

Analiza wpływu struktury regulatorów liniowych na poziom nierównomierności prędkości silnika PMSM

Streszczenie. W pracy dokonano przeglądu struktur regulatorów PID2DOF, przedstawiono wyniki symulacyjnego procesu optymalizacji nastaw tych regulatorów dla modelu napędu bezpośredniego z silnikiem PMSM z uwzględnieniem tętnień momentu. Przeprowadzono dwie serie optymalizacji nastaw analizowanych struktur za pomocą algorytmu genetycznego: pierwszą pod kątem tłumienia nierównomierności prędkości napędu bezpośredniego wywołanych tętnieniami momentu; drugą – referencyjną – pod kątem minimalizacji kwadratu uchybu z pominięciem modelu tętnień.

Abstract. This paper reviews structures of the PID2DOF controllers and presents results of a simulation process of optimizing the settings of these controllers for a PMSM direct drive model including torque ripple. Two series of optimization of the settings of these structures with the use of genetic algorithm were executed: first one in terms of minimization of speed unevenness caused by torque ripples, second – in terms of ISE minimization. (**Analysis of influence of linear regulators' structure on level of speed unevenness of PMSM direct drive**)

Słowa kluczowe: napęd bezpośredni, silnik synchroniczny z magnesami trwałymi, tętnienia momentu, PID 2DOF, algorytm genetyczny

Keywords: direct drive, permanent magnet synchronous motor, torque ripples, PID 2DOF, genetic algorithm,

Wstęp

W ostatnich latach można zauważyć dużą popularność zastosowania silników z magnesami trwałymi. Ze względu na wysoką sprawność (rzędu 95%), mniejsze rozmiary (a więc większą gęstość mocy), wysoką dynamikę (stosunek momentu bezwładności do wytwarzanego momentu elektromagnetycznego) oraz prostą konstrukcję (brak ruchomych kontaktów elektrycznych) rozwiązania te są często wybierane przez konstruktorów dla wielu aplikacji: od przemysłowych napędów pomp i wentylatorów po napędy robotów i elektrycznych pojazdów osobistych [1,2,3]. Silniki z magnesami trwałymi wymagają zastosowania przekształtników energoelektronicznych (ang. VFD – *Variable Frequency Drive*), które dla aplikacji napędowych o nieregulowanych prędkościach (np. z silnikami indukcyjnymi) nie są wymagane. Praktyka wskazuje jednak, że w celu uzyskania wysokiej wydajności pracy silnika, urządzenia energoelektroniczne stosowane są domyślnie w układach napędowych [4]. Prowadzone są również badania mające na celu skuteczne zastępowanie silników indukcyjnych, silnikami z magnesami trwałymi poprzez wymianę wirnika maszyny [4,5,6]. Również sposób połączenia mechanicznego między maszyną elektryczną a roboczą ma istotne znaczenie. Jednym z takich rozwiązań jest napęd bezpośredni.

Jest to taki wariant napędu, w którym silnik napędowy połączony jest z maszyną roboczą bez pośrednictwa przekładni mechanicznych. Definicja ta nie musi ograniczać się tylko do silników z magnesami trwałymi, jednak ze względu na ich charakterystyczne właściwości – przede wszystkim wysoką dynamikę – większość dostępnych na rynku rozwiązań napędów bezpośrednich oparta jest na silnikach synchronicznych z magnesami trwałymi (ang. PMSM – *Permanent Magnet Synchronous Motor*) oraz bezszczotkowych silnikach z magnesami trwałymi (ang. BLDC – *BrushLess Direct-Current*) [7]. W wielu aplikacjach napędów bezpośrednich, takich jak: koła z napędem elektrycznym, napędy wyrzutni pocisków raketowych czy napędy teleskopów, wymagana jest precyzyjna kontrola prędkości i pozycji w zakresie niskich prędkości obrotowych, rzędu pojedynczych obrotów na minutę, godzinę czy dobę.

Wykorzystanie magnesów trwałych jako źródła strumienia magnetycznego w silniku elektrycznym wiąże się jednak z pewnymi problemami w zakresie sterowania. Nawet w idealnie wyprodukowanym wirniku z magnesami

trwałymi należy spodziewać się niedoskonałości kształtu wytwarzanego pola magnetycznego [8,9,10]. W efekcie silniki typu PMSM, BLDC czy PMSynRM (ang. *Permanent Magnet assisted Synchronous Reluctance Motor*) charakteryzują się tętnieniami wytwarzanego momentu elektromagnetycznego, który dochodzić może do kilkunastu procent momentu znamionowego [8,9,10,11]. Problem ten jest wyjątkowo wyraźny właśnie w napędach bezpośrednich, bowiem brak przekładni mechanicznej sprawia, że wszelkie zakłócenia momentu elektromagnetycznego silnika przenoszą się bezpośrednio na prędkość kątową wirnika.

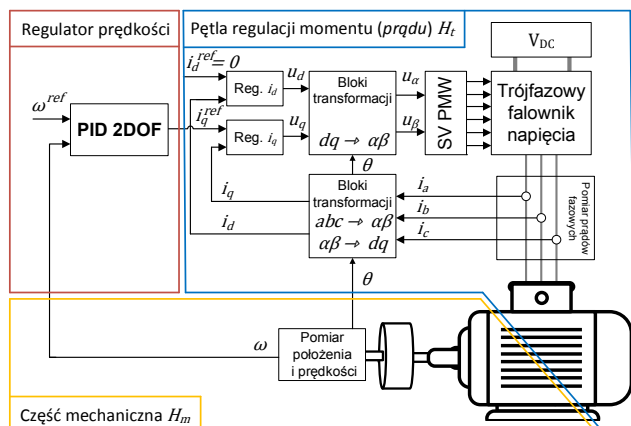
W ośrodkach badawczych zajmujących się problemem minimalizacji tętnień momentu silnika z magnesami trwałymi, stosowane są: optymalizacja konstrukcji silników [8,10,12] lub optymalizacja algorytmów sterowania [13,14,15,16,17]. Rozwiązania konstrukcyjne, takie jak precyzyjne projektowanie kształtu i rozmieszczenia magnesów wirnika oraz uzwojeń stojana, wiążą się jednak ze zwiększeniem kosztów produkcji urządzenia. Często również powodują zmniejszenie wartości średniej momentu elektromagnetycznego [18]. Rozwiązania oparte na algorytmie sterowania mają za zadanie generowanie przebiegów prądu silnika, które zapewnią gładki przebieg momentu elektromagnetycznego, a tym samym równomierną prędkość obrotową. W tym celu stosowane są techniki, takie jak: sterowanie predykcyjne [13], sterowanie oparte na metodach inteligencji maszynowej (sieci neuronowe, logika rozmyta) [14,16,19] oraz dedykowanych metodach kompensacji tego niekorzystnego zjawiska [15,17]. Są to metody skuteczne, ale w warunkach przemysłowych skomplikowane.

Jednym z najprostszych i wciąż jeszcze szeroko stosowanych w przemyśle algorytmów sterowania jest regulator proporcjonalno-całkująco-różniczkujący o dwóch stopniach swobody (PID 2DOF – ang. *Two-Degree-of-Freedom*). Dynamikę wielu urządzeń technicznych, w tym napędów elektrycznych, można z dużą dokładnością przybliżyć za pomocą liniowego obiektu inercyjnego I-rzędu z opóźnieniem. Regulator PID stanowi wtedy dostateczne rozwiązanie w szerokim zakresie wymagań dynamiki układu zamkniętego. Jest to powszechnie znane rozwiązanie, charakteryzujące się niewielką liczbą nastaw będąc jednocześnie przedmiotem nadal szeroko prowadzonych badań, dotyczących metod ich strojenia [20,21,22,23,36]. W pracy [36] autor przedstawił praktyczny (za pomocą prób i

błędów) sposób doboru regulatora PID o jednym jak i dwóch stopniach swobody. Regulatory PID doświadczyły również wielu modyfikacji i ulepszeń strukturalnych. Przykładami takich modyfikacji jest ważenie wartości zadanej, części całkowitej lub różniczkującej. W pracy [20] porównano klasyczny regulator 2DOF PID z regulatorem 2DOF PID niecałkowitego rzędu. Inną popularną metodą strojenia regulatorów PID, gdzie obiekt jest trudny do zidentyfikowania są metody sztucznej inteligencji takie jak sieci neuronowe [21] czy metody optymalizacji inspirowane biologicznie, np. algorytm immunologiczny [22] (ang. IM - immune algorithm) czy algorytm szarych wilków (ang. GWO - Grey Wolf Optimizer) [23].

Regulator PID zazwyczaj opisywany jest pojedynczą transmitancją. Oba sygnały wejściowe regulatora (zadający i sprzężenia zwrotnego) są przetwarzane w ten sam sposób, dlatego trudno jest dobrać nastawy regulatora tak, aby uzyskać dobrą odpowiedź na zakłócenie i wymuszenie jednocześnie. Aby to zmienić, nie zawsze konieczne jest korzystanie z regulatorów o skomplikowanym algorytmie. Często wystarczy niewielka zmiana struktury regulatora 2DOF PID, aby uzyskać satysfakcjonujące rezultaty, wcale nie gorsze od bardziej zaawansowanych rozwiązań.

W niniejszej pracy przedstawiono wyniki symulacyjnego procesu optymalizacji nastaw regulatora PID 2DOF dla modelu napędu bezpośredniego z uwzględnieniem tętnień momentu silnika. Jako metodę optymalizacji zastosowano algorytm genetyczny. Celem autorów było przedstawienie zachowania się różnych struktur liniowego regulatora PID 2DOF optymalizowanego za pomocą algorytmu genetycznego, aby określić jakość odporności analizowanych algorytmów regulatora na zmiany zakłócenia i wymuszenia, co będzie punktem odniesienia w przypadku zastosowania innych, bardziej złożonych rozwiązań. W artykule dokonano przeglądu różnych struktur regulatora PID i przedstawiono analizę porównawczą dla modelu rzeczywistego obiektu jakim jest napęd bezpośredni z silnikiem PMSM, zakłócany momentem zaczepowym (ang. cogging torque) i elektromagnetycznym pulsującym (ang. torque ripple).



Rys. 1. Schemat blokowy układu regulacji

Model układu napędowego

Na rys. 1 przedstawiono schemat blokowy rozważanego układu regulacji prędkości napędu bezpośredniego z silnikiem PMSM. Schemat podzielony został na trzy części: część mechaniczną, pętlę regulacji prądu oraz pętlę regulacji prędkości oborowej. Część mechaniczną stanowi wał silnika połączony z pasywnym obciążeniem w postaci regulowanego momentu bezwładności. Wewnętrzna pętla regulacji obejmuje regulatory prądów w osiach d i q, bloki transformat współrzędnych, blok modulacji wektora

przestrzennego (ang. SVPWM – Space Vector Pulse Width Modulation), trójfazowy falownik napięcia, uzwojenie stojana oraz pomiar prądów fazowych. Założona pętla regulacji prądu pozwala uzyskać zerowy błąd ustalony oraz krótki czas regulacji, rzędu 3 okresów próbkowania [16,24,25]. Pętla regulacji prędkości obejmuje liniowy regulator PID 2DOF oraz szeregowe połączenie pętli regulacji prądu i części mechanicznej napędu.

Model symulacyjny podzielony został na dwie części: liniową, opisującą dynamikę pętli regulacji momentu, mechaniczną napędu oraz nieliniową, modelującą tętnienia momentu silnika.

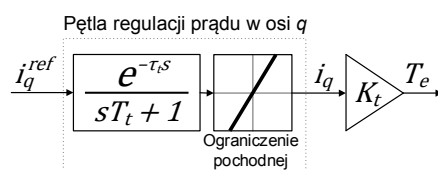
a) część liniowa

Pętla regulacji momentu

Przyjęte na podstawie [25,24] założenia dotyczące pętli regulacji prądu pozwalają na przyjęcie prostego modelu dynamiki: obiektu inercyjnego I-rzędu z opóźnieniem transportowym (1). Dodatkowo, w celu uwzględnienia ograniczenia napięcia przekształtnika – co stanowi ograniczenie narastania prądu wyjściowego – rozszerzono model liniowy o saturację pochodnej prądu wyjściowego (rys. 2).

$$(1) \quad H_t(s) = \frac{T_e(s)}{I_q^{ref}(s)} = \frac{K_t}{s \cdot T_t + 1} e^{-\tau_t s}$$

gdzie: H_t – transmitancja operatorowa zamkniętej pętli regulacji momentu [Nm/A]; T_e – transformata momentu elektromagnetycznego silnika (wyjście) [Nm]; I_q^{ref} – transformata zadanego prądu w osi q (wejście); T_t – stała czasowa [ms], τ_t – opóźnienie transportowe [ms], K_t – stała momentowa silnika (stosunek wytwarzanego momentu do składowej czynnej prądu) [Nm/A].



Rys. 2. Schemat blokowy modelu pętli regulacji momentu

Część mechaniczna

Część mechaniczną rozważanego napędu można przybliżyć pojedynczą bryłą sztywną, stąd adekwatnym modelem dynamiki jest obiekt astatyczny I-rzędu, ze wzmocnieniem równym odwrotności sumarycznego momentu bezwładności napędu i maszyny roboczej (2). Położenie kątowe silnika θ [rad] przyjęto jako całkę z prędkości kątowej ω [rad/s]

$$(2) \quad H_m(s) = \frac{\Omega(s)}{T_\Sigma(s)} = \frac{1}{s \cdot J}$$

gdzie: H_m – transmitancja operatorowa części mechanicznej napędu [rad/s / Nm]; Ω – transformata prędkości kątowej napędu (wyjście) [rad/s]; T_Σ – transformata sumarycznego momentu elektromagnetycznego (wejście) [Nm]; J – sumaryczny moment bezwładności napędu [kg·m²].

b) część nieliniowa

Tętnienia momentu w funkcji położenia kątowego

Podstawowym źródłem tętnień momentu silników z magnesami trwałymi – także w pracy w stanie jałowym – jest moment zaczepowy (ang. cogging torque) [8,9,26]. Moment zaczepowy powstaje w wyniku współdziałania pola magnetycznego wytworzonego przez magnesy trwałe umieszczone na wirniku, ze stojanem o przewodności magnetycznej zależnej od kąta obrotu. Jest to oczywiście zjawisko niekorzystne, ponieważ zwiększa drgania mechaniczne, naprężenia, hałas oraz powoduje dodatkowe

straty mocy. W efekcie prowadzi to do szybszego zużycia elementów konstrukcyjnych oraz większego poboru prądu przy rozruchu silnika. W tradycyjnych konstrukcjach zwiększenie liczby biegunów wiąże się ze wzrostem momentu zaczepowego.

Dodatkowe tętnienia w funkcji położenia kąowego spowodowane mogą być również przez niedoskonałości produkcyjne, takie jak nieidealny kształt siły elektromotorycznej (np. odkształcony sinus dla PMSM lub nierównomierny trapez dla BLDC), wynikające z nierównomierności rozłożenia biegunów i żłobków, niedoskonałości ich kształtów itp.

Na podstawie literatury przedmiotu [8,9,10,12,26], jako model matematyczny momentu zaczepowego przyjęto wyrażenie (3), gdzie n_{cog}^1 przyjmowane jest jako (4). Zakłada się, że rzędy harmonicznych momentu zaczepowego wynikające z niedoskonałości konstrukcji są mniejsze lub równe n_{cog}^1 .

$$(3) \quad T_{cog}(\theta) = T_{cog}^1 \sin(n_{cog}^1 \cdot \theta + \varphi_{cog}^1)$$

gdzie: T_{cog} – moment zaczepowy [Nm]; θ – położenie kąowe wirnika [rad]; T_{cog}^1 – amplituda podstawowej składowej momentu zaczepowego [Nm]; n_{cog}^1 – rząd podstawowej składowej; [-]; φ_{cog}^1 – przesunięcie fazowe podstawowej składowej [rad];

$$(4) \quad n_{cog}^1 = LCM(P, Q)$$

gdzie: P – liczba par biegunów wirnika; Q – liczba żłobków stojana; LCM – najmniejsza wspólna wielokrotność (ang. *Least common multiple*).

Tętnienia momentu w funkcji położenia kąowego i prądu

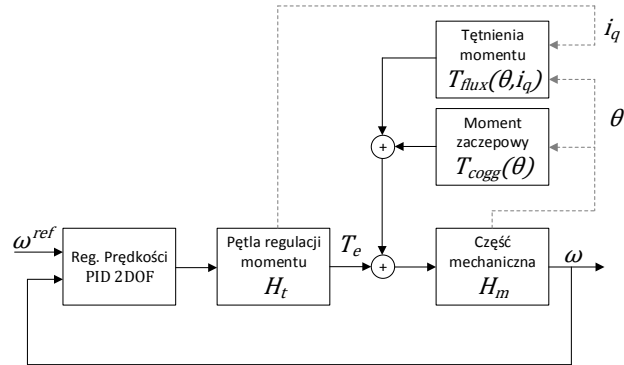
W silnikach z magnesami trwałymi występują również tętnienia strumienia magnetycznego silnika jako funkcja położenia kąowego [10,13,17,18,24,25]. Na podstawie relacji momentu elektromagnetycznego silnika, prądu i strumienia silnika (5) można wnioskować, że wynikowe tętnienia momentu elektromagnetycznego proporcjonalne będą do składowej czynnej prądu. Ze względu na występowanie wyższych harmonicznych przestrzennych strumienia, tętnienia momentu zależne będą również od położenia kąowego. W literaturze przyjmuje się, że dominujące rzędy harmonicznych strumienia magnesów trwałych to 6. i 12-krotność liczby par biegunów (6). W szczególnym przypadku, gdy liczba biegunów jest podzielna przez 6, co jest częste w praktycznych rozwiązaniach, częstotliwości charakterystyczne dla tętnień momentu elektromagnetycznego pokrywają się z częstotliwościami momentu wynikającego z niedoskonałości konstrukcji, co w większości przypadków spowoduje zwiększenie wynikowej amplitudy tętnień.

$$(5) \quad T_e(i_q) = K_t \cdot i_q = \psi_d \cdot i_q$$

gdzie: T_e – moment elektromagnetyczny silnika [Nm]; i_q – prąd silnika w osi q (składowa czynna) [A]; ψ_d – składowa strumienia w osi d [Wb].

$$(6) \quad T_{flux}(\theta, i_q) = i_q \cdot (\psi_d^1 \sin(6P \cdot \theta + \varphi_{flux}^1) + \psi_d^2 \sin(12P \cdot \theta + \varphi_{flux}^2))$$

gdzie: T_{flux} – tętnienia momentu wywołane wyższymi harmonicznymi przestrzennymi strumienia silnika [Nm]; ψ_d^1, ψ_d^2 – amplitudy wyższych harmonicznych przestrzennych strumienia w osi q [Wb], $\varphi_{flux}^1, \varphi_{flux}^2$ – przesunięcia fazowe wyższych harmonicznych przestrzennych strumienia [rad]. Na rysunku 3. przedstawiono schemat wykorzystanego w pracy modelu symulacyjnego układu napędowego.



Rys.3. Schemat blokowy modelu układu regulacji

Metoda sterowania – PID 2DOF

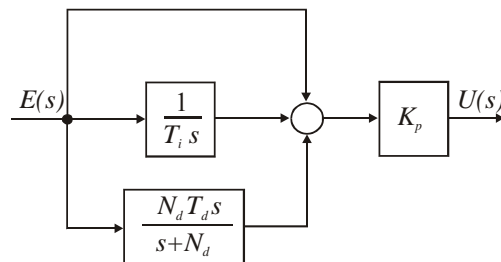
Standardowy regulator PID

Sygnał sterujący standardowego regulatora PID można przedstawić następująco [20,27,28,29]:

$$(7) \quad U(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{N_d s + 1} \right) E(s)$$

gdzie: K_p – wzmacnienie regulatora; T_i – czas całkowania (czas zdwojenia); T_d – czas różniczkowania (czas wyprzedzenia); N_d – współczynnik filtru dolnoprzepustowego.

Na rysunku 4 przedstawiono standardową strukturę regulatora PID.



Rys.4. Standardowa struktura regulatora PID

Jak już wcześniej wspomniano, regulator o jednym stopniu swobody nie zapewnia dobrej charakterystyki wymuszeniowej i zakłóceńowej, w większości rozpatrywanych przypadków układów napędowych. Skutecznym rozwiązaniem może być zastosowanie regulatora o dwóch stopniach swobody 2DOF PID.

Standardowy regulator 2DOF PID

Sygnał sterujący standardowego regulatora 2DOF PID osiąga się poprzez ważenie sygnału proporcjonalnego i różniczkującego, co można przedstawić następująco [30,31,32]:

$$(8) \quad U(s) = K_p \left(E_p(s) + \frac{1}{T_i s} E_i(s) + \frac{T_d s}{N_d s + 1} E_d(s) \right)$$

gdzie:

$$(9) \quad E_p(s) = bR(s) - Y(s)$$

$$(10) \quad E_i(s) = R(s) - Y(s)$$

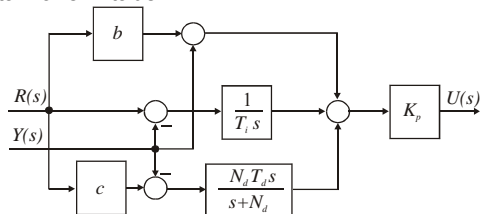
$$(11) \quad E_d(s) = cR(s) - Y(s)$$

Na rys. 5. przedstawiono regulator (8) w postaci schematu blokowego. Współczynniki b i c są odpowiednio wagami części proporcjonalnej i różniczkującej regulatora 2DOF PID. Wagi przyjmują wartości pomiędzy 0 a 1. Za pomocą tych wag można kształtować odpowiedź regulatora części proporcjonalnej i różniczkującej w torze sygnału zadanego. Jak widać, część całkująca nie posiada żadnej

dotychczasowej wagi. Wstawiając równania (9), (10), (11) do równania (8) można zapisać następujące wyrażenie:

$$(12) \quad U(s) = K_p \left(b + \frac{1}{T_i s} + \frac{c T_d s}{N_d + 1} \right) R(s) - K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{N_d + 1} \right) Y(s)$$

Równanie (12) opisuje sygnał sterujący regulatora 2DOF PID jako regulatora składającego się z dwóch regulatorów PID, przy czym jeden z nich odpowiada za śledzenie wartości zadanej, drugi za tłumienie zakłóceń. Schemat blokowy tego regulatora został przedstawiony na rysunku 5. Ustawiając odpowiednie wagi regulatora 2DOF PID, można uzyskać różne jego struktury, co zostało przedstawione w tabeli 1.

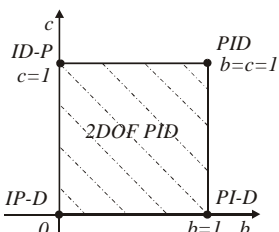


Rys.5. Standardowy regulator 2DOF PID

Tabela 1. Różne struktury regulatora 2DOF PID

Regulator	b	c	T _d
PI	1	0	0
I-P	0	0	0
PI 2DOF	0 < b < 1	0	0
PID	1	1	T _d
PI-D	1	0	T _d
ID-P	0	1	T _d
I-PD	0	0	T _d
PID 2DOF	0 < b < 1	0 < c < 1	T _d

Związek pomiędzy parametrami b i c oraz rodzajami struktur regulatora 2DOF PID można również zaprezentować graficznie, co przedstawia rys. 6.



Rys.6. Graficzny związek pomiędzy parametrami b i c dla regulatora 2DOF PID.

Okres próbkowania T_s cyfrowej implementacji regulatora wynosił 100 μ s. Ze względu na krótki okres próbkowania do procesu różniczkowania i całkowania zastosowano metodę Eulera w przód (ang. *forward Euler*) (13).

$$(13) \quad s = \frac{1}{T_s} (z - 1)$$

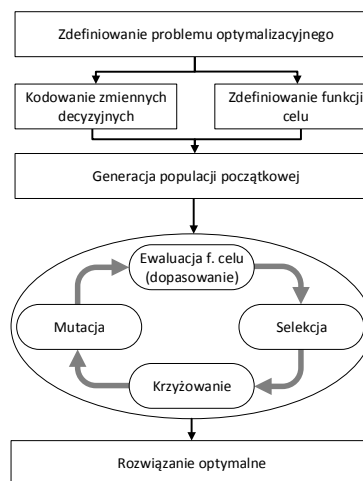
Metoda optymalizacji – algorytm genetyczny

Algorytm genetyczny (ang. GA – *Genetic Algorithm*) jest metodą optymalizacji umożliwiającą rozwiązywanie nieliniowych problemów, zarówno bez ograniczeń jak i z ograniczeniami (równościowymi oraz nierównościowymi). Koncepcja algorytmu oparta jest na mechanizmie selekcji naturalnej. Na rysunku 7. przedstawiono schemat blokowy procedury optymalizacji z wykorzystaniem algorytmu genetycznego.

Podstawowa różnica między algorytmem genetycznym a klasycznymi algorytmami optymalizacji polega na wykorzystaniu zbioru rozwiązań w każdej iteracji (w przeciwieństwie do pojedynczego punktu) oraz wykorzystaniu procesu stochastycznego w celu określenia

przyszłej sekwencji rozwiązań (w przeciwieństwie do procesu deterministycznego) [33,34,35].

W aplikacji algorytmu genetycznego, krytycznymi parametrami dla rozważanego problemu będą przede wszystkim: zakres poszukiwań zmiennych decyzyjnych, rozmiar populacji oraz założony poziom tolerancji zmiany wartości funkcji celu. Zakres zmiennych decyzyjnych określa długość kodu genetycznego (liczby genów) danego osobnika. Zbyt szeroki zakres spowoduje powstanie kodu, którego znaczna część będzie miała minimalny wpływ na stopień dopasowania, co pogorszy zbieżność algorytmu, zwłaszcza w początkowych generacjach. Rozmiar populacji powinien być dopasowany do liczby zmiennych decyzyjnych oraz szerokości zakresu ich poszukiwań – im więcej zmiennych oraz im szerszy zakres tym większa powinna być populacja. Dla minimalizacji czasu trwania procedury optymalizacji kluczowe jest z kolei prawidłowe określenie tolerancji zmiany wartości funkcji celu – zbyt mała wartość może spowodować uzyskanie jednorodnej populacji skupionej wokół rozwiązania optymalnego. Genetyczna jednorodność z kolei spowoduje powolną zbieżność algorytmu.



Rys.7. Schemat ogólny procesu optymalizacji [34]

Procedura optymalizacji regulatora

Dla rozważanego problemu optymalizacji: *dobór nastaw regulatora prędkości napędu synchronicznego*, proponowana jest następująca procedura:

- Synteza modelu symulacyjnego.** Przyjęcie modelu dynamicznego rozważanego układu sterowania oraz założenie wartości stałych parametrów modelu.
- Zdefiniowanie przedziałów zmiennych decyzyjnych,** tu: nastaw regulatora PID 2DOF – *a priori* lub na podstawie wcześniejszych powtórzeń procedury.
- Zdefiniowanie funkcji celu.** Przyjęcie miary jakości pozwalającej na określenie liczbowej wartości dla danych zmiennych decyzyjnych (nastaw regulatora). W pracy przyjęto dwie różne funkcje celu: jedna w postaci całki z kwadratu uchybu prędkości po całym przebiegu czasowym prędkości, druga natomiast uwzględniająca jedynie wybrane obszary przebiegów, tj. wyłącznie poziom nierównomierności prędkości w stanie ustalonym.
- Zdefiniowanie wymuszeń,** tj. sygnałów wejściowych wykorzystywanych w procesie optymalizacji oraz walidacji. Sygnały wymuszeń wykorzystane w procesie optymalizacji powinny być na tyle złożone, by zapewnić stabilność w założonym obszarze pracy układu. Sygnały walidacyjne z kolei powinny być na tyle proste, by pozwalały wnioskować o właściwościach uzyskanych nastaw regulatorów.

- Optymalizacja algorytmem genetycznym.** Na podstawie zakresu zmiennych decyzyjnych oraz ich liczby ustalane są podstawowe parametry algorytmu: rozmiar populacji, maksymalna liczba generacji oraz względna tolerancja funkcji celu. Uruchomienie algorytmu i uzyskanie rozwiązania optymalnego dla założonych parametrów modelu. Pominięto ograniczenia problemu optymalizacji: wszelkie ograniczenia sygnałów zawierają się w modelu symulacyjnym.
- Walidacja wyników optymalizacji.** Uzyskany w poprzednim kroku wynik jest potencjalnie optymalny wyłącznie w kontekście zastosowanych wymuszeń. W celu uzyskania odpornego regulatora, zapewniającego dobrą jakość regulacji wg przyjętego kryterium, warto sprawdzić jego wartość dla innego zestawu wymuszeń.
- Powtórzyć kilkakrotnie kroki 2-6,** w razie potrzeby dostosowując: zakresy przedziałów zmiennych decyzyjnych (krok 2.) oraz sygnały wykorzystane w optymalizacji (krok 4.) na podstawie uzyskanych rezultatów. Jako optymalny wynik potraktować wyniki powtórzenia z najlepszym rezultatem etapu walidacji.

Wyniki symulacyjne

W tabeli 2. przedstawiono przyjęte parametry modelu symulacyjnego. W tabeli 3. przedstawiono parametry algorytmu optymalizacji: zakresy zmiennych decyzyjnych (nastaw regulatora) oraz liczby zmiennych decyzyjnych (N_{var}), rozmiar populacji (N_{pop}), tolerancja funkcji celu (F_{tol}) oraz maksymalna liczba generacji (N_{gen}) i liczba generacji bez poprawy wartości funkcji celu (N_{stall}).

Tabela. 2. Parametry modelu symulacyjnego

Parametry podstawowe modelu						
J	T_i	τ_t	K_t	P	Q	$i_{q,max}$
[kg·m ²]	[ms]	[ms]	[Nm/A]			[A]
0.753	0.300	0.200	17.5	12	216	5.73
Moment zaczepowy			Tętnienia strumienia			
T_{cog}^1	n_{cog}^1	φ_{cog}^1	ψ_{fd}^1	ψ_{fd}^2	φ_{flux}^1	φ_{flux}^2
[Nm]		[rad]	[Wb]	[Wb]	[rad]	[rad]
1.100	216	+/- 0.1	0.959	0.320	+/- 0.1	+/- 0.1

Tabela. 3. Parametry algorytmu genetycznego

K_P	T_I [ms]	T_D [ms]	b	c
<1, 1000>	<10, 0.01>	<1, 1000>	<0, 1>	<0, 1>
N_{var}	N_{pop}	F_{tol} [%]	N_{gen}	N_{stall}
2 (PI, I-P) 3 (pozostałe) 5 (PID 2DOF)	$10 \cdot N_{var}$	1.0	50	3

W procesie optymalizacji wykorzystano oprogramowanie MATLAB z dostępną w pakiecie Optimization Toolbox implementacją algorytmu genetycznego. Przeprowadzono dwie serie optymalizacji:

- Pierwsza seria optymalizacji miała na celu znalezienie nastaw regulatora PID (w siedmiu strukturalnych wariantach przedstawionych w tabeli 1.) zapewniającego **optymalne tłumienie nierównomierności prędkości** obrotowej wywołanej tętnieniami momentu przy **zachowaniu stabilności** przy rozruchu i załączeniu obciążenia. W modelu symulacyjnym założono model tętnień wg tabeli 2. Wykorzystano wymuszenia przedstawione na rysunku 8.: trzy różne wartości prędkości referencyjnej oraz po trzy skoki (w sumie dziewięć) momentu obciążenia dla każdej z prędkości. Jako funkcję celu przyjęto wskaźnik (17). Wskaźnik ten stanowi sumę całek z kwadratu uchybu prędkości wyłącznie w przedziałach, w których napęd pracuje w *stanie ustalonym*. Dla badanego obiektu założono, że stan ustalony powinien zostać

osiągnięty najpóźniej po 250 ms od ostatniej zmiany wymuszenia (prędkości zadanej lub obciążenia).

$$(17) \quad F_1 = k_1 \left(\sum_{i=1}^{N_{ss}} \int_{t_{min}^i}^{t_{max}^i} e^2 dt \right)$$

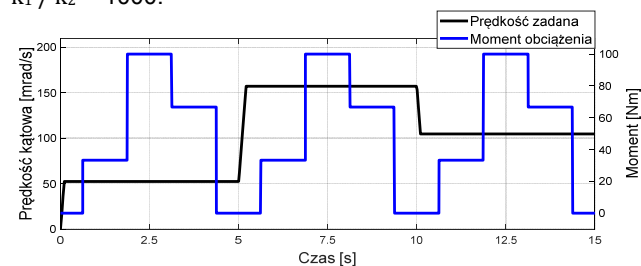
gdzie: F_1 – kryterium tłumienia tętnień [-]; k_1 – współczynnik skalujący równy 10^9 ; N_{ss} – liczba przedziałów pracy układu w stanie ustalonym, t_{min}^i, t_{max}^i – początek i koniec i -tego okresu pracy w stanie ustalonym; 250 ms po ustaleniu obu sygnałów wymuszeń do chwili kolejnej zmiany wymuszenia, e – uchyb prędkości kątowej.

- Druga seria optymalizacji miała na celu uzyskanie zestawu referencyjnych nastaw regulatorów. Przyjęto klasyczny wskaźnik jakości (18) oraz **pominięto w modelu symulacyjnym obecność tętnień momentu**. Pozostałe parametry modelu pozostały identyczne. Wykorzystano ten sam zestaw wymuszeń (rys. 8). Należy spodziewać się, że ten wskaźnik jakości zapewni istotnie lepsze charakterystyki dynamiczne, lecz gorsze właściwości tłumienia efektów tętnienia momentu.

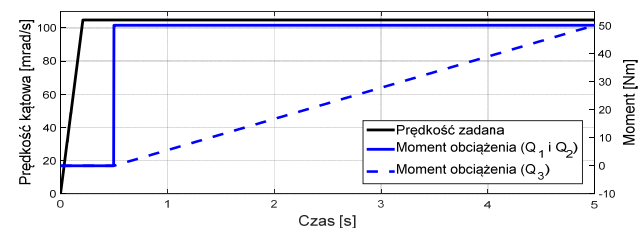
$$(18) \quad F_2 = k_2 \left(\int_0^{t_{max}} e^2 dt \right)$$

gdzie: F_2 – kryterium minimalizacji kwadratu uchybu [-]; k_2 – współczynnik skalujący równy 10^6 ; t_{max} – czas trwania przebiegu prędkości.

Założono stosunek współczynników skalujących $k_1 / k_2 = 1000$.



Rys. 8. Sygnały wykorzystane w procesie optymalizacji.



Rys. 9. Sygnały wykorzystane w procesie walidacji.

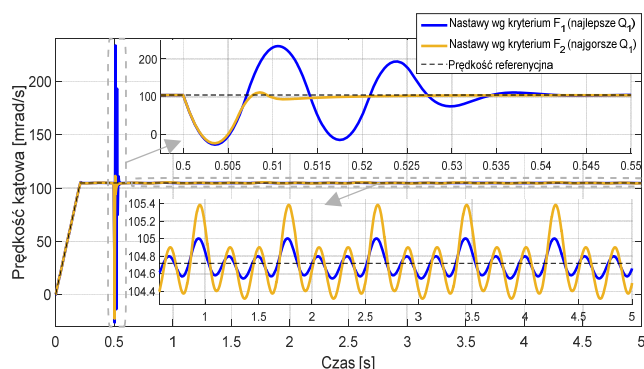
Po zakończonym procesie optymalizacji, została przeprowadzona procedura walidacji, gdzie wykorzystano trzy wskaźniki jakości (rys. 9):

- Q_1 wg kryterium F_1 ze skokowo zmiennym momentem obciążenia, reprezentującego zdolność tłumienia efektów tętnień.
- Q_2 wg kryterium F_2 ze skokowo zmiennym momentem obciążenia, reprezentującego jakość odpowiedzi przy skokowych zmianach obciążenia z uwzględnieniem tętnień.
- Q_3 wg kryterium F_1 z liniowo narastającym momentem obciążenia, reprezentującego jakość odpowiedzi przy liniowo narastającym obciążeniu z uwzględnieniem tętnień. Wolno zmienny moment obciążenia potraktowano jako stan ustalony.

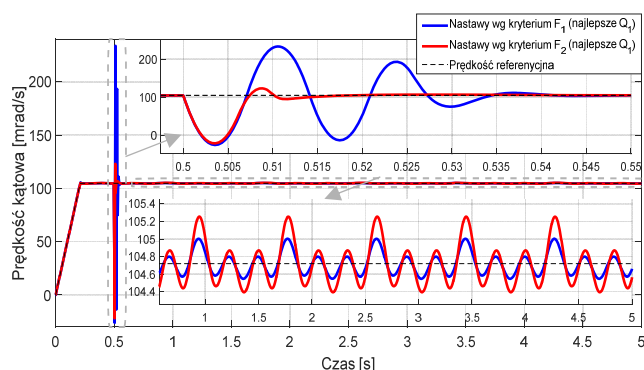
We wszystkich wariantach etapu walidacji w modelu symulacyjnym uwzględniono model tętnień momentu. W badaniach wykorzystano zbiór modeli z losowymi wartościami faz z zakresu +/- 0.1 rad. Wartość faz tętnień w rozważanych układach regulacji miała pomijalnie mały wpływ na wskaźniki jakości, co oznacza, że analizowane struktury regulatora są odporne na zmiany fazy. Dla wybranej prędkości referencyjnej, wynoszącej 1 obr/min (104.7 mrad/s), model symulacyjny (jak i rzeczywisty [24]) charakteryzuje się największym poziomem nierównomierności prędkości.

Rysunki 10. i 11. przedstawiają przebiegi czasowe odpowiedzi układu regulacji w procesie walidacji wg wskaźnika Q_1 . Na rys. 10. porównano nastawy optymalizacji uzyskane wg kryterium F_1 (tabela 5.), które osiągnęły najlepszy wynik walidacji, z nastawami uzyskanymi wg kryterium optymalizacji F_2 (tabela 4.), które uzyskały najgorszy wynik walidacji. Na rys. 11. przedstawiono analogiczny przebieg, tym razem porównano nastawy uzyskane wg kryterium F_1 (tabela 5.), które osiągnęły najlepszy wynik walidacji, z nastawami uzyskanymi wg kryterium F_2 (tabela 4.), które również uzyskały najlepszy wynik walidacji.

Na rys. 12. porównano spektrum amplitudowe nierównomierności prędkości obrotowej w stanie ustalonym w procesie walidacji wg wskaźnika Q_1 dla wybranych nastaw.



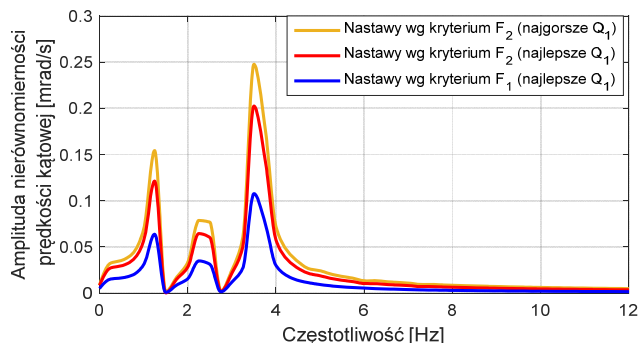
Rys.10. Porównanie przebiegów prędkości ze skokiem obciążenia dla dwóch zestawów nastaw regulatora: nastawy po optymalizacji wg kryterium F_1 (tabela 5., najlepszy wynik walidacji Q_1 – PID 2DOF) oraz nastawy po optymalizacji wg kryterium F_2 (tabela 4., najgorszy wynik walidacji Q_1 – PI 2DOF)



Rys.11. Porównanie przebiegów prędkości ze skokiem obciążenia dla dwóch zestawów nastaw regulatora: nastawy po optymalizacji wg kryterium F_1 (tabela 5., najlepszy wynik walidacji Q_1 – PID 2DOF) oraz nastawy po optymalizacji wg kryterium F_2 (tabela 4., najlepszy wynik walidacji Q_1 – PID 2DOF)

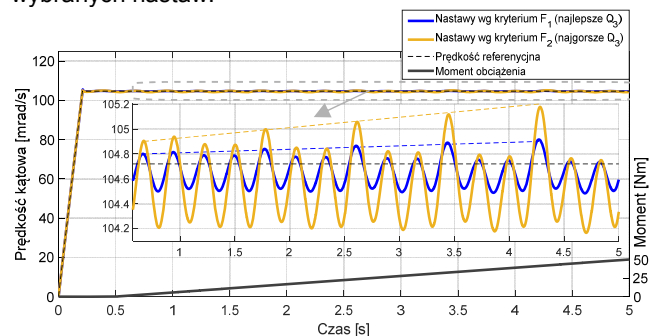
Rys. 13. i 14. przedstawia przebiegi czasowe odpowiedzi układu regulacji w procesie walidacji wg wskaźnika Q_3 . Na rysunku 13. porównano nastawy optymalizacji uzyskane wg kryterium F_1 (tabela 5.), które

osiągnęły najlepszy wynik walidacji, z nastawami uzyskanymi wg kryterium optymalizacji F_2 (tabela 4.), które uzyskały najgorszy wynik walidacji. Na rys. 14. przedstawiono analogiczny przebieg, porównanie nastaw uzyskanych wg kryterium F_1 (tabela 5.), które osiągnęły najlepszy wynik walidacji z nastawami uzyskanymi wg kryterium F_2 (tabela 4.), które również uzyskały najlepszy wynik walidacji.

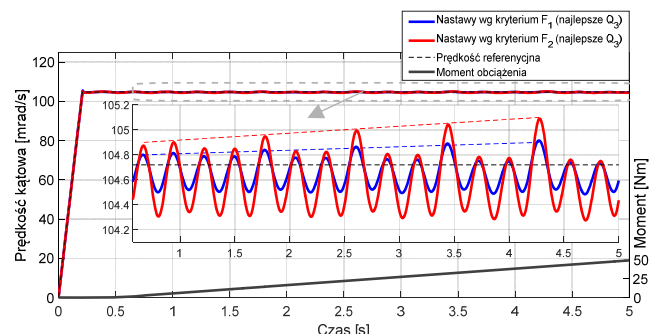


Rys.12. Porównanie spektrum amplitudowego nierównomierności prędkości po skoku obciążenia dla trzech zestawów nastaw regulatora PID: nastawy optymalizacji wg kryterium F_2 (najgorszy wynik walidacji Q_1 – PI 2DOF), nastawy optymalizacji wg kryterium F_2 (najlepszy wynik walidacji Q_1 – PID 2DOF) oraz nastawy optymalizacji wg kryterium F_1 (najlepszy wynik walidacji Q_1 – PID 2DOF)

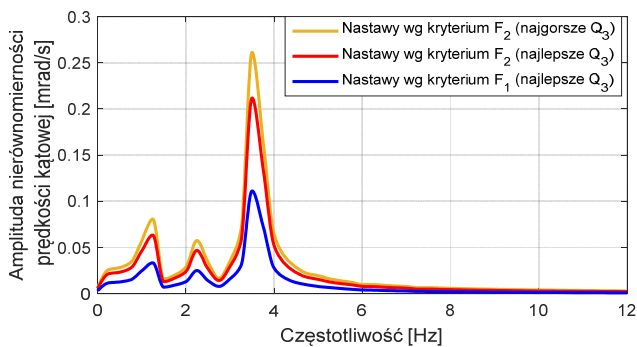
Na rysunku 15. porównano spektrum amplitudowe nierównomierności prędkości obrotowej po załączeniu obciążenia w procesie walidacji wg wskaźnika Q_3 dla wybranych nastaw.



Rys.13. Porównanie przebiegów prędkości z liniowo narastającym obciążeniem dla dwóch zestawów nastaw regulatora: nastawy po optymalizacji wg kryterium F_1 (tabela 5., najlepszy wynik walidacji Q_3 – PID 2DOF) oraz nastawy po optymalizacji wg kryterium F_2 (tabela 4., najgorszy wynik walidacji Q_3 – PI 2DOF)



Rys.14. Porównanie przebiegów prędkości z liniowo narastającym obciążeniem dla dwóch zestawów nastaw regulatora: nastawy po optymalizacji wg kryterium F_1 (tabela 5., najlepszy wynik walidacji Q_3 – PID 2DOF) oraz nastawy po optymalizacji wg kryterium F_2 (tabela 4., najlepszy wynik walidacji Q_3 – PID 2DOF)



Rys.15. Porównanie spektrum amplitudowego nierównomierności prędkości po zadziałaniu liniowo narastającego obciążenia dla trzech zestawów nastaw regulatora PID: nastawy optymalizacji wg kryterium F_2 (najgorszy wynik walidacji Q_3 – **PI 2DOF**), nastawy optymalizacji wg kryterium F_2 (najlepszy wynik walidacji Q_3 – **PID 2DOF**) oraz nastawy optymalizacji wg kryterium F_1 (najlepszy wynik walidacji Q_3 – **PID 2DOF**)

Na podstawie uzyskanych wyników walidacji wg wskaźnika Q_1 , można stwierdzić, że nastawy regulatorów uzyskane w procesie optymalizacji wg kryterium F_1 , cechują się 2-2.5 razy lepszym tłumieniem nierównomierności prędkości niż regulatory uzyskane w procesie optymalizacji wg kryterium F_2 (rys. 10-12), oraz istotnie gorszą jakością regulacji w odpowiedzi na skok obciążenia (rys. 10-11). Wyniki walidacji wg wskaźnika Q_3 wykazują podobny stosunek jakości tłumienia nierównomierności prędkości – regulatory optymalne wg F_1 tłumią 2-2.5 krotnie lepiej (rys. 13-15). Są również mniej podatne na wpływ liniowo zmiennego momentu obciążenia (rys. 13-14).

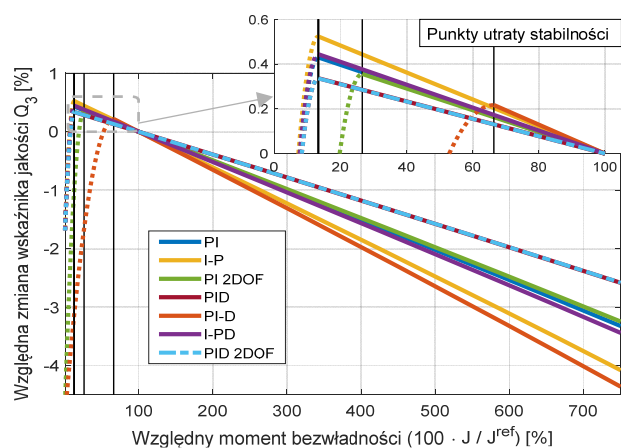
W tabeli 4. i 5. przedstawiono zbiorczo wartości wszystkich wskaźników walidacji dla wyników obu procesów optymalizacji. Na rysunku 17. przedstawiono charakterystykę δ_j względnej procentowej zmiany wskaźnika Q_3 w funkcji zmiany momentu bezwładności (19). Jeżeli dla danej wartości momentu bezwładności napędu, wskaźnik jakości Q_3 jest większy niż wartość z tabeli 5., względna zmiana δ_j jest ujemna – jakość tłumienia się pogorszyła. Jeżeli dla danej wartości momentu bezwładności napędu, wskaźnik jakości Q_3 jest mniejszy niż wartości z tabeli 5., względna zmiana δ_j jest dodatnia – jakość tłumienia się poprawiła

Tabela. 4. Wyniki walidacji – optymalizacja z kryterium minimalizacji uchybu (bez modelu tętnień); najlepsze wyniki Q_2

	K_P	T_i [ms]	T_D [ms]	b	c	Q_1	Q_2	Q_3
PI	24.571	0.360	0 (const)	1 (const)	0 (const)	62.519	12.321	84.060
I-P	21.196	0.331	0 (const)	0 (const)	0 (const)	53.487	12.774	71.813
PI 2DOF	24.571	0.360	0 (const)	0.970	0 (const)	63.347	12.333	85.167
PID	21.000	0.333	60.000	1 (const)	1 (const)	54.742	12.220	73.462
PI-D	18.320	0.333	110.781	1 (const)	0 (const)	55.861	12.224	74.838
I-PD	15.625	0.307	122.00	0 (const)	0 (const)	47.569	12.368	63.693
PID 2DOF	16.954	0.287	100.000	0.968	1.000	41.377	12.142	55.502

Tabela. 5. Wyniki walidacji – optymalizacja z kryterium minimalizacja tętnień; najlepsze wyniki Q_1

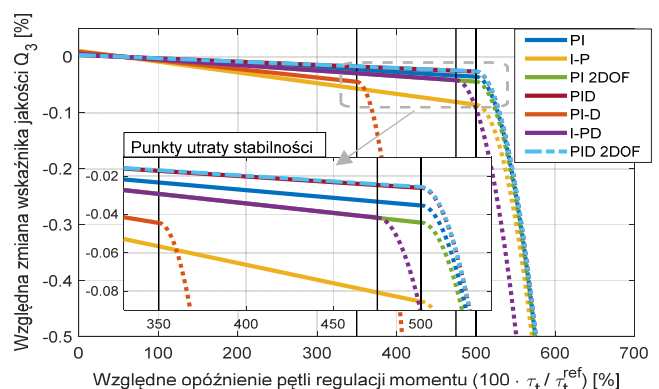
	K_P	T_i [ms]	T_D [ms]	b	c	Q_1	Q_2	Q_3
PI	12.447	0.197	0 (const)	1 (const)	0 (const)	19.133	16.892	25.773
I-P	34.804	0.250	0 (const)	0 (const)	0 (const)	30.110	62.886	40.503
PI 2DOF	19.843	0.194	0 (const)	0.659	0 (const)	18.431	19.930	24.830
PID	5.522	0.153	88.276	1 (const)	1 (const)	11.614	47.795	15.638
PI-D	31.750	0.260	152.227	1 (const)	0 (const)	33.480	64.075	44.880
I-PD	11.989	0.204	6.250	0 (const)	0 (const)	20.502	16.092	27.613
PID 2DOF	4.772	0.153	88.300	1.000	0.258	11.584	41.000	15.595



Rys.17. Charakterystyka względnego poziomu minimalizacji tętnień w funkcji względnego momentu bezwładności (nastawy wg tabeli 5)

$$(19) \quad \delta_j = 100\% \cdot \left(1 - \frac{Q_3(J/J^{ref})}{Q_3^{ref}}\right)$$

$$(20) \quad \delta_D = 100\% \cdot \left(1 - \frac{Q_3(\tau_t/\tau_t^{ref})}{Q_3^{ref}}\right)$$



Rys.18. Charakterystyka względnego poziomu minimalizacji tętnień w funkcji względnego opóźnienia pętli regulacji momentu (nastawy wg tabeli 5)

Na rysunku 17. przedstawiono charakterystykę δ_j względnej procentowej zmiany wskaźnika Q_3 w funkcji zmiany momentu bezwładności (19). Jeżeli dla danej wartości momentu bezwładności napędu, wskaźnik jakości Q_3 jest większy niż wartość z tabeli 5., względna zmiana δ_j jest ujemna – jakość tłumienia się pogorszyła. Jeżeli dla

danej wartości momentu bezwładności napędu, wskaźnik jakości Q_3 jest mniejszy niż wartości z tabeli 5., względna zmiana δ_j jest dodatnia – jakość tłumienia się poprawiła. Uzyskane nastawy zapewniają dużą odporność na zmianę parametrów – nawet kilkukrotne zwiększenie momentu bezwładności powoduje jedynie kilkoprocentowy spadek wartości wskaźnika. Zmniejszenie wartości momentu bezwładności powoduje drobne poprawienie wskaźnika (do punktu utraty stabilności). Należy jednak pamiętać, że zwiększenie bezwładności powodować będzie również naturalne zmniejszenie wpływu tętnień momentu na przebieg prędkości. Na rysunku 18. przedstawiono analogiczną charakterystykę δ_D względnej zmiany wskaźnika Q_3 w funkcji względnej zmiany opóźnienia pętli regulacji momentu (20). Uzyskane regulatory liniowe cechują się praktycznie stałą (różnica rzędu 0.1%) jakością tłumienia aż do punktu, w którym tracą stabilność. Zwiększenie opóźnienia powoduje niewielki spadek jakości tłumienia. Najbardziej sztywnymi charakterystykami δ_j i δ_D cechują się regulatory PID i PID 2DOF.

Podsumowanie

W pracy dokonano przeglądu struktur regulatorów PID oraz przeprowadzono dwie serie optymalizacji nastaw tychże struktur: pierwszą pod kątem tłumienia nierównomierności prędkości napędu bezpośredniego wywołanych tętnieniami momentu; drugą – referencyjną – pod kątem minimalizacji kwadratu uchybu z pominięciem modelu tętnień. Przedstawione zbiorcze rezultaty walidacji uzyskanych nastaw pozwalają stwierdzić, co następuje:

- Optymalizacja pod kątem minimalizacji tętnień cechuje się wynikami o mniejszych wzmocnieniach proporcjonalnych oraz krótszych stałych czasowych całkowania. Związane jest to z koniecznością przesunięcia w prawo częstotliwości rezonansowych charakterystyki zakłócenowej układu [24,25].
- Dalsze poprawienie poziomu tłumienia nierównomierności prędkości wiąże się z utratą stabilności układu w przypadku skokowych wymuszeń. Przyjęte kryterium optymalizacji pozwoliło odrzucić te rozwiązania.
- Uzyskane regulatory cechują się dużą odpornością na zmiany kluczowych parametrów modelu: bezwładności części mechanicznej i opóźnienia w pętli regulacji. Układ jest również niewrażliwy na zmiany fazy tętnień momentu – zmiany w zakresie +/- 0.1 rad nie powodują zmiany wskaźnika jakości o więcej niż 0.01%.
- Regulator PID 2DOF uzyskał najlepsze wyniki walidacji dla odpowiednich kryteriów. Cechuje się też najbardziej sztywnymi charakterystykami wpływu zmiany parametrów układu.
- Różnice w poziomie tłumienia nierównomierności prędkości między nastawami uzyskanymi wg kryterium F_1 i F_2 nie są duże – maksymalnie 2.5-krotne. Jednocześnie zastosowanie wskaźnika F_1 wiąże się z istotnym pogorszeniem właściwości dynamicznych, co w wielu aplikacjach jest z kolei niedopuszczalne. W układach wymagających gładkiego przebiegu prędkości oraz dobrych właściwości dynamicznych w reakcji na skokowe zmiany momentu lub prędkości, zastosowanie bardziej rozbudowanych metod, np. kompensatorów tętnień, może okazać się niezbędne.

Prezentowane wyniki badań, zrealizowane w ramach tematu nr 04/45/SBAD/0208, zostały sfinansowane w wewnętrznym konkursie na Wydziale Elektrycznym Politechniki Poznańskiej.

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] Shankar V.K.A., Umashankar S., Paramasivam S., Investigations on performance evaluation of VFD fed PMSM using DTC control strategies for pumping applications, *2017 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT)*, (2017), 1–8
- [2] Ducar I., Marinescu C., Comparative study for reversible pump at variable speed in PMSM applications, *2015 9th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*, (2015), 205–210
- [3] Gottipati P.; Dobzhanskiy O., Mendrela E.A., In-wheel brushless DC motor for a wheel chair drive, *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems 2010 Power India*, (2010), 1–4
- [4] Dorrell D.G., Popescu M., Evans L., Staton D.A., Knight A.M., Comparison of permanent magnet drive motor with a cage induction motor design for a hybrid electric vehicle, *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA*, (2010), 1807–1813
- [5] McElveen R.F.; Holub R., Martin W.E., Replacing induction motors with caged rotor permanent magnet motors: application considerations cost analysis, *2017 Petroleum and Chemical Industry Technical Conference (PCIC)*, (2017), 435–442
- [6] Vartanian R., Toliyat H.A., Design and comparison of an optimized permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor (PMA-SynRM) with an induction motor with identical NEMA Frame stators, *2009 IEEE Electric Ship Technologies Symposium, 2009*, 107–112
- [7] Asada H., Youcef-Toumi K., *Direct-Drive Robots: Theory and Practice*, MITP, (1987)
- [8] Černigoj A., Gašparin L., Fišer R., Native and additional cogging torque components of PM synchronous motors – evaluation and reduction, *Automatika*, 51 (2010), nr 2, 157–165
- [9] Lee J.-J., Kwon S.-O.; Hong J.-P., Ha, K.-H., Cogging torque analysis of the PMSM for high performance electrical motor considering magnetic anisotropy of electrical steel, *World Electric Vehicle Journal*, 3 (2009), nr 2, 365–369
- [10] Wang D., Wang X., Jung S., Cogging torque minimization and torque ripple suppression in surface-mounted permanent magnet synchronous machines using different magnet widths, *IEEE Transactions on Magnetics*, 49 (2013), nr 5, 2295–2298.
- [11] Goryca Z., Ziółek M., Malinowski M., Moment zaczepowy wielobiegunowej maszyny z magnesami trwałymi, *Maszyny Elektryczne: zeszyty problemowe*, 88 (2010), 53–56
- [12] Chikouche B.L.; Boughrara K., Ibtouen R., Cogging torque minimization of surface-mounted permanent magnet synchronous machines using hybrid magnet shapes, *Progress in Electromagnetics Research B*, 62 (2015), 49–61
- [13] Kang J., Li X., Liu Y., Mu S., Wang S., Predictive current control with torque ripple minimization for PMSM of electric vehicles, *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, (2018), 1–6
- [14] Jian Z., Xuhui W., Wenshan L., Peilei Z., Speed ripple minimization for interior-type PMSM using self-learning fuzzy control strategy, *2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, (2014), 1–4
- [15] Feng G., Lai C., Kar N.C., Practical testing solutions to optimal stator harmonic current design for PMSM torque ripple minimization using speed harmonics, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33 (2018), nr 6, 5181–5191
- [16] Pajchrowski T., Application of neural networks for compensation of torque ripple in high performance PMSM motor, *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, (2017), 1–8
- [17] Houari A., Auger F., Olivier J., Machmoum M., A new compensation technique for PMSM torque ripple minimization, *2015 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, (2015), 1–6

- [18] Stamenkovic I., Jovanovic D., Vukosavic, S., Torque ripple verification in PM machines, *EUROCON 2005 – The International Conference on 'Computer as a Tool'*, (2005), 1497–1500.
- [19] Gulez K., Adam A.A., Adaptive neural network based controller for direct torque control of PMSM with minimum torque ripples, *SICE Annual Conference 2007*, (2007), 174–179
- [20] Bingi K., Ibrahim R., Karsiti M.N., Hassan S.M., Harindran, V.R., A comparative study of 2DOF PID and 2DOF fractional order PID controllers on a class of unstable systems, *Archives of Control Sciences*, 28, (2018), nr 4, 635–682
- [21] Dong Hwa K., Tuning of 2-DOF PID controller by immune algorithm, *Proceedings of the 2002 Congress on Evolutionary Computation. CEC'02*, (2002), 675–680
- [22] Debnath M.K., Singh M.B, Mallick, R.K., Design of optimal 2-DOF PID controller using GWO technique for automatic generation control of a multisource power system, *2016 IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Computer and Electronics Engineering (UPCON)*, (2016), 531–536
- [23] Dong Hwa K., Application of multivariable 2-DOF PID controller with neural network tuning method to the heat exchange, *FUZZ-IEEE'99. 1999 IEEE International Fuzzy Systems. Conference Proceedings*, (1999), 574–578
- [24] Pajchrowski T., Kompensacja tętnień momentu w napędzie bezpośrednim z silnikiem PMSM, *Poznan University of Technology Academic Journals. Electrical Engineering*, 72 (2012), 93-100
- [25] Pajchrowski, T., Zastosowanie sieci neuronowej do poprawy nierównomierności prędkości obrotowej silnika momentowego, X Krajowa Konferencja Naukowa Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, *SENE 2011*, (2011), 1-6
- [26] Hsiao C.-Y., Yeh S.-N., Hwang, J.-C.: A novel cogging torque simulation method for permanent-magnet synchronous machines, *Energies*, 4 (2011), n. 12, 2166–217
- [27] Aström K.J., Hägglund T., The Future of PID Control, *IFAC Proceedings Volumes*, 33 (2000), nr 4, 19–30
- [28] Gorez, R., Brief new design relations for 2-DOF PID-like control systems, *Automatica*, 39 (2003), nr 5, 901–908
- [29] Aström K.J., Murray R.M., *Feedback systems: an introduction for scientists and engineers*, Princeton University Press, (2008)
- [30] Gao X., Shang C., Huang D., Yang F., A novel approach to monitoring and maintenance of industrial PID controllers, *Control Engineering Practice*, 64 (2017), 111–126.
- [31] Pachauri N., Singh V., Rani, A., Two degree of freedom PID based inferential control of continuous bioreactor for ethanol production, *ISA Transactions*, 68 (2017), pp. 235–250.
- [32] Alfaro V.M., Vilanova, R., Model reference robust tuning of 2DoF PI controllers for integrating controlled processes, *2012 20th Mediterranean Conference on Control & Automation (MED)*, (2012), 1079–1084
- [33] Hejra M., Mansouri A. and Trabeisi H., Optimal design of a permanent magnet synchronous motor: Application of in-wheel motor, *2014 5th International Renewable Energy Congress (IREC)*, (2014), 1–5
- [34] Shao X., Xiao L., Han C. Optimization of PID parameters based on genetic algorithm and interval algorithm, *2009 Chinese Control and Decision Conference*, (2009), 741–745
- [35] Korkmaz M., Aydogdu Ö., Dogan H., Design and performance comparison of variable parameter nonlinear PID controller and genetic algorithm based PID controller, *2012 International Symposium on Innovations in Intelligent Systems and Applications*, (2012), 1–5
- [36] Ellis G. *Control Systems Design Guide*, Elsevier Academic Press, 2004.