

Sterowanie dla silnika synchronicznego wzbudzanego magnesami trwałymi za pomocą zmodyfikowanej modulacji unipolarnej przeznaczonej dla silnika bezszczotkowego

Streszczenie. Celem artykułu jest przedstawienie metody sterowania maszyny PMSM, która będzie wykorzystywała sposób sterowania, charakterystyczny dla silnika BLDC. Zostały wykonane badania symulacyjne i modele silnika synchronicznego o magnesach trwałych w programie Matlab/Simulink. Zaproponowana metoda została opisana oraz przeprowadzono symulacje w celu przetestowania zaproponowanego rozwiązania.

Abstract. The purpose of this paper is to present a method for the control of PMSM with classic BLDC commutation approach. The PMSM motor model was developed. A novel control method was presented and a test was carried out to determine the correctness of new approach in a simulation manner. **A method for the control of PMSM with classic BLDC commutation approach. The PMSM motor**

Słowa kluczowe: Napęd PMSM, Modulacja unipolarna, Sterowanie momentem.

Keywords: PMSM drive, Unipolar modulation technique, Torque control.

Wstęp

Silniki wzbudzone magnesami trwałymi są coraz częściej stosowane w warunkach przemysłowych. Jest to spowodowane większą sprawnością maszyn w porównaniu do silników indukcyjnych [1]. Silniki synchroniczne o magnesach trwałych możemy podzielić na bezszczotkowe silniki prądu stałego (BLDC) oraz maszyny synchroniczne (PMSM). Teoretyczne rozważania dotyczące silników BLDC zakładają idealnie trapezoidalny kształt siły elektromotorycznej. Niestety, indukowana siła elektromotoryczna w silnikach bezszczotkowych częściej jest kształtu sinusoidalnego i rzadko jest idealna [2]. Przy użyciu klasycznego sterowania dla silnika, tj. modulacji bipolarnej lub unipolarnej, wygenerowany moment napędowy będzie zawierał tętnienia momentu i w efekcie spowodował drgania w napędzanym urządzeniu, co jest zjawiskiem niepożądanym [3]. Klasyczne sterowanie silnikiem BLDC z dwoma kaskadowo połączonymi regulatorami PI pozwala na łatwiejszą regulację prędkości niż sterowanie wektorowe, które jest stosowane do maszyn PMSM [4],[5]. W celu uzyskania nowej, prostej metody sterowania dla maszyn PMSM konieczna jest implementacja sterowania dla maszyn BLDC. W artykule przedstawiono metodę sterowania układu napędowego przeznaczonego dla maszyn PMSM, które nie będzie odbiegało od sterowania przeznaczonego dla silników bezszczotkowych [6], [7]. Zastosowany zostanie zamknięty układ regulacji, który pozwoli na zadanie prędkości referencyjnej oraz ograniczenie wartości momentu napędowego. W układzie regulacji jest zawarty obserwator momentu, podobny do przedstawionych w [8], [9]. Sterowanie zostanie podzielony na dwa tory w celu osiągnięcia mniejszych drgań momentu w stanie ustalonym. Wyniki symulacji napędu zostaną przedstawione i szczegółowo omówione. Logika komutacyjna zostanie oparta o sygnały estymowane przez resolver oraz zmodyfikowaną modulację unipolarną, przeznaczoną dla silników BLDC [7].

Model matematyczny silnika wzbudzanego magnesami trwałymi

Do przeprowadzenia analizy napędu, jak i syntezy układu regulacji niezbędny jest model matematyczny silnika. Do rozważanego modelu silnika przyjęto następujące założenia upraszczające:

- rozważany jest silnik trójfazowy połączony w gwiazdę,

- silnik posiada symetryczne uzwojenie trójfazowe,
- zanedbuje się wpływ temperatury na parametry obwodu,
- obwód magnetyczny nie wykazuje efektów nasycenia,
- wszystkie trzy fazy są przesunięte o 120 stopni elektrycznych,
- straty w silniku są pomijane.

Analiza budowy maszyn pozwoliła na opracowanie modelu w układzie stacjonarnym oraz wirującym. Wykorzystując napięciowe prawo Kirchoffa można określić następujące równanie macierzowe dla stojana maszyny:

$$(1) \mathbf{U}_{abc} = \mathbf{R}_S \mathbf{I}_{abc} + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_{abc}}{dt}$$

gdzie: \mathbf{U}_{abc} - wektor napięcia zasilania dla fazy a, b oraz c, \mathbf{I}_{abc} - wektor prądu dla fazy a, b oraz c, \mathbf{R}_S - macierz rezystancji stojana, $\boldsymbol{\Psi}_{abc}$ - wektor strumienia stojana dla fazy a, b oraz c.

Strumień skojarzony stojana można przedstawić jako:

$$(2) \boldsymbol{\Psi}_{abc} = \mathbf{L}_{abc} \mathbf{I}_{abc} + \Psi_f \sum_{n=1}^{\infty} \gamma_{2n-1} \begin{bmatrix} \cos[(2n-1) \cdot \varphi_e] \\ \cos[(2n-1) \cdot (\varphi_e - \frac{2\pi}{3})] \\ \cos[(2n-1) \cdot (\varphi_e + \frac{2\pi}{3})] \end{bmatrix}$$

gdzie: \mathbf{L}_{abc} - indukcyjność fazy A, B oraz C, Ψ_f - strumień generowany przez magnesy trwałe, γ_{2n-1} - amplituda (n) harmonicznej, φ_e - kąt elektryczny.

Zgodnie z założeniami, strumień generowany przez silnik PMSM jest o kształcie sinusoidy, dlatego uwzględniając tylko podstawową harmoniczną otrzymujemy:

$$(3) \boldsymbol{\Psi}_{abc} = \mathbf{L}_{abc} \mathbf{I}_{abc} + \Psi_f \begin{bmatrix} \cos(\varphi_e) \\ \cos(\varphi_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\varphi_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = \mathbf{L}_{abc} \mathbf{I}_{abc} + \boldsymbol{\Psi}_{fabc}(\varphi_e)$$

$\boldsymbol{\Psi}_{fabc}(\varphi_e)$

Indukcyjność w symetrycznej maszynie jest opisana poprzez macierz:

$$(4) \mathbf{L}_{abc} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix}$$

Uwzględniając połączenie uzwojeń silnika w gwiazdę i wykorzystując prądowe prawo Kirchoffa:

$$(5) \quad i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0$$

Przy symetrycznym uzwojeniu, indukcyjności własne oraz wzajemne są identyczne. Uwzględniając połączenie w gwiazdę (5) i symetrię, macierz indukcyjności przyjmuje następującą postać:

$$(6) \quad L_{abc} = \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S & 0 & 0 \\ 0 & L_S & 0 \\ 0 & 0 & L_S \end{bmatrix} = L_S$$

gdzie: L – indukcyjność własna fazy silnika, M – indukcyjność wzajemna, L_S – indukcyjność jednej fazy silnika.

Napięciowe równanie silnika (1), sprowadza się do postaci:

$$(7) \quad U_{abc} = R_S \cdot I_{abc} + L_S \frac{dI_{abc}}{dt} + E_{abc}$$

Oraz wektor indukowanej siły elektromotorycznej ze wzoru (7) można przedstawić jako:

$$(8) \quad E_{abc} = \frac{d\Psi_{fabc}(\varphi_e)}{dt} = \begin{bmatrix} e_a(t) \\ e_b(t) \\ e_c(t) \end{bmatrix}$$

Zgodnie z prawem Faradaya indukowane będzie napięcie, aby przeciwdziałać zmiennej wartości strumienia w czasie, dlatego ostatecznie wzór (8) przybiera postać:

$$(9) \quad U_{abc} = R_S \cdot I_{abc} + L_S \frac{dI_{abc}}{dt} - E_{abc} = R_S I_{abc} + L_S \frac{dI_{abc}}{dt} - \frac{d\Psi_{fabc}(\varphi_e)}{d\varphi_e} \cdot \frac{d\varphi_e}{dt}$$

Obliczając pochodną strumienia otrzymujemy:

$$(10) \quad U_{abc} = R_S \cdot I_{abc} + L_S \frac{dI_{abc}}{dt} + \frac{d\varphi_e}{dt} \cdot \Psi_f \begin{bmatrix} \sin(\varphi_e) \\ \sin(\varphi_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\varphi_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Ponieważ prędkość wirowania pola elektrycznego jest proporcjonalna do prędkości mechanicznej silnika oraz ilości par biegunów w silniku:

$$(11) \quad \omega_e = \frac{d\varphi_e}{dt} = n_p \cdot \omega_m$$

gdzie: n_p – pary biegunów, ω_m – prędkość mechaniczna silnika.

Dlatego wzór (10) przyjmuje postać równania macierzowego:

$$(12) \quad U_{abc} = R_S \cdot I_{abc} + L_S \frac{dI_{abc}}{dt} + \omega_m \cdot n_p \cdot \Psi_f \begin{bmatrix} \sin(\varphi_e) \\ \sin(\varphi_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\varphi_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Moment elektromagnetyczny wytwarzany przez silnik dany jest wzorem:

$$(13) \quad T_e = \frac{e_a(t)i_a(t) + e_b(t)i_b(t) + e_c(t)i_c(t)}{\omega_m} = k_e [i_a(t) \cdot \sin(\varphi_e) + i_b(t) \cdot \sin(\varphi_e - \frac{2\pi}{3}) + i_c(t) \cdot \sin(\varphi_e + \frac{2\pi}{3})]$$

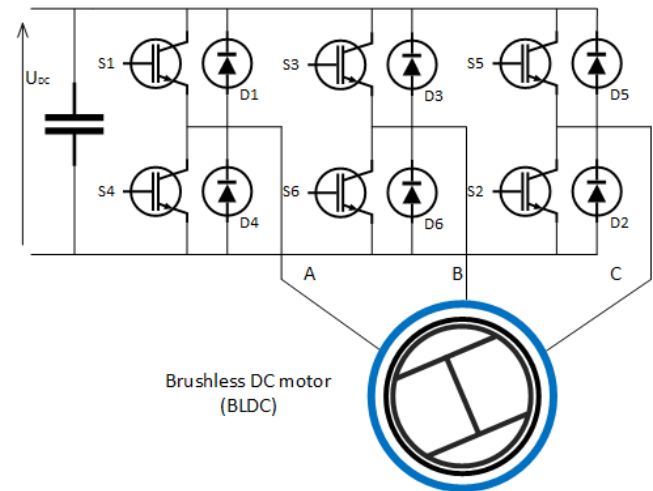
Następnie wykorzystując II zasadę dynamiki Newtona dla ruchu obrotowego określono zależność łączącą moment elektryczny z biernym momentem obciążenia silnika:

$$(14) \quad J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_l \cdot \text{sign}(\omega_m)$$

gdzie: T_l – wartość momentu obciążenia, J – moment bezwładności.

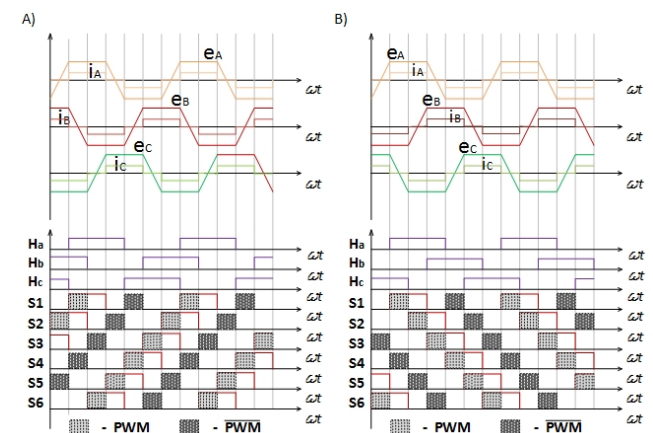
Modulacja PWM przekształtnika zasilającego maszynę BLDC

Modulacja szerokości impulsów jest powszechnie stosowana w sterowaniu przekształtników energoelektronicznych. Modulację można podzielić na unipolarną lub bipolarną. Układ zasilania silnika przedstawiono na rys. 1.



Rys.1. Silnik bezszczotkowy z falownikiem napięcia.

Strategia sterowania, w której jeden tranzystor zostaje załączony, a inny tranzystor pełni funkcję regulacyjną jest nazywana modulacją unipolarną. Na rys. 2. przedstawiono zmodyfikowaną modulację unipolarną, opracowaną w oparciu o przedstawioną metodę sterowania w [7].



Rys. 2. Przebieg idealowej siły elektromotorycznej (e_A , e_B , e_C), teoretyczny prąd (i_A , i_B , i_C), czujniki Halla (H_A , H_B , H_C) oraz sekwencja przełączeń tranzystorów falownika (S_1 - S_6) – dla obu kierunków wirowania silnika.

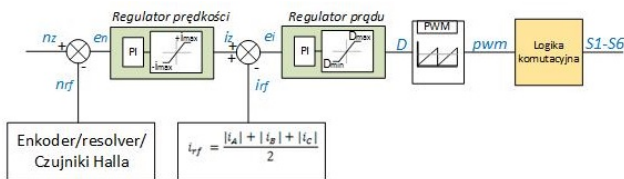
Na podstawie rys. 2. można opracować sekwencję przełączeń w zależności od kierunku wirowania silnika:

$$\begin{aligned} \overline{DIR=1} \\ S_1 &= (\overline{H_B} \wedge \overline{H_C}) \vee (H_A \wedge H_C \wedge PWM) \\ S_2 &= (H_A \wedge H_B) \vee (\overline{H_B} \wedge \overline{H_C} \wedge PWM) \\ S_3 &= (\overline{H_A} \wedge \overline{H_C}) \vee (H_A \wedge H_B \wedge PWM) \\ S_4 &= (H_B \wedge H_C) \vee (\overline{H_A} \wedge \overline{H_C} \wedge PWM) \\ S_5 &= (\overline{H_A} \wedge \overline{H_B}) \vee (H_B \wedge H_C \wedge PWM) \\ S_6 &= (H_A \wedge H_C) \vee (\overline{H_A} \wedge \overline{H_B} \wedge PWM) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \overbrace{DIR=0} \\
 (15) \quad & S_1 = (\bar{H}_B \wedge \bar{H}_C) \vee (H_A \wedge H_B \wedge PWM) \\
 & S_2 = (H_A \wedge H_B) \vee (\bar{H}_A \wedge \bar{H}_C \wedge PWM) \\
 & S_3 = (\bar{H}_A \wedge \bar{H}_C) \vee (H_B \wedge H_C \wedge PWM) \\
 & S_4 = (H_B \wedge H_C) \vee (\bar{H}_A \wedge \bar{H}_B \wedge PWM) \\
 & S_5 = (\bar{H}_A \wedge \bar{H}_B) \vee (H_A \wedge H_C \wedge PWM) \\
 & S_6 = (H_A \wedge H_C) \vee (\bar{H}_B \wedge \bar{H}_C \wedge PWM)
 \end{aligned}$$

Schemat sterowania dla silnika BLDC lub PMSM

Klasyczny schemat układu regulacji pozwalający na sterowanie silnikiem BLDC składa się z regulatora prędkości, regulatora prądu, generatora PWM oraz zaimplementowanej modulacji bipolarnej lub unipolarnej. Układ taki przedstawiono na rys. 3.



Rys. 3. Układ regulacji dla silnika bezszczotkowego ze sterowaniem unipolarnym.

Schemat przedstawia kaskadowe połączenie regulatorów typu PI. Pierwszy z nich reguluje wartość prędkości mechanicznej silnika (n_{rf}), której pomiar jest realizowany przez enkoder, resolver lub czujniki Halla. Różnica prędkości zadanej (n_z) i prędkości silnika (n_{rf}), trafia do pierwszego regulatora PI. Następnie wartość prądu silnika (i_{rf}) jest odejmowana od zadanej wartości prądu z regulatora prędkości (i_z). Sygnał uchybu jest wprowadzany do kolejnego regulatora o strukturze PI, a sygnał wyjściowy (D – współczynnik wypełnienia impulsów) trafia do generatora PWM. Taki układ pozwala na sterowanie maszyny BLDC, lecz wykorzystanie układu regulacji dla maszyny PMSM powoduje powstanie oscylacji w przebiegu momentu silnika [2], [3], [4]. Rozwiązaniem tego problemu jest wykorzystanie regulatora momentu, który pozwoli na zmniejszenie oscylacji momentu w stanie ustalonym. Problemem w realizacji takiego napędu jest pomiar momentu generowanego przez silnik. Precyzyjne czujniki momentu są niezwykle drogie oraz zwiększają stopień skomplikowania napędu w porównaniu do łatwo dostępnych czujników prądu. Konieczne jest zastosowanie obserwatora, który pozwoli na estymację wartości momentu silnika. Wartość momentu można określić ze wzoru (13). Pomiar prądu oraz prędkości [10], [11] jest realizowany na potrzeby klasycznego układu regulacji silnika BLDC, lecz wyznaczenie siły elektromotorycznej nie jest realizowalne pomiarowo. W celu wyznaczenia SEM, zaprojektowano obserwator Luenbergera, który pozwoli na określenie estymowanej wartości SEM. Równania stojana silnika o magnesach trwałych:

$$(16) \quad \frac{dI_{abc}}{dt} = \frac{1}{L_s} U_{abc} - \frac{R_s}{L_s} I_{abc} - \frac{1}{L_s} E_{abc}$$

Korzystając z transformacji Clarka:

$$(17) \quad \frac{dI_{\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{L_s} U_{\alpha\beta} - \frac{R_s}{L_s} I_{\alpha\beta} - \frac{1}{L_s} E_{\alpha\beta}$$

Następnie, postać obserwatora Luenbergera dla układu liniowego z czasem ciągłej:

$$(18) \quad \frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A \cdot \hat{x}(t) + B \cdot u(t) + K \cdot \tilde{y}(t)$$

$$(19) \quad \hat{y}(t) = C \cdot \hat{x}(t) \quad (18)$$

gdzie:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} - \text{macierz stanu}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} - \text{macierz}$$

$$\text{wejścia}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \text{macierz wyjścia}, \quad K = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_s} \end{bmatrix} -$$

macierz wzmocnienia, $\hat{x}(t) = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha(t) \\ \hat{i}_\beta(t) \end{bmatrix}$ - wektor stanu,

$u(t) = \begin{bmatrix} u_\alpha(t) \\ u_\beta(t) \end{bmatrix}$ - wektor wejścia, $\hat{y}(t) = \hat{x}(t)$ - wektor wyjścia, $\tilde{y}(t) = y(t) - \hat{y}(t)$ - błąd estymacji.

Z równania stojana silnika (17) oraz macierzowego opisu obserwatora Luenbergera (18) wynika, że błąd estymacji $\tilde{y}(t)$ obserwatora jest wartością poszukiwanej siły elektromotorycznej $E_{\alpha\beta}$. Dokonując porównania otrzymujemy obserwator drugiego rzędu, który pozwala na wyznaczenie wartości SEM. W celu uzyskania mniejszego błędu można wykorzystać regulator o strukturze P lub PI, tak jak w [8] lub regulator oparty o logikę rozmytą [9]. Postać obserwatora Luenbergera z postaci ciągłej (18), (19) zostanie poddana dyskretyzacji metodą Eulera. Wartość estymowanej siły elektromotorycznej $\hat{e}_\alpha(t)$ oraz $\hat{e}_\beta(t)$ zostanie wykorzystana do obliczenia momentu silnika:

$$(20) \quad \hat{T}_e = \frac{P_e}{\omega_m} = \frac{\hat{e}_\alpha(t)i_\alpha(t) + \hat{e}_\beta(t)i_\beta(t) + \hat{e}_c(t)i_c(t)}{\omega_m} = \frac{\hat{e}_\alpha(t)i_\alpha(t) + \hat{e}_\beta(t)i_\beta(t)}{\omega_m}$$

Wzór (20) posiada operację dzielenia a wartość prędkości może przyjmować wartość zero (podczas rozruchu i rewersu), dlatego zastosowana ograniczenie:

$$(21) \quad \omega_m = \begin{cases} \max(\omega_m, \mathbf{0.1}) & \text{for } \omega_m > 0 \\ \min(\omega_m, -\mathbf{0.1}) & \text{for } \omega_m < 0 \end{cases}$$

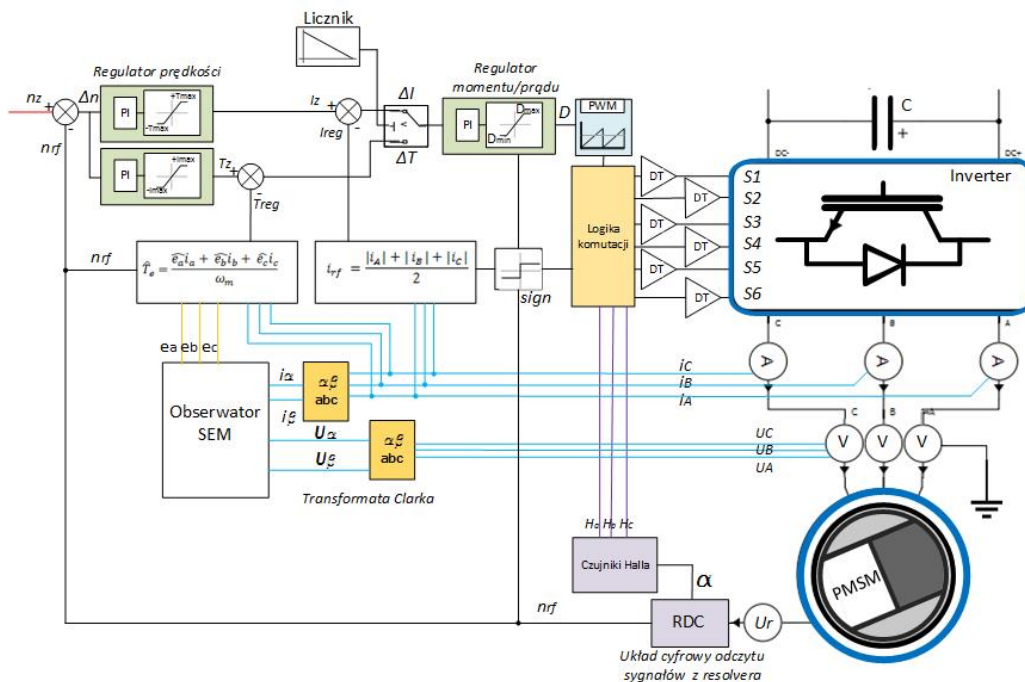
Schemat blokowy proponowanego układu regulacji przedstawiono na rys. 4. Zastosowano dwa regulatory prędkości, które wyznaczają wartość dla regulatora prądu lub momentu w zależności od stanu pracy. Przejście ze stanu dynamicznego do ustalonego determinowane jest przez licznik. Licznik powinien odmierzyć czas nie mniejszy niż wartości elektromagnetycznej stałej czasowej silnika:

$$(22) \quad T_{licznik} \geq \frac{L_s}{R_s}$$

Wartość zadawana przez regulator prędkości jest porównywana z ekwiwalentnym prądem silnika lub estymowanym momentem chwilowym. Sygnał uchybu regulacji jest sygnałem wejściowym dla regulatora prądu o strukturze PI. Regulator uwzględnia kierunek wirowania, dzięki czemu wartość współczynnika wypełnienia na wyjściu będzie zmieniać się od 0 do 1. W stanach dynamicznych wykorzystano układ regulacji prądu w celu osiągnięcia dobrych właściwości w stanie dynamicznym, gdy estymowany moment jest obciążony błędem. Zastosowanie tylko regulatora momentu w stanie dynamicznym powoduje przekroczenie wartości maksymalnej momentu silnika:

$$(23) \quad T_e > T_{max}$$

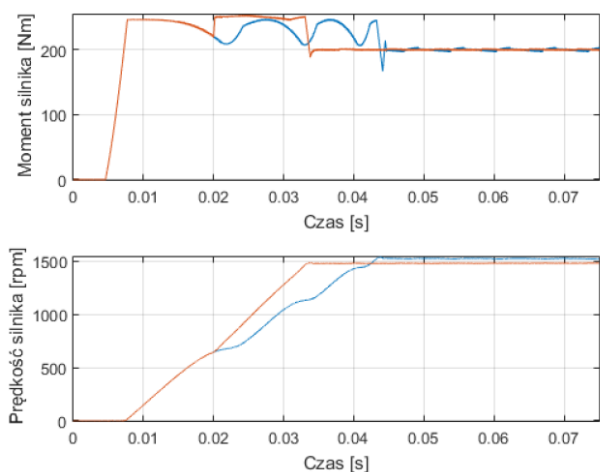
Maksymalna wartość prądu lub momentu silnika jest ograniczana zgodnie z parametrami silnika.



Rys.4. Zaproponowany układ regulacji dla silnika synchronicznego o magnesach trwałych.

Wyniki badań symulacyjnych

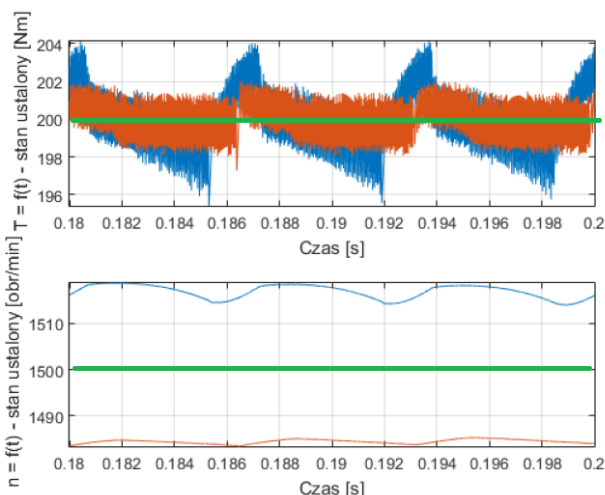
Model silnika (11), (12), (13) został zaimplementowany w programie Matlab/Simulink. Do analizy sterowania wybrano silnik synchroniczny o magnesach trwałych [12] firmy ABB - SDM 261-110N0-190/15-IW3-60A1. Następnie opracowano scenariusz, który pozwolił na rozruch silnika z obciążeniem równym 200 Nm (81,63% momentu maksymalnego) w celu przetestowania układu napędowego. Wartość zadanej prędkości przez układ sterowania to 1500 obr/min. Na rys. 5 oraz rys. 6 zaprezentowano wyniki symulacji dla rozruchu maszyny PMSM.



Rys. 5. Przebieg $T = f(t)$ [Nm] oraz $n = f(t)$ [obr/min] w stanie dynamicznym (rozruch silnika) dla klasycznego układu regulacji (kolor niebieski) oraz proponowanego układu regulacji (kolor brązowy).

Otrzymane wyniki pokazują, że układ sterowania w stanach dynamicznych zwiększa szybkość narastania prędkości oraz moment maksymalny nie przekracza wartości maksymalnej dla silnika. Analizując wyniki symulacji można określić czy proponowane sterowanie poprawia własności dynamiczne oraz stan ustalony.

Tabela 1. zawiera zestawienie wyników dla momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez maszynę PMSM. Analizę wyników dla prędkości zawarto w tabeli 2.



Rys. 6. Przebieg $T = f(t)$ [Nm] oraz $n = f(t)$ [obr/min] w stanie ustalonym dla klasycznego układu regulacji (kolor niebieski) oraz proponowanego układu regulacji (kolor brązowy).

Tabela 1. Analiza pracy układów regulacji dla regulatora prądu oraz regulatora momentu – moment silnika.

Moment silnika	Wartość międzyszczytowa [Nm]	Odchylenie standardowe [Nm]
Tylko regulator prądu – klasyczny układ sterowania maszyny BLDC	8,72	1,57
Regulator momentu i regulator momentu (proponowany układ regulacji)	4,75	0,88

Analizując tabelę 1. można zauważyć zmianę wartości międzyszczytowej ($X_{max} - X_{min}$), co jest również widoczne na rys. 6. Na podstawie wyników z tabeli 1. mniejsza wartość międzyszczytowa oraz odchylenie standardowe, po

zastosowaniu proponowanego układu regulacji świadczy o zmniejszeniu oscylacji momentu silnika.

Tabela 2. Analiza pracy układów regulacji dla regulatora prądu oraz regulatora momentu – prędkość silnika.

Prędkość silnika	Wartość międzyszczytowa [rpm]	Błąd w stanie ustalonym [%]	Odczylenie standardowe [rpm]
Tylko regulator prądu – klasyczny układ sterowania maszyny BLDC	4,72	1,13	1,48
Regulator momentu i regulator momentu (proponowany układ regulacji)	1,89	1,04	0,44

Znaczącą zmianę można zaobserwować w przebiegu prędkości silnika. Wartość międzyszczytowa zmaląa prawie trzykrotnie (około 2.5 razy), zmniejszeniu uległa także wartość odchylenia standardowego, co świadczy o mniejszym wahanii prędkości w stanie ustalonym. Uchyb prędkości w stanie ustalonym jest porównywalny i nie przekracza 1.5% w obu przypadkach. Ostatecznie tabela 1 oraz tabela 2 jest potwierdzeniem skuteczności sterowania silnika PMSM.

Podsumowanie

W artykule omówiono metodę modulacji unipolarnej dla silnika PMSM zapewniającą zaimplementowanie układu regulacji podobnego do silnika BLDC. Dzięki tej metodzie uproszczony został układ regulacji silnika i zmniejszone zostaną oscylacje, które pojawiają się w generowanym momencie napędowym. Szczegółowo opisano zastosowane algorytmy sterowania i przedstawiono wyniki symulacyjne w celu potwierdzenia słuszności przedstawionych rozważań. Kolejnym istotnym etapem pracy będzie wykorzystanie techniki Hardware-In-the-Loop [13] do wykonania symulacji napędu, przed implementacją w rzeczywistym układzie napędowym.

Artykuł finansowany z grantu dziekańskiego AGH - umowa o numerze 16.16.120.773

Autorzy: mgr inż. Maciej Chojowski, Akademia Górniczo Hutnicza, Katedra Energoelektroniki i Automatyki Systemów Przetwarzania Energii, Kraków 30-059, al. Mickiewicza 30, E-mail: chojo@agh.edu.pl
dr hab. inż. Marcin Baszyński, Akademia Górniczo Hutnicza, Katedra Energoelektroniki i Automatyki Systemów Przetwarzania Energii, Kraków 30-059, al. Mickiewicza 30, E-mail: mbaszyn@agh.edu.pl

LITERATURA

- [1] Melfi M. J., Evon S., McElveen R., Induction versus permanent magnet motors, *IEEE Industry Applications Magazine*, 15 (2009), n. 6, 28-35
- [2] Stirban A., Boldea I., Andreescu G., Motion-Sensorless Control of BLDC-PM Motor With Offline FEM-Information-Assisted Position and Speed Observer, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 48 (2012), n. 6, 1950-1958
- [3] Kim S., Park J., Lee D., Torque ripple reduction of the BLDC motor using a modified 3-phase conduction method, *International ECTI Northern Section Conference on Electrical, Electronics, Computer and Telecommunications Engineering (ECTI-NCON)*, Chiang Rai, (2018), 34-39
- [4] Lee S., Lemley T., Keohane G., A comparison study of the commutation methods for the three-phase permanent magnet brushless dc motor, *Electrical Manufacturing Technical Conference 2009: Electrical Manufacturing and Coil Winding Expo*, (2009), 49-55.
- [5] Kolano K. J., Operation of a drive system using two independent PMSM motors in passenger lift door drives, *ARCHIVES OF ELECTRICAL ENGINEERING*, 68 (2019), n. 1, 47–62
- [6] Baszyński M., Piróg S., Unipolar Modulation for a BLDC Motor With Simultaneously Switching of Two Transistors With Closed Loop Control for Four-Quadrant Operation, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 14 (2018), n. 1, pp. 146-155
- [7] Baszyński M., Piróg S., The modified unipolar modulation for BLDC motor with the control system, *Przegląd Elektrotechniczny*, 92 (2016), n. 5, 114–119
- [8] Yan W., Lin H., Li H., Sensorless direct torque controlled drive of brushless DC motor based on fuzzy logic, *4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, (2009), 3411-3416
doi: 10.1109/ICIEA.2009.5138835
- [9] Mirtalaei S. M. M., Moghani J. S., Malekian K. and Abdi B., A novel sensorless control strategy for BLDC motor drives using a fuzzy logic-based neural network observer, *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, (2008), 1491-1496
- [10] Verma A., Chellamuthu A., Design considerations for resolver-to-digital converters in electric vehicles, *Texas Instruments Analog Applications Journal (SLYT661)*, (2016)
- [11] Lara A., Using the Resolver Interface eTPU Function Covers the MPC5500 and all eTPU-Equipped Devices, *Freescale Semiconductor, Document Number: AN3943 Rev. 0*, (2009)
- [12] AC Servo Motors SDM261. User's Manual - ABB documents, SDM261 /3AXD10000223168 RevA - Edition: 14. (2013)
- [13] Baszyński M., Low cost, high accuracy real-time simulation used for rapid prototyping and testing control algorithms on example of BLDC motor, *Archives of Electrical Engineering*, 65 (2016), n.3, 463-479