

*silnik indukcyjny, sterowanie predykcyjne,
skończony zbiór rozwiązań*

Karol WRÓBEL*

STEROWANIE MOMENTEM ELEKTROMAGNETYCZNYM SILNIKA INDUKCYJNEGO Z WYKORZYSTANIEM REGULATORA PREDYKCYJNEGO ZE SKOŃCZONYM ZBIOREM ROZWIĄZAŃ

W pracy zaprezentowano regulator predykcyjny ze skończonym zbiorem rozwiązań, służący do sterowania momentem silnika indukcyjnego. Pokazano różnice w strukturze i działaniu algorytmów predykcyjnych w podejściu bezpośrednim i pośrednim. Zaprezentowano sekwencję generacji sygnału sterującego w proponowanym układzie. W referacie przedstawiono badania symulacyjne potwierdzające poprawność działania prezentowanej struktury sterowania. Sprawdzone również wpływ postaci funkcji celu oraz wartości wybranych współczynników skalujących na właściwości dynamiczne układu.

1. WPROWADZENIE

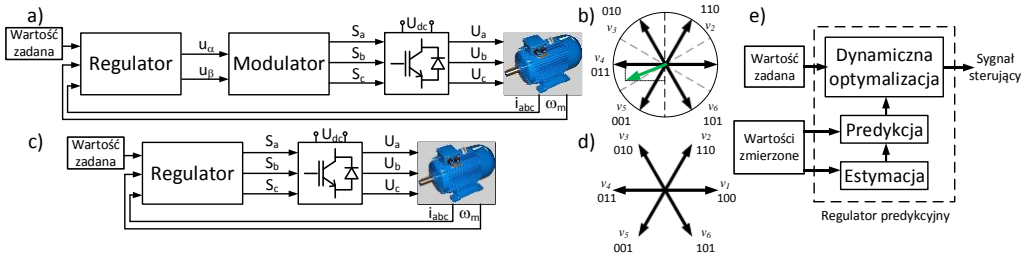
Silniki indukcyjne dzięki zastosowaniu zaawansowanych metod sterowania mogą być stosowane wszędzie tam, gdzie wymaga się wysokiej jakości sterownia. Do zalet tego typu silników należą z pewnością: stosunkowo prosta konstrukcja, niezawodność oraz bardzo dobre właściwości statyczne i dynamiczne. Drogę do stosowania silników indukcyjnych w zaawansowanych układach napędowych otworzyło opracowanie w latach siedemdziesiątych ubiegłego stulecia metody połowo zorientowanej [1]. Kolejnym ważnym krokiem było opracowanie w latach osiemdziesiątych ubiegłego stulecia algorytmu bezpośredniej regulacji momentu [8]. Dzięki rozwojowi narzędzi energoelektronicznych i mikroprocesorowych, możliwe stało się stosowanie coraz bardziej wyrafinowanych algorytmów sterowania. Wśród nich wyróżnić należy regulatory ślizgowe [6] oraz układy wykorzystujące sztuczną inteligencję [2]. Kolejną grupę stanowią układy wykorzystujące algorytmy predykcyjne.

* Politechnika Wrocławska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, e-mail: karol.wrobel@pwr.edu.pl

Jak podkreślają autorzy [7], algorytmy te po kilku dekadach zrównoważonego rozwoju stanowią jedno z najważniejszych osiągnięć w dziedzinie sterowania. Cechą charakterystyczną regulatorów predykcyjnych jest ich elastyczność, którą uzyskuje się poprzez odpowiednie zaprojektowanie funkcji celu. Możliwe jest również wprowadzenie założonych ograniczeń sygnałów bezpośrednio do problemu optymalizacji.

2. ALGORYTMY PREDYKCYJNE

W sterowaniu predykcyjnym wpływ przyszłych sygnałów sterujących na proces jest przewidywany w oparciu o aktualny stan, przy wykorzystaniu modelu. Na podstawie porównania przewidywanego i aktualnego stanu wyznaczany jest optymalny, dostępny sygnał sterujący, uwzględniający założone ograniczenia [9]. Jedną z klasyfikacji regulatorów predykcyjnych jest podział ze względu na zbiór rozwiązań. Wyróżnia się algorytmy ze skończonym i nieskończonym zbiorem. W układach z nieskończonym zbiorem rozwiązań nazywanych również układami z podejściem pośrednim w strukturze sterowania oprócz zadajnika wartości, regulatora, przekształtnika oraz obiektu znajduje się modulator (rys. 1a). Sygnały wyjściowe regulatora mogą przyjmować dowolną wartość w przyjętym zakresie rozważań (okrąg na rysunku 1b). Zadaniem modulatora jest przekształcenie tych sygnałów na odpowiednie sygnały sterujące kluczami przekształtnika. W podejściu bezpośrednim w strukturze sterowania nie występuje modulator, sygnały wyjściowe regulatora są sygnałami sterującymi podawanymi bezpośrednio na klucze przekształtnika (rys. 1c). W procesie optymalizacji rozważane są wektory napięcia sterującego, które są możliwe do uzyskania w danym układzie zasilającym. W rozważanym przypadku w przekształtniku dwupoziomowym możliwe jest uzyskanie ośmiu wektorów napięciowych – w tym dwóch zerowych (rys. 1d). Jednak jak zauważają autorzy [5] liczba możliwych przełączeń rośnie w najgorszym przypadku wykładniczo wraz ze wzrostem horyzontu predykcyjnego. Oznacza to duże obciążenie obliczeniowe dla systemu regulacji. Ogranicza to w układach rzeczywistych możliwość stosowania długich horyzontów predykcyjnych. Jak zauważają autorzy [10] w przypadku zastosowania regulatorów predykcyjnych ze skończonym zbiorem rozwiązań odprężenie torów regulacji nie jest wymagane, co z kolei zmniejsza złożoność obliczeniową układu. W pracach [3] i [4] przedstawiono bardziej efektywny sposób rozwiązania problemu optymalizacji w bezpośrednich algorytmach predykcyjnych z długimi horyzontami przewidywania. Zaproponowano w nich wykorzystanie kodowania sferycznego, pozwalający ograniczyć zbiór rozważanych przełączeń do sfery o aktualnym optymalnym promieniu. Autorzy sugerują również zastosowanie prostego schematu zaokrąglania, w celu dodatkowego zmniejszenia czasu obliczeń. Rozwiązanie to daje wyniki optymalne lub suboptymalne.



Rys. 1. Struktury sterowania (a, c) oraz sygnały wyjściowe regulatora (b, d) z nieskończonym (a, b) i ze skończonym zbiorem rozwiązań (c, d), idea sterowania predykcyjnego (e)

3. UKŁAD REGULACJI

Proponowany regulator w podejściu bezpośrednim jest regulatorem momentu. Pracuje w strukturze zaprezentowanej na rysunku 1c. Wykorzystuje model silnika w układzie α - β . Sekwencja generacji sygnału sterującego obejmuje: estymację strumienia wirnika (1), predykcję: strumienia stojana (2), prądu stojana (3) oraz momentu elektromagnetycznego (4).

$$\Psi_r(k) = \frac{L_r}{L_m} \Psi_s(k) + \mathbf{I}_s(k) \left(L_m - \frac{L_r L_s}{L_m} \right), \quad (1)$$

$$\Psi_s(k+1) = \Psi_s(k) + T_s \mathbf{V}_s(k) - T_s R_s \mathbf{I}_s(k), \quad (2)$$

$$\mathbf{I}_s(k+1) = \left(1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) \mathbf{I}_s(k) + \frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \left[\left(\frac{k_r}{\tau_r} - k_r j\Omega \right) \Psi_r(k) + \mathbf{V}_s(k+1) \right] \right\}, \quad (3)$$

$$M_e(k+1) = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \{ \bar{\Psi}_s(k+1) \mathbf{I}_s(k+1) \}, \quad (4)$$

gdzie: Ψ_s, Ψ_r – wektory strumienia stojana i wirnika, \mathbf{I}_s – wektor prądu stojana, \mathbf{V}_s – wektor napięcia stojana, R_s – rezystancja stojana, L_s, L_r, L_m – indukcyjności: stojana, wirnika i magnesująca, T_s – okres próbkowania, $\tau_\sigma = \sigma L_s / R_\sigma$, $R_\sigma = R_s + k_r^2 R_r$, $k_r = L_m / L_r$, $\tau_r = L_r / R_r$, $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_r L_s)$, Ω – prędkość, M_e – moment elektromagnetyczny, p – liczba par biegunów, k – chwila czasowa

$$g = \sum_{n=1}^N \left| M_e^{\text{ref}} - M_e^p(k+n) \right| + \lambda \sum_{n=1}^N \left| \Psi_s^{\text{ref}} - \Psi_s^p(k+n) \right| + \sum_{n=1}^N (\alpha_n f_n + \beta_n h_n) \quad (5)$$

gdzie: M_e^{ref}, M_e^p – moment elektromagnetyczny: referencyjny i predyktowany, $\Psi_s^{\text{ref}}, \Psi_s^p$ – strumień stojana: referencyjny i predyktowany, h_k, f_k – składniki kary za przekroczenie

nie ograniczeń i za przełączenie kluczy przekształtnika, α , β , λ – współczynniki skalujące, N – horyzont predykcji

Sekwencja powtarzana jest dla każdego z założonych kroków predykcji. Ostatnim etapem jest szacowanie wartości funkcji celu, która w ogólnym przypadku przyjmuje postać (5). Na podstawie oceny wartości funkcji celu następuje wybór optymalnego wektora. Prezentowany regulator jest regulatorem momentu, dlatego w funkcji celu przede wszystkim uwzględniono stabilizację momentu. By umożliwić stabilizację momentu niezbędna jest również stabilizacja strumienia. Dlatego w procesie optymalizacji minimalizowane są uchyby regulacji zarówno strumienia jak i momentu. Algorytm umożliwi również ograniczenie częstotliwości przełączeń i utrzymanie założonych ograniczeń. Uzyskuje się to poprzez wprowadzenie do funkcji celu odpowiednich składników kary: za przekroczenie ograniczeń i za przełączenia kluczy przekształtnika. W funkcji celu występują również współczynniki skalujące, różnicujące wpływ poszczególnych składników funkcji na jej wartość.

4. BADANIA SYMULACYJNE

Podczas badań symulacyjnych sprawdzono poprawność działania zaproponowanej struktury. Przetestowano także wpływ postaci funkcji celu oraz wybranych współczynników na właściwości dynamiczne układu. W tym celu w badaniach symulacyjnych wykorzystano modułową (6) i kwadratową (7) postać funkcji celu. Jeśli już w pierwszym kroku predykcji zostało przekroczone ograniczenie prądu, funkcja celu przyjmowała wartość (8). Jeżeli ograniczenie zostało przekroczone w kolejnych krokach (i -tym, nie w pierwszym) do wartości funkcji celu dodawana była kara $h_i = 10^5$. Do oceny działania układu zastosowano kryterium oceny jakości sterowania postaci (9).

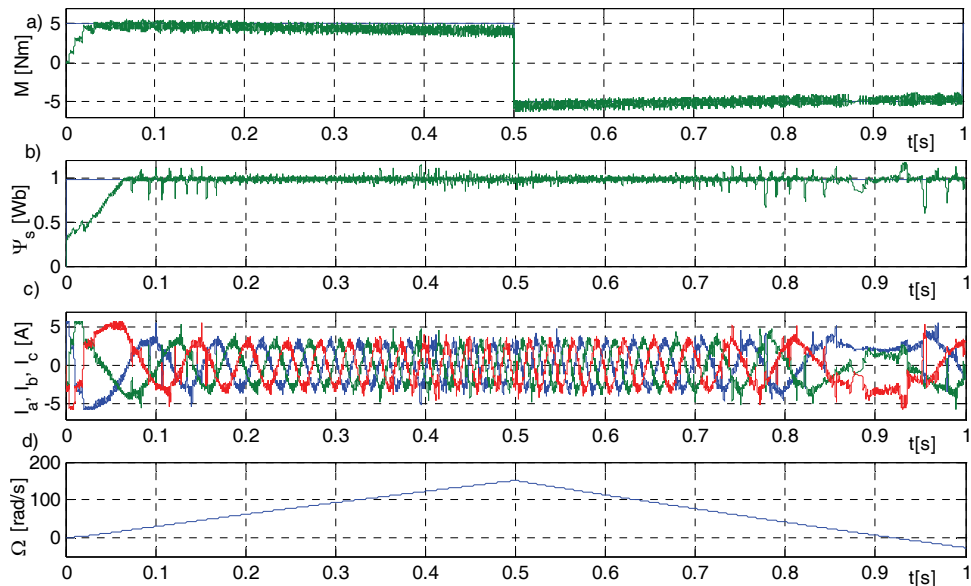
$$g_{1I_{sp1} < I_{\max}} = \sum_{i=1}^N (|M_e^{\text{ref}} - M_e^p(k+i|k)| + \lambda_i |\Psi_s^{\text{ref}} - \Psi_s^p(k+i|k)| + \alpha_i f_i + h_i), \quad (6)$$

$$g_{2I_{sp1} < I_{\max}} = \sum_{i=1}^N ((M_e^{\text{ref}} - M_e^p(k+i|k))^2 + \lambda_i (\Psi_s^{\text{ref}} - \Psi_s^p(k+i|k))^2 + \alpha_i f_i + h_i), \quad (7)$$

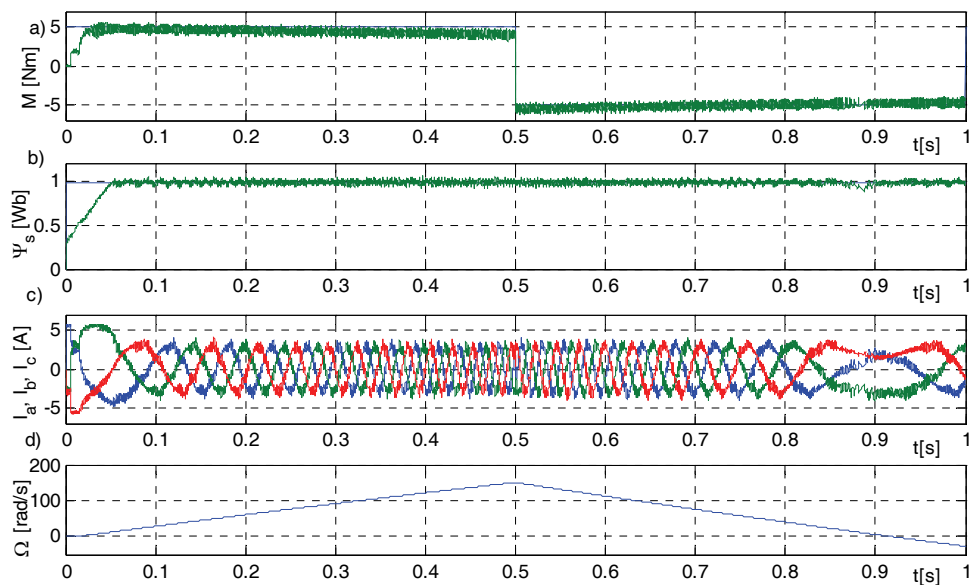
$$g_{I_{sp1} \geq I_{\max}} = 10^{10}, \quad (8)$$

$$IT = \sum (|M_{\text{ref}} - M_{p1}| + |\Psi_{s\text{ref}} - \Psi_{sp1}|). \quad (9)$$

W pierwszej kolejności sprawdzono poprawność działania obu układów. Współczynniki wagowe dobrano empirycznie. Wyniki dla układów z modułową i kwadratową funkcją celu przedstawiono odpowiednio na rysunkach 2 i 3. W kolejnych bada-

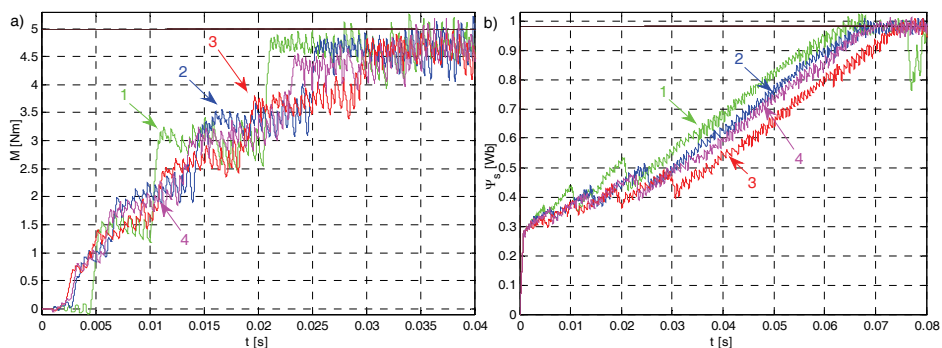


Rys. 2. Przebiegi: a) momentu elektromagnetycznego, b) strumienia stojana, c) prądów w poszczególnych fazach, d) prędkości dla układu z modułową funkcją celu ($N = 1$, $\alpha = 0,05$, $\lambda = 0,8$)

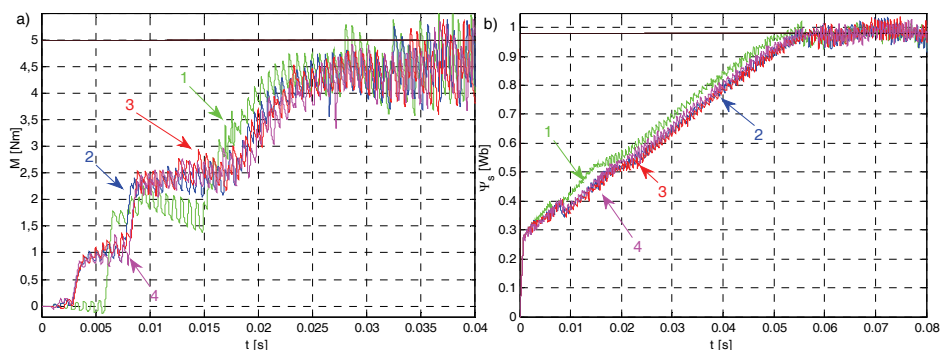


Rys. 3. Przebiegi: a) momentu elektromagnetycznego, b) strumienia stojana, c) prądów w poszczególnych fazach, d) prędkości dla układu z kwadratową funkcją celu ($N = 1$, $\alpha = 0,05$, $\lambda = 0,07$)

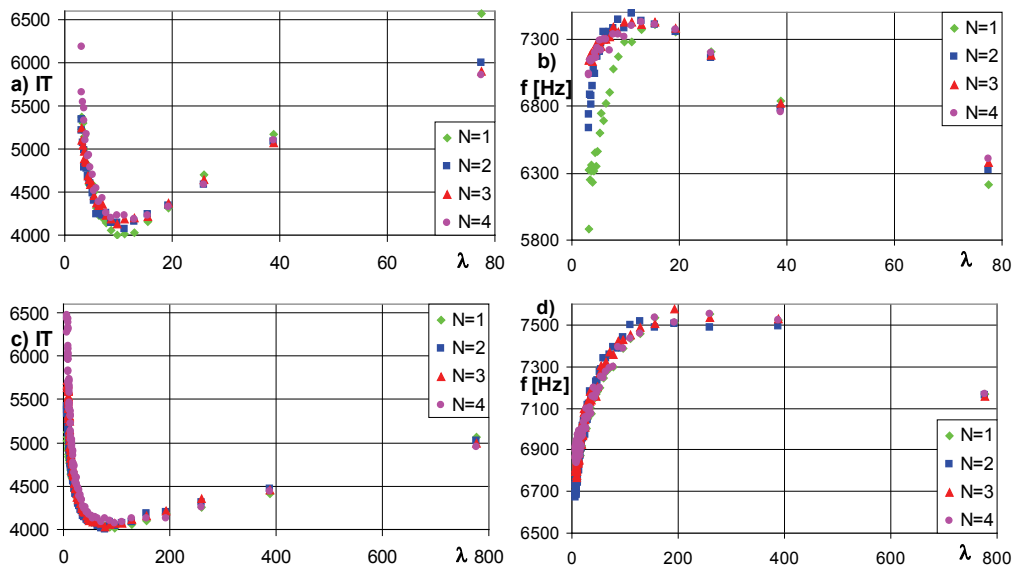
niach porównano właściwości układu regulacji dla różnych długości horyzontów predykcji. Badania przeprowadzono zarówno dla modułowej jak i dla kwadratowej postaci funkcji celu. Wyniki zaprezentowano odpowiednio na rysunkach 4 i 5. Horyzont predykcji kolejno ustawiano na $N = 1$, $N = 2$, $N = 3$ i $N = 4$ (oznaczone na rysunkach odpowiednio: 1, 2, 3, 4). Następnie sprawdzono wpływ współczynnika λ (założono, że w kolejnych krokach predykcji współczynniki są takie same $\lambda_i = \text{const}$), różnicującego wpływ uchybu regulacji strumienia na wartość funkcji celu. Badania przeprowadzono dla różnych długości horyzontów predykcji. Na rysunku 6 przedstawiono zależności kryterium jakości sterowania IT (a, c) oraz częstotliwości przełączeń przekształtnika (b, d) od wartości współczynnika skalującego λ dla modułowej (a, b) i kwadratowej (c, d) postaci funkcji celu. Sprawdzono również wpływ zmian współczynnika α , skalującego wpływ składnika kary za przełączenie kluczy przekształtnika w funkcji celu na wartość kryterium oceny jakości sterowania oraz na częstotliwość przełączeń. Wyniki dla modułowej postaci funkcji celu przedstawiono na rysunku 7.



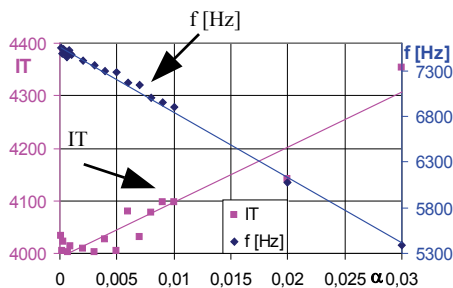
Rys. 4. Porównanie przebiegów momentu elektromagnetycznego (a) oraz strumienia stojana (b) dla różnych horyzontów predykcji dla modułowej postaci funkcji celu



Rys. 5. Porównanie przebiegów momentu elektromagnetycznego (a) oraz strumienia stojana (b) dla różnych horyzontów predykcji dla kwadratowej postaci funkcji celu



Rys. 6. Wpływ współczynnika skalującego λ na wartość kryterium oceny jakości IT (a, c) oraz na częstotliwość przełączeń przekształtnika (b, d) dla modułowej (a, b) i kwadratowej (c, d) postaci funkcji celu i dla różnych długości horyzontów predykcji



Rys. 7. Wpływ zmian współczynnika α na wartość kryterium oceny jakości sterowania oraz na częstotliwość przełączeń

5. PODSUMOWANIE

Zaprezentowany regulator predykcyjny ze skończonym zbiorem rozwiązań zapewnia stabilizację strumienia na żądanym poziomie i poprawne odśledzenie trajektorii momentu zadanego. W przebiegach zmiennych stanu widać charakterystyczne szarpnięcia, związane z zastosowaniem skończonego zbioru rozwiązań.

Przełączenia sygnałów sterujących odbywają się z częstotliwością próbkowania regulatora lub mniejszą. Częstotliwość przełączania można kształtować poprzez zmianę parametru α_i (w zakresie poniżej częstotliwości próbkowania). Wynika to z braku w strukturze sterowania modulatora. Sam brak konieczności stosowania modulatora stanowi jednak dużą zaletę układu. Właściwości dynamiczne regulatora można kształtować poprzez zmianę wartości parametrów λ_i . Zwiększenie horyzontu predykcji zapewnia gładzsze przebiegi zmiennych stanu. Jest to jednak okupione zdecydowanie większą złożonością obliczeniową. Długie ustalanie modułu strumienia stojana wynika z równoczesnego zadania wartości referencyjnych strumienia stojana i momentu elektromagnetycznego. Zaprezentowana kwadratowa funkcja celu zapewnia lepszą stabilizację strumienia. Algorytm umożliwi wprowadzenie zadanych ograniczeń sygnałów bezpośrednio do sformułowania problemu sterowania. W ramach przyszłych prac przewiduje się porównanie prezentowanej struktury sterowania z innymi znanymi układami (np. DTC-SVM), w tym porównanie generowanych w nich odkształceń prądu stojana.

LITERATURA

- [1] BLASCHKE F., *Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine*, Siemens Forsch. und Entwicklungsberichte, 1972, 184–193.
- [2] DERUGO P., DYBKOWSKI M., SZABAT K., *Adaptacyjne wektorowe sterowanie układem napędowym z połączeniem sprzężystym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 66, Seria: Studia i Materiały, Nr 32, Wrocław 2012, 67–76.
- [3] GEYER T., QUEVEDO D.E., *Multistep Finite Control Set Model Predictive Control for Power Electronics*, IEEE Trans. on Power Electronics, 2014, Vol. 29, No. 12, 6836–6846.
- [4] GEYER T., QUEVEDO D.E., *Performance of Multistep Finite Control Set Model Predictive Control for Power Electronics*, IEEE Trans. on Power Electronics, 2014, Vol. 30, No. 3, 1633–1644.
- [5] MARIETHOZ S., DAMAHIDI A., MORARI M., *High Dynamic Performance Control of Induction Motors at Low PWM Frequency for System Loss Minimization*, APEC, 2010.
- [6] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., TARCHAŁA G., *Ślizgowe sterowanie prędkością silnika indukcyjnego przy wykorzystaniu zmiennej w czasie prostej przełączającej*, Przegląd Elektrotechniczny, 2014, vol. 90, nr 5, 8–13.
- [7] RODRIGUEZ J., KAZMIERKOWSKI M.P., ESPINOZA J.R., ZANCHETTA P., ABU-RUB H., YOUNG H.A., ROJAS CH.A., *State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control In Power Electronics*, IEEE Trans. on Industrial Informatics, 2013, Vol. 9, No. 2, 1003–1016.
- [8] TAKAHASHI I., NOGUCHI T., *A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor*, IEEE Trans. on Industry Applications, 1986, Vol. IA-22, No. 5, 820–827.
- [9] TATJEWSKI P., *Sterowanie zaawansowane obiektów przemysłowych: struktury i algorytmy*, Akademicka Oficyna Wydawnicza EXIT, 2002, 113–269.
- [10] YOUNG H.A., PEREZ M.A., RODRIGUEZ J., ABU-RUB H., *Assessing Finite-Control-Set Model Predictive Control: A Comparison with a Linear Current Controller in Two-Level Voltage Source Inverters*, IEEE Industrial Electronics Magazine, 2014, Vol. 8, No. 1, 44–52.

TORQUE CONTROL OF INDUCTION MOTOR USING PREDICTIVE CONTROLLER WITH FINITE CONTROL SET

The paper presents the predictive controller with the finite control set for controlling torque of induction motor. The differences in the structure and work of prediction algorithms in direct and indirect approach has been shown. The sequences of control signal generation in the proposed system have been described. The paper presents a simulation study to validate the correctness of the proposed control structure. It also the impact of the form of the objective function and the value of the selected scaling factors on the dynamic properties of the system has been examined.