

doi:10.15199/48.2018.05.28

Predykcyjne sterowanie prędkością napędu z silnikiem indukcyjnym – wybrane aspekty sterowania z algorytmem ze skończonym zbiorem rozwiązań

Streszczenie. W pracy przedstawiono zagadnienia sterowania prędkością w napędzie z silnikiem indukcyjnym, przy wykorzystaniu algorytmu predykcyjnego ze skończonym zbiorem rozwiązań. Zaprezentowano działanie układu w różnych stanach pracy. Pokazano wpływ horyzontu predykcji na jakość regulacji. Przedstawiono wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych.

Abstract. In the paper is presented the issue of controlling the speed of induction motor drive, using finite control set predictive control algorithm. It is showed the operation of the system in different operating conditions. The impact of the prediction horizon on the quality of regulation was presented. The results of the simulations and experiments are presented. (**Predictive control of induction motor drive- selected aspects of control with algorithm of finite control set**).

Słowa kluczowe: sterowanie predykcyjne, skończony zbiór rozwiązań, regulator prędkości, silnik indukcyjny.

Keywords: predictive control, finite control set, speed regulator, induction motor .

Wstęp

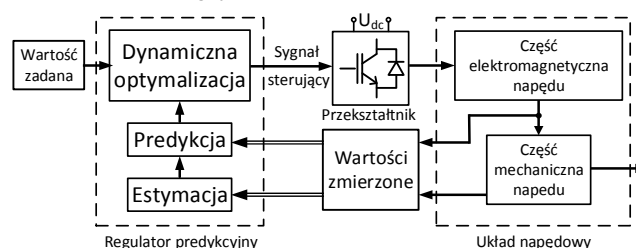
Maszyna indukcyjna była popularna w szeregu zastosowań, od których nie wymagano dokładnej regulacji np. napędy pomp, pił czy wentylatorów. Ze względu na skończoność sztywność charakterystyki mechanicznej nie znalazła zastosowania w napędach precyzyjnych, gdzie tradycyjnie wykorzystywano silniki obcowzbudne prądu stałego. Nowe możliwości techniczne, związane m.in. z rozwojem energoelektroniki i układów mikroprocesorowych, doprowadziły do powstania szeregu algorytmów sterowania przekształtnikowymi układami napędowymi z silnikami indukcyjnymi.

W przypadku układów, od których wymaga się uzyskania bardzo dobrych właściwości dynamicznych powszechnie stosuje się tzw. sterowanie polowozorientowane, zapewniające kontrolę zmiennych stanu napędu w stanach statycznych i dynamicznych. Jednak jak podkreślają autorzy [1], [2] algorytm ten posiada wiele wad, a większość niedoskonałości algorytmu FOC wynika z użycia liniowych regulatorów prądu. W napędzie z silnikiem indukcyjnym powszechnie stosowane są także różne warianty algorytmu bezpośredniej regulacji momentu DTC [1], [3]. Nowoczesne algorytmy DTC, dzięki ograniczeniu wad pierwotnego podejścia (np. odkształcenia strumienia i prądu przy małych prędkościach) w zasadzie prowadzą do uzyskania podobnych właściwości jak w przypadku struktury FOC. Obie metody pomimo pewnych niedoskonałości, uważane są obecnie za standardowy algorytm sterowania maszyną indukcyjną. Wiele ośrodków poszukuje jednak nowych rozwiązań pozwalających wyeliminować, bądź zredukować wady klasycznych metod sterowania. Wśród nowych rozwiązań wyróżnić można m.in. metody wykorzystujące sztuczną inteligencję – w tym regulatory neuronowe [4], rozmyte [5], czy też regulatory ślizgowe [6] oraz predykcyjne [7], [8], [9].

Sterowanie predykcyjne

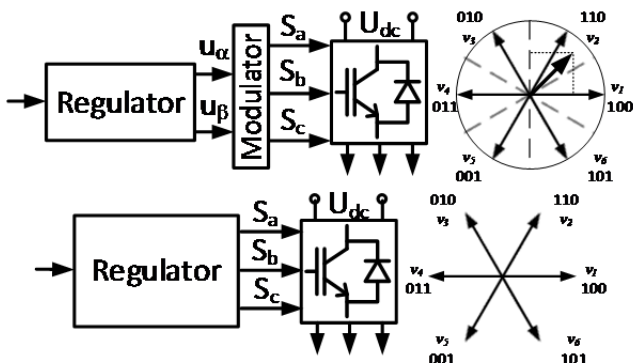
Sterowanie predykcyjne jest jedną z zaawansowanych technik regulacji, w której wyznaczenie sterowania odbywa się na podstawie minimalizacji określonej funkcji celu [10]. W sterowaniu predykcyjnym wpływ przyszłych sygnałów sterujących na proces przewidywany jest w oparciu o aktualny stan, przy wykorzystaniu modelu (rys. 1). Na podstawie porównania przewidywanego i aktualnego stanu, wyznaczany jest optymalny, dostępny sygnał sterujący,

uwzględniający założone ograniczenia [11]. Tworzy się w ten sposób strategię sterowania.



Rys. 1. Idea sterowania predykcyjnego

Wśród algorytmów predykcyjnych wyróżnić można algorytmy z ciągłym i skończonym zbiorem rozwiązań. W układach z ciągłym zbiorem rozwiązań zakłada się (rysunek 2), że sygnał sterujący może być dowolnym wektorem z założonego zakresu. Zawarty w strukturze sterowania modulator ma za zadanie w taki sposób przełączać klucze przekształtnika, by uzyskać otrzymany w regulatorze sygnał sterujący [12], [13]. W przypadku algorytmów predykcyjnych ze skończonym zbiorem rozwiązań, nazywanych także bezpośrednimi algorytmami predykcyjnymi [14], [15], [16], w odróżnieniu do omówionych wcześniej układów, operuje się dyskretną formą sygnałów sterujących, możliwych do uzyskania w falowniku w sposób bezpośredni bez udziału modulatora. Oznacza to, że regulator na wyjściach wystawia sygnały będące bezpośrednio sygnałami wyzwalającymi klucze przekształtnika (rysunek 1.2b). Zmiana stanu kluczy odbywa się po zmianie sygnału sterującego. Częstotliwość kluczkowania ograniczona jest zatem przez częstotliwość próbkowania regulatora. Liczba dostępnych stanów, w tym przypadku wynosi x^y , gdzie x – liczba gałęzi przekształtnika, y – liczba faz. Jednak jak zauważają autorzy [2], liczba możliwych przełączeń rośnie w najgorszym przypadku wykładniczo wraz ze wzrostem horyzontu predykcji. Oznacza to duże obciążenie obliczeniowe dla układu mikroprocesorowego, co ogranicza możliwość stosowania długich horyzontów w układach rzeczywistych. Jak zauważają autorzy [17], w przypadku zastosowania regulatorów predykcyjnych ze skończonym zbiorem rozwiązań, odprężanie torów regulacji nie jest wymagane, co z kolei zmniejsza złożoność układu.



Rys.2. Układ sterowania predykcyjnego z ciągłym (a) i skończonym zbiorem rozwiązań (b)

Model silnika indukcyjnego

Podczas badań symulacyjnych przyjęto model silnika indukcyjnego zapisany w jednostkach mianowanych, przy ogólnie przyjętych założeniach upraszczających [18].

$$\begin{aligned}
 (1) \quad & \mathbf{U}_{sk} = R_s \mathbf{I}_{sk} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\Psi}_{sk} + j\Omega_k \boldsymbol{\Psi}_{sk} \\
 (2) \quad & \mathbf{U}_{rk} = R_r \mathbf{I}_{rk} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\Psi}_{rk} + j(\Omega_k - \Omega) \boldsymbol{\Psi}_{rk} \\
 (3) \quad & \boldsymbol{\Psi}_{sk} = L_s \mathbf{I}_{sk} + L_M \mathbf{I}_{rk} \\
 (4) \quad & \boldsymbol{\Psi}_{rk} = L_r \mathbf{I}_{rk} + L_M \mathbf{I}_{sk} \\
 (5) \quad & M_e = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \{ \boldsymbol{\Psi}_{sk}^* \mathbf{I}_{sk} \} \\
 (6) \quad & \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J_1} (M_e - M_L)
 \end{aligned}$$

gdzie: $\boldsymbol{\Psi}_{sk}$, $\boldsymbol{\Psi}_{rk}$ – wektory strumienia stojana i wirnika, \mathbf{I}_{sk} , \mathbf{I}_{rk} – wektory prądu stojana i wirnika, \mathbf{U}_{sk} , \mathbf{U}_{rk} – wektory napięcia stojana i wirnika (indeks k oznacza wektory przestrzenne w układzie współrzędnych wirującym z prędkością kątową Ω_k), R_s , R_r – rezystancje stojana i wirnika, L_s , L_r , L_M – indukcyjności: stojana, wirnika i magnesująca, Ω – prędkość, Ω_k – prędkość wirowania układu współrzędnych (w tym przypadku $\Omega_k=0$), M_e – moment elektromagnetyczny, p – liczba par biegunów

Predykcyjny regulator prędkości silnika indukcyjnego ze skończonym zbiorem rozwiązań

Prezentowana struktura sterowania została wstępnie opisana w pracy [19]. Układ składa się z regulatora predykcyjnego, którego wejściem jest wartość prędkości zadanej, a wyjścia oddziałują bezpośrednio na klucze przekształtnika. Schemat badanego układu regulacji przedstawiono na rys. 3. Na podstawie mierzonych wartości prądów i prędkości wyznacza się dodatkowe wielkości potrzebne w algorytmie sterowania predykcyjnego. Wydajność regulatora predykcyjnego w dużej mierze zależy od dokładności zastosowanego modelu, wykorzystywanego do przewidywania przyszłego zachowania układu. Informacja o przewidywanej reakcji na sygnały sterujące wykorzystywana jest w procesie optymalizacji do wybrania sygnału minimalizującego założone kryterium jakości przy uwzględnieniu nałożonych ograniczeń. Prezentowany regulator wykorzystuje model silnika w układzie α - β .

Sekwencja generacji sygnału sterującego, podobnie jak w przypadku regulatora momentu, obejmuje: estymację strumienia wirnika (7), predykcję odpowiednio: strumienia stojana (8), prądu stojana (9), momentu elektromagnetycznego (10) oraz prędkości silnika (11).

$$(7) \quad \boldsymbol{\Psi}_r(k) = \frac{L_r}{L_m} \boldsymbol{\Psi}_s(k) + \mathbf{I}_s(k) \left(L_m - \frac{L_r L_s}{L_m} \right)$$

$$(8) \quad \boldsymbol{\Psi}_s(k+1) = \boldsymbol{\Psi}_s(k) + T_s \mathbf{V}_s(k) - T_s R_s \mathbf{I}_s(k)$$

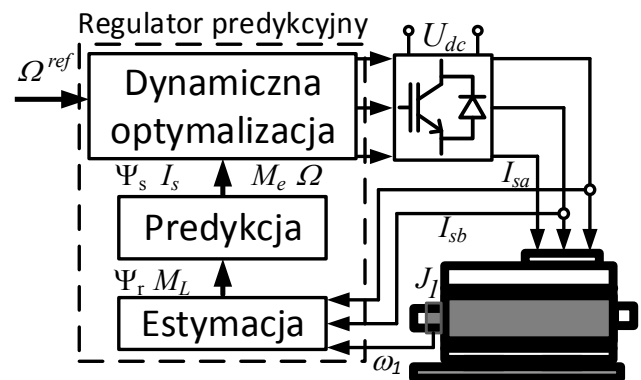
$$(9) \quad \mathbf{I}_s(k+1) = \left(1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) \mathbf{I}_s(k) +$$

$$\frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \left[\left(\frac{k_r}{\tau_r} - k_r j\Omega \right) \boldsymbol{\Psi}_r(k) + \mathbf{V}_s(k+1) \right] \right\}$$

$$(10) \quad M_e(k+1) = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \{ \boldsymbol{\Psi}_s(k+1) \mathbf{I}_s(k+1) \}$$

$$(11) \quad \Omega^p(k+1) = \frac{T_s}{J_1} (M_e(k+1) - M_L) + \Omega(k)$$

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



Rys.3. Struktura sterowania

Przedstawiona sekwencja powtarzana jest dla każdego z założonych kroków predykcji i dla każdego z dostępnych wektorów sterujących. Ostatnim etapem jest szacowanie wartości funkcji celu, która w ogólnym przypadku przyjmuje postać (12). Na podstawie oceny wartości funkcji celu następuje wybór optymalnego wektora.

$$\begin{aligned}
 (12) \quad & g = \sum_{n=1}^N \mu_n \left| \Omega^{ref} - \Omega^p(k+n) \right| + \\
 & \sum_{n=1}^N \lambda_n \left| \boldsymbol{\Psi}_s^{ref} - \boldsymbol{\Psi}_s^p(k+n) \right| + \sum_{n=1}^N (\alpha_n f_n + \beta_n h_n)
 \end{aligned}$$

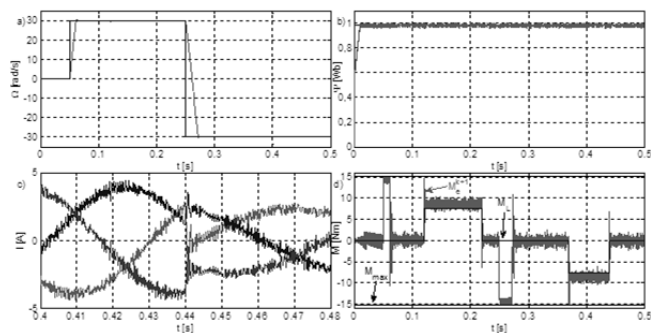
gdzie: Ω^{ref} , Ω^p – prędkość: referencyjna i predykowana, $\boldsymbol{\Psi}_s^{ref}$, $\boldsymbol{\Psi}_s^p$ – strumień stojana: referencyjny i predykowany, h_n , f_n – składniki kary za przekroczenie ograniczeń i za przełączenie kluczy przekształtnika, μ , λ , α , β – współczynniki wagowe, N – horyzont predykcji.

W funkcji celu minimalizowane są uchyby prędkości i strumienia. Dodatkowo wprowadzone są składniki kary za przekroczenie ograniczeń oraz przełączenia kluczy przekształtnika, umożliwiające ograniczenie częstotliwości przełączeń. W funkcji celu występują współczynniki wagowe, różnicujące wpływ poszczególnych składników na jej ostateczną wartość. Dzięki odpowiedniemu doborowi współczynników wagowych określa się właściwości dynamiczne i statyczne opracowywanego regulatora.

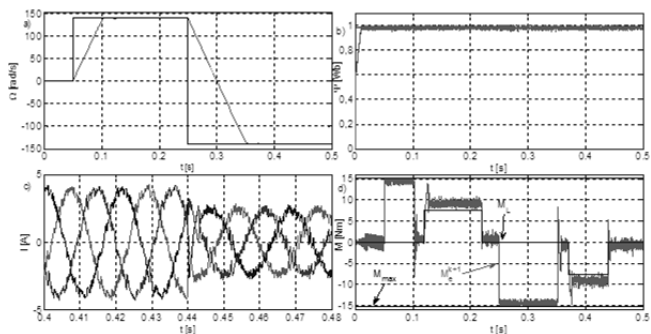
Ograniczono amplitudę prądu do wartości $3\sqrt{2}I_n$. W celu dokładniejszego odwzorowania obiektu rzeczywistego w badaniach zastosowano tzw. multisampling. Model silnika jest próbkowany z krokiem 10^{-6} s natomiast regulator predykcyjny z 10^{-4} s. Ma to na celu odwzorowanie ciągłości maszyny indukcyjnej.

Wyniki badań symulacyjnych

Podczas badań sprawdzano jak układ zachowuje się dla różnych wartości zadanych prędkości. Rozważano trzy przypadki 30, 70 i 140 rad/s. Horyzont predykcji ustawiono na $N=1$. Cykl badań był następujący. Jako pierwszą zadano wartość referencyjną strumienia w chwili $t_1=0$ s. Kolejno w chwili $t_2=50$ ms i $t_3=250$ ms zmieniono wartość zadaną prędkości. Do układu przyłożono znamionowy moment obciążenia w chwili $t_4=125$ ms, następnie zdjęto go w momencie $t_5=225$ ms. Podobne zmiany założono po nawrocie (przyłożenie i zdjęcie momentu obciążenia odpowiednio w chwilach $t_6=375$ ms, $t_6=425$ ms). Wyniki dla prędkości 30 rad/s i 140 rad/s, przedstawiono odpowiednio na rysunkach 4 i 5.



Rys.4. Przebiegi prędkości: zadanej i silnika (a), strumienia referencyjnego i uzyskiwanego (b), prądów fazowych (c) i momentów: elektromagnetycznego predyktowanego, obciążenia, maksymalnego (d), dla horyzontu predykcji $N=1$, wartość zadana prędkości $\Omega^{ref}=30$ rad/s

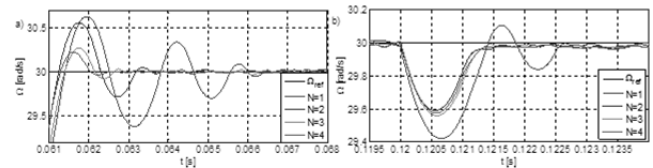


Rys.5. Przebiegi prędkości: zadanej i silnika (a), strumienia referencyjnego i uzyskiwanego (b), prądów fazowych (c) i momentów: elektromagnetycznego predyktowanego, obciążenia, maksymalnego (d), dla horyzontu predykcji $N=1$, wartość zadana prędkości $\Omega^{ref}=140$ rad/s

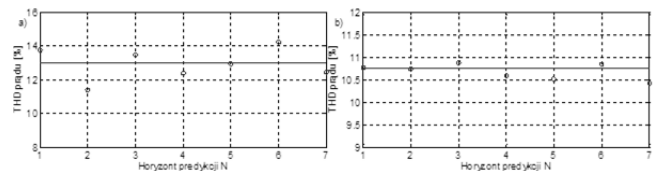
Jak wynika z przedstawionych przebiegów na rysunkach 4 i 5 badany układ działa poprawnie. Prędkość jak i strumień stabilizowane są bez widocznego błędu ustalonego. W przebiegach nie widać żadnych oscylacji w chwilach zmiany wartości zadanej prędkości. Przebiegi prądów są w znacznym stopniu odkształcone, w momencie elektromagnetycznym widoczne jest również stosunkowo duże zaszcumienie.

Kolejno sprawdzono wpływ długości horyzontu predykcji na właściwości dynamiczne układu. Zbiorcze przebiegi dla różnych horyzontów pokazano na rysunkach 6a (ustalenie po rozruchu) i 6b (reakcja na zmianę momentu obciążenia).

Na rysunku 7 pokazano zależność współczynnika zawartości harmonicznych THD prądów fazowych silnika od horyzontu predykcji w przypadku pracy silnika bez obciążenia i z obciążeniem.



Rys.6. Porównanie przebiegów prędkości przy rozruchu (a) i po przyłożeniu momentu obciążenia (b) dla różnych horyzontów predykcji

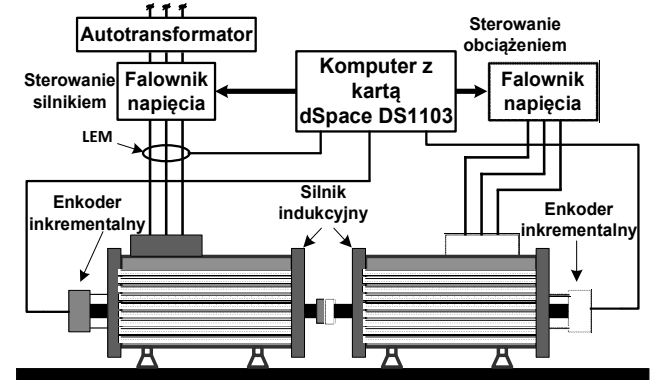


Rys.7. Zależność współczynnika zawartości harmonicznych od długości horyzontu predykcji, dla pracy w stanie ustalonym bez momentu obciążenia (a) i z momentem obciążenia (b)

Najgorsze właściwości dynamiczne posiada układ z horyzontem predykcji $N=1$. Charakteryzuje się on najdłuższym czasem ustalania. Zwiększenie wartości N prowadzi do jego kilkukrotnego skrócenia. Reakcja na zmianę momentu obciążenia jest również lepsza w analizowanym przypadku. Zapad prędkości wynosi około 2% dla $N=1$ i 1.3% dla $N=4$. Na rysunku 7 pokazano zależność współczynnika zawartości harmonicznych THD prądów fazowych silnika od horyzontu predykcji w przypadku pracy silnika bez obciążenia i z obciążeniem. Można stwierdzić, że wartość współczynnika jest niezależna od długości horyzontu predykcji i wynosi poniżej 15%.

Wyniki badań eksperymentalnych

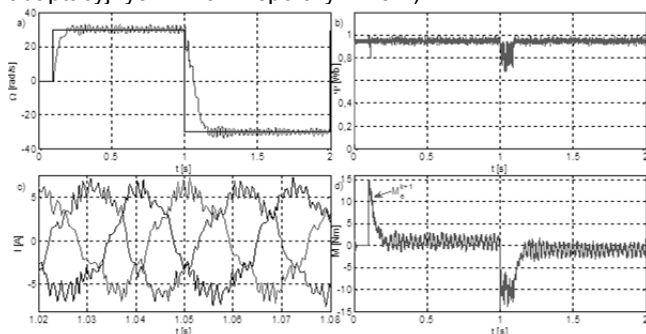
Kolejnym etapem badań było eksperymentalne sprawdzenie działania układu regulacji. Podczas testów wykorzystano układ dwóch silników indukcyjnych połączonych sztywnym wałem z dodatkowymi masami wirującymi. Schemat stanowiska przedstawiono na rysunku 8. W związku z tym moment bezwładności układu był nieco inny niż podczas badań symulacyjnych. Okres próbkowania układu ustalono na $100 \mu s$. Wszystkie przedstawione poniżej wyniki badań odnoszą się do horyzontu predykcji $N=1$. Ze względu na złożoność obliczeniową algorytmu sterowania predykcyjnego nie udało się zaimplementować układu z większym horyzontem. Przykładowe wyniki badań zaprezentowano na rysunkach 9 i 10.



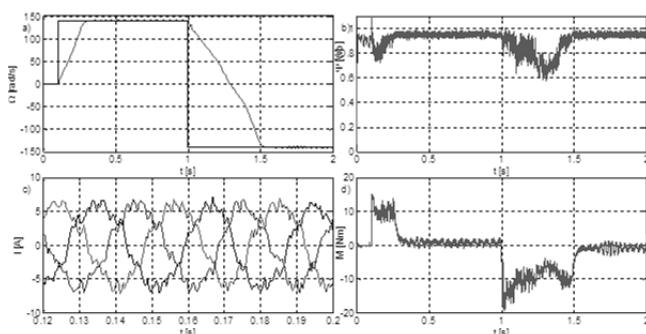
Rys.8. Schemat ideowy stanowiska eksperymentalnego

Na przedstawionych rysunkach pokazano, że układ działa poprawnie również w warunkach rzeczywistych. W przebiegach prędkości widać oscylacje, przenoszące się z

przebiegów momentu. Można również zauważyć, że praca układu przy większej prędkości pogarsza jakość regulacji strumienia. Nawet w przypadku dużej wartości współczynnika λ widoczne są zaburzenia w jego przebiegu. Sugeruje to zastosowanie odpowiedniego algorytmu przetwarzania błędów regulacji (lub alternatywnie adaptacyjnych zmian współczynnika λ).



Rys.9. Przebiegi prędkości: zadanej i silnika (a), strumieni: referencyjnego i uzyskiwanego (b), prądów fazowych (c) i momentów: elektromagnetycznego predyktowanego, obciążenia (d), dla horyzontu predykcji $N=1$, wartość zadana prędkości $\Omega^{\text{ref}}=30$ rad/s



Rys.10. Przebiegi prędkości: zadanej i silnika (a), strumieni: referencyjnego i uzyskiwanego (b), prądów fazowych (c) i momentów: elektromagnetycznego predyktowanego, obciążenia (d), dla horyzontu predykcji $N=1$, wartość zadana prędkości $\Omega^{\text{ref}}=140$ rad/s

Podsumowanie

Zaprezentowany układ predykcyjnej regulacji prędkości z algorytmem ze skończonym zbiorem rozwiązań przedstawia dobre właściwości dynamiczne. Obie regulowane zmienne są poprawnie stabilizowane. Występują jednak stosunkowo duże oscylacje momentu elektromagnetycznego, wynikające z wrażliwości regulatora oraz dużej dynamiki działania w reakcji nawet na niewielkie uchyby, które są konsekwencją doboru współczynników wagowych funkcji celu. Należy zaznaczyć, że moment elektromagnetyczny w prezentowanej strukturze nie jest bezpośrednio stabilizowany. Występujące oscylacje przypominają zjawiska występujące w układach z regulatorami ślizgowymi, stąd celowe wydaje się wykorzystanie metod eliminacji chatteringu. Wydłużenie horyzontu predykcji poprawia właściwości układu podczas zbliżania się do wartości zadanej, po podaniu momentu obciążenia, a także w stanie ustalonym. Ze względu na dużą złożoność obliczeniową, podczas badań eksperymentalnych udało się uruchomić regulator prędkości tylko dla horyzontu predykcji równego jeden. Po zmniejszeniu częstotliwości próbkowania, układ działał dla horyzontu predykcji równego dwóm próbkom, jednak wyniki regulacji nie były zadowalające. W kolejnych pracach przewiduje się optymalizację algorytmu pozwalającą na uruchomienie układu z dłuższym horyzontem. Jakość pracy układu zależy w dużym stopniu od przyjętych parametrów modelu.

Autorzy: dr inż. Karol Wróbel, Politechnika Wroclawska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, E-mail: karol.wrobel@pwr.edu.pl

LITERATURA

- [1] Sikorski A., Porównanie właściwości wektorowych metod regulacji momentu i strumienia maszyny indukcyjnej (DTC i FOC), *Zeszyty Problemowe - Maszyny Elektryczne*, 72 (2005), 219-224
- [2] Mariéthoz S., Domahidi A., Morari M., High dynamic performance constrained optimal control of induction motors, *25th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC-2010, Palm Springs)*, 1995-2001
- [3] Azcua-Puma J., Gaziolla H., Sguarezi-Filho A., Ruppert E., Bezpośrednie sterowanie momentem trójfazowego silnika indukcyjnego bazujące *Przegląd Elektrotechniczny*, 89 (2013), nr 9, 309-313
- [4] Orłowska-Kowalska T., Kamiński M., Adaptive Neurocontrollers for Drive Systems: Basic Concepts, Theory and Applications, *Advanced and Intelligent Control in Power Electronics and Drives, Series: Studies in Computational Intelligence*, 531 (2014), 269-302
- [5] Barbosa de Souza Jr. A., Castro Diniz E., Araujo Honorio D., Silva Colado Barreto L. H., Nogueira dos Reis L. L., Hybrid Control Robust Using Logic Fuzzy Applied to the Position Loop for Vector Control to Induction Motors, *Electric Power Components and Systems*, 42 (2014), nr 6, 533-543
- [6] Barambones O., Alkorta P., Position Control of the Induction Motor Using an Adaptive Sliding-Mode Controller and Observers, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 61 (2014), nr 12, 6556-6565
- [7] 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*, 172-177, 2013, Dubrovnik
- [8] 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
- [9] Cortes P., Kaźmierkowski M.P., Kennel R.M., Quevedo D.E., Rodriguez J., Predictive Control in Power Electronics and Drives, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 55 (2008), nr 12, 4312-4324
- [10] Maciejowski J., Predictive Control with Constraints, Prentice Hall, UK, 2002
- [11] Tatjewski P., Sterowanie zaawansowane obiektów przemysłowych: struktury i algorytmy, Akademia Oficyna Wydawnicza EXIT, 113-269, 2002
- [12] Mariéthoz S., Morari M., Explicit model-predictive control of a PWM inverter with an LCL filter, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 56 (2009), nr 2, 389-399
- [13] Linder A., Kennel R., Model predictive control for electrical drives, *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 1793-1799, Recife
- [14] Rodriguez J., Kennel R., Espinoza J., Trincado M., Silva C., Rojas C., High-performance control strategies for electrical drives: An experimental assessment, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 59 (2012), nr 2, 812-820
- [15] Cortes P., Wilson A., Kouro S., Rodriguez J., Abu-Rub H., Model predictive control of multilevel cascaded H-bridge inverters, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 57 (2010), nr 8, 2691-2699
- [16] Geyer T., Papafotiou G., Morari M., Model predictive direct torque control—Part I: Concept, algorithm, and analysis, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 56 (2009), nr 6, 1894-1905
- [17] Young H., Perez M., 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*, 8 (2014), nr 1, 44-52
- [18] Orłowska-Kowalska T., Bezczytnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 2003
- [19] Wróbel K., Finite set model predictive speed control of induction motor with long horizon, *Power Electronics and Drives*, 1 (2016) nr 1, 117-126