

Kompensacja momentu zaczepowego w napędzie z silnikiem PMSM z wykorzystaniem sterowania z uczeniem iteracyjnym

Streszczenie. W pracy przedstawiono zagadnienie nierównomierności prędkości kątowej w napędzie z silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych. Omówiono przyczyny powstawania tętnień momentu silnika. Zaproponowano strukturę sterowania silnikiem PMSM w osiach dq wyposażoną w kompensator neuronowy momentu zaczepowego. Wprowadzono nadrzędny układ uczenia iteracyjnego. Uczenie iteracyjne realizowane jest na podstawie estymacji momentu zaczepowego, przeprowadzonej na bazie interpolacji funkcjami splekanymi. Dokonano symulacyjnej weryfikacji koncepcji kompensacji. (Cogging torque compensation in PMSM drive using ILC).

Abstract. This paper presents the problem of rotational speed unevenness in direct drives with permanent magnet synchronous motors. The causes of the motor torque ripples are discussed. Proposed PMSM control structure in dq axes is equipped with a neural compensator of cogging torque. Introduced iterative learning control was based on the estimation of the cogging torque and spline interpolation. The compensation concept was examined by simulation. (**The problem of rotational speed unevenness in direct drives with permanent magnet synchronous motors**)

Słowa kluczowe: PMSM, moment zaczepowy, silnik momentowy, sieci neuronowe, ILC

Keywords: PMSM, cogging torque, torque motor, neural networks, ILC

Wstęp

Wzrost wymagań dotyczący jakości pozycjonowania, dynamiki, powtarzalności trajektorii ruchu w serwonapędach przyczynił się do rozwoju konstrukcji tzw. silników momentowych (ang. *torque motor*). Napęd bezpośredni to takie rozwiązanie konstrukcyjne, w którym silnik elektryczny jest bezpośrednio połączony z maszyną roboczą bez przekładni mechanicznej. Od takiego silnika wymagana jest specjalna konstrukcja, która umożliwi pracę układu napędowego z małymi prędkościami kątowymi. Brak przekładni mechanicznej wprowadza wiele zalet, takich jak: wyeliminowanie luzów wprowadzanych przez przekładnię, co poprawia zarówno dokładność statyczną pracy jak i właściwości dynamiczne napędu, zwiększa sprawność układu napędowego (wyeliminowanie strat mechanicznych w przekładni) i niezawodność (mniejsza liczba elementów mechanicznych). Dodatkowo, do zalet napędów z silnikami PMSM należy zaliczyć brak komutatora, możliwość zmniejszenia strat energii w wirniku, duża przeciążalność momentem obrotowym (wysoki stosunek momentu obrotowego do momentu bezwładności). Dzięki tym zaletom znalazły szerokie zastosowanie w technice obrabiarkowej i napędach robotów [3,5,8].

Badania napędów bezpośrednich z silnikiem PMSM uwypukliło pewne ich specyficzne cechy utrudniające precyzyjne sterowanie. Brak przekładni powoduje, że na pracę silnika bezpośrednio działają wszelkie zmiany momentu bezwładności mechanizmu, których wartość w tradycyjnym napędzie jest zredukowana dzięki podzieleniu przez kwadrat przełożenia przekładni [3,5]. Także zmiany momentu oporowego, wynikające z pracy napędzanego urządzenia oraz wywołane zmiennymi siłami tarcia, bezpośrednio działają na silnik elektryczny.

Do tych wad należy zaliczyć również tętnienia momentu obrotowego [1,2,4,6,14]. Harmoniczne momentu elektromagnetycznego spowodowane momentem zaczepowym (ang. *cogging torque*), niesinusoidalnym rozkładem indukcji w szczelinie powietrznej (ang. *electromagnetic ripple torque*), mają wpływ na tętnienia prędkości kątowej [1,2,4,10]. Ma to istotne znaczenie w napędach obrabiarek i robotów, ponieważ pomimo małej amplitudy tętnień prędkości kątowej pogarszają pracę układu. Dlatego w tych układach napędowych dąży się do uzyskania gładkiego momentu elektromagnetycznego, a tym samym zmniejszenia nierównomierności prędkości kątowej [10].

Uzyskanie gładkiego momentu elektromagnetycznego w napędach z silnikiem PMSM, zwłaszcza w napędach bezpośrednich, jest przedmiotem badań w wielu ośrodkach naukowych na świecie [1,2,4,6]. Stosowane są zabiegi konstrukcyjne poprzez odpowiednie rozmieszczenie magnesów na wirniku, uzwojeń oraz różny kształt zębów stojana [7,14]. Są to jednak zabiegi zmniejszające wartość średnią momentu, oraz ze względu na specjalne wymagania, zwiększają się koszty produkcji. Alternatywnym rozwiązaniem jest kompensacja tego zjawiska. Obecne układy sterowania pozwalają na łatwe zaimplementowanie złożonych algorytmów w układach mikroprocesorowych i znaczne ograniczenie tętnień momentu, jednak nie można ich ograniczyć zupełnie, przede wszystkim ze względu na opóźnienia pomiarowe prądu i prędkości.

W wielu pracach naukowych istotnym problemem jest dobra identyfikacja składowych tętnień momentu. Stosowane są różne metody np. obliczanie współczynników Fouriera przy założonej częstotliwości drgań [4], na podstawie pracy regulatora przy niskich prędkościach i pomiarze SEM [1].

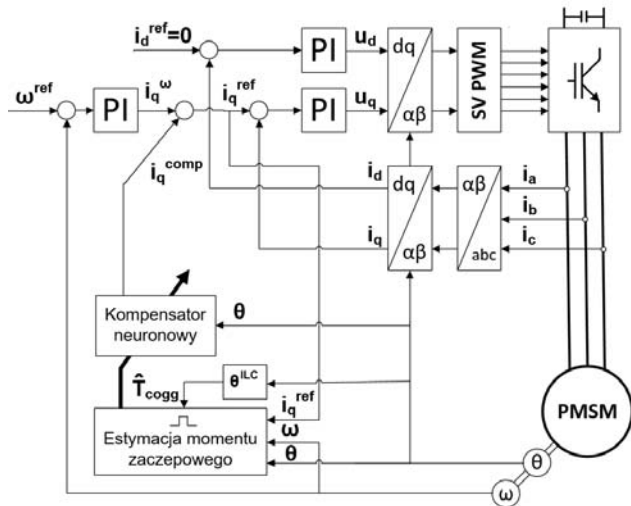
W pracy [4] do eliminacji tętnień zaczepowych wprowadzono dodatkowy moment kompensujący, a do eliminacji tętnień elektromagnetycznych zastosowano regulator momentu. Wymaga to jednak zastosowania estymatora strumienia i momentu. W pracy [1] wykazano, że zastosowanie bardzo szybkiego regulatora prądu, działającego według algorytmu dead-beat z predykcją znacznie poprawia jakość kompensacji. W tablicach w funkcji położenia wirnika umieszczono wartości prądów kompensujących moment zaczepowy i elektromagnetyczny. W pracach [11,12,13] wykazano, że również można do mini-malizacji tętnień momentu wykorzystać metodę ILC (ang. *Iterative Learning Control*) oraz RC (ang. *Repetitive Control*).

W niniejszej pracy przedstawiono wyniki badań symulacyjnych metody kompensacji tętnień momentu z wykorzystaniem sztucznych sieci neuronowych oraz uczenia iteracyjnego. Celem kompensacji jest uzyskanie gładkiego sumarycznego momentu silnika, a tym samym zmniejszenie nierównomierności prędkości kątowej.

Struktura układu sterowania

Wykorzystana w pracy struktura układu sterowania prędkością kątową silnika PMSM została przedstawiona na rys. 1. Wewnątrz pętla regulacji obejmuje regulatory PI prądów w osiach d i q, niezbędne bloki transformacji układów współrzędnych zadanych napięć i mierzonych

prądów, blok SVPWM (ang. *Space Vector Pulse Width Modulation*) oraz trójfazowy falownik. Zewnątrz pętla regulacji prędkości kątovej silnika obejmuje regulator PI prędkości, wewnętrzną pętlę regulacji prądu oraz pomiar prędkości kątovej i położenia kątowego wału silnika. Całość algorytmu sterowania realizowana jest na urządzeniu cyfrowym, przy założonym okresie próbkowania $\tau_s = 100 \mu s$. Dla rozważanego układu, czas regulacji prądu można przyjąć jako $\leq 3 \cdot \tau_s$.



Rys.1. Schemat blokowy układu sterowania

Układ kompensacji momentu zaczepowego stanowi jednokierunkowa, sigmoidalna sieć neuronowa, która jako argument wejściowy przyjmuje aktualne położenie kątovej wału silnika. Układ uczenia iteracyjnego dokonuje treningu kompensatora na podstawie wektorów: pozycji kątovej, prędkości kątovej oraz zadanego momentu elektromagnetycznego. Procedura treningu sieci jest realizowana każdorazowo, po wykonaniu przez silnik obrotu o określony kąt.

Analiza tętnień momentu w silniku PMSM

Problemem pulsacji momentu z silnikiem PMSM zajmuje się wiele ośrodków naukowych na świecie. Przegląd literatury [1,2,3,4, 6,12,13] pozwala przyjąć, że na nierównomierność prędkości kątovej mają wpływ następujące składowe:

- moment zaczepowy (ang. *cogging torque*)
- pulsujący moment elektromagnetyczny (ang. *electromagnetic ripple torque*)

W literaturze [1,2,3,4,6,11,12,13] opisano wiele modeli matematycznych opisujących moment elektromagnetyczny. Przeważnie w wyrażeniach na moment elektromagnetyczny wzajemny uwzględnia się tylko harmoniczne podstawowe pola stojana i wirnika oraz harmoniczne przestrzenne 5, 7, 11 i 13. Ich wzajemne oddziaływanie wpływa na powstanie momentu użytecznego oraz pulsującego momentu elektromagnetycznego. Składowe dominujące stanowią 12. i 24. harmoniczną liczby biegunów. Jeżeli układ regulacji prądu zapewni zerową wartość w osi d , wyrażenie to można zapisać jako (1) [3].

$$(1) T_{flux}(\theta) = i_q \cdot (\psi_{d12} \cdot \cos(12P \cdot \theta) + \psi_{d24} \cdot \cos(24P \cdot \theta))$$

gdzie: T_{flux} [Nm] – pulsacje momentu elektromagnetycznego, i_q [A] – prąd w osi q , ψ_{dn} [Wb] – amplituda n -tej składowej strumienia w osi d

W pracy skupiono się na pierwszej składowej, tj. momencie zaczepowym, wynikającym z istnienia żłobków

w stojanie maszyny i będącej rezultatem wzajemnego oddziaływania magnesów trwałych w wirniku ze zmieniającą się reluktancją w stojanie [15,16]. Wartość momentu zaczepowego (która może osiągać do 4% momentu znamionowego silnika [1,4,6]) zależy od strumienia wytwarzanego przez magnesy trwałe umieszczone w wirniku. Moment zaczepowy podzielić można na dwie podstawowe grupy składowych harmonicznych (2): natywną (NHC, ang. *Native harmonic componens*), wynikającą z konstrukcji mechanicznej silnika oraz dodatkowe (AHC, ang. *Additional harmonic component*) wynikające z asymetrii powstałych w wyniku błędów w produkcji [15].

$$(2) T_{cogg}(\theta) = \sum_{i=0}^{\infty} T_{NHC i}(\theta) + \sum_{i=0}^{\infty} T_{AHC i}(\theta)$$

gdzie: T_{cogg} [Nm] – sumaryczny moment zaczepowy, $T_{NHC i}$ [Nm] – i -ta składowa natywna, $T_{AHC i}$ [Nm] – i -ta składowa dodatkowa

Wszystkie składowe mogą zostać przedstawione w postaci (3). Składowych natywnych momentu zaczepowego należy spodziewać się nawet w idealnie wyprodukowanym (tj. nieodbiegającym od projektu) silniku. Ścisły związek między liczbą biegunów P i liczbą żłobków Q , a numerem składowej harmonicznej natywnego momentu zaczepowego, pozwala w prosty sposób oszacować kształt jego przebiegu. Dodatkowe składowe wynikają bezpośrednio z niedoskonałości produkcji konstrukcji silnika. Na podstawie [15], można dokonać ich dalszego podziału na komponenty związane z nierównomiernym rozmieszczeniem żłobków stojana (oznaczone jako AHCT) oraz nierównomiernym rozmieszczeniem/geometrią magnesów trwałych w wirniku (oznaczone jako AHCR).

$$(3) T_{c i}(\theta) = A_{c i} \cdot \sin(n_{c i} \cdot \theta + \varphi_{c i})$$

gdzie: $T_{c i}$ [Nm] – i -ta składowa c -tego komponentu, $A_{c i}$ [Nm] – amplituda składowej momentu, $n_{c i}$ [-] – rząd składowej harmonicznej momentu, $\varphi_{c i}$ [rad] – i -ta składowa dodatkowa

Koncepcyjny podział dodatkowych składowych momentu zaczepowego pozwala określić relacje (4) między budową silnika a rządami składowych harmonicznych. Dzięki temu dysponując podstawową wiedzą nt. konstrukcji silnika jesteśmy w stanie dokonać wstępnego nastrojenia kompensatora na konkretne częstotliwości.

$$(4) \begin{aligned} n_{NHC i} &= NWW(P, Q) \cdot i \\ n_{AHCT i} &= P \cdot i \\ n_{AHCR i} &= Q \cdot i \end{aligned}$$

Wyższe harmoniczne momentu [2,3,5] nie mają większego wpływu na nierównomierność prędkości kątovej, ze względu na bezwładność układu napędowego, dlatego bardzo często bierze się pod uwagę tylko kilka pierwszych harmonicznych.

Pulsujący moment elektromagnetyczny zależy zarówno od strumienia wirnika, jak i od prądu stojana. Jego wartość osiąga zwykle 2-5% momentu znamionowego i na jej wartość mają wpływ dwa składniki [3,6]:

- niesinusoidalny rozkład strumienia magnetycznego w szczelinie powietrznej, zwany momentem wzajemnym (ang. *mutual torque*)

- brak symetrii magnetycznej wirnika (zmiana reluktancji w funkcji położenia wirnika).

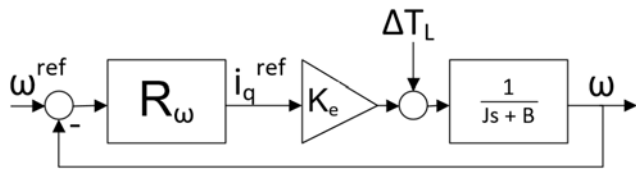
W szczególnym przypadku, gdy liczba biegunów jest podzielna przez 6, co jest częste w praktycznych rozwiązaniach, częstotliwości charakterystyczne dla tętnień momentu elektromagnetycznego są odwzorowane również w dodatkowych składowych momentu zaczepowego.

Nierównomierność prędkości kątowej

Na rys. 2 przedstawiono uproszczony schemat blokowy regulacji prędkości kątowej dla silnika PMSM w układzie współrzędnych dq , przy założeniu, że prąd w osi d jest równy zero. Jeśli przyjmiemy, że regulator prędkości R_ω jest typu PI to można zapisać następujące wyrażenie [2]:

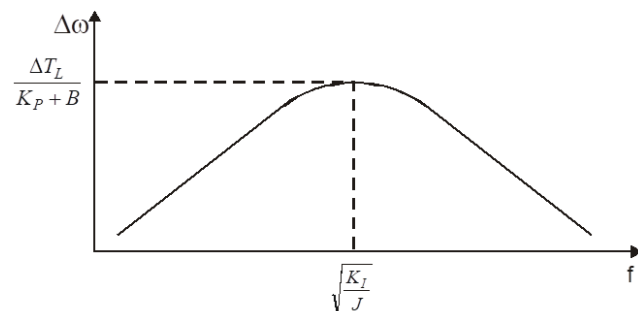
$$(5) \quad \Delta\omega = -\frac{s}{Js^2 + (K_p + B)s + K_I} \Delta T_L$$

gdzie: K_p - wzmacnienie regulatora w torze proporcjonalnym, K_I - wzmacnienie regulatora w torze całkującym, J [$\text{kg}\cdot\text{m}^2$] - moment bezwładności, B [$\text{Nm}\cdot\text{s}/\text{rad}$] - współczynnik tarcia wiskotycznego



Rys.2. Uproszczony schemat blokowy regulacji prędkości

Na rys. 3 przedstawiono odpowiedź częstotliwościową równania (5). Na tej podstawie można stwierdzić, że dla niskich częstotliwości zakłócenie momentem jest dobrze tłumione przez regulator prędkości, zwłaszcza przez element całkujący, a dla wysokich częstotliwości moment bezwładności doskonale tłumia zakłócenie momentem ΔT_L [2,3]. W zakresie średnich częstotliwości mamy do czynienia ze wzrostem nierównomierności prędkości kątowej.



Rys.3. Odpowiedź częstotliwościowa układu regulacji prędkości

Dla częstotliwości wyrażonej równaniem (6) można wyznaczyć amplitudę nierównomierności prędkości kątowej (7) wywołanej momentem tętniącym.

$$(6) \quad f = \sqrt{K_I/J}$$

$$(7) \quad \Delta\omega^{\max} = \frac{\Delta T_L}{K_p + B}$$

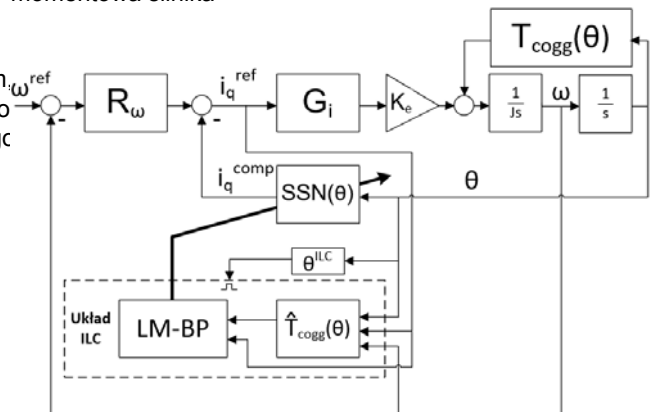
Oznacza to, że w pewnym przedziale częstotliwości nierównomierność prędkości kątowej jest proporcjonalna do momentu pulsującego ΔT_L .

Układ kompensacji i uczenia iteracyjnego

Prezentowana koncepcja kompensacji sprowadza się do założenia (8), co oznacza, że zadanie kompensatora polega na odtworzeniu wartości momentu zaczepowego. Na rys. 4. przedstawiono schemat blokowy układu regulacji wraz z układem kompensacji. Przyjęte założenie stanowi podstawę wstępnego doboru wag sieci i zastosowania metody uczenia iteracyjnego.

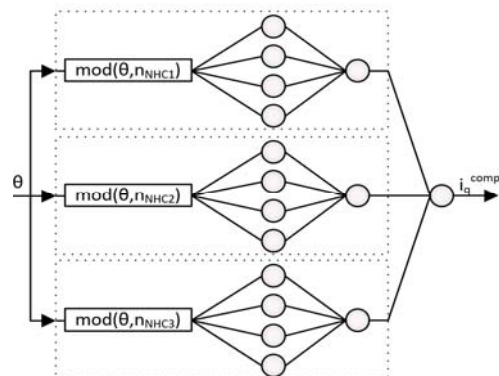
$$(8) \quad i_q^{\text{comp}} = \frac{T_{\text{cogg}}}{K_e}$$

gdzie: i_q^{comp} [Nm] – prąd kompensacji, K_e [Nm/A] – stała momentowa silnika



Rys.4. Schemat układu kompensacji gdzie: R_ω – regulator PI prędkości, G_I – transmitancja zastępcza pętli regulacji prądu, $LM-BP$ – trening sieci wstępną propagacją błędów metodą Levenberga-Marquardta, \hat{T}_{cogg} – estymacja momentu zaczepowego

Układ kompensacji zawiera trzy podstawowe elementy: sztuczną sieć neuronową, estymator momentu zaczepowego oraz iteracyjną procedurę treningu sieci. Schemat neuronowego kompensatora momentu zaczepowego został przedstawiony na rys. 5. Kompensator stanowi jednokierunkową, sigmoidalną, trójwarstwową sieć neuronową. Kompensacja odbywa się na podstawie aktualnej próbki położenia kąowego wału silnika. Wstępne przetwarzanie danych wejściowych sieci polega na stworzeniu wektora złożonego z reszty z dzielenia aktualnej pozycji kątowej przez kolejne podwielokrotności pełnego obrotu, związane z natywnymi komponentami harmonicznymi momentu zaczepowego.



Rys.5. Struktura neuronowa kompensatora – wagi początkowe

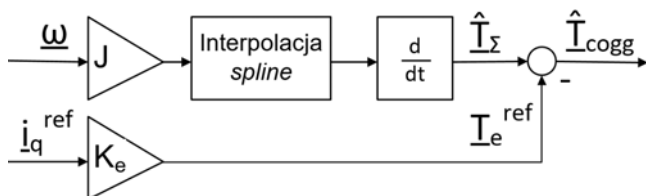
Wstępne uczenie sieci przebiegało w następujący sposób:
1. Dla każdej z natywnych składowych harmonicznymi dokonano treningu dwuwarstwowej, sigmoidalnej sieci o

czterech neuronach w warstwie ukrytej i jednym w warstwie wyjściowej. Jako dane uczące wykorzystano po 100 próbek odpowiedniego sygnału harmonicznego.

2. Uzyskane sieci połączono równolegle w jedną strukturę neuronową. Dodano trzecią warstwę, której wyjście stanowi sumę prostą wyjść drugiej warstwy ukrytej.

W ten sposób uzyskana sieć neuronowa posiada dwie podstawowe zalety: pozwała w prosty i skuteczny sposób uzyskać wstępne wagi zapewniające dobrą kompensację składowych natywnych oraz zawiera dużą liczbę niewykorzystanych (zerowych) wag, których modyfikacja w trakcie uczenia iteracyjnego powinna zapewnić poprawę tłumienia całości momentu zaczepowego.

Zaproponowane uczenie iteracyjne odbywa się na podstawie zebranych danych pomiarowych po wykonaniu przez wał silnika określonego kąta θ^{LC} . W stanie ustalonym, dla stałej prędkości zadanej, założenie to można sprowadzić do uczenia iteracyjnego ze stałym okresem w czasie. Wykorzystanym algorytmem uczenia sieci neuronowych jest algorytm Levenberga-Marquardta. Metoda ta należy do grupy metod uczenia nadzorowanego [17], wymaga więc znajomościżądanego wyjścia sieci. W tym celu dokonuje się estymacji przebiegu momentu zaczepowego w ramach każdej z iteracji. Na rys. 6 przedstawiono schemat procedury estymacji.



Rys.6. Struktura estymatora momentu zaczepowego

Estymacji dokonuje się na podstawie równania (9). Procedura wymaga przeprowadzenia różniczkowania wektora prędkości. W tym celu dokonuje się jej interpolacji funkcjami sklejanymi (ang. *spline*) a następnie przeprowadza się różniczkowanie symboliczne. Do podstawowych zalet wykorzystania interpolacji funkcjami sklejanymi należy stabilność obliczeń nawet dla dużej liczby punktów. Różniczkowanie symboliczne gwarantuje lepszą odporność na szумы w stosunku do metod różnic skończonych. Po uzyskaniu wektora momentu zaczepowego dla danej iteracji przeprowadza się aktualizację wag sieci dla każdej z próbek sygnału uczącego.

$$(9) \quad \hat{T}_{cogg} = J \frac{d}{dt} \omega - K_e i_q^{ref}$$

Wyniki badań symulacyjnych

Jako model symulacyjny wykorzystano implementację układu kompensacji (rys. 4) w środowisku MATLAB/Simulink. W tabeli 1. przedstawiono założone parametry silnika PMSM. Przyjęto uproszczony model pętli regulacji prądu w postaci inercji I rzędu z opóźnieniem transportowym, o stałej czasowej wartości $3\tau_s$ i opóźnieniu $2\tau_s$.

Tabela 1. Parametry modelu symulacyjnego

Prędkość zadana	Moment znamionowy	Liczba biegunów	Liczba żłobków	Stała momentowa	Moment bezwładności
ω^{ref}	T_{eN}	P	Q	K_e	J
[rad/s]	[Nm]	[-]	[-]	[Nm/A]	[kg·m ²]
1	50	24	216	17.5	0.753

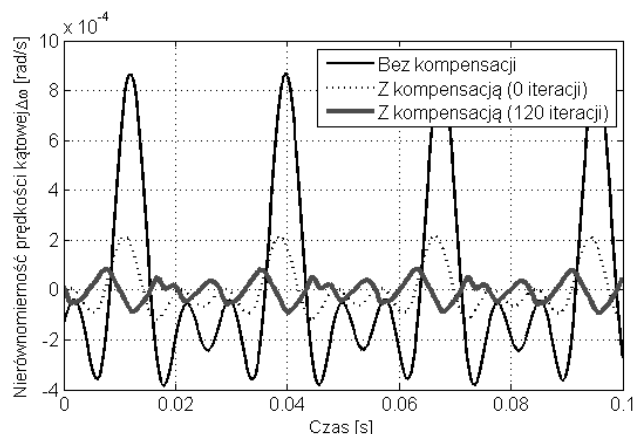
W tabeli 2. zestawiono wartości rzędów, amplitud i faz komponentów harmonicznyc wykorzystanego modelu momentu zaczepowego. Syntezy modelu dokonano na

podstawie (2)-(4). Sumaryczna wartość momentu wynosi ok. 5% wartości momentu znamionowego, co stanowi niewielkie przeszacowanie względem rzeczywistych silników. Każdy z komponentów składa się z trzech składowych harmonicznyc. Implementacja oraz trening kompensatora neuronowego oparto o narzędzie Neural Network Toolbox. Estymacja momentu zaczepowego, wykorzystująca interpolację funkcjami sklejanymi (ang. *spline*) została zaimplementowana za pomocą narzędzia Spline Toolbox.

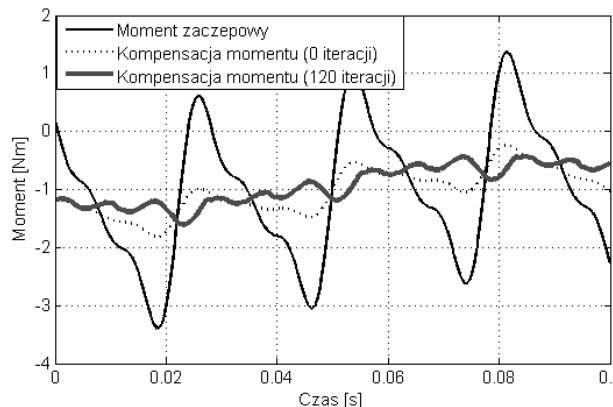
Tabela 2. Model momentu zaczepowego

Komponenty momentu zaczepowego	n	A	ϕ
	[-]	[Nm]	[°]
NHC	216	1.14	4.5
	432	0.57	4.5
	648	0.28	9.1
AHC T	216	0.28	0.5
	432	0.14	1.2
	648	0.07	0.1
AHC R	24	0.28	4.5
	48	0.14	2.7
	72	0.07	3.1

Na rysunku 7 przedstawione są wyniki redukcji nierównomierności prędkości kątowej dla założonego modelu. Jako kąt iteracji θ^{LC} przyjęto 0.1 rad – co w stanie ustalonym (stałej prędkości kątowej) oznacza przeprowadzanie procedury treningu sieci co 1000 okresów próbkowania.



Rys 7. Redukcja nierównomierności prędkości kątowej



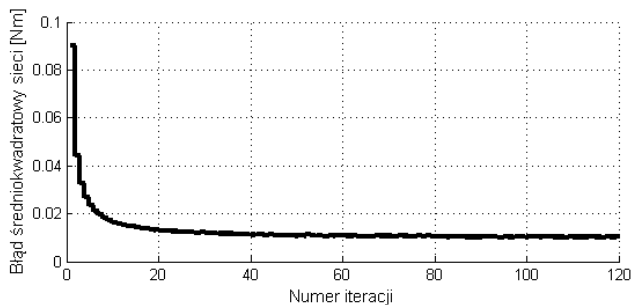
Rys 8. Kompensacja momentu zaczepowego

Rysunek 8. przedstawia poziom redukcji momentu zaczepowego. Zgodnie z założeniami dotyczącymi punktu nierównomierności prędkości (rys. 3), można zauważyć, że dla przyjętej prędkości referencyjnej ω^{ref} , niższe częstotliwości związane ze składową AHC R, tj. składowe o

rzędzie nie większym niż 72, tłumione przez układ regulacji i nie przenoszą się na prędkość. To z kolei pozwala stwierdzić, że kąta iteracji został dobrany prawidłowo.

Oceniając redukcję nierównomierności prędkości według (10), zaproponowany kompensator uzyskuje wynik 74% redukcji na początku procedury uczenia iteracyjnego. Po ok. 120 iteracjach poziom redukcji stabilizuje się na wartości 95%. Na rys. 9 przedstawiono wykres błędu sieci w procesie uczenia iteracyjnego.

$$(10) \quad K_{\Delta\omega} = \left(1 - \frac{\text{var}(\Delta\omega^{comp})}{\text{var}(\Delta\omega)} \right) \times 100\%$$



Rys 9. Błąd średniokwadratowy kompensatora na koniec cyklu treningu sieci

Wnioski

Uzyskane wyniki symulacyjne pozwalają stwierdzić, że zaproponowana metoda kompensacji momentu zaczepowego umożliwiła znaczną (do 95%) redukcję nierównomierności prędkości kątowej silnika PMSM. Przedstawiona struktura estymacji i uczenia iteracyjnego kompensatora zapewnia szybką zbieżność – już po 2 obrotach błąd estymacji momentu zaczepowego ustalił się na minimalnej wartości.

Dalsze planowane prace obejmują sprzętową weryfikację metody jak również kontynuację badań symulacyjnych, pod kątem kompensacji pozostałych źródeł tętnień momentu silników PMSM, przede wszystkim uwzględnienia pulsacji momentu elektromagnetycznego w strukturze kompensatora.

Autorzy: dr hab. inż. Tomasz Pajchrowski, Politechnika Poznańska, Instytut Automatyki, Robotyki i Inżynierii Informatycznej, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: tomasz.pajchrowski@put.poznan.pl, mgr inż. Adrian Wójcik, Politechnika Poznańska, Instytut Automatyki, Robotyki i Inżynierii Informatycznej, ul. Piotrowo 3a, 60-965, E-mail: adrian.wojcik@student.put.poznan.pl

LITERATURA

- [1] Holtz J., Springop L.: Identification and Compensation of Torque Ripple in High-Precision Permanent Magnet Motor Drives, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol.43, No.2, April 1996, pp.309-320.
- [2] D.-W. Chung, S.-K. Soul :Analysis and Compensation of Current Measurement Error in Vector – Controlled AC Motor Drives, *IEEE Transaction on Industrial Applications*, Vol.34, No.2, March/April 1998, pp.340-345.
- [3] Deskur J., Kaczmarek T., Nierównomierność prędkości napędu bezpośredniego z silnikiem momentowym, *Studia z Automatyki i Informatyki*, tom 30, Poznań 2005.
- [4] Grcar B., Cafuta P., Stumberger G. Stanković A.M. Control-Based Reduction of Pulsating Torque for PMAC Machines, *IEEE Transaction on Energy Conversion*, Vol.17, No.2, June 2002, pp.169-175.
- [5] Brock S., Deskur J.: Praktyczne podejście do kompensacji tętnień momentu w precyzyjnym bezpośrednim napędzie z silnikiem synchronicznym z magnesami trwałymi, VII Krajowa Konferencja Naukowa Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, SENE 2005, Łódź-Arturówek, 23-25 listopada 2005r., str.45-50.
- [6] Ferreti G., Magnani G. Rocco P. :Modeling, Identification, and Compensation of Pulsating Torque for PMAC Machines, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol.45, No.6, December 1998, pp.912-920
- [7] Stamenković I., Jovanović D., Vukosavić S.: Torque ripple Verification in PM Machines, EUROCON 2005, Serbia&Montenegro, Belgrade, November 22-24, 2005.
- [8] Odporne sterowanie precyzyjnym napędem bezpośrednim z silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych, Sprawozdanie z projektu badawczego KBN 8T10A 07521, Poznań 2004.
- [9] Norgaard M., Ravn O., Poulsen N.K., Hansen L.K.(2000), „Neural Networks for Modelling and Control of Dynamic Systems”, Springer-Verlag London 2000.
- [10] Yang J., Chen W.H., Li S., Guo L., Yan Y., Disturbance/Uncertainty Estimation and Attenuation Techniques in PMSM Drives—A Survey, *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 64, NO. 4, APRIL 2017, pp. 3273-3285.
- [11] G. Pipeleers, K. L. Moore, Unified Analysis of Iterative Learning and Repetitive Controllers in Trial Domain, *IEEE TRANSACTIONS ON AUTOMATIC CONTROL*, VOL. 59, NO. 4, APRIL 2014, pp.953-965.
- [12] P. Mattavelli, L. Tubiana, M. Zigliotto, Torque-Ripple Reduction in PM Synchronous Motor Drives Using Repetitive Current Control, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 20, NO. 6, NOVEMBER 2005, pp. 1423-1431.
- [13] Ch. Xia , W. Deng, T. Shi, Y. Yan, Torque Ripple Minimization of PMSM Using Parameter Optimization Based Iterative Learning Control, *J Electr Eng Technol*.2016; 11(2): 425-436.
- [14] L. GASPARIN, R. FISER, Sensitivity of Cogging Torque to Permanent Magnet Imperfections in Mass-produced PM Synchronous Motors, *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY*, ISSN 0033-2097, R. 89 NR 2b/2013, pp. 80-83.
- [15] A. Černigoj, L. Gašparin, i R. Fišer, Native and additional cogging torque components of PM synchronous motors—evaluation and reduction, *Automatika*, t. 51, nr 2, s. 157–165, 2010.
- [16] L. Gašparin i R. Fišer, Cogging torque sensitivity to permanent magnet tolerance combinations, *Archives of Electrical Engineering*, t. 62, nr 3, sty. 2013.
- [17] A. Reynaldi, S. Lukas, i H. Margaretha, Backpropagation and Levenberg-Marquardt Algorithm for Training Finite Element Neural Network, w 2012 Sixth UKSim/AMSS European Symposium on Computer Modeling and Simulation (EMS), 2012, ss. 89–94