

Identyfikacja zaburzeń momentu elektromagnetycznego w aplikacji napędowej z silnikiem PMSM

Streszczenie. W pracy przedstawiono procedurę parametrycznej identyfikacji zaburzeń momentu elektromagnetycznego w napędzie bezpośrednim z silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych (PMSM). Omówiono typowe źródła okresowych zaburzeń momentu, wynikających bezpośrednio z konstrukcji i zasady działania silnika z magnesami trwałymi, jak również zaburzenia spowodowane błędami w pomiarze prądu silnika. Zaproponowano zastępczy model symulacyjny napędu oraz metodę identyfikacji parametrów zaburzeń opartą o nieliniową optymalizację. Zaprezentowano symulacyjne wyniki weryfikacji proponowanej metody oraz przykładowe wyniki eksperymentalne.

Abstract. This paper presents a procedure for parametric identification of electromagnetic torque disturbances in a direct drive with a permanent magnet synchronous motor (PMSM). Typical sources of periodic torque disturbances are discussed: disturbances resulting directly from structure and operation of PMSM as well as disturbances caused by errors in the motor current measurement. Simulation model of drive with disturbances is proposed as well as method for identifying disturbance parameters based on nonlinear optimization. The simulation results of the verification of the proposed method and exemplary experimental results are presented. (**Torque disturbances identification in electric drive application with PMSM**)

Słowa kluczowe: tętnienia momentu, PMSM, identyfikacja parametryczna, optymalizacja nieliniowa

Keywords: torque ripples, PMSM, parametric identification, nonlinear optimization

Wstęp

Dla wielu aplikacji napędowych – od napędów dysków twardych [1] po napędy śledzące teleskopów [2] – kluczową właściwością jest utrzymanie stałej i równomiernej prędkości obrotowej. Ze względu na rosnące wymagania aplikacji napędowych dotyczące sprawności, bezawaryjności oraz poziomu hałasu coraz częściej spotkać można rozwiązania oparte o napędy bezpośrednie (ang. *direct drive*), tj. napędy, które nie wykorzystują przekładni mechanicznych do redukcji prędkości obrotowej maszyny roboczej. W napędzie bezpośrednim moment elektromagnetyczny silnika przenoszony jest bezpośrednio na maszynę roboczą. Pozwala to uzyskać wysoką dynamikę ruchu oraz zredukować straty mocy mechanicznej, wiąże się to jednak również z tym, że zaburzenia momentu silnika bezpośrednio wpływają na ruch maszyny roboczej. W przypadku aplikacji wymagających wysokiej precyzji utrzymania równomiernej prędkości obrotowej wiąże się to z koniecznością zastosowania układu sterowania, który będzie w stanie skutecznie zredukować wpływ zaburzeń momentu [3][4].

W literaturze przedmiotu znaleźć można wiele metod sterowania napędem elektrycznym uwzględniających typowe źródła zaburzeń momentu elektromagnetycznego. Metody te mają za zadanie generowanie przebiegów prądu silnika, które zapewnią gładki przebieg momentu elektromagnetycznego, a tym samym równomierną prędkość obrotową. Stosowane są w tym celu m.in. *sterowanie z uczeniem iteracyjnym* (ang. *iterative learning control*) [5][6], *regulatory neuronowe* (ang. *neural network controller*) [7][8], *regulatory rozmyte* (ang. *fuzzy logic controllers*) [9][10]. Problem redukcji wpływu zaburzeń momentu na pracę napędu często jest również rozwiązywany przez dedykowane metody sterowania oparte o kompensację zaburzeń na podstawie znajomości ich modelu matematycznego. Dedykowane metody kompensacji można z łatwością zintegrować z prostymi algorytmami sterowania, np. regulatorami liniowymi [11]. Ich zastosowanie wymaga jednak przeprowadzenia identyfikacji parametrycznej zaburzeń momentu – od jakości procesu identyfikacji zależy jakość kompensacji zaburzeń.

W pracy przedstawiono metodę identyfikacji parametrycznej zaburzeń momentu silnika PMSM opartej o *optymalizację nieliniową z ograniczeniami*. Przedstawiono strukturę modelu zaburzeń oraz zaprezentowano wyniki symulacyjne i eksperymentalne.

Źródła zaburzeń momentu

W pracy podzielono źródła zaburzeń momentu silnika PMSM na dwie grupy: zaburzenia w funkcji położenia kąтового wirnika oraz zaburzenia w funkcji położenia wirnika i wartości prądu czynnego. W obu przypadkach zaburzenia te mają formę *tętnień* (ang. *ripples*), tj. mają charakter okresowy w dziedzinie położenia kąтового wirnika [12][7].

1. Zaburzenia w funkcji położenia kąтового

1.1. Moment zaczepowy

Głównym źródłem tętnień momentu silnika z magnesami trwałymi jest tzw. moment zaczepowy (ang. *cogging torque*). Jest to moment spowodowany przez siłę przyciągania magnetycznego między magnesami na wirniku a żelaznymi zębami stojana. Relacja między położeniem kątowym wirnika θ [rad] a momentem zaczepowym T_c [Nm] opisuje formuła (1) [12][13].

$$(1) \quad T_c(\theta) = T_c^{max} \cdot \sin(N_c \cdot \theta)$$

Rząd podstawowej składowej harmonicznej N_c stanowi najmniejszą wspólną wielokrotność liczby par biegunów wirnika P oraz liczby zębów stojana Q .

1.2. Błędy pomiarowe: asymetria zasilania czujników

Typowy układ pomiaru prądu w sterowanym cyfrowo napędzie elektrycznym składa się z toru analogowego, konwertującego prąd na napięcie oraz przetwornika A/C. Pomiar prądu przemiennego wymaga symetrycznego zasilania toru pomiarowego. Wystąpienie asymetrii zasilania jest przyczyną dodatkowych błędów pomiaru prądu Δi [A], które w efekcie powodują dodatkowe tętnienia momentu T_a [Nm]. Zakładając, że poziom asymetrii jest identyczny dla pomiaru w obu fazach silnika, tętnienia T_a opisać można za pomocą formuły (2) [14][7].

$$(2) \quad T_a(\theta) = T_a^{max} \cdot \cos\left(P \cdot \theta + \frac{\pi}{6}\right)$$

2. Zaburzenia w funkcji położenia kąowego i prądu

2.1. Wyższe harmoniczne strumienia

W stanie ustalonym prądy fazowe silnika PMSM jest odkształcony i zawiera 5., 7., 11. i 13. harmoniczną z powodu szczeliny powietrznej, rozmagnesowania magnesów trwałych pod wpływem temperatury i innych czynników. W efekcie harmoniczne te generują 6. i 12. harmoniczną tętnień momentu (3) [15][12]

$$(3) \quad T_f(\theta, i_q) = i_q \cdot (\psi_6^{max} \cdot \cos(6P \cdot \theta) + \psi_{12}^{max} \cdot \cos(12P \cdot \theta))$$

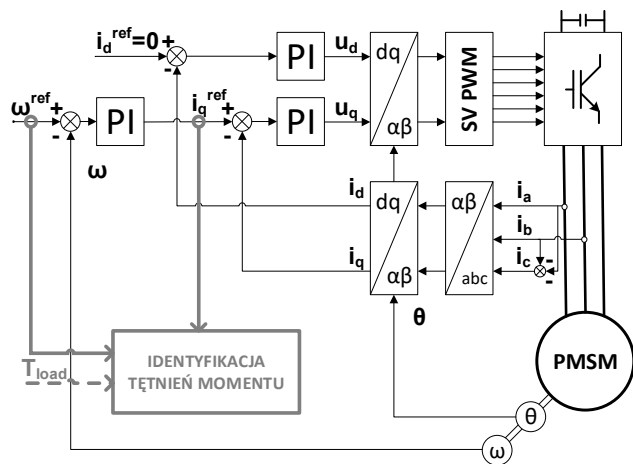
2.2. Błędy pomiarowe: skalowanie

Pomiar prądu w cyfrowym układzie sterowania napędem elektrycznym obciążony jest zwykle również błędem skalowania, tj. wzmocnienia torów analogowych pomiarów prądów fazowych mogą się od siebie nieznacznie różnić. W efekcie powstaje dodatkowym tętnie momentu (4), gdzie współczynnik k_s^{max} jest proporcjonalny do różnicy wzmocnień i odwrotnie proporcjonalny do ich iloczynu [14].

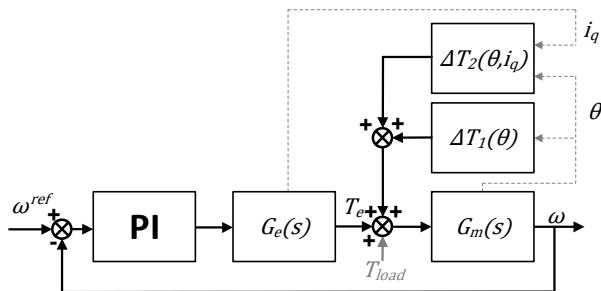
$$(4) \quad T_s(\theta, i_q) = i_q \cdot k_s^{max} \cdot \left(\cos\left(2P \cdot \theta + \frac{\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \right)$$

Model układu napędowego

Na rys. 1. przedstawiono schemat blokowy układu sterowania prędkością obrotową napędu z silnikiem PMSM. W pracy rozważono klasyczną, kaskadową strukturę regulacji czynnej składowej prądu i_q [A] oraz prędkości kąowej ω [rad/s]. Obie pętle regulacji realizowane są za pomocą regulatorów PI. Na schemacie zaznaczono również, które sygnały biorą udział w procesie identyfikacji: referencyjna prędkość kąowa, zadana składowa czynna prądu oraz (jeśli jest dostępny) zewnętrzny moment obciążenia. Blok identyfikacji nie bierze udziału w procesie sterowania a proces identyfikacji realizowany jest *off-line*.



Rys. 1. Schemat blokowy układu sterowania



Rys. 2. Model układu sterowania z uwzględnieniem zaburzeń momentu

Na rys. 2. przedstawiono model matematyczny wykorzystany do symulacji układu sterowania z uwzględnieniem opisanych źródeł zaburzeń momentu.

Transmitancja operatorowa $G_e(s)$ stanowi model zastępczy pętli regulacji momentu (5), transmitancja $G_m(s)$ stanowi model zastępczy części mechanicznej (6).

$$(5) \quad G_e(s) = \frac{T_e(s)}{i_q^{ref}(s)} = \frac{K_e}{s \cdot \tau_e + 1} e^{-\tau_d s}$$

gdzie: τ_e – stała czasowa [s], τ_d – opóźnienie transportowe [s], K_e – stała momentowa silnika (stosunek wytwarzanego momentu do składowej czynnej prądu) [Nm/A].

$$(6) \quad G_m(s) = \frac{\Omega(s)}{T_\Sigma(s)} = \frac{1}{sJ}$$

gdzie: J – sumaryczny moment bezwładności napędu [kg·m²].

W celu uproszczenia notacji i implementacji modelu zaburzeń momentu, wyrażenia (1)-(4) zostały przekształcone do postaci iloczynów wektorowych (7) i (8). Modele zostały więc podzielone na wektor *amplitud o nieznanach wartościach* oraz szeregi harmoniczne jednostkowej amplitudzie oraz znanym rzędzie i przesunięciu fazowym.

$$(7) \quad \Delta T_1(\theta) = [T_c^{max} \quad T_a^{max}] \cdot \begin{bmatrix} \sin(N_c \cdot \theta) \\ -\sin\left(P \cdot \theta - \frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

$$(8) \quad \Delta T_2(\theta, i_q) = i_q \cdot [\psi_6^{max} \quad \psi_{12}^{max} \quad k_s^{max} \quad k_s^{max}] \cdot \begin{bmatrix} -\sin\left(6P \cdot \theta - \frac{\pi}{2}\right) \\ -\sin\left(12P \cdot \theta - \frac{\pi}{2}\right) \\ -\sin\left(2P \cdot \theta + \frac{\pi}{6}\right) \\ \sin\left(0 \cdot \theta + \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix}$$

Identyfikacja parametryczna zaburzeń momentu polegać ma na znalezieniu takich wartości nieznanach amplitud, które zapewnią najmniejszy błąd odwzorowania wybranych sygnałów układu sterowania.

Procedura identyfikacji zaburzeń

Zaproponowana procedura identyfikacji parametrycznej modelu zaburzeń momentu opiera się o *optymalizację nieliniową z ograniczeniami* [16]. W pracy założono, że parametry modeli zastępczych (5) i (6) są znane i nie ulegają zmianie w czasie trwania procesu identyfikacji. Procedurę opisać można następującymi krokami:

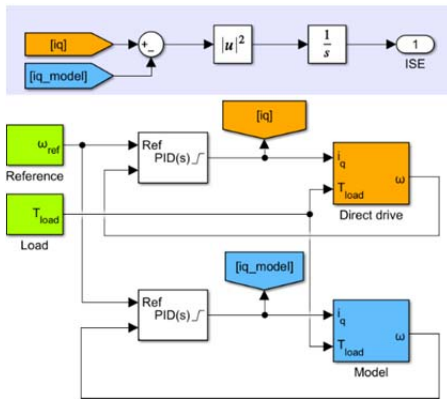
- 1. Generacja sygnałów wejściowych:** częstotliwość tętnień momentu zależy od prędkości kąowej napędu, prawidłowa identyfikacja wymaga więc aby sygnał prędkości zadanej kilka – kilkanaście razy zmienił swoją wartość w trakcie identyfikacji. Część tętnień jest proporcjonalna do wartości prądu, więc wskazana jest również zmiana momentu obciążenia w celu wymuszenia niezerowej średniej prądu.
- 2. Przeprowadzenie symulacji lub eksperymentu w celu akwizycji danych:** w pracy wykorzystano odpowiedź regulatora prędkości jako sygnał, pozwalający na ocenę zbieżności modelu i danych. Odpowiedź regulatora, tj. zadana składowa czynna prądu, stanowi reakcję na nierównomierności prędkości powodowane zaburzenia momentu. W modelu należy zastosować identyczne nastawy (i ew. ograniczenia) regulatora prędkości jak w przypadku akwizycji danych.
- 3. Zdefiniowanie funkcji celu:** jako wskaźnik jakości dopasowania modelu do danych wykorzystano w pracy ISE (ang. *integrated squared error*) sygnałów prądu zadanych. Jako zmienne decyzyjne przyjęto nieznanne amplitudy tętnień momentu. W przypadku testów symulacyjnych należy się spodziewać, że identyczne parametry modelu zaburzeń zapewnią identyczne odpowiedzi regulatora prędkości. W proponowanej

metodzie każda ewaluacja funkcji celu wiąże się z przeprowadzeniem symulacji modelu dla zadanych wejść.

4. **Przeprowadzenie nieliniowej optymalizacji:** odnalezienie minimum zdefiniowanej powyżej funkcji celu powinno oznaczać, że odnalezione zmienne decyzyjne stanowią wartości amplitud tętnień momentu. W pracy wykorzystano do optymalizacji metodę *interior-point* [16]. Kluczowym parametrem algorytmu optymalizacji dla czasu obliczeń był przyjęty zakres wartości amplitud (ograniczenia zmiennych decyzyjnych), które dla zaprezentowanych wyników przyjęto na poziomie ok. 2% momentu znamionowego.

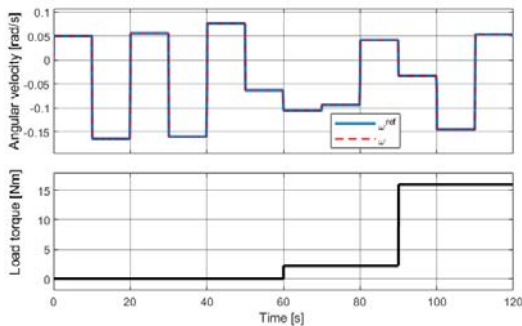
Wyniki symulacyjne

Na rys. 3. przedstawiono schemat modelu symulacyjnego wykorzystanego do symulacyjnej walidacji zaproponowanej metody identyfikacji parametrycznej tętnień momentu. System ten składa się z dwóch segmentów o identycznej strukturze i wejściach, z tą różnicą, że segment u góry (pomarańczowy) ma stałe parametry modelu tętnień podczas gdy dolny (niebieski) zależy od zmiennych decyzyjnych nadrzędnej funkcji celu. Należy podkreślić, że segment górny (pomarańczowy) nie musi być ewaluowany przy każdym wywołaniu funkcji celu, o ile sygnały wejściowe nie ulegają zmianie. Parametry modelu zawarto w tabeli 1.



Rys. 3. Schemat modelu symulacyjnego w funkcji celu procesu optymalizacji: symulacyjna walidacja metody identyfikacji

W ramach badań symulacyjnych sprawdzono, czy identyfikowane parametry tętnień zostają prawidłowo odnalezione, tj. zbiegają się z założonymi, znanymi parametrami referencyjnego modelu, dla dwóch różnych sytuacji praktycznych: pobudzenia układu zarówno zmianą sygnału referencyjnego jak i momentu obciążenia oraz wyłącznie zmianą sygnału referencyjnego przy biegu jałowym.



Rys. 4. Przykładowe wymuszenia wykorzystane w procesie identyfikacji / optymalizacji

Tabela 1. Parametry modelu symulacyjnego

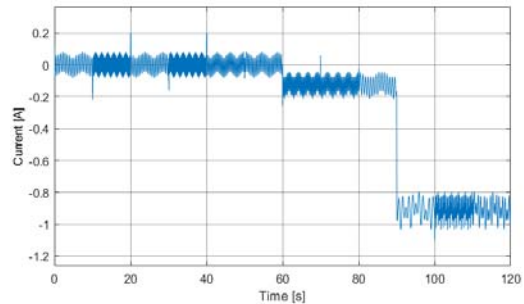
J [kgm ²]	K_e [Nm/A]	τ_e [μs]	τ_d [μs]	P	Q	i_g^{max} [A]
0.753	17.5	200	300	24	216	6.0
T_c^{max} [Nm]	T_a^{max} [Nm]	ψ_6^{max} [Wb]	ψ_{12}^{max} [Wb]	k_s^{max} [Nm/A]	K_p	K_i
1.1000	0.2857	0.9590	0.0959	0.2021	2972	85

1. Losowa zmiana sygnałów referencyjnego i obciążania Na

rys. 4. przedstawiono przykładowe przebiegi wymuszeń wykorzystane w procesie identyfikacji tętnień. Jako sygnał prędkości referencyjnej wykorzystano generator wartości losowych o rozkładzie równomiernym z przedziału ± 0.2 rad/s. W pierwszym teście jako sygnał momentu obciążenia wykorzystano generator wartości losowych o rozkładzie równomiernym z przedziału $<0, 25>$ Nm. W obu przypadkach ograniczono narastanie sygnałów, tak aby zmiana wartości 0 do założonej wartości maksymalnej trwała nie krócej niż 100 ms.

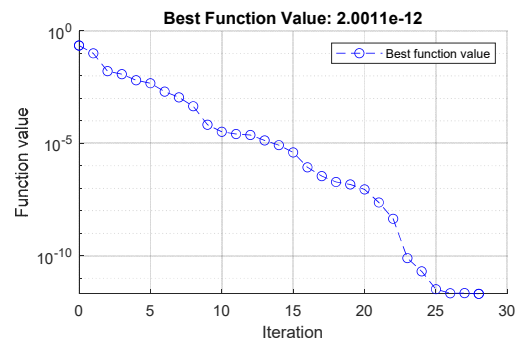
Na rys. 5. przedstawiono przebieg odpowiedzi regulatora prędkości na wymuszenia zaprezentowane na

rys. 4. Wraz ze zmianą prędkości kątowej następuje wyraźna zmiana częstotliwości tętnień, zauważyć można również, że obecność składowej stałej prądu zmienia skład harmonicznym.



Rys. 5. Przebieg zadanego prądu czynnego: test z obciążeniem

Na rys. 6. przedstawiono przykładowy przebieg funkcji celu (wskaźnika ISE) dla testu z obciążeniem. W tym przypadku proces optymalizacji trwał 28 iteracji i został zatrzymany ze względu na brak spadku wartości funkcji celu z założoną względną tolerancją wynoszącą 10^{-6} . Wynik ten można interpretować jako uzyskanie średniego błędu odwzorowania zadanego prądu na poziomie $1.3 \cdot 10^{-7}$ A, co oznacza, że uzyskane wyniki powinny być identyczne w stosunku do modelu referencyjnego.



Rys. 6. Przykładowy przebieg funkcji celu: test z obciążeniem

W tabeli 2. zestawiono wyniki identyfikacji parametrów zaburzeń momentu – zgodnie z oczekiwaniami uzyskano w tym wypadku wartości amplitud o pomijalnym błędzie względem referencyjnego modelu.

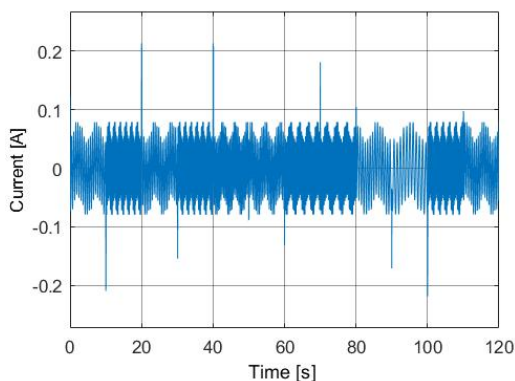
Tabela 2. Wyniki identyfikacji: test z obciążeniem

Wynik optymalizacji	T_c^{max}	T_a^{max}	ψ_6^{max}	ψ_{12}^{max}	k_s^{max}
	[Nm]	[Nm]	[Wb]	[Wb]	[Nm/A]
Wynik optymalizacji	1.1000	0.2857	0.9590	0.0959	0.2021
Błąd bezwzględny [$\times 10^{-5}$]	0.0586	0.1671	0.0532	0.2679	0.5515
Błąd względny [%]	0.0001	0.0006	0.0006	0.0003	0.0027

2. Losowa zmiana sygnału referencyjnego przy braku obciążenia

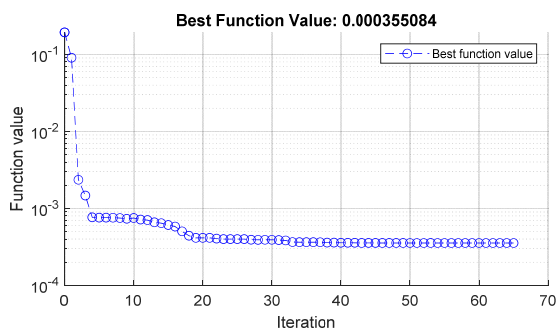
Na rys. 7. przedstawiono przebieg odpowiedzi regulatora prędkości na zmiany sygnału referencyjnego przedstawione na

rys. 4. lecz z pominięciem momentu obciążenia – silnik pracuje na biegu jałowym. Średnia wartość prądu w trakcie testu jest więc bliska 0 A.



Rys. 7. Przebieg zadanego prądu czynnego: test bez obciążenia

Na rys. 8. przedstawiono przykładowy przebieg funkcji celu (wskaźnika ISE) dla testu bez obciążenia. W tym przypadku proces optymalizacji trwał 65 iteracji i został zatrzymany ze względu na spadek długości kroku (zmiany zmiennych decyzyjnych) poniżej założonej wartości 10^{-6} . Oznacza to, że poprawa wskaźnika jakości wiązała się z bardzo niewielkimi zmianami wartości szukanych amplitud – algorytm odnalazł lokalne minimum. Wynik ten można interpretować jako uzyskanie średniego błędu odwzorowania zadanego prądu na poziomie $1.7 \cdot 10^{-3}$ A, co oznacza, że uzyskane wyniki mogą wyraźnie różnić się od modelu referencyjnego.



Rys. 8. Przykładowy przebieg funkcji celu: test bez obciążenia

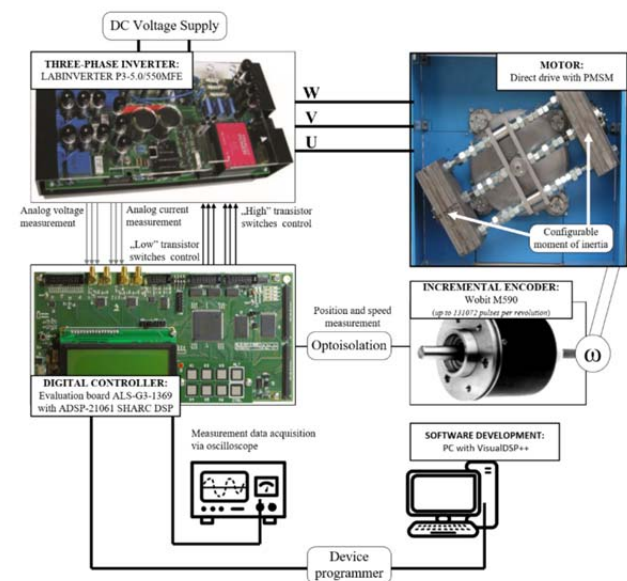
W tabeli 3. zestawiono wyniki identyfikacji parametrów zaburzeń momentu – zgodnie z przewidywaniami uzyskano istotnie większe błędy niż w przypadku testu z obciążeniem. Warto zwrócić uwagę, że amplitudy zaburzeń zależnych wyłącznie od położenia kąтового zostały zidentyfikowane z dokładnością poniżej 0.5%, podczas gdy zaburzenia proporcjonalne do czynnej składowej prądu charakteryzują się dużo większym błędem.

Tabela 3. Wyniki identyfikacji: test bez obciążenia

Wynik optymalizacji	T_c^{max}	T_a^{max}	ψ_6^{max}	ψ_{12}^{max}	k_s^{max}
	[Nm]	[Nm]	[Wb]	[Wb]	[Nm/A]
Wynik optymalizacji	1.0981	0.2844	0.7839	0.0368	0.1615
Błąd bezwzględny	0.0019	0.0013	0.0591	0.1751	0.0406
Błąd względny [%]	0.1712	0.4460	18.2568	61.5926	20.0672

Opis stanowiska laboratoryjnego

Badania eksperymentalne przeprowadzono na laboratoryjnym stanowisku napędowym wyposażonym w silnik PMSM (Rys. 9). Silnik sterowany jest trójfazowym przetwornikiem napięcia z rodziny LABINVERTER typu P3-5.0/550MFE, zasilanym z sieci trójfazowej o napięciu 400 V i częstotliwości 50 Hz. Algorytm sterowania został zaimplementowany na procesorze sygnałowym ADSP-21060 z rodziny SHARC (Analog Devices Inc.), z szybkością instrukcji 40MHz (25ns) i szczytową wydajnością 120MFLOPs. Okres próbkowania algorytmu kontrolnego wynosił 100 μ s. Do pomiaru położenia i prędkości kątowej wykorzystano enkodery: absolutny (14 bitów na obrót) i przyrostowy (o rozdzielczości 16384 impulsów na obrót). Pomiar prędkości wykonano techniką opartą na filtrze cyfrowym omówioną w [17]. W niniejszej pracy zalecono metodę PLL (Phase Locked Loop) połączoną z metodą M. Pozwala to na zminimalizowanie szumu kwantyzacji, który zachowuje się podobnie jak filtr dolnoprzepustowy, ale z istotną zaletą krótszego opóźnienia. Akwizycję sygnałów pomiarowych i sterujących przeprowadzono przy użyciu oscyloskopu cyfrowego Tektronix DPO 3014 z możliwością rejestracji 5 megaprobek i pasmem 100 MHz. Oprogramowanie sterujące zostało opracowane i uruchomione w środowisku programistycznym VisualDSP++.



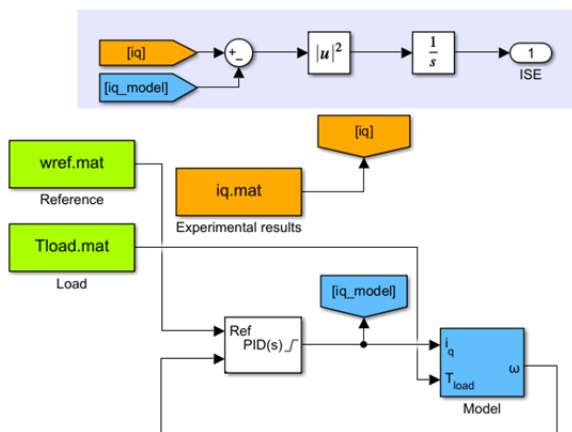
Rys. 9. Schemat ideowy stanowiska laboratoryjnego

Wyniki eksperymentalne

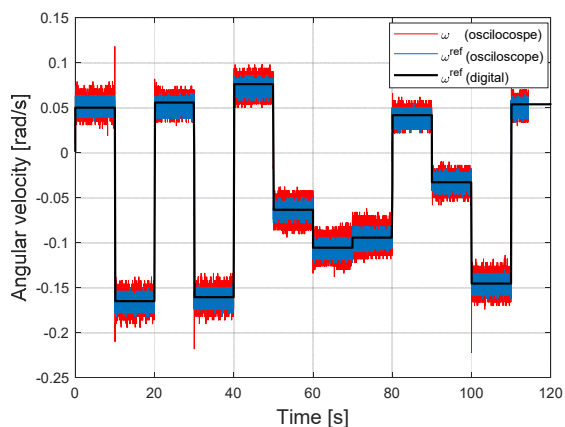
W ramach badań na stanowisku laboratoryjnym wykonano eksperymenty analogiczne do zaprezentowanych testów symulacyjnych bez aktywnego obciążenia. Na rys. 10. przedstawiono model symulacyjny wykorzystany w procesie identyfikacji dla danych eksperymentalnych. W przypadku prezentowanych wyników sygnał prędkości referencyjnej jest identyczny jak w przypadku testów symulacyjnych (

Rys. 4). Moment obciążenia dla prezentowanych wyników jest zerowy. Na rys. 11. przedstawiono

przykładowy przebieg referencyjnej i mierzonej na stanowisku prędkości kątowej silnika. Prędkość referencyjna została zaprezentowana w postaci cyfrowej, tj. sekwencji liczb zmiennoprzecinkowych przekazanych do oprogramowania sterującego jak również wynik akwizycji tego sygnału za pomocą przetwornika C/A i oscyloskopu, analogicznie jak pozostałe sygnały pomiarowe. Na rys. 12. przedstawiono odpowiedź regulatora prędkości na stanowisku badawczym, tj. zadaną czynną składową prądu. Podobnie jak w przypadku przebiegu symulacyjnego na rys. 7. częstotliwość tętnień wyraźnie zależy od aktualnej prędkości obrotowej napędu. Wyraźnie widoczne są jednak dodatkowe częstotliwości nie uwzględnione w modelu, spowodowane przede wszystkim przez tarcie (niskie częstotliwości) oraz szum pomiarowy (wysokie częstotliwości). Należy się więc spodziewać, że wskaźnik dopasowania danych do modelu będzie w tym przypadku wyraźnie niższy niż dla testów symulacyjnych.



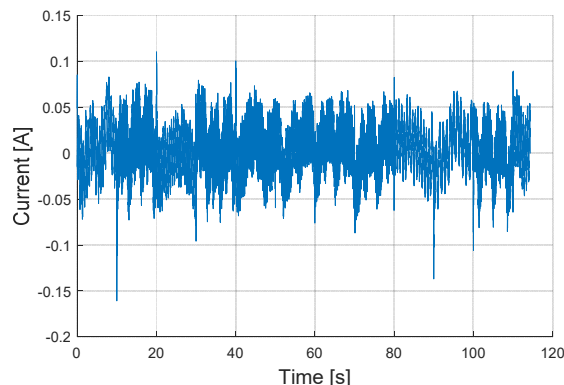
Rys. 10. Schemat modelu symulacyjnego w funkcji celu procesu optymalizacji dla danych eksperymentalnych



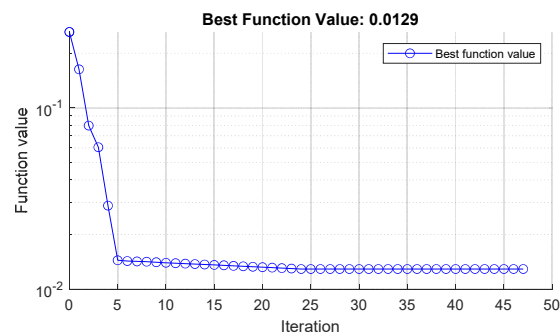
Rys. 11. Przykładowe przebiegi prędkości kątowej silnika: wyniki eksperymentalne

Na rys. 12. przedstawiono przykładowy przebieg funkcji celu (wskaźnika ISE) dla zaprezentowanych danych eksperymentalnych. W tym przypadku proces optymalizacji trwał 47 iteracji i został zatrzymany ze względu na spadek długości kroku (zmiany zmiennych decyzyjnych) poniżej założonej wartości 10^{-8} . Oznacza to, że podobnie jak w przypadku testów symulacyjnych bez obciążenia, algorytm odnalazł lokalne minimum. Wynik ten można interpretować jako uzyskanie średniego błędu odwzorowania zadanego prądu na poziomie 0.01 A. Przy średniej kwadratowej zarejestrowanego przebiegu prądu zadanego na poziomie 0.05 A jest to błąd względny na poziomie 20%,

co oznacza, że choć odwzorowanie nie jest precyzyjne, pozwala wykazać obecność rozważanych harmonicznych tętnień momentu w dziedzinie położenia kątowego.



Rys. 12. Przykładowy przebieg prądu zadanego: wyniki eksperymentalne



Rys. 13. Przykładowy przebieg funkcji celu: wyniki eksperymentalne

W tabeli 4. zestawiono wyniki identyfikacji parametrów zaburzeń momentu na podstawie wyników eksperymentu. Bazując na wynikach symulacyjnych można przyjąć, że składowe T_c^{max} i T_a^{max} obciążane są błędem na poziomie od ok. 15% do max. 50% względem nieznanymi wartościami rzeczywistymi. Jest to jednak dostateczne dla użytecznej kompensacji tych tętnień [18].

Tabela 4. Eksperymentalne wyniki identyfikacji

	T_c^{max}	T_a^{max}	ψ_6^{max}	ψ_{r2}^{max}	k_s^{max}
	[Nm]	[Nm]	[Wb]	[Wb]	[Nm/A]
Wynik optymalizacji	0.9130	0.2435	0.2250	0.0212	0.0324

Podsumowanie

Proponowana metoda identyfikacji parametrycznej zaburzeń momentu silnika PMSM opartej o optymalizację nieliniową z ograniczeniami. Metoda charakteryzuje się dobrą zbieżnością w przypadku adekwatnego pobudzenia napędu zarówno zmianą zadanej prędkości obrotowej jak i momentu obciążenia. W przypadku pracy napędu wyłącznie na biegu jałowym charakteryzuje się znacznym błędem dla zaburzeń proporcjonalnych do prądu, prawidłowo jednak odnajduje parametry obciążenia zależnych wyłącznie od położenia kątowego.

Podstawową zaletą proponowanej techniki optymalizacji jest łatwość rozbudowy modelu napędu, co pozwolić może na uwzględnienie dodatkowych zjawisk, takich jak np. tarcie. Wykorzystanie metod optymalizacji wiąże się jednak z wielokrotną ewaluacją modelu, w praktycznym zastosowaniu istotne jest więc aby implementacja modelu została przeprowadzona z naciskiem na czas wykonania kodu.

Autorzy: mgr inż. Adrian Wójcik, Politechnika Poznańska, Instytut Robotyki i Inteligencji Maszynowej, Zakład Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań E-mail. Adrian.Wojcik@put.poznan.pl, dr hab. inż. Tomasz Pajchrowski, Politechnika Poznańska, Instytut Robotyki i Inteligencji Maszynowej, Zakład Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań E-mail. Tomasz.Pajchrowski@put.poznan.pl.

LITERATURA

- [1] F. Bonvin, C. Zeh, i E. Galbiati, „Power electronics control to reduce hard disk drive acoustics pure tones”, w *2010 IEEE 12th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, cze. 2010, s. 1–5. doi: 10.1109/COMPEL.2010.5562364.
- [2] T. S. Kumar i A. Dhale, „Active compensation of disturbances using dual motors in telescope motion control”, w *2020 IEEE First International Conference on Smart Technologies for Power, Energy and Control (STPEC)*, wrz. 2020, s. 1–4. doi: 10.1109/STPEC49749.2020.9297726.
- [3] H.-J. Cho, Y.-C. Kwon, i S.-K. Sul, „Torque Ripple-Minimizing Control of IPMSM With Optimized Current Trajectory”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, t. 57, nr 4, s. 3852–3862, lip. 2021, doi: 10.1109/TIA.2021.3075424.
- [4] H. M. Hu, Z. W. Xu, X. J. Liu, P. Han, i W. Xu, „Model predictive direct torque control of permanent magnet synchronous motor with reduced torque ripple”, w *2015 IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices (ASEMD)*, lis. 2015, s. 448–449. doi: 10.1109/ASEMD.2015.7453654.
- [5] S. A. Q. Mohammed, H. H. Choi, i J.-W. Jung, „Improved Iterative Learning Direct Torque Control for Torque Ripple Minimization of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor Drives”, *IEEE Trans. Ind. Inform.*, t. 17, nr 11, s. 7291–7303, lis. 2021, doi: 10.1109/TII.2021.3053700.
- [6] H. Shang, L. Zhao, i T. Wang, „Torque Ripple Reduction for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Learning Control”, w *2015 2nd International Conference on Information Science and Control Engineering*, kwi. 2015, s. 1001–1005. doi: 10.1109/ICISCE.2015.226.
- [7] T. Pajchrowski, „Zastosowanie sieci neuronowej do poprawy nierównomierności prędkości obrotowej silnika momentowego”, Łódź, 18.11.2011, s. 1–6.
- [8] K. Gulez i A. A. Adam, „Adaptive neural network based controller for direct torque control of PMSM with minimum torque ripples”, w *SICE Annual Conference 2007*, wrz. 2007, s. 174–179. doi: 10.1109/SICE.2007.4420972.
- [9] L. P. Nair i G. K. Nisha, „Torque Ripple Reduction and Speed Control of PMSM Using Fuzzy Logic for Propulsion Application”, w *2022 IEEE International Conference on Signal Processing, Informatics, Communication and Energy Systems (SPICES)*, mar. 2022, t. 1, s. 180–186. doi: 10.1109/SPICES52834.2022.9774123.
- [10] N. Li, X. Wei, i X. Feng, „An improved DTC algorithm for reducing torque ripples of PMSM based on fuzzy logic and SVM”, w *2010 International Conference on Artificial Intelligence and Education (ICAIE)*, paź. 2010, s. 401–405. doi: 10.1109/ICAIE.2010.5641156.
- [11] A. Wojcik i T. Pajchrowski, „Torque Ripple Compensation in PMSM Direct Drive with Position-based Iterative Learning Control”, w *2018 18th International Conference on Mechatronics - Mechatronika (ME)*, grudz. 2018, s. 1–5.
- [12] J. Yang, W.-H. Chen, S. Li, L. Guo, i Y. Yan, „Disturbance/Uncertainty Estimation and Attenuation Techniques in PMSM Drives—A Survey”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 64, nr 4, s. 3273–3285, kwi. 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2583412.
- [13] 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, sty. 2010, doi: 10.1080/00051144.2010.11828367.
- [14] M. Kim, S.-K. Sul, i J. Lee, „Compensation of Current Measurement Error for Current-Controlled PMSM Drives”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, t. 50, nr 5, s. 3365–3373, wrz. 2014, doi: 10.1109/TIA.2014.2301873.
- [15] J. Lu, J. Yang, Y. Ma, i R. Ren, „Compensation for harmonic flux and current of permanent magnet synchronous motor by harmonic voltage”, w *2015 International Conference on Informatics, Electronics & Vision (ICIEV)*, cze. 2015, s. 1–5. doi: 10.1109/ICIEV.2015.7333993.
- [16] A. Forsgren, P. E. Gill, i M. H. Wright, „Interior Methods for Nonlinear Optimization”, *SIAM Rev.*, t. 44, nr 4, s. 525–597, sty. 2002, doi: 10.1137/S0036144502414942.
- [17] D. Łuczak, K. Nowopolski, K. Siembab, i B. Wicher, „Speed calculation methods in electrical drive with non-ideal position sensor”, w *2014 19th International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR)*, wrz. 2014, s. 726–731. doi: 10.1109/MMAR.2014.6957444.
- [18] Y.-S. Choi, H. H. Choi, i J.-W. Jung, „Feedback Linearization Direct Torque Control With Reduced Torque and Flux Ripples for IPMSM Drives”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 31, nr 5, s. 3728–3737, maj 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2460249.