowania, w ogólnym przypadku ma postać (2a) i uwzględnia założone ograniczenia (2b).

$$(1) \quad \begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) &= Cx(k) \end{aligned}$$

Gdzie: $x(k)$, $u(k)$, $y(k)$ to odpowiednio wektory: stanu, zmiennych wejściowych i wyjściowych, A , B , C to znane, niezmiennie w czasie macierze systemowe.

$$(2a) \quad J_N^* = \min_{U=\{u_0^T, \dots, u_{N_u-1}^T\}^T} \left[\sum_{k=0}^{N_p} y_k^T Q y_k + \sum_{k=0}^{N_u-1} u_k^T R u_k \right]$$

$$(2b) \quad \begin{aligned} u_{\min} &\leq u(k) \leq u_{\max} \\ \Delta u_{\min} &\leq \Delta u(k) \leq \Delta u_{\max} \\ y_{\min} &\leq y(k) \leq y_{\max} \end{aligned}$$

gdzie: $Q \geq 0$ i $R > 0$ – macierze wagowe regulatora, N_p , N_u – horyzonty predykcji odpowiednio: wyjść i sygnałów sterujących, U – sekwencja sterowań (N_u wektorów m wymiarowych, gdzie m jest liczbą sygnałów sterujących). Zakłada się, że $N_u \leq N_p$, a $u_k = u_{N_u-1}$ dla każdego $k \geq N_u$

Po odpowiednim przekształceniu funkcji kryterialnej (2a), otrzymuje się kwadratową postać funkcji celu. Dzięki temu problem optymalizacji jest wypukły. Przy wykorzystaniu programowania kwadratowego, globalne minimum zawsze może być znalezione.

Algorytmy predykcyjne można sklasyfikować ze względu na sposób optymalizacji na algorytmy *on-line* [10], realizowane w czasie rzeczywistym, w których problem optymalizacji rozwiązywany jest w każdym kroku obliczeń oraz na algorytmy *off-line*. W wyniku optymalizacji *off-line*, przestrzeń stanu dzielona jest na regiony (P_r), które opisane są nierównościami określającymi ich granice (3b). Do każdego regionu przypisane jest prawo sterowania, które jest liniową funkcją zmiennych stanu (3a).

$$(3a) \quad u(x) = F_r x(k) + g_r \quad \forall x \in P_r, r = 1, \dots, N_r$$

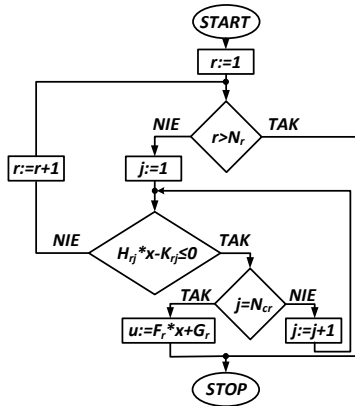
$$(3b) \quad P_r = \{x \in \mathbf{R}^n \mid H_r x \leq K_r\}$$

Złożoność obliczeniowa

Parametrami charakteryzującymi złożoność obliczeniową są m.in. liczba operacji, które należy wykonać w najgorszym przypadku, do uzyskania rozwiązania, pamięć niezbędna do realizacji algorytmu oraz czas wyznaczenia sterowania.

Dzięki ograniczeniu złożoności obliczeniowej uzyskuje się zmniejszenie czasu określenia rozwiązania. Zapewnia się dzięki temu realizowalność bardziej skomplikowanych algorytmów lub uzyskuje się możliwość rozbudowania zastosowanego algorytmu poprzez np. zwiększenie horyzontu predykcji. W pracach [13], [15] wykazano, że długi horyzont przewidywania może doprowadzić do znacznej poprawy wydajności w warunkach pracy w stanie ustalonym (obniżenie zakłóceń prądu i/lub zmniejszenie częstotliwości przełączania)

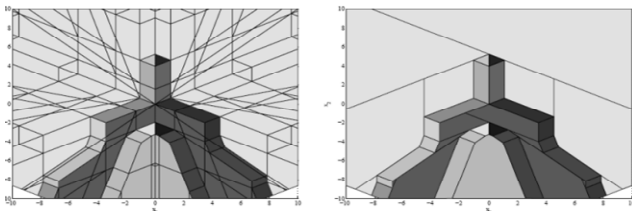
Algorytm 1:



Prosty algorytm 1 przewiduje przeszukiwanie regionów do momentu, aż wszystkie nierówności opisujące granice zostaną spełnione – jeśli są spełnione – aktywny region został znaleziony i należy zastosować powiązane z nim prawo sterowania. Złożoność obliczeniowa tego algorytmu w najgorszym przypadku wymaga wykonania nN_c operacji mnożenia, $(n-1)N_c$ operacji sumowania oraz N_c operacji porównań, gdzie n – jest liczbą wszystkich nierówności opisujących poszczególne obszary, n to wymiar wektora stanu.

W tej sytuacji redukcję złożoności obliczeniowej można uzyskać poprzez:

- zmniejszenie horyzontów predykcji wyjść i sterowań
- zmniejszenie liczby regionów
- alternatywne metody wyznaczania sterowania

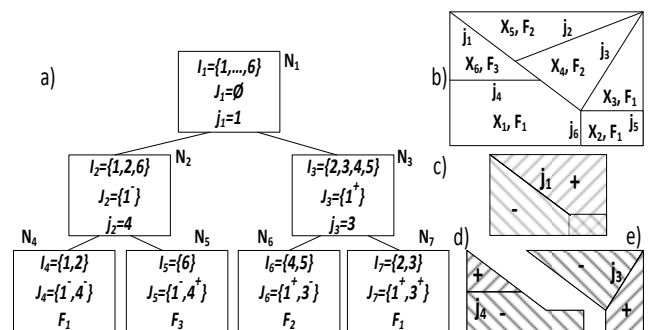


Rys. 1. Ograniczenie złożoności obliczeniowej przy zastosowaniu metoda łączenia/ograniczenia liczby regionów [16]

W przypadku zmniejszenia liczby regionów metoda bazuje na łączeniu regionów z tym samym prawem sterowania, przy założeniu, że wynikowy region będzie wypukłym. Można stwierdzić, że obszar jest wypukły, jeśli dowolne dwa punkty leżące w jego środku, można połączyć odcinkiem, w całości zawierającym się w danym obszarze. Konsekwencją zastosowania tej metody nie jest zmniejszenie liczby praw sterowania, jak w przypadku ograniczenia horyzontów a lepszy sposób podziału przestrzeni. Przykład zastosowania tej metody przedstawiono w pracy [16] oraz na rysunku 1. W wyniku łączenia regionów otrzymuje się nowe obszary o maksymalnej powierzchni, tych samych prawach sterowania, przy zachowaniu właściwości wypukłości. Maksymalna powierzchnia gwarantuje maksymalną

redukcję ilości regionów. Niektórzy autorzy (np. [17],[18]) proponują również usuwanie małych lub „skrajnych” regionów (takich regionów, których zastosowanie jest mało prawdopodobne, mają małe powierzchnie, trajektorie przebywają w nich minimalną ilość czasu i mogą być wybrane w wyniku występowania np. szumów pomiarowych).

Alternatywne metody wyznaczania sterowania ograniczające złożoność obliczeniową to np. metody wykorzystujące drzewa binarne. Metody te nie ograniczają ilości regionów ani praw sterowania. Służą natomiast do bardziej efektywnego przeszukiwania zbioru rozwiązań. Wyznaczenie sterowania związanego z aktualnym stanem polega, podobnie jak w klasycznym algorytmie, na znalezieniu aktywnego regionu, a następnie na zastosowaniu prawa sterowania powiązane z tym regionem. Głównym problemem, w tym przypadku jest zminimalizowanie czasu oraz liczby operacji matematycznych niezbędnych do wyznaczenia aktywnego regionu. W tym celu *off-line* tworzy się binarne drzewo poszukiwań, które będzie następnie wykorzystywane *on-line*. Drzewo zbudowane jest z korzenia (węzła startowego), węzłów pośrednich oraz liści (węzłów końcowych). W każdym węźle szacowana jest wartość jednej funkcji $d_j(x)$ oraz sprawdzany jest jej znak. Funkcja określona jest poprzez $d_j(x) = H_j x - K_j$, a $H_j x = K_j$ dla $j = 1, 2, \dots, N_{cr}$ oznacza wszystkie hiperpłaszczyzny opisujące wielościany w partycji. W oparciu o znak funkcji $d(j)$ w danym węźle wybierane jest lewe lub prawe poddrzewo. Przykładowe drzewo poszukiwań pokazane jest na rysunku 2a. Zbiór regionów oraz ich podział odpowiadający kolejnym poziomom drzewa przedstawiono na rysunku 2b–e. Na poziomie N_1 (korzeniu drzewa) zbiór I_1 zawiera wszystkie regiony, zbiór J_1 jest pusty. Szacowanie znaków funkcji d_j odbywa się względem płaszczyzny j_1 . Regiony należące do zbioru I_1 , dzielone są zgodnie ze znakiem, na zbiory I_2 i I_3 , co pokazano na rysunku 2c. Następnie dla zbioru I_2 określany jest zbiór indeksów względem płaszczyzny j_2 , co pokazano na rysunku 2d. W ten sposób uzyskuje się węzły N_4 i N_5 , które są węzłami końcowymi (liśćmi drzewa). Węzłowi N_4 odpowiada reprezentacja indeksowa $J_4 = \{1^-, 4^-\}$, co oznacza, że $d_1(x) \leq 0$ i $d_4(x) \leq 0$. W węźle N_4 stosowane jest prawo sterowania F_1 . Analogiczne rozważania powtarzane są dla kolejnych gałęzi drzewa. Algorytm budowy binarnego drzewa poszukiwań (w tym np. kryterium sortowania zbioru aproksymacji indeksów) podany jest m.in. w [12], [19].



Rys. 2. Przykładowe drzewo binarne, zbiór regionów oraz powiązanych z nimi praw sterowania [19]

Model matematyczny obiektu

Do opisu części elektromagnetycznej wykorzystano model matematyczny silnika indukcyjnego zapisany za pomocą wektorów przestrzennych (układ $\alpha-\beta$), w jednostkach względnych, przy powszechnie stosowanych założeniach upraszczających [1]:

$$\begin{aligned}
\vec{u}_s &= r_s \vec{i}_s + T_N \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_s \\
\vec{\Psi}_s &= x_s \vec{i}_s + x_M \vec{i}_r \\
0 &= r_r \vec{i}_r + T_N \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_r - j\omega_r \vec{\Psi}_r \\
\vec{\Psi}_r &= x_r \vec{i}_r + x_M \vec{i}_s \\
m_e &= \frac{x_M}{x_r} (\text{Im} \{ \vec{\Psi}_r * \vec{i}_s \})
\end{aligned}
\tag{4}$$

gdzie: \vec{u}_s – wektor napięć stojana, \vec{i}_s, \vec{i}_r – wektory prądów: stojana i wirnika, $\vec{\Psi}_s, \vec{\Psi}_r$ – wektory strumieni stojana i wirnika, ω_r – pulsacja poślizgu, T_N – stała czasowa odniesienia, r_s, r_r – rezystancje: stojana, wirnika, x_s, x_r, x_M – reaktancje: stojana, wirnika, magnesująca.

Przy orientacji wektorów przestrzennych na strumień wirnika, powyższy układ równań można przedstawić w uproszczonej formie (5). Ponieważ układ napędowy, sterowany ma być z falownika napięcia, należy uwzględnić obwód stojana. W równaniu tego obwodu występują sprzężenia skrośne, które należy odsprzęgać przy sterowaniu. W równaniu (6) oznaczono człony odsprzęgające tory sterowania e_x i e_y [1].

$$\begin{aligned}
T_N \frac{d\Psi_r}{dt} &= \frac{r_r x_M}{x_r} i_{sx} - \frac{r_r}{x_r} \Psi_r; \\
0 &= T_N \frac{d\Psi_{ry}}{dt} = \frac{r_r x_M}{x_r} i_{sy} - \omega_r \Psi_r; \\
m_e &= \frac{x_M}{x_r} (\Psi_r i_{sy}) \\
\frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{T_M} (m_e - m_L) \\
u_{sx} &= r_s i_{sx} + T_N x_s \sigma \frac{di_{sx}}{dt} - \omega_{s\psi} x_s \sigma i_{sy} + \frac{x_M}{x_r} T_N \frac{d\Psi_r}{dt}, \\
u_{sy} &= r_s i_{sy} + T_N x_s \sigma \frac{di_{sy}}{dt} + \omega_{s\psi} x_s \sigma i_{sx} + \omega_{s\psi} \frac{x_M}{x_r} \Psi_r.
\end{aligned}
\tag{5}$$

gdzie: σ – całkowity współczynnik rozproszenia silnika, $\omega_{s\psi}$ – pulsacja pola, T_M – mechaniczna stała czasowa silnika.

Struktura sterowania

Proponowana struktura sterowania zbudowana jest analogicznie jak układ bezpośredniego sterowania połowo zorientowanego (rys. 3). Występuje w niej jeden regulator, który na podstawie wartości wektora zmiennych stanu wystawia dwa sygnały sterujące. Odpowiednio dla toru sterowania prędkością i strumieniem. Regulator predykcyjny wykorzystuje model (7), który zbudowany został z równań (4)–(6) przy pominięciu członów autonomizujących i założeniu, że napęd pracuje w obszarze stałego momentu oraz strumień stabilizowany jest na znamionowym poziomie, natomiast człony odsprzęgające uwzględnione są w strukturze sterowania. Wektor zmiennych stanu został rozszerzony o dwie zmienne referencyjne.

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} x &= Ax + Bu \\
y &= Cx
\end{aligned}
\tag{7}$$

gdzie: $x = [i_{sx}, \psi_r, i_{sy}, \omega, m_L, \psi_r^{ref}, \omega^{ref}]^T, u = [u_x, u_y]^T$

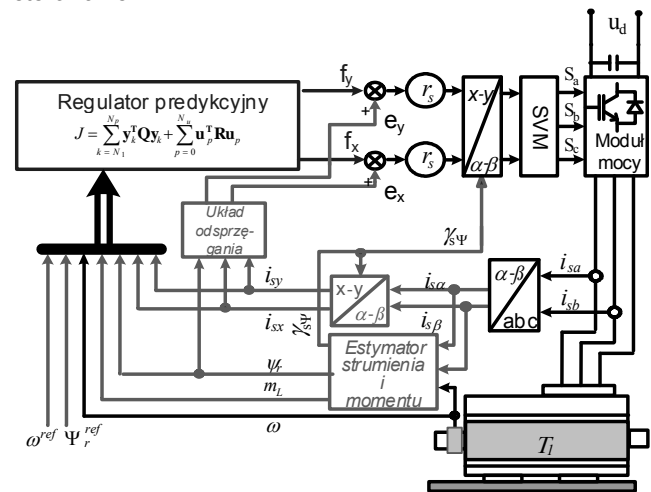
$$A = \begin{bmatrix} -r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sigma T_N x_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{x_M r_r}{x_r T_N} & -\frac{r_r}{x_r T_N} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma T_N x_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\psi_r^{nom} x_M}{x_r T_1} & 0 & \frac{1}{T_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \sigma T_N x_s & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

W rozpatrywanym przypadku ograniczenia nakładane są na prądy stojana w osiach x i y . Problem sterowania predykcyjnego można sformułować zgodnie z wyrażeniem:

$$\begin{aligned}
\min_{\Delta u_x, \Delta u_y} \left\{ \sum_{k=1}^{N_p} \left[q_1 (\psi_r(k) - \psi_r^{ref}(k))^2 + q_2 (\omega_1(k) - \omega^{ref}(k))^2 \right] + \sum_{p=0}^{N_u-1} \left[r_1 (u_x^{ref}(p))^2 + r_2 (u_y^{ref}(p))^2 \right] \right\} \\
|u_{sx}| \leq u_{sx}^{max}, |u_{sy}| \leq u_{sy}^{max} \\
|i_{sx}| \leq i_{sx}^{max}, |i_{sy}| \leq i_{sy}^{max}
\end{aligned}
\tag{8}$$

gdzie: N_p – horyzont predykcyjny wyjść, N_u – horyzont predykcyjny sterowań, q_1, q_2, q_3 – wagi różnicujące oddziaływanie poszczególnych wyjść na wartość funkcji celu, r_1, r_2 – wagi różnicujące wpływ zmienności sterowania na wartość funkcji celu.

Na rys. 4. przedstawiono wybrane konfigurację obszarów oraz powierzchnie sterowania (dla parametrów przyjętych w badaniach eksperymentalnych). Jak pokazano powierzchnia sterowania jest nieliniowa z widocznymi przesunięciami i zagłębieniami, co zapewnia optymalne sterowanie.



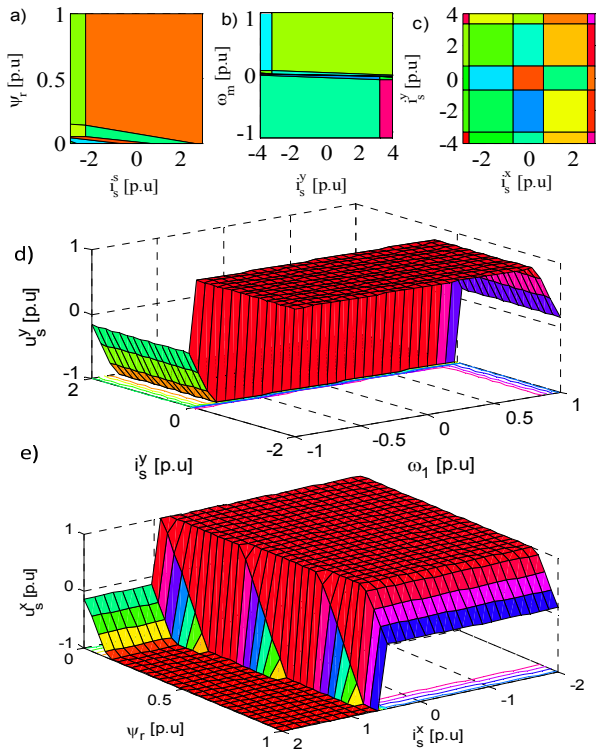
Rys. 3. Struktura sterowania.

Wyniki badań eksperymentalnych

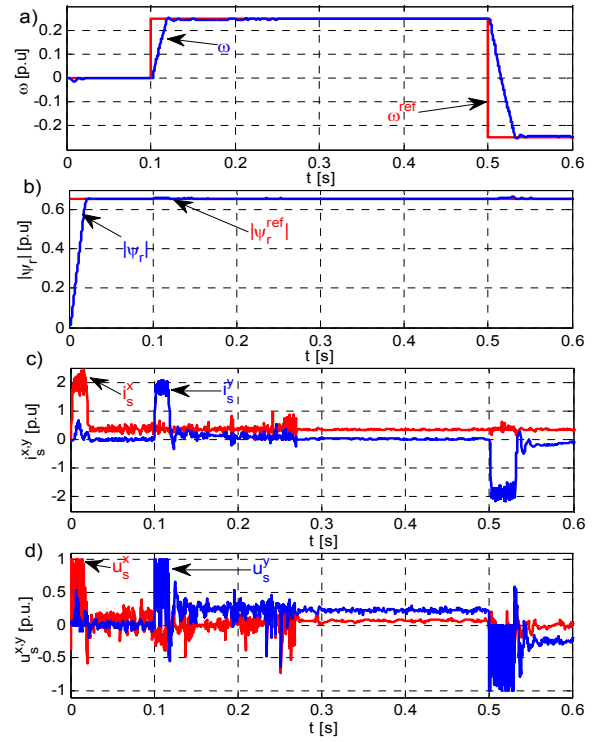
W badaniach eksperymentalnych sprawdzono wpływ zastosowania metod redukcji złożoności obliczeniowej regulatorów predykcyjnych na przebiegi zmiennych stanu i parametry dynamiczne.

Wśród badanych metod wykorzystano metodę ograniczenia liczby regionów, metodę binarnych drzew poszukiwań oraz połączenie tych dwóch metod.

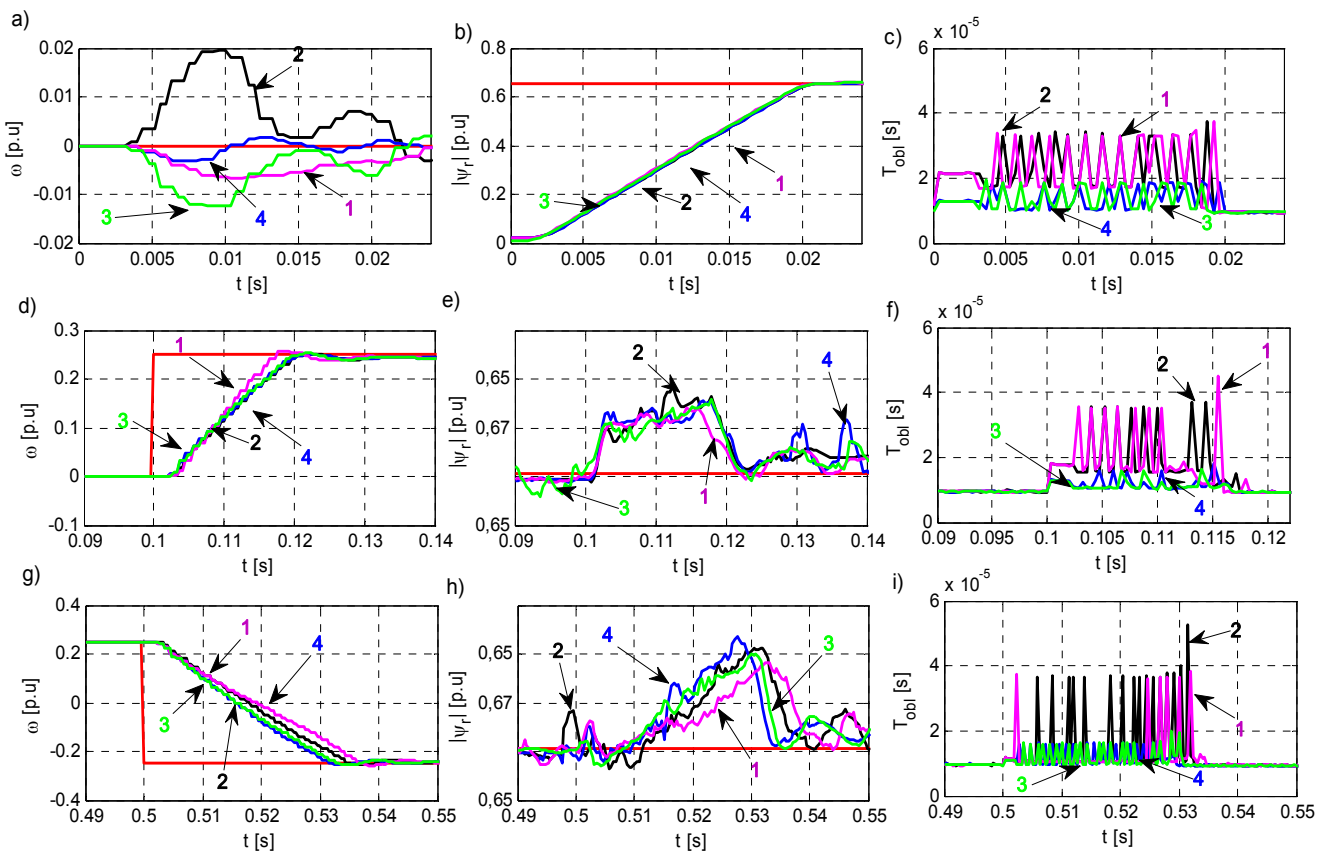
W badaniach przyjęto następujące parametry: Horyzont predykcyjny wyjść i sterowań przyjęto odpowiednio na poziomie czternastu kroków i dwóch ($N_p=14, N_u=2$). Wartości wagowe dobrano empirycznie, dążąc do minimalizacji uchybów regulacji (zarówno statycznych, jak i dynamicznych): $q_1=500; q_2=25; r_1=0,2; r_2=0,005$.



Ry s. 4. Rozmieszczenie obszarów regulatora dla wybranych zmiennych stanu: a) $i_s^x - \psi_r$, b) $i_s^y - \omega$, c) $i_s^x - i_s^y$ oraz powierzchnie sterowania prędkością (d) i strumieniem wirnika (e)



Rys. 5. Przebiegi zmiennych stanu dla regulatora predykcyjnego z zastosowaniem redukcji liczby regionów i drzewa binarnego: a) prędkość, b) strumień wirnika, c) prądy w osiach x i y, napięcia w osiach x i y.



Rys. 6. Porównanie przebiegów dla różnych metod redukcji złożoności przy: zadaniu strumienia (a,b,c), rozruchu (d,e,f) i

nawrotu (g,h,i), gdzie a),d),g) przebiegi prędkości, b),e),h) przebiegi strumienia wirnika, c),f),i) czas wyznaczenia sterowania

Przebiegi zmiennych stanu dla ostatniego przypadku pokazano na rys. 5. Wynika z nich, że proponowany algorytm szybko i bez przeregulowań stabilizuje zarówno wartość strumienia wirnika jak i prędkość mechaniczną (rys.

5. a,c). W trakcie pracy wartość prądu nie przekracza przyjętych ograniczeń, a regulator predykcyjny wykorzystuje pełną wartość napięcia.

Na rys. 6 przedstawiono porównanie przebiegów zmiennych stanu dla proponowanych algorytmów redukcji

złożoności w stanach przejściowych. Jak zaprezentowano zmiana sposobu budowy multiobszarów, jak również zmiana metody przeszukiwania nie wpływa na właściwości dynamiczne napędu (różnice w przebiegach wynikają z szumów i różnych chwilowych zakłóceń na stanowisku pomiarowym). W przypadku czasu wyznaczenia sterowania (rys. 6. c,f,i) widoczna jest znacząca redukcja czasu potrzebnego na wyznaczenie sterowania w różnych warunkach pracy.

Tab. 1. Porównanie parametrów dynamicznych regulatora po zastosowaniu metod redukcji złożoności obliczeniowej

metoda	Nr na rys 6	e_w	e_ψ	t_{av}	t_{max}
klasyczna	2	0,0212	0,0024	10,0380	5,4390
red. obszarów	3	0,0212	0,0024	9,5277	2,1720
drzewa binarne	1	0,0217	0,0024	10,0320	5,2590
red. obszarów + drzewa binarne	4	0,0198	0,0024	9,5295	2,0130

Podsumowanie

W artykule przedstawiono wyniki zastosowania metod redukcji złożoności obliczeniowej regulatorów predykcyjnych: poprzez redukcję liczby regionów oraz budowę binarnych drzew poszukiwań. Jak pokazano w tabeli 1 najlepsze wyniki daje połączenie obu metod. Pozwala zmniejszyć czas obliczenia sterowania, przy nie zwiększonym błędzie śledzenia prędkości i strumienia. Zmniejszony błąd wynika z szumów pomiarowych. Dla przedstawionego przypadku udało się zredukować liczbę regionów ze 135 do 55. Maksymalny czas obliczeń jest mniejszy ponad dwukrotnie w porównaniu do jawnej postaci regulatora predykcyjnego. Dobre wyniki daje również zastosowanie metody redukcji regionów i klasycznego algorytmu przeszukiwania. Powyższa analiza daje możliwości do praktycznej realizacji bardziej złożonych algorytmów predykcyjnych jak te przedstawione w pracy [20].

LITERATURA

- [1] Orłowska-Kowalska T., Bezczyjnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi, *Oficina Wydaw. PWr*, Wrocław, (2003)
- [2] Morawiec M., Krzeminski Z., Lewicki A., Voltage multiscalar control of induction machine supplied by current source converter, 2010 *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 3119–3124
- [3] Azcue-Puma J., Gaziolla H., Sguarezi-Filho A., Ruppert E., Bezpośrednie sterowanie momentem trójfazowego silnika indukcyjnego bazujące na obliczaniu kąta obciążenia, *Przegląd Elektrotechniczny*, 89 (2013), nr 9, 309–313
- [4] Kamiński M., Dybkowski M., Analiza układu bezczyjnikowego wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym z estymatorem MRASCC z neuronowym mechanizmem wyznaczania prędkości kątowej, *Przegląd Elektrotechniczny*, 88 (2012), nr 4b, 116–121
- [5] Knychas S., Szabat K., Adaptacyjny układ sterowania z rekurencyjnymi regulatorami rozmytymi dla układu

- napędowego o zmiennych parametrach, *Przegląd Elektrotechniczny* 89 (2013), nr 6, 155–158
- [6] Ruszczyk A., Sikorski A., Nowy nieliniowy regulator prądu a dynamika kształtowania momentu silnika indukcyjnego, *Zeszyty Problemowe–Maszyny Elektryczne*, (2006), nr 75, 31–36
 - [7] Tarchała G., Kaskadowe struktury sterowania ślizgowego w zastosowaniu do napędów z silnikami indukcyjnymi, *Przegląd Elektrotechniczny*, 88, (2012), nr 4b, 246–251
 - [8] Serkies P., Wróbel K., Szabat K., Application of the long horizon model predictive control to an induction motor drive, *17th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, EDPE*, (2013), 172–177
 - [9] Stando D., Chudzik P., Moradewicz A., Miśkiewicz R., Sterowanie predykcyjne z modelem silnika indukcyjnego zasilanego z falownika napięcia, *Przegląd Elektrotechniczny* 90 (2014) nr 11, 96 – 99
 - [10] Tajewski P., Sterowanie zaawansowane obiektów przemysłowych: struktury i algorytmy, *Akademicka Oficyna Wydawnicza EXIT*, (2002), 113–269
 - [11] Richalet J., Rault A., Testud J.L., Papon J. Model predictive heuristic control: Applications to industrial processes, *Automatica*, 14 (1978), no. 5, 413–428
 - [12] Bemporad A., Morari M., Dua V., Pistikopoulos E., The explicit linear quadratic regulator for constrained system, *Automatica* 38 (2002) 3–20
 - [13] Geyer T., Quevedo D.E., Multistep direct model predictive control for power electronics: Part 1: Algorithm, *IEEE (ECCE)*, (2013), 1154–1161; Part 2: Analysis, *IEEE (ECCE)*, (2013), 1162–1169
 - [14] Rodriguez J., Kazmierkowski M.P., Espinoza J.R., Zanchetta P., Abu-Rub H., Young H.A., Rojas C.A., State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics, *IEEE Trans. on Industrial Informatics*, 9 (2013), no. 2, 1003–1016
 - [15] Morari M., Lee J.H., Model predictive control: Past, present and future, *Computers & Chemical Engineering*, 23 (1999), no. 4–5, 667–682
 - [16] Grieder P., Morari M., Complexity Reduction of Receding Horizon Control, *42nd IEEE Conf. on Decision and Control Maui, Hawaii*, 3 (2003), 3179–3190
 - [17] Christophersen F.J., Zellinger M.N., Jones C.N., Morari M., Controller Complexity Reduction for Piecewise Affine Systems Through Safe Region Elimination, *46th IEEE Conf. on Decision and Control New Orleans, LA, USA* (2007), 4773–4778
 - [18] Vasak M., Baotic M., Peric N., Szabat K., Cychowski M., Efficient implementation of patched LQR for control and protection of multi-mass drives, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 201, 1913–1918
 - [19] Tondel P., Johansen T.A., Bemporad A., Evaluation of piecewise affine control via binary search tree, *Automatica*, 39 (2003), 5, 945–950.
 - [20] Wróbel K., Serkies P., Wykorzystanie sterowania predykcyjnego z modelem w przestrzeni stanu w napędzie indukcyjnym z połączeniem sprzężystym, *Przegląd Elektrotechniczny* 90 (2014) nr 11, 189 – 192

Autorzy: mgr inż. Karol Wróbel,
E-mail: karol.wrobel@pwr.wroc.pl,
dr inż. Piotr J. Serkies,
E-mail: piotr.serkies@pwr.wroc.pl;
Politechnika Wroclawska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław