



Sebastian PECOLT, Tomasz KRZYŻYŃSKI, Kurt FRISCHMUTH

OPTIMALIZACJA PROCESU STEROWANIA NIELINIOWYM URZĄDZENIEM POZYCJONUJĄCYM O NAPĘDZIE ELEKTROMAGNETYCZNYM

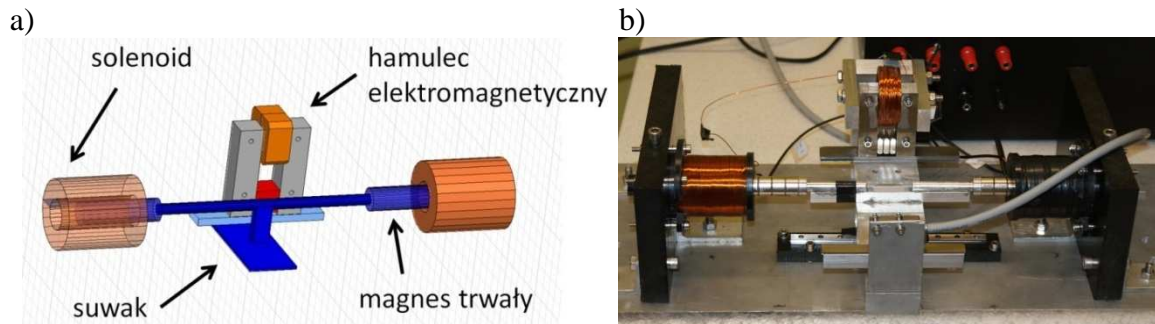
Streszczenie

Przedmiotem badań jest układ mechatroniczny – urządzenie pozycjonujące o napędzie elektromagnetycznym (siłownik), wraz z hamulcem elektromagnetycznym. Praca siłownika elektromagnetycznego oparta jest o zasadę wypychania magnesów stałych z pola elektromagnetycznego solenoidów. Urządzenie składa się z dwóch solenoidów umieszczonych naprzeciwko siebie i suwaka na którego końcach są umieszczone magnesy stałe. W artykule przedstawiono sposób sterowania urządzeniem pozycjonującym przy wykorzystaniu równoległego regulatora PID. Parametry regulatora były dobierane poprzez algorytm genetyczny. Analizowano pracę urządzenia przy wykorzystaniu modelu symulacyjnego, który zbudowano w środowisku MATLAB-Simulink. Wykazano, że parametry regulatora PID powinny być dobierane dla każdego wymuszenia osobno. Wyniki otrzymane z symulacji zostały zweryfikowane na stanowisku badawczym.

WSTĘP

Napędy elektryczne maszyn stosowanych współcześnie stanowią jeden z podstawowych elementów procesów produkcyjnych i technologicznych. Opracowywanie nowych typów napędów ma szczególnie istotne znaczenie z punktu widzenia konkurencyjności na rynku nowych technologii. Bardzo ważnym elementem staje się również optymalizacja procesów produkcyjnych. Największą rolę odgrywa zarówno energooszczędność, jak i skrócenie czasu procesów technologicznych, co wpływa bezpośrednio na obniżenie kosztów produkcji.

Przedmiotem badań jest układ mechatroniczny – urządzenie pozycjonujące o napędzie elektromagnetycznym (siłownik), wraz z hamulcem elektromagnetycznym. Działa on na zasadzie wypychania magnesów stałych z pola magnetycznego generowanego przez solenoidy. Układ składa się z dwóch solenoidów zamocowanych naprzeciwko siebie, wewnątrz których są umieszczone magnesy neodymowe (NdFeB) charakteryzujące się dużą indukcją remanencji. Schemat budowy pokazany jest na rys. 1. W celu zapobieżenia wpadaniu w oscylacje i drgania podczas ustalania pozycji, całość urządzenia jest wyposażona w hamulec elektromagnetyczny działający na zasadzie zmiany kierunku strumienia pola magnetycznego pochodzącego od magnesu trwałego w magnetowodzie. Rozwiązanie takie pozwala na utrzymywanie zadanej pozycji siłownika bez dostarczania energii elektrycznej z zewnątrz, gdyż wykorzystywana jest jedynie energia magnesu trwałego [8,9,10].



Rys. 1. a) schemat budowy urządzenia pozycjonującego, b) napęd pozycjonujący wraz z hamulcem elektromagnetycznym (źródło: własne)

W rozpatrywanym napędzie magnesy pracują w obecności pól odmagnesowujących w drugiej ćwiartce pętli histerezy magnetycznej. Wykorzystywane są magnesy, które charakteryzują się wysoką indukcją szczątkową (dochodzącą do 1.2 T) i szeroką pętlą histerezy.

Z tego powodu mogą one pracować w obecności dużych pól odmagnesowujących, bez zauważalnych i nieodwracalnych zmian stanu namagnesowania [6].

1. MODELOWANIE URZĄDZENIA POZYCJONUJĄCEGO

Zaproponowany model fizyczny analizowanego układu, w którym występuje szereg nieliniowości można opisać za pomocą równań różniczkowych [7]. Model opisuje działanie siłownika w stanach nieustalonych. Równanie ruchu części roboczej w układzie pozycjonującym przyjmuje postać:

$$\ddot{x} = \frac{1}{m} (F_1(x) - F_2(x) + F_T) \quad (1)$$

gdzie: x to pozycja suwaka w napędzie, m to masa suwaka (elementu roboczego), F_1 i F_2 – siły działające na magnesy pochodzące od solenoidów, F_T to siła tarcia poślizgowego występującego w układzie.

Siły F_1 i F_2 powstają w wyniku generowania pola magnetycznego przez solenoidy. Działają one na magnesy trwałe powodując wypychanie ich ze swego wnętrza. Siłę tarcia poślizgowego F_T można opisać następująco:

$$\text{gdy:} \quad \dot{x} < 0.001 \left[\frac{m}{s} \right] \quad \rightarrow \quad F_{TS} = \mu_s N \quad (2)$$

$$\text{gdy:} \quad \dot{x} \geq 0.001 \left[\frac{m}{s} \right] \quad \rightarrow \quad F_{TKU} = \mu_k N \quad (3)$$

Z uwagi na nieliniową charakterystykę działania siły na magnesy trwałe będące w polu magnetycznym solenoidów, wprowadzono funkcję wagową $weight(x)$, która w modelu matematycznym została zaimplementowana jako wielomian stopnia szóstego. Charakter funkcji został określony na podstawie badań eksperymentalnych i symulacji modelu numerycznego w środowisku *ANSYS ANSOFT Maxwell 13* [1]. Funkcja $weight_2(x)$ jest „zwierciadlanym odbiciem” funkcji $weight_1(x)$. Wynika to z faktu, iż w czasie gdy lewy magnes trwały jest „wypychany” z pola magnetycznego lewego solenoidu, prawy magnes „chowa się” w solenoidzie prawym. Napęd zbudowany został w taki sposób, że gdy lewy magnes jest wysunięty z lewego solenoidu na odległość 10 mm, to prawy magnes trwały jest wysunięty względem prawego solenoidu o 60 mm.

Za pozycję x równą 0 uważa się położenie, w którym magnes trwały w lewym solenoidzie jest wysunięty na odległość 10 mm (pozycja ograniczona ogranicznikiem ruchu).

Siły wypychające magnesy generowane przez pole magnetyczne solenoidów można przedstawić następująco:

$$F_1 = k_w i_1 \text{weight}_1(x) \quad (4)$$

$$F_2 = k_w i_2 \text{weight}_2(x) = k_w i_2 \text{weight}_1(0.05 - x) \quad (5)$$

gdzie: $F_{1,2}$ to siły działające na magnesy trwałe będące w polu magnetycznym solenoidów, k_w – stała wyznaczona na podstawie eksperymentu, $i_{1,2}$ to chwilowa wartość prądu w solenoidzie, $\text{weight}(x)$ – funkcja wagowa w zależności od pozycji magnesu w solenoidzie.

Ruch magnesów trwałych w solenoidach powoduje generowanie siły elektromotorycznej zgodnie z prawem Faradaya. Napięcia indukowane w solenoidach wynoszą odpowiednio:

$$U_{in1} = -\frac{d\psi_1(x,i)}{dt} \quad U_{in2} = -\frac{d\psi_2(x,i)}{dt} \quad (6)$$

gdzie: U_{in} to indukowana siła elektromotoryczna w voltach, Ψ – to strumień indukcji magnetycznej przepływający przez powierzchnię solenoidu zależny od pozycji magnesu x i prądu w obwodzie i .

Dodatkowo, poprzez zmianę prądu w czasie, w obwodzie powstaje siła elektromotoryczna samoindukcji, która przeciwstawia się zmianom natężenia prądu elektrycznego w solenoidzie. Zjawisko to można opisać następująco:

$$\dot{i}_{s1} = \frac{1}{L(x)_1} (U_1 - i_{s1} R_1(T)) \quad \dot{i}_{s2} = \frac{1}{L(x)_2} (U_2 - i_{s2} R_2(T)) \quad (7)$$

gdzie: $L(x)_{1,2}$ to wartość indukcyjności solenoidu zależna od pozycji magnesu w solenoidzie, U to wartość napięcia w obwodzie, i to chwilowa wartość prądu, R jest rezystancją uzwojenia solenoidu zależną od temperatury T .

Znając zależność strumienia skojarzonego z cewką w funkcji pozycji magnesu w cewce, można określić indukowane napięcie U_{in} pod wpływem prędkości zmian strumienia magnetycznego Ψ . W modelu symulacyjnym Matlab-Simulink zależność strumienia magnetycznego w funkcji położenia magnesu dla napędów $\Psi(x)$ została zaimplementowana jako wielomian stopnia piątego.

Prąd indukowany w obwodzie pod wpływem ruchu magnesu w solenoidzie to:

$$i_{in1} = \frac{U_{in1}}{R_1(T)} \quad i_{in2} = \frac{U_{in2}}{R_2(T)} \quad (8)$$

Całkowity bilans prądowy badanego obwodu przyjmuje postać:

$$i_1 = i_{s1} - i_{in1} \quad i_2 = i_{s2} - i_{in2} \quad (9)$$

Pobrana energia elektryczna w układzie jest wyliczana z następującej zależności:

$$E = \int_{t=0}^{t=t_k} u_1(t) i_1(t) dt + \int_{t=0}^{t=t_k} u_2(t) i_2(t) dt \quad (10)$$

gdzie: $u_{1,2}$ to chwilowe wartości napięcia w lewym i prawym solenoidzie, $i_{1,2}$ to chwilowe wartości prądu, t_k to czas końcowy zasilania urządzenia.

2. STEROWANIE W PĘTLI SPRZĘŻENIA ZWROTNEGO

2.1. Wprowadzenie

Do sterowania układem pozycjonującym wykorzystano regulator PID pracujący w strukturze równoległej. Regulatory PID mogą pracować w każdym procesie, gdzie mamy do czynienia z wartością mierzoną PV , wartością nastawy SP i wartością regulacji MV , która jest zależna od błędu e pomiędzy SP i PV . Sterownik działa w oparciu o składniki P, I, D i za ich pomocą wylicza wartość manipulacyjną (regulacyjną):

$$MV(t) = P_{wy} + I_{wy} + D_{wy} \quad (11)$$

gdzie: P_{wy} to składnik proporcjonalności, I_{wy} to człon całkujący wyjścia, D_{wy} to człon różniczkowy.

W ciągu ostatnich lat opracowano wiele różnych technik do wybierania optymalnych nastaw członów proporcjonalnych, całkujących i różniczkowych regulatorów PID. W artykule przedstawiono przykład zastosowania algorytmu genetycznego [11] do doboru optymalnych nastaw klasycznego regulatora PID, przy sterowaniu nieliniowym układem pozycjonującym, pracującym w pętli sprzężenia zwrotnego.

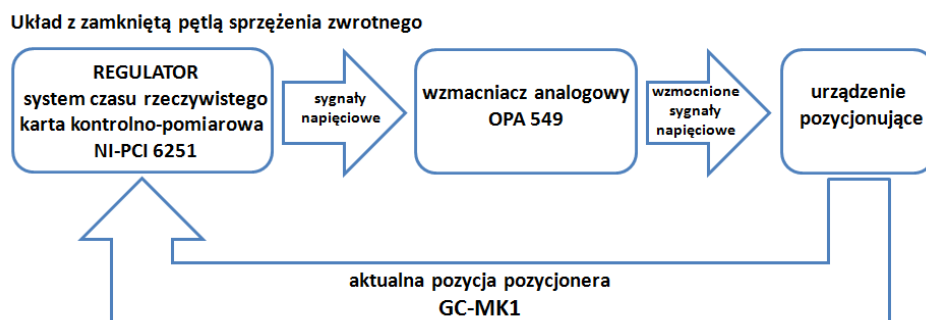
Z uwagi na nieliniowy charakter pracy siłownika przy wyznaczaniu nastaw regulatora typu PID, trzeba wziąć pod uwagę, że wyznaczone optymalne nastawy regulatora w przypadku określonego ruchu siłownika np. z punktu A do punktu B, będą optymalne jedynie dla tego ruchu. Te same nastawy regulatora w przypadku ruchu z pozycji B do C nie będą już optymalne, a tym samym niezbędne staje się wyznaczenie od nowa nastaw regulatora PID.

W poniżej przedstawionych przykładach pokazano, w jaki sposób dobierane są nastawy regulatora PID, przy zadanych ustawieniach układu pozycjonującego.

Dobór nastaw regulatora PID został przeprowadzony przy wykorzystaniu algorytmu genetycznego. Takie postępowanie daje dobre wyniki w krótkim czasie i jest szeroko stosowane m.in. w pracach [2], [3], [4], [5], [12].

Wszystkie symulacje i eksperymenty w przypadku sterowania w pętli sprzężenia zwrotnego, przy wykorzystaniu regulatora PID, były realizowane przy „zwolnionym” hamulcu elektromagnetycznym, czyli prąd w uzwojeniu hamulca był stabilizowany na wartość $I=0.18A$. W takim przypadku siła tarcia pomiędzy prowadnicą hamulca i hamulcem jest pomijalnie mała [10].

Wygenerowane z modelu symulacyjnego funkcje napięciowe były wzmacniane za pomocą wzmacniacza analogowego (OPA549) i podane na uzwojenia solenoidów w obu napędach urządzenia pozycjonującego. Sygnałem zwrotnym była aktualna pozycja pozycjonera (rys.2).



Rys. 2. Schemat sterowania urządzeniem pozycjonującym w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego

Źródło: własne

2.2. Sygnał skoku jednostkowego

Szukane są wartości nastaw regulatora PID, dzięki którym odpowiedź modelu na skok jednostkowy z pozycji początkowej równej $x_p=0$ m do pozycji zadanej równej $x_k=45$ mm, będzie spełniać zadane ograniczenia (rys. 4):

- czas ruchu suwaka do pozycji ustalonej wyniesie $t < 0.1$ s,
- maksymalny błąd w pozycji ustalonej wyniesie $e < 1$ %,
- czas narastania do wartości 80 % wymuszenia będzie krótszy niż 75 % czasu całkowitego,
- przeregulowanie ma wynosić mniej niż 2 %.



Rys. 3. Ograniczenia przy dobieraniu nastaw regulatora w celu określenia odpowiedzi układu na skokowe wymuszenie

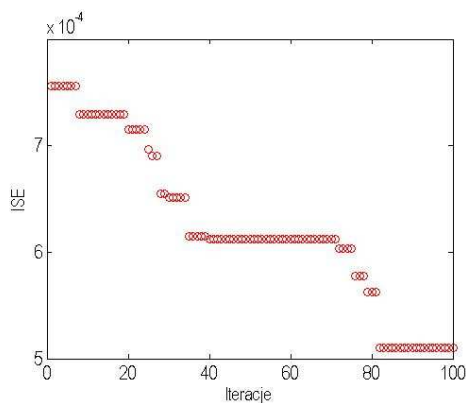
Źródło: własne

W przeprowadzanej optymalizacji parametrów regulatora minimalizowano całkę kwadratu uchybu *ISE* (ang. Integral of Squared Error), (12). Wynika z tego, że brany jest pod uwagę błąd średniokwadratowy, gdzie większy wpływ ma czas narastania, a mniejszy wpływ ma wielkość przeregulowania:

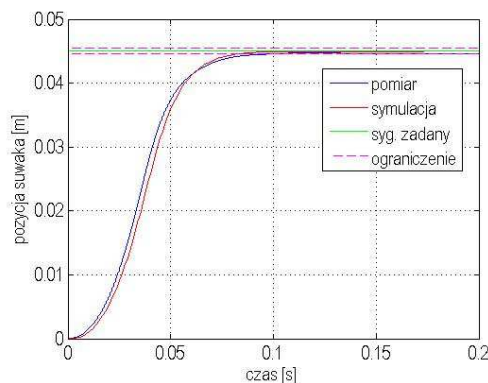
$$ISE = \int_0^t [e(t)]^2 dt \quad (12)$$

Jako wynik optymalizacji przy dobieraniu nastaw sterowania przy populacji początkowej równej 50 i po 100 iteracjach (rys. 4a), otrzymano następujące wartości wzmocnień: $K_p=17.62$, $K_d=0.30$, $K_i=4$. Przy tak wybranych nastawach, odpowiedź skokowa w postaci ruchu suwaka z pozycji $x_p=0$ m do wartości $x_k=45$ mm, spełniła wszystkie zadane ograniczenia. Odpowiedź układu na wymuszenie skokowe przy tak dobranych nastawach została zilustrowana na rys. 4b.

a)



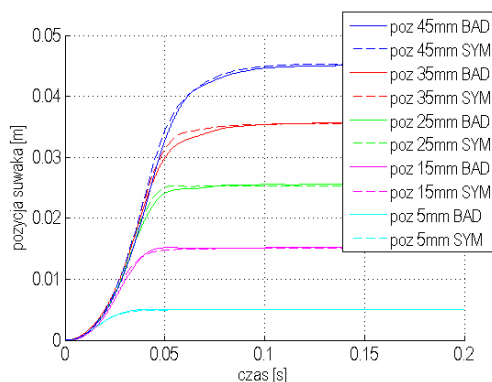
b)



Rys. 4. Dobór nastaw regulatora PID przy wymuszeniu skoku jednostkowego z pozycji 0 mm do 45 mm: a) błąd średniokwadratowy w dziedzinie iteracji, b) odpowiedź układu na skok jednostkowy (symulacja i pomiar)

Źródło: własne

Błąd średniokwadratowy w rozpatrywanym przykładzie wynosi $ISE=4.9299 \cdot 10^{-4}$. Następnie przeprowadzono kolejne obliczenia, mające na celu wyznaczenie optymalnych nastaw regulatora PID, przy zadanych przemieszczeniach do pozycji $x_{k1}=5 \text{ mm}$, $x_{k2}=15 \text{ mm}$, $x_{k3}=25 \text{ mm}$, $x_{k4}=35 \text{ mm}$. Wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 5.



Rys. 5. Wyniki z modelu symulacyjnego i pomiarów, dla zadanych przemieszczeń, przy nastawach regulatora z tabeli 6

Źródło: własne

W tabeli 1 przedstawiono uzyskane w wyniku przeprowadzonej optymalizacji wartości błędu średniokwadratowego, wraz z uzyskanymi nastawami regulatora PID. Wartości w komórkach zaznaczonych kolorem żółtym odpowiadają nastawom regulatora PID (w kolumnach) i pozycji, dla której były nastawy optymalizowane (w wierszach).

W celu wykazania, iż nastawy określone przy zadanej pozycji są optymalne tylko w przypadku określonego zadania „ruchu pozycjonera”, w tab. 1 przedstawiono (w wierszach) wartości błędu średniokwadratowego pomiędzy wartością zadaną, a pozycją bieżącą pozycjonera przy innych ustalonych pozycjach suwaka. Kolorem pomarańczowym oznaczone zostały rozwiązania, które zostały odrzucone ze względu na niespełnione ograniczenie dotyczące przeregulowania wartości zadanej powyżej 2 % i maksymalnego błędu w pozycji ustalonej. Dodatkowo kolorem czerwonym (czcionka) zostały zaznaczone rozwiązania o najmniejszej wartości ISE (optymalne), uzyskane poprzez optymalizację za pomocą algorytmu genetycznego.

Tab. 1. Nastawy regulatora PID w wyniku przeprowadzonych optymalizacji

	$K_p=17.66$ $K_d=0.34$ $K_i=14$	$K_p=13.15$ $K_d=0.22$ $K_i=5$	$K_p=17.77$ $K_d=0.25$ $K_i=10$	$K_p=17.85$ $K_d=0.28$ $K_i=8$	$K_p=17.62$ $K_d=0.30$ $K_i=4$
$x_{k1} - 5 \text{ mm}$	$3.1416 \cdot 10^{-6}$	$4.9271 \cdot 10^{-6}$	$4.2936 \cdot 10^{-6}$	$4.1919 \cdot 10^{-6}$	$3.7461 \cdot 10^{-6}$
$x_{k2} - 15 \text{ mm}$	$4.2952 \cdot 10^{-5}$	$3.6293 \cdot 10^{-5}$	$3.8464 \cdot 10^{-5}$	$3.6405 \cdot 10^{-5}$	$3.7284 \cdot 10^{-5}$
$x_{k3} - 25 \text{ mm}$	$1.4146 \cdot 10^{-4}$	$1.2540 \cdot 10^{-4}$	$1.2350 \cdot 10^{-4}$	$1.2469 \cdot 10^{-4}$	$1.2584 \cdot 10^{-4}$
$x_{k4} - 35 \text{ mm}$	$3.0899 \cdot 10^{-4}$	$2.7846 \cdot 10^{-4}$	$2.8152 \cdot 10^{-4}$	$2.7638 \cdot 10^{-4}$	$2.7740 \cdot 10^{-4}$
$x_{k5} - 45 \text{ mm}$	$5.5177 \cdot 10^{-4}$	$4.9729 \cdot 10^{-4}$	$7.8040 \cdot 10^{-4}$	$5.0992 \cdot 10^{-4}$	$4.9299 \cdot 10^{-4}$

Jak wynika z rezultatów przedstawionych w tabeli 1, w pierwszym wierszu i pierwszej kolumnie, gdzie szukane są optymalne nastawy regulatora PID przy zadanym ruchu suwaka, z pozycji startowej równej $x_p=0 \text{ mm}$ do pozycji zadanej $x_k=5 \text{ mm}$, otrzymana w wyniku optymalizacji wartość $ISE=3.1416 \cdot 10^{-6}$, a otrzymane nastawy wynoszą odpowiednio: $K_p=17.66$, $K_d=0.34$, $K_i=14$. Przy tych samych nastawach przeprowadzono symulację w

przypadku innych ustalanych pozycji. W przypadku pozycji: $x_{k3}=25\text{ mm}$, $x_{k4}=35\text{ mm}$, $x_{k5}=45\text{ mm}$, zastosowane nastawy regulatora powodują złamanie ograniczenia i przeregulowanie układu. Jedynym rozwiązaniem, spełniającym zadane ograniczenia jest pozycjonowanie układu do pozycji $x_{k2} = 15\text{ mm}$, przy czym przy zadanej pozycji wartość wynosi $ISE=4.2952 \cdot 10^{-5}$ i jest ona „gorsza” niż w przypadku nastaw z wiersza drugiego, dla którego optymalizowane nastawy były właśnie w przypadku pozycji $x_{k2} = 15\text{ mm}$. W odwrotnej sytuacji jest podobnie – nastawy regulatora z wiersza drugiego, optymalizowane przy pozycji: $x_{k2} = 15\text{ mm}$ ($K_p=13.15$, $K_d=0.22$, $K_i=5$), które użyto w przypadku ruchu do pozycji $x_{k1}=5\text{ mm}$, powodują przeregulowanie układu i większą („gorszą”) wartość $ISE=4.9271 \cdot 10^{-6}$.

2.3. Sygnał schodkowy

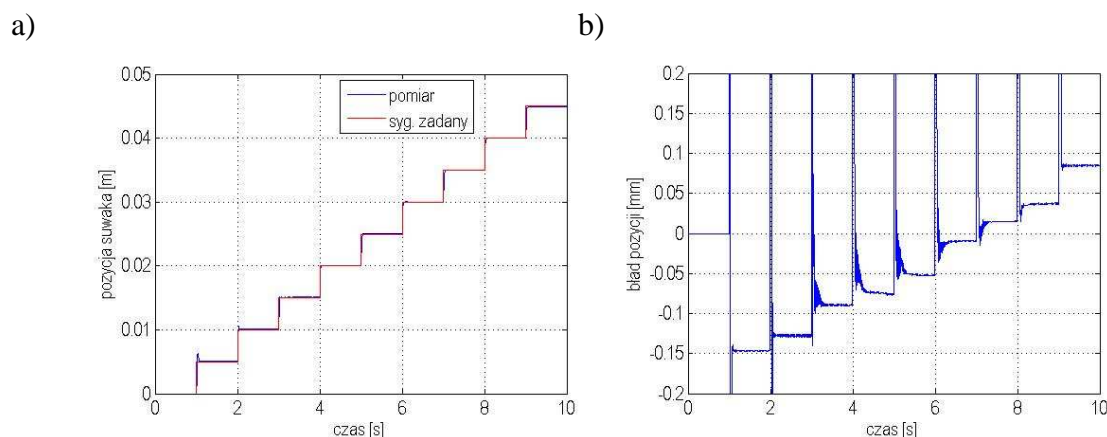
W niniejszym przykładzie pokazano sposób dobierania optymalnych nastaw regulatora PID, w przypadku zadanego sygnału o charakterze schodkowym ze skokiem pozycji co 5 mm (rys. 6). Przy doborze nastaw regulatora wykorzystywano algorytm genetyczny [1], za pomocą którego poszukiwano minimalnej wartości w postaci błędu średniokwadratowego ISE pomiędzy sygnałem zadanym, a mierzonym.

Przyjęto następujące ograniczenia:

- czas ruchu suwaka do pozycji ustalonej wynosi $<0.1\text{ s}$,
- maksymalny błąd w pozycji ustalonej wyniesie 1%,
- przeregulowanie ma wynosić mniej niż 2%.

W wyniku optymalizacji po 100 iteracjach przy populacji początkowej równej 50 osobników, uzyskano następujące nastawy regulatora PID: $K_p=14.27$, $K_d=0.22$, $K_i=0$. Wartość błędu średniokwadratowego w przypadku przeprowadzonej optymalizacji wynosi $ISE=5.0128 \cdot 10^{-6}$.

Przy tak zdefiniowanych nastawach regulatora przeprowadzono eksperyment mający na celu określenie poprawności działania układu pozycjonującego. Wyniki zostały przedstawione na rys. 6a, wraz z wartością uchybu względem pozycji zadanej (zilustrowaną na rys. 6b).



Rys. 6. Wyniki uzyskane z eksperymentu przy nastawach regulatora PID: $K_p=14.27$, $K_d=0.22$, $K_i=0$:
a) zadane przemieszczenia, w przypadku skokowej zmiany pozycji,
b) wartość błędu pomiędzy sygnałem zadanym a mierzonym

Źródło: własne

Jak można zauważyć na wykresie przedstawiającym błąd pozycji ustalonej (rys. 6b), przy braku wzmocnienia członu całkującego $K_i=0$, uchyb nie jest minimalizowany w czasie, a dokładność pozycjonowania oscyluje na poziomie 0.15 mm.

W przypadku, gdy zachodzi potrzeba pracy układu z dużą dokładnością pozycjonowania, człon całkujący K_i powinien zostać zwiększony. Często wiąże się to jednak z występowaniem w układzie większego przeregulowania w pierwszej fazie ustalania pozycji, co jest w pewnych przypadkach (szybkozmiennie procesy) przez inżynierów-konstruktorów akceptowalne, np. pozycjonowanie głowicy magnetycznej w dyskach twardech.

Opisywany układ może działać z wysoką dokładnością pozycjonowania ograniczaną jedynie przez czujnik przemieszczenia. Oznacza to, że jeśli zastosowany zostanie enkoder pozycji o dużej czułości, np. z dokładnością odczytu do $1\ \mu\text{m}$ (tak jak w omówionym przykładzie), można pozycjonować pozycjoner właśnie z dokładnością do $1\ \mu\text{m}$. Przy tak zdefiniowanym kryterium, przeważającą rolę w regulatorze PID odgrywa człon całkujący K_i , który zmniejsza uchyb błędu e , do wartości zerowej.

Wobec powyższego, przy dobieraniu nastaw regulatora PID, minimalizowano całkę uchybu IAE (ang. Integral of Absolute Error), obliczaną jedynie po czasie ustalenia, gdyż nie powinno brać się pod uwagę początkowego przeregulowania sygnału:

$$IAE = \int_0^t |e(t)| dt \quad (13)$$

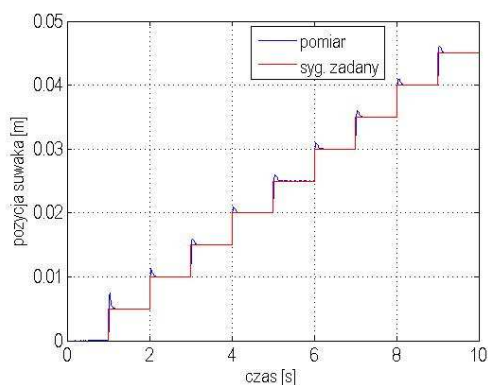
gdzie: e oznacza błąd (uchyb).

Zmodyfikowano także ograniczenia akceptując błąd przeregulowania do wartości 50% pozycji ustalonej. W takim przypadku ograniczenia przyjmują następującą postać:

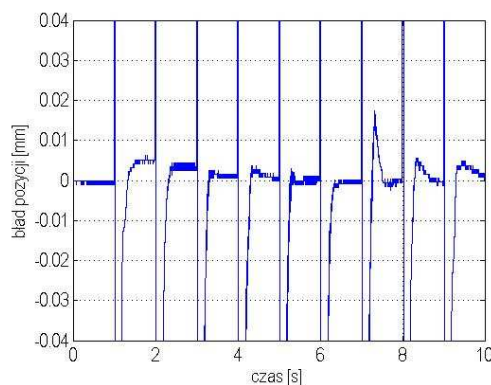
- czas ruchu suwaka do pozycji ustalonej wynosi $<0.25\ \text{s}$, przy każdym wymuszeniu (skoku),
- maksymalny błąd w pozycji ustalonej nie przekroczy $0.1\ \%$,
- czas narastania do wartości 80% wymuszenia będzie krótszy niż $75\ \%$ czasu całkowitego,
- przeregulowanie ma wynosić mniej niż $50\ \%$ wartości skoku do pozycji ustalonej.

W wyniku optymalizacji, podczas dobierania nastaw sterowania przy populacji początkowej równej 50 i po 100 iteracjach, otrzymano następujące wartości wzmocnień: $K_p=15.85$, $K_d=0.25$, $K_i=273$. Wartość całki uchybu wyniosła $IAE=3.0569 \cdot 10^{-6}$. Przy tak wybranych nastawach regulatora PID przeprowadzono eksperyment, gdzie sygnałem wymuszającym był sygnał schodkowy ze skokiem $5\ \text{mm}$ co $1\ \text{sekundę}$, (podobnie jak na rys. 6). Wyniki przedstawiono na rys. 7.

a)



b)



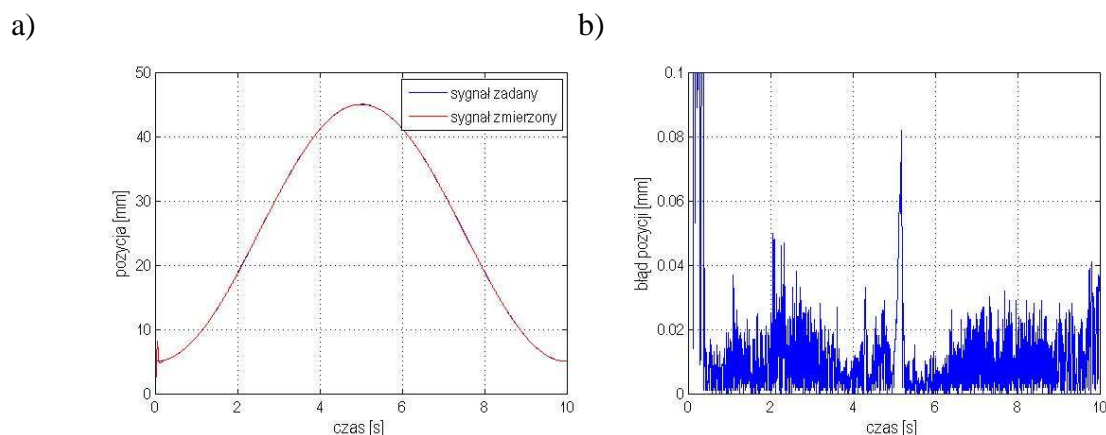
Rys. 7. Wyniki pomiarów, dla zadanych przemieszczeń, przy nastawach regulatora PID $K_p=15.85$, $K_d=0.25$, $K_i=273$ przy skokowej zmianie pozycji: a) pomiar, b) wartość błędu pomiędzy sygnałem zadany a zmierzonym

Źródło: własne

Można zatem stwierdzić, że przy wybranych nastawach, błąd pozycji jest minimalizowany do wartości $1\ \mu\text{m}$ w stosunkowo krótkim czasie.

2.4. Sygnał sinusoidalny

W kolejnym przykładzie sygnałem zadanym był sygnał sinusoidalny w postaci przemieszczania suwaka z pozycji 5 mm do pozycji 45 mm z częstotliwością 0.1 Hz (rys. 7). Nastawy regulatora, miały wartości takie same, jak w przypadku wcześniejszego przykładu sygnału schodkowego (rys. 8). Jak można zaobserwować (rys. 8a) pozycjoner podąża za wartością zadaną, a błąd ustalonej pozycji (rys. 8b), pomiędzy sygnałem zadanym a wartością mierzoną oscyluje w granicach 20 μm .



Rys. 8. Wyniki pomiarów przy nastawach regulatora PID $K_p=15.85$, $K_d=0.25$, $K_i=273$: a) dla zadanego przemieszczenia w postaci sygnału sinusoidalnego, b) wartość błędu pomiędzy sygnałem zadanym, a mierzonym

Źródło: własne

PODSUMOWANIE

W artykule, przedstawiono sterowanie urządzeniem pozycjonującym pracującym w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego, przy wykorzystaniu regulatora równoległego typu PID. Parametry regulatora były dobierane poprzez algorytm genetyczny, a następnie analizowano pracę urządzenia przy wykorzystaniu modelu symulacyjnego. Wykazano, że parametry regulatora PID powinny być dobierane dla każdego wymuszenia osobno. Napęd charakteryzuje się dużą szybkością ruchu i dokładnością pozycjonowania przy konwencjonalnym układzie regulacji położenia typu PID, ograniczonym jedynie rozdzielczością zastosowanego czujnika pozycji.

OPTIMIZATION OF THE CONTROL OF A NONLINEAR POSITIONING DEVICE WITH AN ELECTROMAGNETIC SYSTEM

Abstract

We study an electromagnetic positioning device as a mechatronic system. The main components of the device are an electromagnetic motor and a brake. The linear motor is based on the phenomenon of electromagnetic repulsion. It consists of two solenoids and a slide with neodymium magnet bars placed on both ends. In the paper a control problem for positioning is proposed and solved by means of a PID controller. By applying a genetic algorithm (GA) in a simulation model (MATLAB-Simulink), optimal parameters of the PID are found. The performance can be improved if the parameters of the

controller are adapted to the task at hand. Eventually, the MATLAB-Simulink simulations are shown to be in very good accordance with the experimental results.

BIBLIOGRAFIA

1. Ansys Ansoft Maxwell *Technical Notes* 2010
2. Bodenhofer: *Genetic algorithms: theory and applications* (2nd Edition), Johannes Kepler Universit, Linz, Austria (2001).
3. Dinger R H.: *Engineering design optimization with genetic algorithms*, IEEE Northcon/98 Conference Proceedings. 1998.
4. Elbayomy K., Zongxia J., Huaging Z.: *PID Controller Optimization by GA and Its Performances on the Electro-hydraulic Servo Control System*. Chinese Journal of Aeronautics 2008.
5. Jingsyan T., Kuang-Chao F., Tien-Fu L.: *A Genetic Approach on the PID Control of VCM for Auto-focusing Laser Probe*. Materials Science Forum Vols. Tarns Tech Publications, Switzerland 2006.
6. Karta charakterystyki magnezu trwałego. Wykres przebiegu II ćwiartki pętli histerezy magnetycznej dla materiału N35, P.P.H.U. „Enes” Magnesy Paweł i Tomasz Zientek Sp. k., <http://www.magnesy.eu>
7. Pecolt S., Krzyżyński T.: *Modelling and control optimization of the electromagnetic motor using genetic algorithm*, VIBRATIONS IN PHYSICAL SYSTEMS, Poznań 2010.
8. Pecolt S., Krzyżyński T.: *Hybrydowe urządzenie pozycjonujące o napędzie elektromagnetycznym*, w opracowaniu „Innowacja w wiedzę” wydanym przez Wojewódzki Urząd Pracy w Szczecinie, s. 255-260, Szczecin 2010.
9. Pecolt S., Krzyżyński T.: *Modelowanie i optymalizacja sterowania siłownikiem elektromagnetycznym z wykorzystaniem algorytmów genetycznych*, II Kongres Mechaniki Polskiej, Poznań 2011
10. Pecolt S.: *Wybrane problemy budowy i optymalizacji sterowania urządzeniem pozycjonującym o układzie elektromagnetycznym*, rozprawa doktorska, Politechnika Koszalińska, Koszalin 2012.
11. Popov A.: *Genetic Algorithms For Optimization, Programs for MATLAB Version 1.0*, User manual, Hamburg, 2005r.
12. Zhang, MZ Yuan and H Wang: *Self-tuning PID based on adaptive genetic algorithms with the application of activated sludge aeration process*, Proceedings of the 6th World Congress on Intelligent Control and Automation 2 (2006)

Autorzy:

Sebastian PECOLT, Tomasz KRZYŻYŃSKI, Kurt FRISCHMUTH