

Sterowanie predykcyjne z modelem silnika indukcyjnego zasilanego z falownika napięcia

Streszczenie. W artykule przedstawiono metodę sterowania predykcyjnego z modelem o skończonej ilości wektorów napięcia (ang. FCS-MPC) pozwalającą na bezpośrednie sterowanie strumienia stojana i momentu elektromagnetycznego. Zaproponowano również funkcję kosztu, która poza momentem i strumieniem dodatkowo uwzględnia ograniczenie prądowe oraz ograniczenie częstotliwości łączeń. Dla przedstawionego algorytmu sterowania przeprowadzono badania symulacyjne z wykorzystaniem silnika trakcyjnego o mocy 50 kW. Zaprezentowano wybrane wyniki badań.

Abstract. This paper presents a finite control set – model predictive control (FCS-MPC) method which enables direct control of flux and electromagnetic torque. In addition, a cost function which - apart of flux and torque - includes also additional constrains like overcurrent and switching frequency, has been presented. The control method was investigated in simulations for a 50 kW traction motor. Selected results of studies were presented and discussed. (**Predictive control of inverter fed induction machine**).

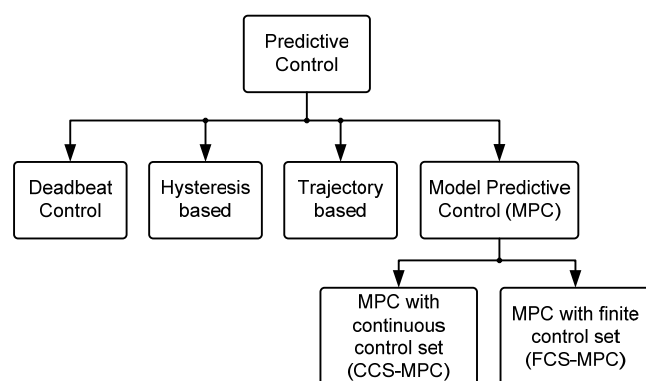
Słowa kluczowe: napędy pojazdów elektrycznych, sterowanie wektorowe, sterowanie predykcyjne, napędy regulowane.

Keywords: drives for electrical vehicles, vector control, predictive control, controlled drives.

doi:10.12915/pe.2014.11.27

Wstęp

Pierwsze algorytmy sterowania predykcyjnego zostały opracowane w połowie lat 70 dwudziestego wieku głównie dla przemysłu chemicznego i petrochemicznego. Cechą wspólną wszystkich metod sterowania predykcyjnego jest to, że na podstawie modelu obiektu regulator oblicza przyszłe wartości kontrolowanych zmiennych i na tej podstawie generuje odpowiednie sygnały sterujące, które minimalizują *on-line* określone kryterium jakości. Algorytmy predykcyjne stosowane w energoelektronice stanowią szeroką klasę metod sterowania [1][2](rys. 1).



Rys.1. Podział metod sterowanie predykcyjnego

Sterowanie deadbeat (ang. *Deadbeat Control*) wykorzystuje model obiektu do obliczenia, raz w każdym cyklu próbkowania, wymaganej wartości napięcia zadanego, tak aby układ w następnym okresie próbkowania osiągnął zadany punkt pracy, czyli aby uchyb wynosił zero. Wyliczona wartość napięcia jest uzyskiwana na wyjściu falownika dzięki modulatorowi. W sterowaniu histerezowym (ang. *Hysteresis based control*) regulator utrzymuje kontrolowaną zmienną w zadanym przedziale. Metoda ta nie wymaga stosowania modulatora, podobnie jak sterowanie po trajektorii (ang. *Trajectory based control*). Ta strategia sterowania polega na wymuszeniu poruszania się kontrolowanych zmiennych stanu po wcześniej obliczonej trajektorii. W sterowaniu predykcyjnym z modelem (ang. *MPC*) kryterium jakości określane jest za pomocą funkcji kosztu. W sterowaniu tym można wyróżnić dwie metody regulacji. W metodzie CCS-MPC do wytworzenia odpowiedniego napięcia zadanego na wyjściu

przekształtnika, obliczonego przez regulator predykcyjny, wykorzystuje się modulator. Natomiast sterowanie predykcyjne ze skończoną liczbą wektorów napięcia (ang. *FCS-MPC*) [2][3][4] oferuje zupełnie inne podejście do sterowania energią traktując falownik jako wzmacniacz mocy dyskretny i nieliniowy. W systemie FS-MPC sterowanie jest realizowane w pojedynczym regulatorze poprzez wybór w trybie *on-line* spośród wszystkich możliwych stanów obliczanych w dyskretnym modelu predykcyjnym tylko tego jednego, który minimalizuje funkcję kosztu.

W artykule tym szerzej została zaprezentowana metoda FS-MPC z bezpośrednią regulacją momentu i strumienia dla silnika indukcyjnego. Zaproponowany został również model predykcyjny silnika indukcyjnego wraz z modelem dwupoziomowego falownika napięcia oraz funkcja kosztu pozwalająca dodatkowo na ograniczenie ilości przełączaczy tranzystorów. Przedstawione wyniki symulacyjne pozwalają na ocenę właściwości regulacyjnych strumienia, momentu i częstotliwości łączeń prezentowanej metody.

Metoda sterowania FCS-MPC

A. Równania silnika indukcyjnego

Równania (1)-(6) przedstawiają matematyczny opis silnika indukcyjnego w układzie wirującym z prędkością synchroniczną Ω_s oraz jednostkach absolutnych.

$$(1) \quad \mathbf{V}_s = R_s \mathbf{I}_s + \frac{d\mathbf{\Psi}_s}{dt} + j\Omega_s \mathbf{\Psi}_s$$

$$(2) \quad 0 = R_r \mathbf{I}_r + \frac{d\mathbf{\Psi}_r}{dt} + j(\Omega_s - p_b \Omega_m) \mathbf{\Psi}_r$$

$$(3) \quad \mathbf{\Psi}_s = L_s \mathbf{I}_s + L_M \mathbf{I}_r$$

$$(4) \quad \mathbf{\Psi}_r = L_r \mathbf{I}_r + L_M \mathbf{I}_s$$

$$(5) \quad \frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_L)$$

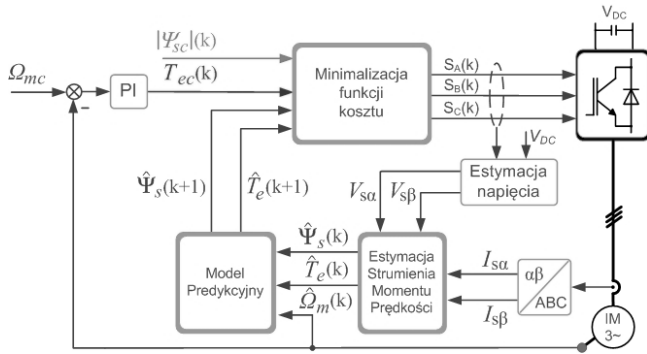
$$(6) \quad T_e = \frac{2}{3} p_b \text{Im}(\mathbf{\Psi}_s^* \cdot \mathbf{I}_s)$$

gdzie: \mathbf{V}_s – wektor napięcia stojana, $\mathbf{\Psi}_s$ - wektor strumienia stojana, $\mathbf{\Psi}_r$ - wektor strumienia wirnika, \mathbf{I}_s - wektor prądu stojana, \mathbf{I}_r - wektor prądu stojana, R_s – rezystancja stojana, R_r - rezystancja wirnika, L_M - indukcyjność magnesująca, L_s - indukcyjność stojana, L_r - indukcyjność wirnika, T_e - moment elektromagnetyczny, T_L - moment obciążenia,

Ω_m – prędkość mechaniczna, J - moment bezwładności, p_b - liczba par biegunów.

B. Struktura sterowania FCS-MPC

Schemat blokowy struktury sterowania FCS-MPC został przedstawiony na rysunku 2.



Rys.2. Schemat metody sterowania predykcyjnego z modelem (FCS-MPC)

C. Model predykcyjny

Podstawą sterowania predykcyjnego są modele silnika indukcyjnego oraz falownika napięcia. Dzięki nim możliwe jest obliczenie w określonym horyzoncie próbkowania w przód chwilowych wartości wymaganych zmiennych stanu.

Model predykcyjny silnika indukcyjnego został sformułowany na bazie równań (1)-(4) przekształconych do postaci równań stanu strumienia i prądu stojana (7),(8).

$$(7) \quad \frac{d\Psi_s}{dt} = \mathbf{V}_s - R_s \mathbf{I}_s$$

$$(8) \quad \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} = jp_b \Omega_m \mathbf{I}_s + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{R_r}{L_r} - jp_b \Omega_m \right) \Psi_s - \frac{R_{rs}}{\sigma L_s} \mathbf{I}_s + \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{V}_s$$

Gdzie $R_{rs} = R_s - \frac{L_s R_r}{L_r}$, $\sigma = \frac{L_s L_r - L_M^2}{L_s L_r}$.

Po przekształceniu z wykorzystaniem metody Eulera otrzymujemy postać dyskretną jak poniżej:

$$(9) \quad \Psi_s(k+1) = \Psi_s(k) + [\mathbf{V}_s(k) - R_s \mathbf{I}_s(k)] \cdot T_s$$

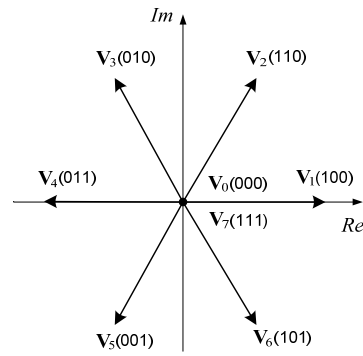
$$(10) \quad \mathbf{I}_s(k+1) = \mathbf{I}_s(k) + [jp_b \Omega_m \mathbf{I}_s(k) + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{R_r}{L_r} - jp_b \Omega_m \right) \Psi_s(k) - \frac{R_{rs}}{\sigma L_s} \mathbf{I}_s(k) + \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{V}_s(k)] \cdot T_s$$

Moduł strumienia otrzymujemy bezpośrednio z równania (7), natomiast moment jak poniżej:

$$(11) \quad T_e(k+1) = p_b \frac{3}{2} \text{Im}(\Psi_s^*(k+1) \cdot \mathbf{I}_s(k+1))$$

Model dwupoziomowego falownika napięcia reprezentowany jest przez sześć wektorów aktywnych i dwa wektory zerowe jak poniżej:

$$(12) \quad \mathbf{V}_v = \begin{cases} \frac{2}{3} U_{dc} e^{j(v-1)\pi/3} & v = 1..6 \\ 0 & v = 0,7 \end{cases}$$



Rys.3. Wektory napięcia w falowniku dwupoziomowym

D. Regulator predykcyjny

Jedną z ważniejszych zalet sterowania predykcyjnego jest wykorzystanie jako regulatora funkcji kosztu. Pozwala to na równoczesne kontrolowanie strumienia i momentu oraz dodatkowych parametrów nieliniowych jak np.: ograniczenie prądowe czy minimalizacja liczby łączeń tranzystorów. W każdym okresie próbkowania funkcja kosztu obliczana jest dla każdego wektora napięcia. W przypadku falownika dwupoziomowego obliczenia powtarzane są 8 razy dla 6 wektorów aktywnych i 2 wektorów zerowych. Następnie przeprowadzana jest optymalizacja i wybierany jest wektor, który pozwala na osiągnięcie minimum funkcji kosztu.

Równania (13)-(15) przedstawiają wykorzystywaną funkcję kosztu.

$$(13) \quad g = \frac{(T_{ec} - \hat{T}_e(k+1))^2}{T_{eN}^2} + w_f \cdot \frac{(\|\Psi_{ec}\| - |\hat{\Psi}_e(k+1)|)^2}{\Psi_N^2} + I_{over} + w_L \cdot S_L$$

$$(14) \quad I_{over} = \begin{cases} 0 & \sqrt{i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2} < I_{lim} \\ \infty & \sqrt{i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2} > I_{lim} \end{cases}$$

$$(15) \quad S_L = (|S_A(k) - S_A(k+1)| + |S_B(k) - S_B(k+1)| + |S_C(k) - S_C(k+1)|) \cdot \frac{|\mathbf{I}_s|}{I_{lim}}$$

Dzięki normalizacji momentu i strumienia do ich znamionowych wartości, konieczny jest dobór tylko dwóch wag w_f i w_L . Waga w_f determinuje udział uchybu strumienia w wartości funkcji kosztu, natomiast w_L o udziale składnika odpowiedzialnego za minimalizację liczby łączeń.

Ograniczenie częstotliwości łączeń realizowane jest zgodnie z równaniem (15). Iloraz modułu wektora prądu do wartości ograniczenia prądu I_{lim} pozwala na regulację częstotliwości łączeń w zależności od obciążenia, a więc i strat w łącznikach energoelektronicznych.

Składnik ograniczenia prądowego przedstawiony jako równanie (14) powoduje, że po przekroczeniu założonej wartości I_{lim} dla danego wektora napięcia przez przewidywany prąd, do obliczanej funkcji kosztu dodawana jest duża wartość liczbowa. Skutkuje to eliminacją tego wektora z udziału w optymalizacji funkcji kosztu.

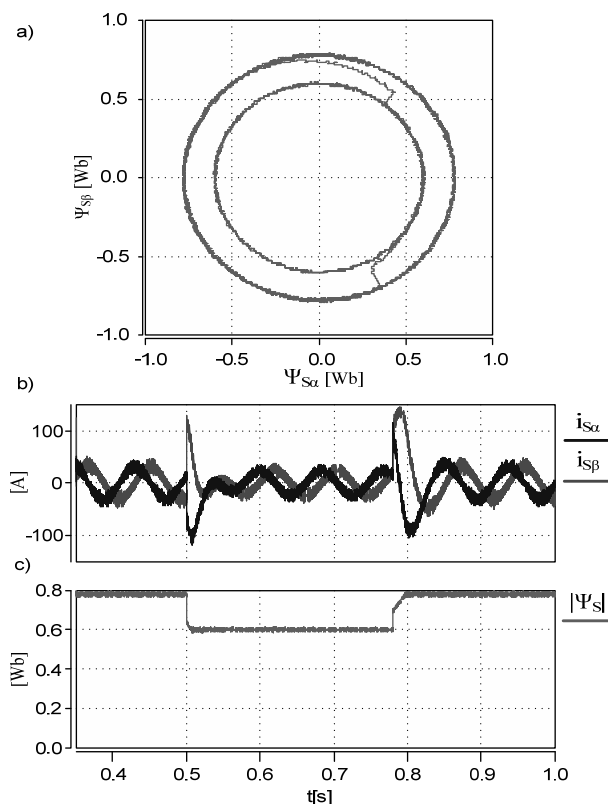
Wyniki badań symulacyjnych

Badania zostały przeprowadzone dla maszyny trakcyjnej STDA 200LU, której parametry zamieszczone zostały w poniższej tabeli. Częstotliwość próbkowania wynosiła 20 kHz.

Tabela.1 Parametry silnika STDA 200LU

IM STDA 200LU			
P_N	50 kW	R_S	64,5 mΩ
U_N	3 x 380	R_R	46,3 mΩ
I_N	88 A	L_S	25,217 mH
f_N	65 Hz	L_R	25,137 mH
M_{eN}	249 Nm	L_M	24,75 mH
p	2	J	10 kg·m ²

A. Badanie właściwości regulacji strumienia



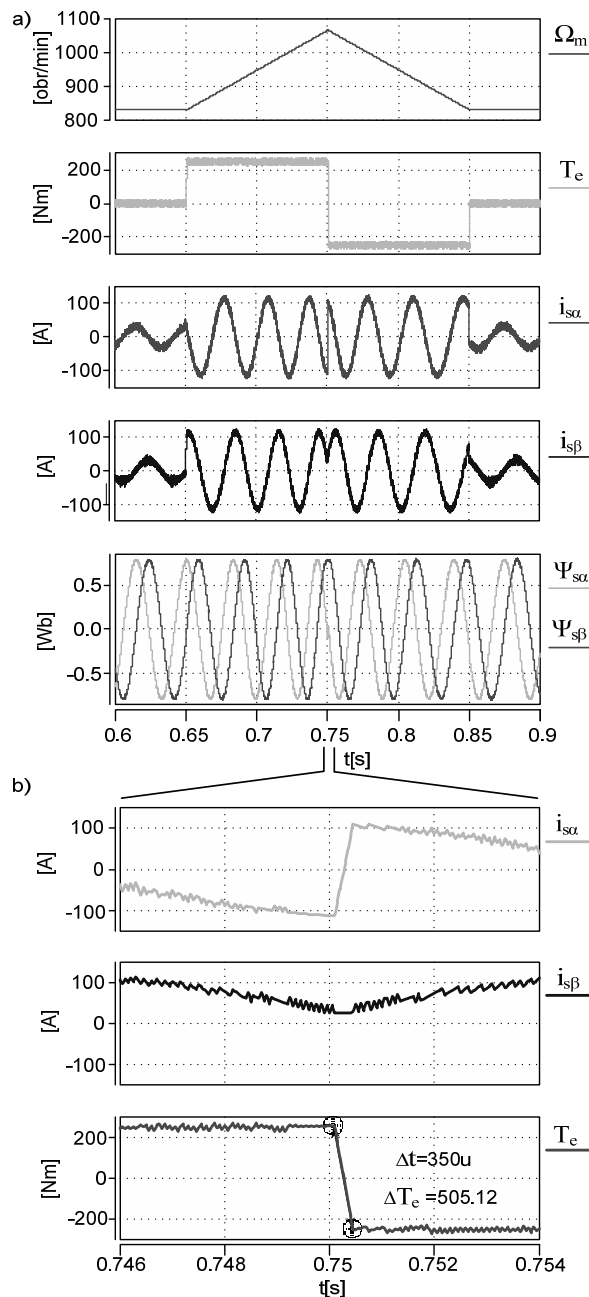
Rys.4. Skokowa zmiana strumienia: 0.78 Wb - 0.6 Wb - 0.78 Wb przy prędkości 350 obr/min

Na rysunku 4 przedstawiono oscylogramy prezentujące regulację strumienia stojana spowodowaną skokową zmianą jego wartości zadanej. Regulacja strumienia realizowana jest z wysoką dynamiką co widać na oscylogramach a), c). Należy zwrócić uwagę na przedział czasu 0,78-0,8 s, gdzie dochodzi do ograniczenia prądu (oscylogram b)), a tym samym do spowolnienia narastania strumienia. Świadczy to o prawidłowej reakcji regulatora MPC na przekroczenie dopuszczalnej wartości prądu.

B. Badanie właściwości regulacji momentu

Oscylogramy zamieszczone na rysunku 5 przedstawiają odpowiedź silnika na skokową zmianę momentu zadanego. W części a) zamieszczone są przebiegi prędkości, momentu, prądów i strumieni natomiast w części b) prądy i moment w zmniejszonym przedziale czasu 0,746-0,754. Można na nich zaobserwować prawidłową pracę algorytmu sterowania dzięki czemu napęd wykazuje doskonałą

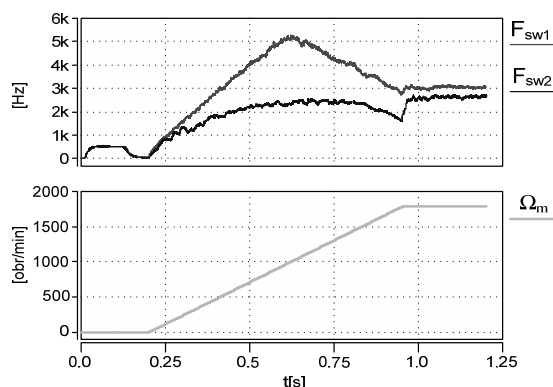
dynamikę. W części b) przybliżenie pokazuje szybkość zmian momentu z 250 Nm na -250 Nm w czasie 350 us.



Rys. 5. Odpowiedź na skokową zmianę momentu zadanego +/- 250 Nm

C. Badanie ograniczenia częstotliwości łączeń

Oscylogramy na rysunku 6 pokazują zmiany częstotliwości łączeń Fsw1 i Fsw2 w zakresie prędkości od 0 obr/min do 1800 obr/min. Jak wyjaśniono w pracy [5] najwyższa częstotliwość łączeń dla falowników sterowanych metodą MPC pojawia się w zakresie około połowy napięcia (prędkości). Potwierdza to przebieg Fsw1, który przedstawia częstotliwość łączeń dla funkcji kosztu bez uwzględnienia w niej równania (15) co skutkuje brakiem ograniczenia częstotliwości przełączeń tranzystorów, która dochodzi do 5 kHz. Natomiast przebieg Fsw2 został uzyskany dla funkcji kosztu zawierającej wszystkie składniki dzięki czemu częstotliwość łączeń została ograniczona poniżej 3 kHz. Po czasie 0.8 s gdy napęd pracuje na wybiegu zauważalne jest działanie ograniczenia częstotliwości przełączeń od wartości prądu.



Rys. 6. Zmiana częstotliwości łączeń w zakresie prędkości od 0 obr/min do 1800 obr/min (F_{sw1} – bez ograniczenia częstotliwości łączeń w funkcji kosztu, F_{sw2} – z ograniczeniem częstotliwości łączeń w funkcji kosztu)

Wnioski

W artykule przedstawiono metodę sterowania FCS-MPC wraz z wykorzystywanymi modelami silnika indukcyjnego i dwupoziomowego falownika napięcia. Zaproponowano funkcję kosztu pozwalającą na kontrolowanie częstotliwości łączeń tranzystorów w zależności od obciążenia.

Przeprowadzono badania symulacyjne napędu trakcyjnego o mocy 50 kW i zaprezentowano ich wyniki. Zaproponowany algorytm sterowania pracuje poprawnie zarówno w stanach ustalonych jak też podczas dynamicznych zmian strumienia i momentu.

LITERATURA

- [1] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez, "Predictive Control in Power Electronics and Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, Dec. 2008.
- [2] J. Rodriguez, M. P. Kazmierkowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young, and C. A. Rojas, "State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, May 2013.
- [3] P. Cortes, J. Rodriguez, R. Vargas, and U. Ammann, "Cost Function-Based Predictive Control for Power Converters," in *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, 2006, pp. 2268–2273.
- [4] C. A. Rojas, J. Rodriguez, F. Villarroel, J. R. Espinoza, C. A. Silva, and M. Trincado, "Predictive Torque and Flux Control Without Weighting Factors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 2, pp. 681–690, Feb. 2013.
- [5] U. Ammann, R. Vargas, and J. Roth-Stielow, "Investigation of the average switching frequency of Direct Model Predictive Control converters," in *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2010, pp. 1800–1807.

Autorzy: mgr. inż Dariusz Stando, mgr. inż Przemysław Chudzik, dr inż Artur Jan Moradewicz, mgr. inż Rafał Michał Miśkiewicz, Instytut Elektrotechniki, Zakład Napędów Elektrycznych, ul. Pożaryskiego 28, 04-703 Warszawa, e-mail: d.stando@iel.waw.pl, p.chudzik@iel.waw.pl, a.moradewicz@iel.waw.pl, r.miskiewicz@iel.waw.pl