

Predykcyjna regulacja prędkości serwonapędu PMSM z połączeniem sprężystym przy różnym blokowaniu sterowań

Streszczenie. W artykule przedstawiono strukturę sterowania prędkością serwonapędu z silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych w którym występuje połączenie sprężyste. W strukturę sterowania włączono dodatkowo predykcyjny estymator prądów. W ramach badań przeanalizowano różne koncepcje blokowania sygnałów sterujących w predykcyjnym regulatorze prędkości. We wstępie przedstawiono problem sterowania prędkością serwonapędów z połączeniem sprężystym. W kolejnych rozdziałach przedstawiono modele napędu PMSM i układu mechanicznego. Kolejno przedstawiono zasadę sterowania predykcyjnego wraz z różnymi kombinacjami grupowania sygnału sterującego. Rozważania teoretyczne zostały poparte badaniami symulacyjnymi.

Abstract. The article presents speed control structure of the servo drive with permanent magnet synchronous motor in with elastic coupling. The control structure included the predictive current estimator. As part of the studies analyzed different concept of blocking control signals in predictive speed controller. In the introduction presents the problem of speed control in servo drive with elastic coupling. In the following chapters, presents models of PMSM drive and mechanical system. Subsequently shows the principle of predictive control, along with various combinations of grouping the control signal. Theoretical considerations has been supported by simulation study. (**Predictive speed control in PMSM servo drive with elastic coupling at different blocking controls technique**).

Słowa kluczowe: serwonapęd PMSM, napęd z połączeniem sprężystym, sterowanie predykcyjne

Keywords: PMSM servo drive, drive with elastic coupling, model predictive control

Wstęp

W zaawansowanych układach napędowych silniki PMSM odgrywają obecnie istotną rolę. Wiąże się to z ich doskonałymi właściwościami dynamicznymi jak również dużą niezawodnością [1],[14]. Mimo swojej prostej konstrukcji do regulacji wartości momentu elektromagnetycznego czy prędkości potrzebne jest zastosowanie jednej z zaawansowanych technik sterowania, takich jak metody połowo zorientowane [1], metody bezpośredniej regulacji momentu elektromagnetycznego [2], czy metody predykcyjne [3]. Właściwości podstawowej struktury połowo-zorientowanej można poprawić stosując predykcyjny obserwator prądu, który przewiduje wartość prądu na jedną próbkę do przodu. Wówczas regulatory prądu minimalizują błąd na nową próbkę [4],[5]. Pełne sterowanie predykcyjne jest nowoczesną metodą regulacji bazującą na minimalizacji określonego kryterium jakości sterowania. Można wyróżnić kilka podejść. Pierwsze bazuje na skończonym zbiorze rozwiązań i jest stosowane w układach przekształtnikowych do bezpośredniego sterowania jego kluczami [3],[6],[7]. Metoda ta jest szeroko stosowana do sterowania momentu elektromagnetycznego silników indukcyjnych i PMSM [6] w różnym typu przekształtnikach [7]. Wykorzystywana jest również do regulacji prędkości w napędach z połączeniem elastycznym [8]. Drugie podejście zakłada wykorzystanie sterowania z nieskończonym zbiorem rozwiązań i liniową funkcją celu [9]–[12]. W metodzie tej wykorzystuje się najczęściej kwadratową postać funkcji celu z uwzględnieniem ograniczeń nakładanych na zmienne stanu i sygnały wyjściowe [9],[13]. Nieskończony zbiór rozwiązań zakłada że z przedziału sygnału dozwolonego regulator może „wybrać” dowolną wartość, która następnie jest podawana na układ wykonawczy. Układem wykonawczym może być pętla regulacji momentu elektromagnetycznego [10], bądź modulator wektorowy [11]. Do wyznaczenia sterowania w regulatorach predykcyjnych dla napędu z połączeniem sprężystym można wykorzystać różną postać funkcji celu [12]. Można również zastosować specjalną technikę blokowania sterowań. Blokowanie sterowań polega na grupowaniu pojedynczych sterowań w większe bloki przez co można wpływać na właściwości dynamiczne i zachowanie się regulowanego obiektu.

W artykule przedstawiono sterowanie prędkością serwonapędu z silnikiem PMSM z wykorzystaniem połowo zorientowanej struktury sterowania momentem elektromagnetycznym wraz z predykcyjnym obserwatorem prądów i nadrzędnym predykcyjnym regulatorem prędkości. Przedstawiono różne możliwości blokowania sygnałów sterujących oraz ich wpływ na dynamikę serwonapędu.

Model matematyczny napędu i struktura sterowania

W ogólnym przypadku model silnika z magnesami trwałymi może być opisany równaniami [14]–[16]:

$$(1) \quad \begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + L_s \frac{dI_{s\alpha}}{dt} - \Omega_e \Psi_f \sin(\theta_e) \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + L_s \frac{dI_{s\beta}}{dt} + \Omega_e \Psi_f \cos(\theta_e) \end{cases}$$

gdzie: $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$, $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$, – napięcia i prądy stojana w ortogonalnych osiach α - β , R_s , L_s – rezystancja i indukcyjność stojana, Ω_e – pulsacja elektryczna, θ_e – kąt położenia wału, Ψ_f – strumień magnetyczny od magnesów trwałych.

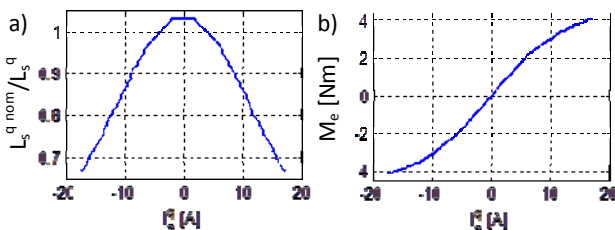
W celu sformułowania prawa sterowania powyższy model zapisany został w układzie współrzędnych związanych z wirnikiem (d - q).

$$(2) \quad \begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - L_q \Omega_e I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + L_d \Omega_e I_d + \Omega_e \Psi_f \\ M_e = \frac{3}{2} p_p [(L_d - L_q) I_d I_q + \Psi_f I_q] \\ \frac{d}{dt} \Omega_m = \frac{1}{J_1} (M_e - M_L) \end{cases}$$

gdzie: M_e , M_L – moment elektromagnetyczny i obciążenia L_d , L_q – indukcyjności w osiach d i q , p_p – liczba par biegunów, J_1 – moment bezwładności silnika napędowego, Ω_m – pulsacja mechaniczna.

Przyjęty powyżej model w sposób wystarczający opisuje zachowanie obiektu sterowania w obszarze o stałych wartościach indukcyjności. Wartość momentu elektromagnetycznego w takim przypadku jest wprost proporcjonalna do wartości prądu w osi q i zależy od

parametrów konstrukcyjnych maszyny. W warunkach rzeczywistych rozwijany moment nie jest jednak funkcją liniową (rys.1 b) [15] ze względu na zjawisko nasycenia magnetycznego. Efekt nasycenia jest szczególnie widoczny w przypadku indukcyjności w osi q , której wartość jest silnie zależna od wartości prądu I_q . Przykładowa charakterystyka $L_q=f(I_q)$ pokazana jest na rys.1 a).



Rys. 1. Nieliniowe charakterystyki zmian indukcyjności w osi q (a) i stałej momentu (b) w funkcji prądu

Model części mechanicznej wykorzystuje strukturę z bezinercyjnym połączeniem sprężystym. Jest to najczęściej używany w literaturze model.

$$(3) \quad \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Omega_1 \\ \Omega_2 \\ M_s \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \\ K_c & -K_c & 0 \end{bmatrix}}_A \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \Omega_1 \\ \Omega_2 \\ M_s \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_B \cdot M_e + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_d} \cdot M_L$$

Gdzie: M_e – moment elektromagnetyczny, Ω_1 – prędkość silnika, Ω_2 – prędkość maszyny obciążającej, M_s – moment skrętny, M_L – moment obciążenia, J_1 – moment bezwładności silnika, J_2 – moment bezwładności maszyny roboczej, K_c – stała sprężystości. Wartości stałych parametrów wykorzystanych w badaniach wynoszą: $J_1=J_2=0.0001 \text{ kgm}^2$, $K_c=7.79 \text{ Nm/rad/s}$.

W celu sterowania momentem silników synchronicznych o magnesach trwałych można wykorzystać polowo zorientowaną strukturę sterowania, której schemat przedstawiono na rys. 2. Struktura ta posiada dwa niezależne tory regulacji [1]: strumienia (kolor zielony) i momentu (kolor czerwony). Moment elektromagnetyczny regulowany jest po przez zmianę prądu w osi q . Natomiast w przypadku pracy ze znamionowym strumieniem prąd w osi d utrzymywany jest na wartości zerowej. W strukturze sterowania zaznaczono blok predykcyjnego obserwatora prądu, który zbudowany jest zgodnie z [2],[14]-[16]. Podstawowe parametry układu wynoszą: $R_s=3.35 \text{ } \Omega$, $L_\sigma=7.202 \text{ mH}$, $L_q=7.233 \text{ mH}$, $I_N=2.2 \text{ Arms}$, $I_{max}=8 \text{ Arms}$, $n_N=7800 \text{ rpm}$, $Mn=1 \text{ Nm}$

Predykcyjny regulator prędkości obciążenia

Rozpatrzmy liniowy dyskretny model w przestrzeni stanu postaci:

$$(7) \quad \begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(k) \end{aligned}$$

gdzie $\mathbf{x}(k) \in \mathbb{R}^n$, $\mathbf{u}(k) \in \mathbb{R}^m$, $\mathbf{y}(k) \in \mathbb{R}^p$ są wektorami stanu, wejść i wyjść, oraz $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{p \times n}$ są macierzami opisującymi dynamikę obiektu, k – dyskretną chwilą czasu. Dodatkowo przyjmijmy że opisywany system ma ograniczenia związane z wartościami wektora wejściowego i wyjściowego postaci:

$$(8) \quad \begin{aligned} \mathbf{u}_{\min} &\leq \mathbf{u} \leq \mathbf{u}_{\max} \\ \mathbf{y}_{\min} &\leq \mathbf{y} \leq \mathbf{y}_{\max} \end{aligned}$$

gdzie: \mathbf{u}_{\min} i \mathbf{u}_{\max} są wartościami ograniczeń dolnych i górnych wejść, \mathbf{y}_{\min} i \mathbf{y}_{\max} są odpowiednio dolnym i górnym ograniczeniem wektora wyjść.

Algorytm predykcyjny dla każdej dyskretnych chwili czasowej $k > 0$ wyznacza sekwencję sterowań, określoną na horyzoncie predykcji sterowań, która minimalizuje funkcję celu (9) określoną na horyzoncie predykcji wyjść. Wyznaczone sterowania zapewniają minimalizację rozpatrywanej funkcji z uwzględnieniem ograniczeń [13].

$$(9a) \quad \min_{\mathbf{u}_0^T, \dots, \mathbf{u}_{N_c-1}^T} \left\{ \sum_{i=0}^{N_p} \mathbf{y}_{k+i|k}^{zad} \mathbf{Q} \mathbf{y}_{k+i|k}^T + \sum_{i=0}^{N_c-1} \mathbf{u}_{k+i|k}^T \mathbf{R} \mathbf{u}_{k+i|k} \right\}$$

$$\mathbf{u}_{\min} \leq \mathbf{u}_{k+i|k} \leq \mathbf{u}_{\max} \quad i = 0, 1, \dots, N_c-1$$

$$(9b) \quad \mathbf{x}_{\min} \leq \mathbf{x}_{k+i|k} \leq \mathbf{x}_{\max} \quad i = 0, 1, \dots, N_p$$

$$\mathbf{x}_{k+i+1|k} = \mathbf{A}\mathbf{x}_{k+i|k} + \mathbf{B}\mathbf{u}_{k+i}, \quad i \geq 0,$$

$$\mathbf{y}_{k+i|k} = \mathbf{C}\mathbf{x}_{k+i|k} \quad i \geq 0,$$

$$\mathbf{x}_{k|k} = \mathbf{x}(k),$$

Gdzie \mathbf{Q} i \mathbf{R} są dodatnio określonymi macierzami wagowymi, N_p i N_c są odpowiednio horyzontami predykcji wyjść i sterowań gdzie zachodzi nierówność: $N_c \leq N_p$. Oznaczenia $\mathbf{x}_{k+i|k}$ i $\mathbf{y}_{k+i|k}$ we wzorze (9) reprezentują predykcję wektorów stanu i wyjść na przyszłe chwile czasowe $k+i$ w aktualnym czasie k .

Aby możliwe było wykorzystanie modelu (3) do predykcji przyszłych wartości wyjść należy poddać go dyskretyzacji z krokiem T_s . W funkcji celu (9a) występuje wektor wartości zadanych \mathbf{y}^{zad} dla danych wyjść. Wektor ten można jako:

$$(10) \quad \mathbf{y}^{zad} = \begin{bmatrix} \Omega^{ref} & \Omega^{ref} & M_L \end{bmatrix}^T$$

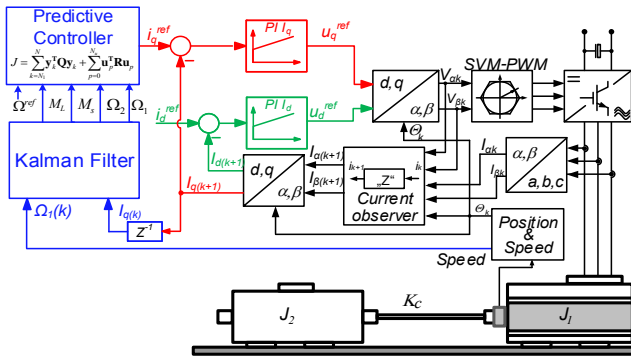
Dla tak zdefiniowanego wektora wyjściowego w funkcji celu następuje minimalizacja błędu regulacji prędkości silnika napędowego i maszyny roboczej, jak również minimalizacji różnicy pomiędzy momentem skrętnym a momentem obciążenia. Ostatnia z minimalizowanych różnic prowadzi do minimalizacji szybkości zmian prędkości obciążenia. Minimalizowana funkcja celu uwzględnia ograniczenia sygnału sterującego, którym jest zadany moment elektromagnetyczny oraz wartość zmiennych stanu (w rozpatrywanym przypadku jest to ograniczenie wartości momentu skrętnego). Problem wyznaczenia sekwencji optymalnych sterowań (9) można przedstawić w zmodyfikowanej formie (11). W związku z dużą komplikacją rozwiązania zadania bieżącej optymalizacji (9) aby możliwa była praktyczna weryfikacja proponowanej struktury krok dyskretyzacji T_s został dobrany na wartości 1ms, natomiast okno predykcji wyjść wynosiło 10ms ($N_p=10$), natomiast minimalizowana jest sekwencja sterowań zależna od przyjętego modelu blokad.

$$(11) \quad \min_{I_q^{ref}} \left\{ \sum_{p=1}^{N_p} \left(q_1 (\Omega^{ref}(k+p|k) - \Omega_1(k+p|k))^2 + q_2 (\Omega^{ref}(k+p|k) - \Omega_2(k+p|k))^2 + q_3 (M_L(k+p|k) - M_s(k+p|k))^2 \right) + \sum_{p=0}^{N_c-1} R (I_q^{ref}(k+p|k))^2 \right\}$$

$$\begin{aligned} |I_q^{ref}(k+p|k)| &\leq I_q^{ref,max} \quad p = 0, 1, \dots, N_c \\ |M_s(k+p|k)| &\leq M_s^{max} \quad p = 1, \dots, N_p \end{aligned}$$

gdzie: $q_1 \dots q_3$ wartości na głównej przekątnej macierzy \mathbf{Q} ($\mathbf{Q} = \text{diag}(q_1, q_2, q_3)$),

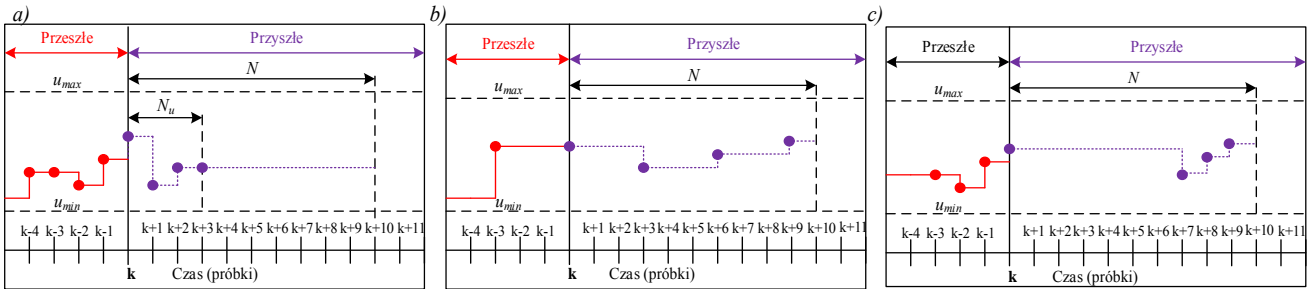
$m_e^{ref,max}$ – wartość ograniczenia zadanego momentu elektromagnetycznego, m_s^{max} – wartość ograniczenia momentu skrętnego. Wartości ograniczeń przyjęto na poziomie 3 Nm dla momentu elektromagnetycznego, natomiast ograniczenie momentu skrętnego na poziomie 1.5 Nm



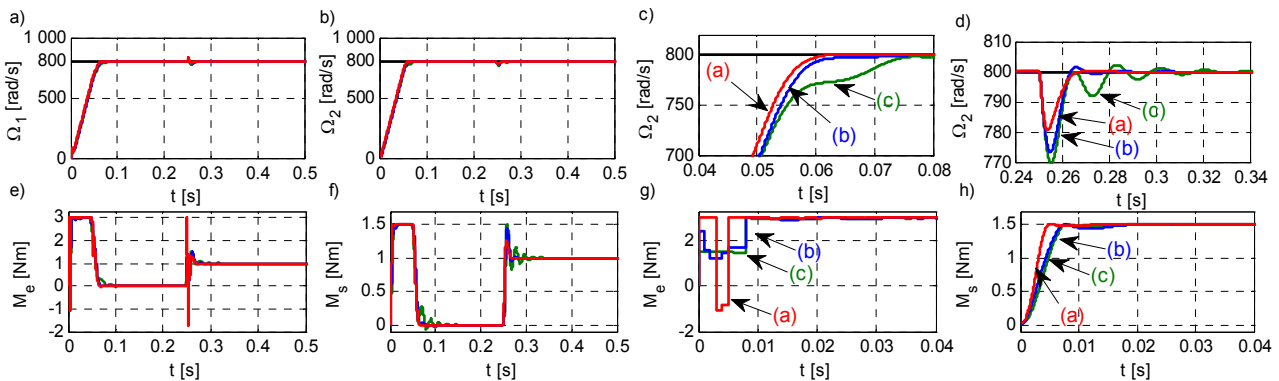
Rys. 2. Rozpatrywana struktura sterowania z predykcijnym regulatorem prędkości i predykcijnym obserwatorem prądów

Blokowanie sterowań

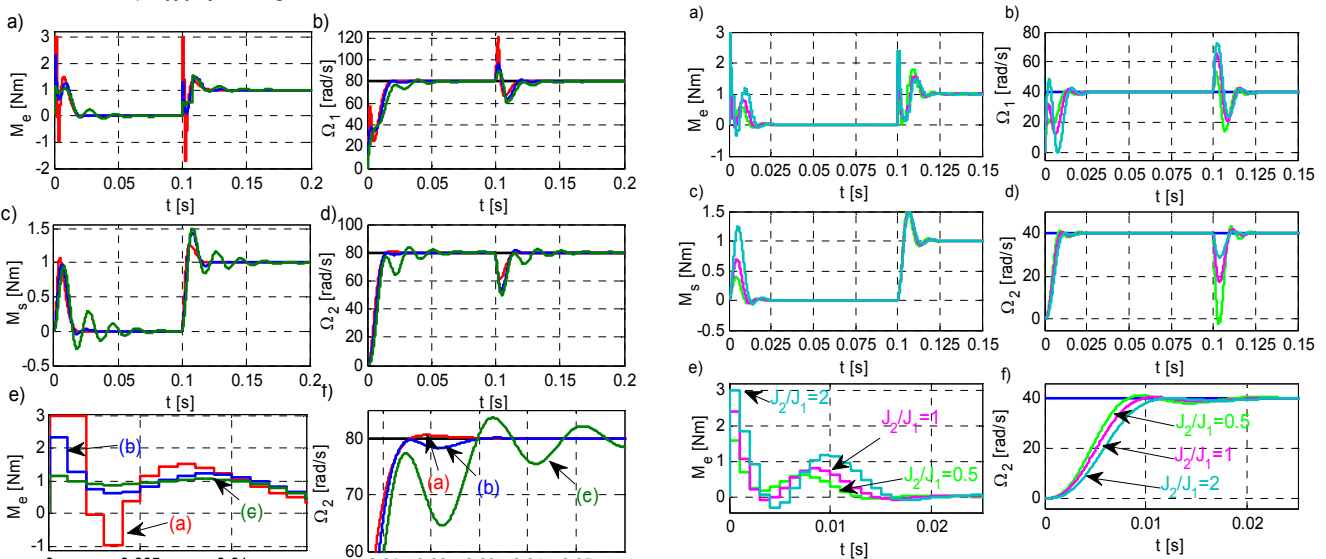
W ogólnym przypadku regulator predykcyjny ma horyzonty predykcji wyjść i sterowań równe sobie (w tej pracy oznaczono to przez akronim 1111111111). Takie podejście, szczególnie przy długich horyzontach predykcji wyjść pociąga za sobą bardzo dużą złożoność obliczeniową. Aby temu przeciwdziałać w kolejnych generacjach algorytmów predykcyjnych wprowadzono krótszy horyzont predykcji sterowań. Podstawowy jego wprowadzenia przedstawiono na rys. 3 a. W tej strategii oblicza się daną liczbę sterowań po czym ostatnie sterowanie pozostaje niezmiennie do końca okna predykcji wyjść. W niniejszym artykule zaproponowano dwa dodatkowe rozwiązania. Pierwsze z nich zakłada blokowanie sterowań w grupie po trzy próbki i na koniec jedna tak aby wypełnić okno predykcji wyjść (rys. 3.b).



Rys. 3. Różne strategie blokowania sterowań wykorzystane w badaniach: a) trzy pojedyncze sterowania, b) trzy sterowania zblokowane po trzy, c) pierwsze sterowanie zblokowane na siedem sampli a następnie trzy pojedyncze



Rys. 4. Przebiegi prędkości silnika napędowego (a) i obciążenia (b,c,d), momentów elektromagnetycznego (e,g) i skrętnego (f,h) w zależności od przyjętej strategii blokowań.



Rys. 5. Przebiegi momentu elektromagnetycznego (a,e), prędkości pierwszej (b), momentu skrętnego (c) i prędkości obciążenia (d,f), w zależności od przyjętej strategii blokowań dla małej prędkości

Ostatnia z rozważanych strategii jest odwrotna do pierwszej to znaczy pierwsze sterowanie blokowane jest na siedem próbek a następnie mamy trzy pojedyncze sterowania (rys. 3. c)

Wyniki badań

Badania przeprowadzono w pełnej strukturze sterowania przedstawionej na rys. 2. Badanie polegało na rozruchu do prędkości 800 rad/s a następnie w chwili $t=0.25$ s następowało załączenie momentu obciążenia. Aby ułatwić analizę rozpatrywanych rozwiązań zastosowano dwa kryteria oceny poszczególnych rozwiązań. Pierwszym jest wskaźnik ITAE podzielony na dwa składniki: związany z rozruchem i załączeniem momentu obciążenia (12a). Drugim wskaźnikiem jest wartość sumy modułu pochodnych sygnału sterującego (Sum of Derivative Absolut) (12b). Wskaźnik ten pokazuje jaka jest zmienność sygnału sterującego.

$$(12a) \quad ITAE = \underbrace{\int_{t=0}^{t_1} t \cdot |\omega^{ref} - \omega_2|}_{ITAE(\omega_2)} + \underbrace{\int_{t=t_1}^{t_2} t \cdot |\omega^{ref} - \omega_2|}_{ITAE(m_t)}$$

$$(12b) \quad SDA = \sum_{i=1}^n \frac{d}{dt} |m_e|$$

Wartości uzyskanych wskaźników przedstawiono w Tab.1. Natomiast porównanie przebiegów elektromechanicznych zmiennych stanu przedstawiono na rys. 4. Jak widać najmniejszą wartość wskaźnika regulacji uzyskuje się przy najdłuższym horyzoncie predykcji sterowań (Tab. 1.).

Tab.1. Uzyskane wartości wskaźników regulacji w zależności od przyjętej strategii blokowań sterowań

	1111111111	1117 (a)	3331 (b)	7111 (c)
ITAE(ω_2)	0.7374	0.7379	0.7890	0.8452
ITAE(m_L)	0.0014	0.0014	0.0022	0.0090
SDA	43.6167	45.235	21.660	15.585

Jednak złożoność takiego algorytmu jest największa. W przypadku wprowadzenia klasycznego blokowania sygnału (1117) uzyskuje się tylko nieznaczne pogorszenie właściwości dynamicznych (o około 0.07%) dlatego ta strategia jest powszechnie stosowana. W przypadku zastosowania łączenia sterowań w grupy po trzy uzyskuje się znaczącą redukcję wskaźnika SDA (o około 52 %) przy niewielkim pogorszeniu dynamiki (Tab 1 i Rys. 4 c,d). Redukcja zmienności sterowań widoczna jest na rys. 4. g Ostatnia przyjęta strategia prowadzi do dużego pogorszenia właściwości dynamicznych. Podobne właściwości dynamiczne można zaobserwować w obszarze niskiej prędkości zadanej (80 rad/s). Uzyskane wyniki przedstawiono na rys. 5. Przyjęcie określonej strategii grupowania sterowań prowadzi do sztucznego zmniejszenia okresu próbkowania. Np. przy strategii 3331 można powiedzieć że sterowania są obliczane dla okresu próbkowania 3 ms.

Kolejno przebadano wpływ zmiany stosunku bezwładności maszyny roboczej do silnika napędowego. Do rozważań przyjęto wartość wyjściową ($J_2/J_1=1$), układ w którym moment bezwładności silnika jest większy od silnika napędowego ($J_2/J_1=2$) oraz odwrotny ($J_2/J_1=0.5$) badania przeprowadzono dla prędkości 40 rad/s (tak aby regulator nie pracował w obszarze ograniczenia momentu skrętnego). Na rys. 6. Przedstawiono wyniki dla strategii blokowań 3331. Jak widać niezależnie od wartości stosunku bezwładności układ poprawnie tłumy oscylacje i zapewnia szybki czas regulacji (rys. 6.f). W przypadku przyłożenia

momentu obciążenia układ o małym stosunku bezwładności ma najgorsze właściwości dynamiczne (rys. 6.d). Jest to skutkiem małej wartości momentu bezwładności maszyny roboczej i silnik napędowy potrzebuje znacznego czasu na reakcję

Podsumowanie

W artykule przedstawiono zagadnienia związane z predykcijną regulacją prędkości serwonapędu z silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych. Zaprezentowano oryginalną metodę redukcji zmienności sterowań po przez wykorzystanie techniki blokowania sterowań. Wykorzystanie tej techniki umożliwia sztucznie zmniejszenie okresu próbkowania sygnału sterującego co przekłada się na redukcję szybkości zmian sygnału sterującego przy jednoczesnym nieznacznym pogorszeniu dynamiki. W dalszych pracach planowana jest weryfikacja eksperymentalna uzyskanych wyników.

LITERATURA

- [1] Zawirski K., Deskur J., Kaczmarek T., Automatyka Napędu Elektrycznego, *Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej* 2012
- [2] Sikorski A., Grodzki R., Sterowanie silnikiem synchronicznym z magnesami trwałymi przy użyciu nowej metody DTC-3A, *Przegląd Elektrotechniczny*, 86 (2010) nr. 2, 184
- [3] Grodzki R., Predykcyjny algorytm sterowania przekształtnikiem zasilającym silnik synchroniczny z magnesami trwałymi, *Przegląd Elektrotechniczny* 90 (2014) nr 6, 45 – 50
- [4] Moynihan J.F., Egan M.G., Murphy J.M.D., The Application of State Observers in Current Regulated PM Synchronous Drives, *Proceedings of IEEE IECON*, pp.20-25, 1994.
- [5] Nalepa R., Serkies P., Drózd K., Szabat K.: Nieliniowy predykcyjny obserwator prądów dla silników elektrycznych z magnesami trwałymi, *Przegląd Elektrotechniczny* 89 (2013) nr 9, 263-266
- [6] Rodriguez J., Cortes P., Predictive control of power converters and electrical drive, A John Wiley & Sons, Ltd., 2012
- [7] 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) n 2, 1003 – 1016
- [8] Fuentes E., Kennel R., Finite-set model predictive control of the two-mass-system, Workshop on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), 2011., 82 - 87
- [9] Cychowski M., Szabat K., Orłowska-Kowalska T., Constrained Model Predictive Control of the Drive System With Mechanical Elasticity, *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, 56 (2009) n 6., 1963–1973
- [10] Serkies P., Szabat K., Application of the MPC controller to the Position Control of the Two-Mass Drive System, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 60 (2013), n. 9, 3679 – 3688
- [11] 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*, October 2-4, 2013, Dubrovnik on CD
- [12] Serkies P., Wpływ funkcji celu regulatora predykcyjnego na właściwości dynamiczne napędu dwumasowego, *Przegląd Elektrotechniczny*, 90 (2014), n. 6, 133 - 137
- [13] Maciejowski J.M., Predictive Control with Constraints, *Prentice Hall*, UK, 2002
- [14] Zawirski K., Sterowanie silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych, *Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej*, 2005
- [15] Moynihan J.F., Aspects of Digital Current Control for AC Drives, *Elaborate by PEI Technologies, Ireland*, 1996.
- [16] Nalepa R., Orłowska-Kowalska T., Szabat K., Assessment of PMSM torque linearity for advanced tuning of high performance electric drives, *Conf. Proc. of EPE-PEMC'10*, Ohrid, 2010

Autor: dr inż. Piotr Józef Serkies,
E-mail: piotr.serkies@pwr.wroc.pl
Politechnika Wroclawska,
Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych,
50-372 Wrocław, ul. Smoluchowskiego 19