

Adam Piłat*

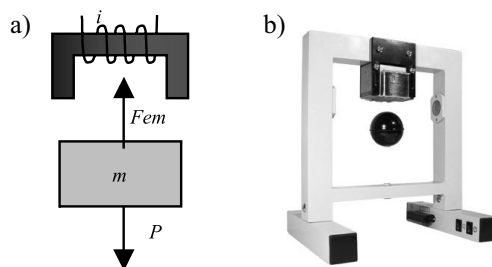
Badania porównawcze dyskretnego regulatora PID dla aktywnego zawieszenia magnetycznego**

1. Wprowadzenie

Motyacją do przeprowadzenia opisanych w pracy badań było pytanie o jakość regulacji oraz sposób realizacji zaprojektowanego regulatora ciągłego w dyskretnych układach sterowania. Więcej, ponieważ w aktywnym zawieszeniu magnetycznym projektuje się jego własności sprężysto-tłumiące (Piłat 2009), ważne jest, czy nie ulegają one pogorszeniu wskutek zastosowania cyfrowej realizacji układu sterowania. Regulator PID jest popularnym rozwiązaniem stabilizującym układ aktywnego zawieszenia, a jego nastawy są dobierane na podstawie analizy układu liniowego, bądź dobierane optymalnie do realizowanego zadania z wykorzystaniem modelu nieliniowego i procedur optymalizacji (Piłat 1999).

2. Aktywne zawieszenie magnetyczne

Elementem wspomnianych we wstępie systemów (Sinha 1987) jest elektromagnes oddziałujący na obiekt ferromagnetyczny (zworę) zlokalizowany w jego sąsiedztwie. Na zworę działa pole grawitacyjne lub inna siła elektromagnetyczna przeciwnie skierowana do siły generowanej przez sterowany elektromagnes – zobacz rysunek 1 (Piłat 1998, Bania 1999, Piłat 2002).



Rys. 1. Aktywne zawieszenie magnetyczne: a) idea; b) model laboratoryjny

* Katedra Automatyki, Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie; ap@agh.edu.pl

** Praca powstała podczas realizacji projektu 3585/B/T02/2009/37

Do celów niniejszej pracy wykorzystano układ aktywnego zawieszenia magnetycznego (rys. 1) sterowany sygnałem PWM, a modelowany nieliniowym układem równań (1) (MLSEM 2005).

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -\frac{F_{em}}{m} + g \\ \dot{x}_3 &= \frac{1}{f_i(x_1)}(k_i u + c_i - x_3) \end{aligned} \quad (1)$$

gdzie:

- $x_1 \in [0, 0,016]$ – położenie zwory względem czoła elektromagnesu,
- $x_2 \in \mathfrak{R}$ – prędkość ruchów zwory,
- $x_3 \in [x_{3MIN}, 2,38]$ – natężenie prądu płynącego przez cewkę,
- $u \in [u_{MIN}, 1]$ – sterowanie – współczynnik wypełnienia PWM,
- m – masa lewitującego obiektu,
- g – przyspieszenie ziemskie,
- k_i, c_i, f_i – współczynniki charakteryzujące obwód elektromagnetyczny i sterownik napięciowy PWM pracujący z częstotliwością 20 kHz o sterowanym wypełnieniu.

Siła elektromagnetyczna jest opisana formułą (2), zaś nieliniowość związana z wpływem zwory na natężenie prądu równaniem (3)

$$F_{em} = x_3^2 \frac{F_{emP1}}{F_{emP2}} \exp\left(-\frac{x_1}{F_{emP2}}\right) \quad (2)$$

$$f_i(x_1) = \frac{f_{iP1}}{f_{iP2}} \exp\left(-\frac{x_1}{f_{iP2}}\right) \quad (3)$$

Postać równań (1)–(3) jest zdeterminowana przez sterowanie PWM. W takim przypadku klasyczne równania jak przy zasilaniu napięciowym nie znajdują zastosowania oraz nie można wyeliminować dynamiki układu elektrycznego ze względu na brak sterowania prądowego – sprzężenia np. sprzętowego gwarantującego poziom natężenia prądu w cewce. Parametry zidentyfikowanego modelu są zestawione w tabeli 1. Położenie obiektu lewitującego – ferromagnetycznej sfery – jest mierzone za pomocą czujnika optycznego, którego napięcie jest funkcją odległości od czoła elektromagnesu. Pomiar natężenia prądu jest realizowany przez sterownik mocy, a prędkość jest odtwarzana na podstawie ilorazu różnicowego.

Tabela 1
Parametry układu aktywnego zawieszenia

Parametr	Wartość	Jednostka
m	0,0571	[kg]
g	9,81	[m/s ²]
F_{em}	funkcja x_1 i x_3	[N]
F_{emP1}	$1,7521 \cdot 10^{-2}$	[H]
F_{emP2}	$5,8231 \cdot 10^{-3}$	[m]
$f_i(x_1)$	funkcja x_1	[1/s]
f_{iP1}	$1,4142 \cdot 10^{-4}$	[m·s]
f_{iP2}	$4,5626 \cdot 10^{-3}$	[m]
c_i	0,0243	[A]
k_i	2,5165	[A]
x_{3MIN}	0,03884	[A]
u_{MIN}	0,00498	

Linearyzując układ równań (1) w punkcie pracy $x_0 = col\{x_{10}, 0, x_{30}\}$ i przyjmując za wielkość mierzoną położenie obiektu lewitującego, otrzymuje się układ liniowy (Mitkowski 2000) w postaci (4) z macierzami stanu, sterowania i wyjścia w postaci (5).

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad y = Cx \quad (4)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ a_{2,1} & 0 & a_{2,3} \\ a_{3,1} & 0 & a_{3,3} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_3 \end{bmatrix}, \quad C = [1 \quad 0 \quad 0] \quad (5)$$

Elementy macierzy stanu i sterowania są określone następująco:

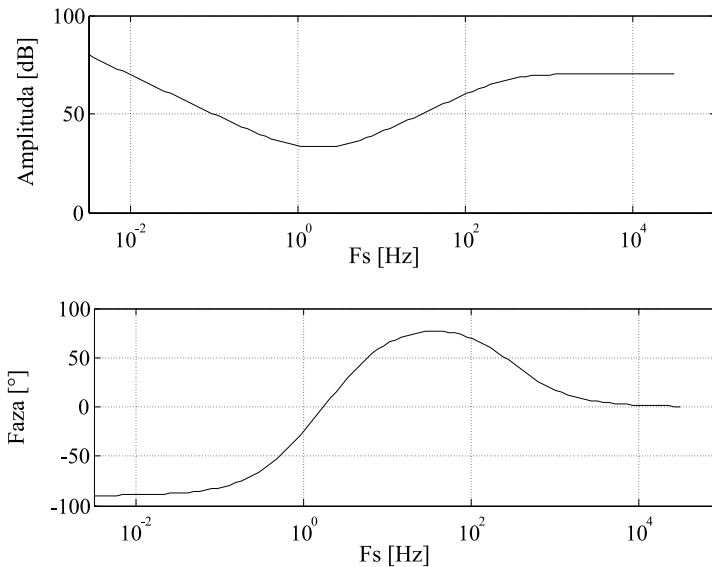
$$a_{2,1} = \frac{x_{30}^2}{m} \frac{F_{emP1}}{F_{emP2}^2} e^{-\frac{x_{10}}{F_{emP2}}}, \quad a_{2,3} = -\frac{2x_{30}}{m} \frac{F_{emP1}}{F_{emP2}} e^{-\frac{x_{10}}{F_{emP2}}},$$

$$a_{3,1} = -(k_i u + c_i - x_{30}) \left(-\frac{f_{iP1}}{f_{iP2}^2} e^{-\frac{x_{10}}{f_{iP2}}} \right)^2, \quad a_{3,3} = -f_i^{-1}(x_{10}) \quad b_3 = k_i f_i^{-1}(x_{10}).$$

Dla takiego układu liniowego zaprojektowano regulator PID rzeczywisty (Bania 1999, Piłat 2002, Piątek 2007) o postaci ogólnej opisanej równaniem (6) a cechujący się charakterystykami Bodego przedstawionymi na rysunku 2.

$$G_R(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (6)$$

gdzie: $a_2 = P \cdot T + D$, $a_1 = I \cdot T + P$, $a_0 = I$, $b_2 = T$, $b_1 = 1$, $b_0 = 0$. Zaprojektowano rzeczywisty regulator PID o następujących parametrach $P = 45$, $D = 3,2$, $I = 100$, $T = 0,001$.



Rys. 2. Charakterystyki amplitudowo-fazowe dla regulatora PID

Tak zaprojektowany regulator będzie realizował zadanie stabilizacji położenia sfery w zadanym położeniu.

3. Realizacja regulatora PID w systemie sterowania cyfrowego rzeczywistym obiektem

Do przeprowadzenia badań eksperymentalnych zastosowano zestaw komputerowy wyposażony w kartę RTDAC/ML (MLS1EM 2005) wraz z oprogramowaniem MATLAB/Simulink/RTW/RWTW. Taka konfiguracja pozwala na realizację zadań sterowania w czasie rzeczywistym z maksymalną częstotliwością próbkowania 20 kHz zależną jednak od użytego sprzętu, oprogramowania i konfiguracji komputera. Dla omawianej konfiguracji maksymalna możliwa częstotliwość próbkowania wyniosła 4 kHz przy jednoczesnym za-

pewnieniu odpowiedniej wydajności pakietu MATLAB/Simulink na poziomie 38%. Wskaźnik ten pokazuje, ile wolnych zasobów ma pakiet MATLAB/Simulink realizujący zadanie sterowania w czasie rzeczywistym na zadania rejestracji i wymiany danych oraz modyfikacji parametrów modelu Simulinka. Regulator PID został zaprojektowany jako układ ciągły (6), a następnie ze względu na zastosowanie cyfrowego układu sterowania został poddany dyskretyzacji (Grega 1999, MATLAB 2009, Piątek 2007) z wybranym czasem próbkowania odpowiadającym częstotliwości próbkowania F_s i różnymi metodami.

$$G_{RD}(z) = \frac{a_2 z^2 + a_1 z + a_0}{b_2 z^2 + b_1 z + b_0} \quad (7)$$

Zastosowano następujące metody dyskretyzacji: ZOH (*Zero-Order-Hold*) przytrzymanie zerowego rzędu sygnału na wejściu, FOH (*First-Order-Hold*) – liniowa interpolacja wejść metodą trójkątów, Tustin (bilinear) aproksymacja biliniowa, MATCHED – metoda odwzorowania zer i biegunów. Przeprowadzono następujące scenariusze badań:

- a) porównanie realizacji regulatorów,
- b) użycie metody ZOH dla różnych częstotliwości próbkowania,
- c) użycie metody MATCHED dla różnych częstotliwości próbkowania.

Podczas realizacji regulatora dyskretnego występuje zmiana charakterystyki Bodego w zależności od częstotliwości próbkowania oraz zastosowanej metody dyskretyzacji. Zmiany na tej charakterystyce ilustrują procesy, jakie będą widoczne podczas regulacji zawieszenia magnetycznego. Ponadto, wraz z wyborem metody i okresu próbkowania zmieniają się współczynniki wielomianów reprezentujących licznik i mianownik transmitancji, co w konsekwencji ma swoje odzwierciedlenie w zmieniających się jej zerach i biegunach. Regulator zrealizowany w postaci ciągłej w postaci bloku transmitancji ciągłej w pakiecie MATLAB/Simulink (M/S) jest generowany do kodu języka C i wykonywany w czasie rzeczywistym z wykorzystaniem wybranej przez użytkownika metody numerycznej. Regulator dyskretny (7) został zrealizowany z wykorzystaniem bloku transmitancji dyskretniej. W celu przeprowadzenia badań porównawczych zaprojektowano sygnał wartości zadanej położenia obiektu według formuły (8). Pozwala on zbadać działanie układu regulacji wokół punktu linearyzacji $x_{10} = 0,01$ m dla skokowej zmiany wartości zadanej mającej na celu podniesienie i opuszczenie obiektu. Zostało to zrobione ze względu na fakt odmiennych własności układu dla trybu przyciągania bądź swobodnego opadania. Sygnał wartości zadanej jest generowany cyklicznie, a czasy wyznaczające przedziały o stałej wartości zadanej przyjmują wartości $t_1 = 0 + k\Delta T$, $t_2 = 2,5 + k\Delta T$, $t_3 = 5,0 + k\Delta T$, $t_4 = 7,5 + k\Delta T$, $t_5 = 5 + k\Delta T$, $\Delta T = 5$ dla $k = 0, 1, 2, \dots$

$$w(t) = \begin{cases} x_{10} & t \in [t_1, t_2) \\ x_{10} + 0,001 & t \in [t_2, t_3) \\ x_{10} - 0,001 & t \in [t_3, t_4) \\ x_{10} + 0,001 & t \in [t_4, t_5) \end{cases} \quad (8)$$

W celu porównania jakości regulacji wykorzystano dwa wskaźniki:

- 1) wskaźnik całkowy,
- 2) bezpośredni wskaźnik jakości – czas regulacji.

Kryteria całkowite dają możliwość oszacowania szybkości zanikania przebiegów niestabilnych, jak również wielkości odchylenia. Kryteria te są oparte na obliczeniu powierzchni opisanej przez funkcję związaną z odchyleniem.

Wskaźnik jakości (rys. 3) jest zdefiniowany następująco:

$$J_2 = \int_{t_p}^{t_k} \varepsilon_p^2(t) dt \quad (9)$$

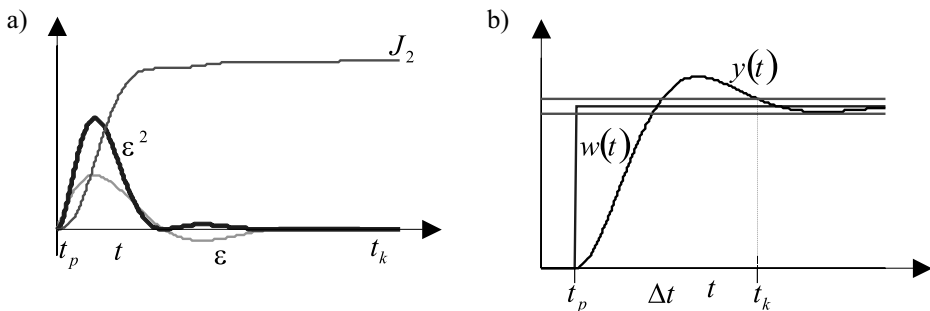
przy czym $\varepsilon_p \rightarrow \varepsilon_u$, przy $t \rightarrow t_k$,
gdzie:

t_p – czas początkowy,

t_k – czas końcowy,

ε_p – błąd odpowiedzi systemu na wartość zadaną,

ε_u – błąd ustalony, który w szczególności jest równy zero, co gwarantuje zbieżność całki (9).



Rys. 3. Wskaźniki oceny jakości sterowania: a) całka z kwadratu błędu;
b) czas osiągnięcia otoczenia wartości zadanej o promieniu ε

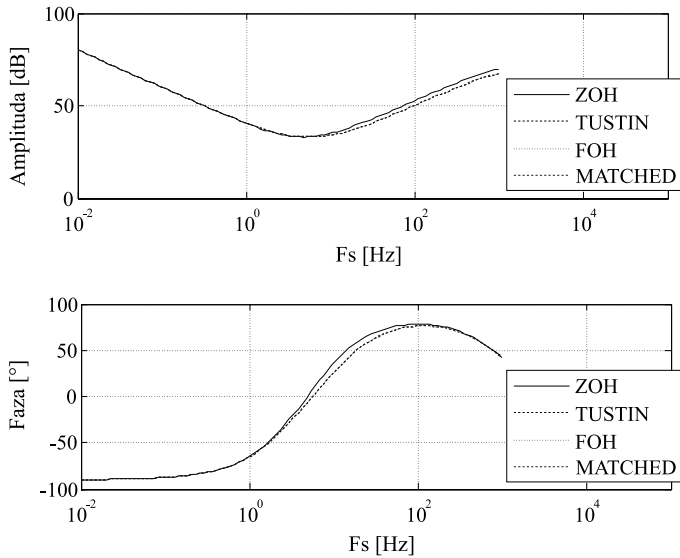
Kryterium czasowe zwane czasem regulacji określa czas, po jakim trajektoria osiągnęła obszar $\pm 2\%$ wokół wartości zadanej. Ponieważ punkt stabilizacji jest na poziomie 10 mm, przyjmuje się błąd regulacji na poziomie $\pm 100 \mu\text{m}$. Oznacza to, iż badany jest czas przekroczenia progów i pozostania trajektorii położenia obiektu w otoczeniu wartości zadanej.

$$J_t = \Delta t \quad (10)$$

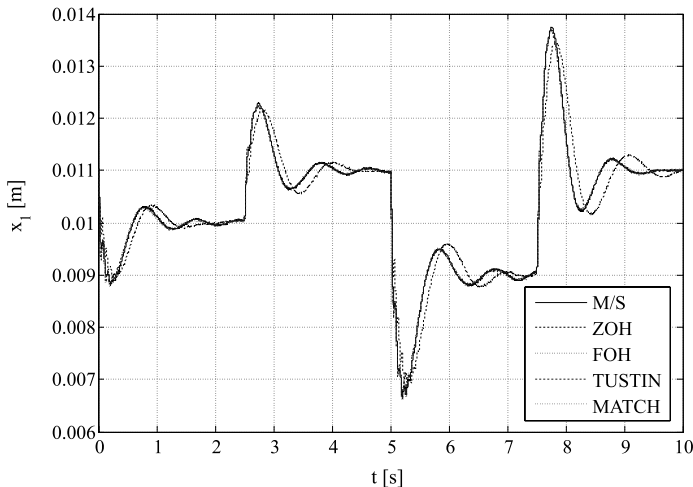
3.1. Badania eksperymentalne

W niniejszym rozdziale dokonano porównania poszczególnych metod dyskretyzacji, celem zbadania różnic pomiędzy nimi i ich skutków wynikających z praktycznej realizacji

regulatora. Z porównania charakterystyk amplitudowo-fazowych wynika, iż w wyniku zastosowania metody ZOH występują zmiany własności dynamicznych. Pozostałe transformy nieznacznie różnią się od siebie (rys. 4).



Rys. 4. Charakterystyki amplitudowo-fazowe dla dyskretnych regulatorów PID przy ustalonym czasie próbkowania 1 kHz

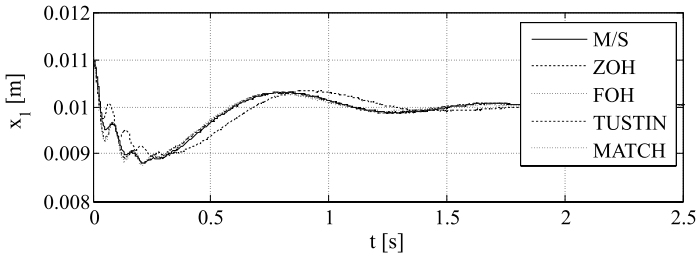


Rys. 5. Położenie obiektu lewitującego dla różnych realizacji regulatora cyfrowego

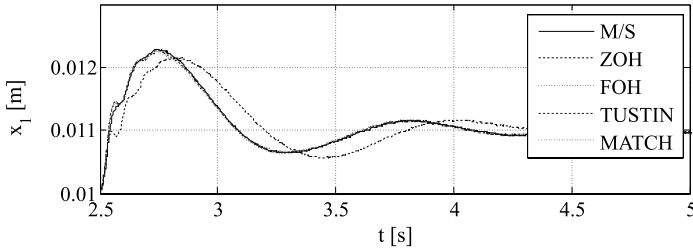
Stosując zaprojektowany sygnał wartości zadanej położenia (8), przeprowadzono badania eksperymentalne. Na rysunku 5 przedstawiono położenie sfery przy jednoczesnych

zmianach wartości zadanej według (8). W odpowiedzi systemu można zaobserwować zmianę własności dynamicznych wraz z położeniem sfery. Otóż im obiekt lewitujący znajduje się bliżej elektromagnesu – mniejsze odległości, tym większy wpływ ma nieliniowość siły elektromagnetycznej oraz to, iż układ jest szybszy niż w dalszych odległościach od elementu wykonawczego. Ponadto należy pamiętać, iż regulator został opracowany dla modelu liniowego wyznaczonego dla położenia obiektu w odległości 10 mm od powierzchni elektromagnesu. Model liniowy (4) jest poprawny wyłącznie w punkcie linearyzacji.

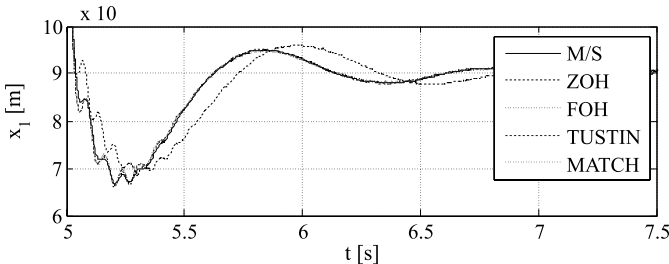
Do oceny i porównania jakości sterowania przy zastosowaniu wspomnianych technik dyskretyzacji wyznaczono wskaźniki jakości dla każdego z czterech podobszarów regulacji – ustalonych przez zmianę wartości zadanej. Na rysunkach 6–9 przedstawiono położenie sfery w poszczególnych przedziałach zmienności wartości zadanej, a w tabelach 2 i 3 wartości wskaźników jakości.



Rys. 6. Położenie obiektu lewitującego dla $t \in [t_1, t_2]$



Rys. 7. Położenie obiektu lewitującego dla $t \in [t_2, t_3]$



Rys. 8. Położenie obiektu lewitującego dla $t \in [t_3, t_4]$

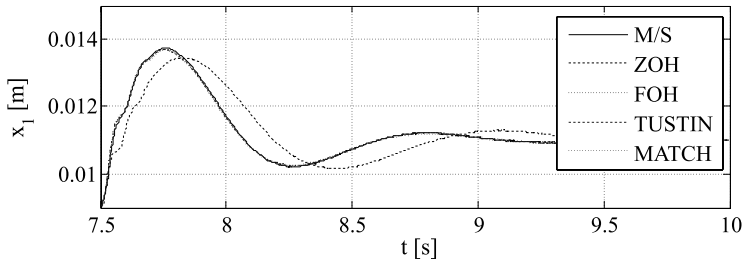
Rys. 9. Położenie obiektu lewitującego dla $t \in [t_4, t_5]$

Tabela 2

Porównanie wskaźnika $J_2 [s \cdot m^2] \times 10^{-7}$ dla wybranych metod dyskretyzacji

Przedział Metoda	$t \in [t_1, t_2)$	$t \in [t_2, t_3)$	$t \in [t_3, t_4)$	$t \in [t_4, t_5)$
M/S	3,9388	4,6971	14,8156	20,8577
ZOH	3,7562	4,8001	14,8524	21,2195
FOH	3,7595	4,4027	14,3372	19,8803
TUSTIN	3,8313	4,5340	14,5844	20,1503
MATCHED	3,8385	4,6493	14,1491	20,1314

Tabela 3

Porównanie wskaźnika $J_t [s]$ dla wybranych metod dyskretyzacji

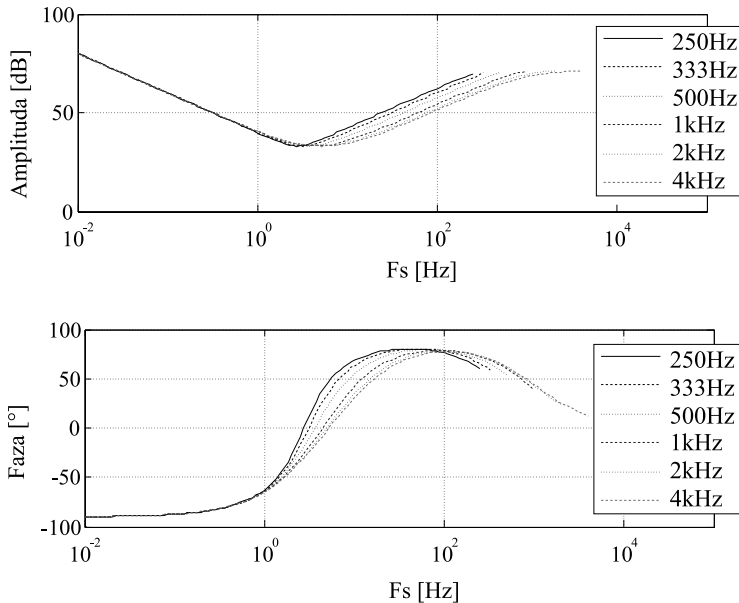
Przedział Metoda	$t \in [t_1, t_2)$	$t \in [t_2, t_3)$	$t \in [t_3, t_4)$	$t \in [t_4, t_5)$
M/S	1,3900	1,4650	2,2563	1,4800
ZOH	1,4888	1,6675	1,7475	2,2763
FOH	1,3663	1,4400	1,8200	1,4738
TUSTIN	1,3738	1,4400	2,2575	1,4888
MATCHED	1,3225	1,4275	2,2275	1,5063

Na podstawie przeprowadzonych badań należy stwierdzić, iż dyskretyzacja metodą ZOH powoduje, że układ zamknięty ma odmienne własności dynamiczne, aniżeli otrzymany pozostałymi metodami. Skutkuje to stosownymi wartościami wskaźników jakości, zwłaszcza J_2 , który dla metody ZOH i stabilizacji w punkcie linearyzacji uzyskuje najmniejszą wartość. Wprowadzone przez metodę ZOH opóźnienie powoduje, iż osiągnięcie otoczenia wartości zadanej zostaje uzyskane najpóźniej. Pozostałe metody wykazują nieznaczne różnice.

Kolejnym etapem badań eksperymentalnych było sprawdzenie wpływu częstotliwości próbkowania na jakość regulacji w układzie. Dla regulatora cyfrowego syntetyzowanego metodą ZOH oraz MATCHED zmieniano częstotliwość próbkowania, przyjmując wartości: 250 Hz, 333 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 4 kHz. W przypadku syntezy regulatora cyfrowego z wykorzystaniem metody ZOH zaobserwowano stabilność układu dla częstotliwości przyjmujących wartość 1 kHz i wyższe. Natomiast regulator syntetyzowany metodą MATCHED stabilizował obiekt w pełnym zakresie zadanych częstotliwości próbkowania.

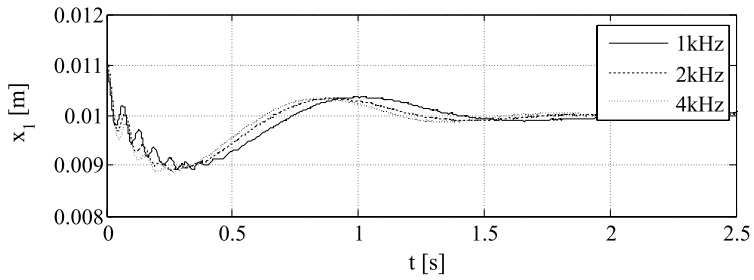
3.2. Padania porównawcze z regulatorem zrealizowanym metodą ZOH

Ze względu na fakt powszechności stosowania metody ZOH przeprowadzono badania porównawcze otrzymanych regulatorów dyskretnych dla różnych częstotliwości próbkowania.

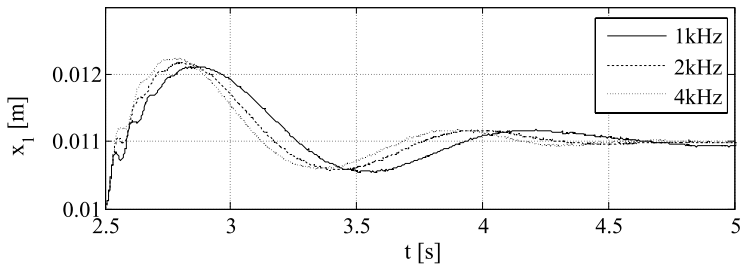


Rys. 10. Charakterystyki amplitudowo-fazowe dla dyskretnego regulatora PID otrzymane dla różnych częstotliwości próbkowania

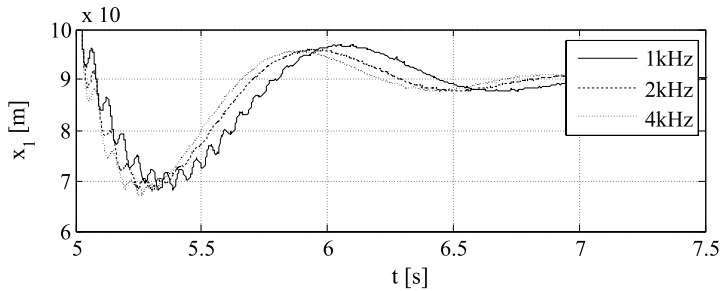
Analizując charakterystyki amplitudowo-fazowe regulatora otrzymane dla różnych częstotliwości (rys. 10), można zauważyć, iż zarówno jego amplituda, jak i faza ulegają zmianie wraz z częstotliwością próbkowania. Dla częstotliwości mniejszych od 1 kHz obiekt nie stabilizował się w zadanym położeniu. Jest to przykład, gdy zbyt niska częstotliwość próbkowania powoduje utratę stabilności regulacji cyfrowej. Przeprowadzono badania porównawcze dla częstotliwości próbkowania 1, 2, i 4 kHz (rys. 11–14, tab. 4, 5).



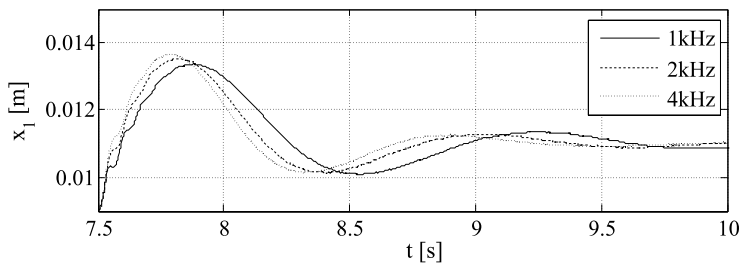
Rys. 11. Położenie obiektu lewitującego dla $t \in [t_1, t_2]$



Rys. 12. Położenie obiektu lewitującego dla $t \in [t_2, t_3]$



Rys. 13. Położenie obiektu lewitującego dla $t \in [t_3, t_4]$



Rys. 14. Położenie obiektu lewitującego dla $t \in [t_4, t_5]$

Tabela 4

Porównanie wskaźnika $J_2 [\text{s}\cdot\text{m}^2] \times 10^{-7}$ dla metody ZOH i różnych częstotliwości próbkowania

F_s \ Przedział	$t \in [t_1, t_2)$	$t \in [t_2, t_3)$	$t \in [t_3, t_4)$	$t \in [t_4, t_5)$
1 kHz	4,0708	5,0291	16,0498	22,3728
2 kHz	3,8346	4,8141	15,0818	21,5434
4 kHz	3,9536	4,8716	15,2429	21,7327

Tabela 5

Porównanie wskaźnika $J_t [\text{s}]$ dla metody ZOH i różnych częstotliwości próbkowania

F_s \ Przedział	$t \in [t_1, t_2)$	$t \in [t_2, t_3)$	$t \in [t_3, t_4)$	$t \in [t_4, t_5)$
1 kHz	1,8060	1,9000	1,9180	2,4940
2 kHz	1,5140	1,6510	1,6960	2,2180
4 kHz	1,4375	1,5440	2,2810	1,6380

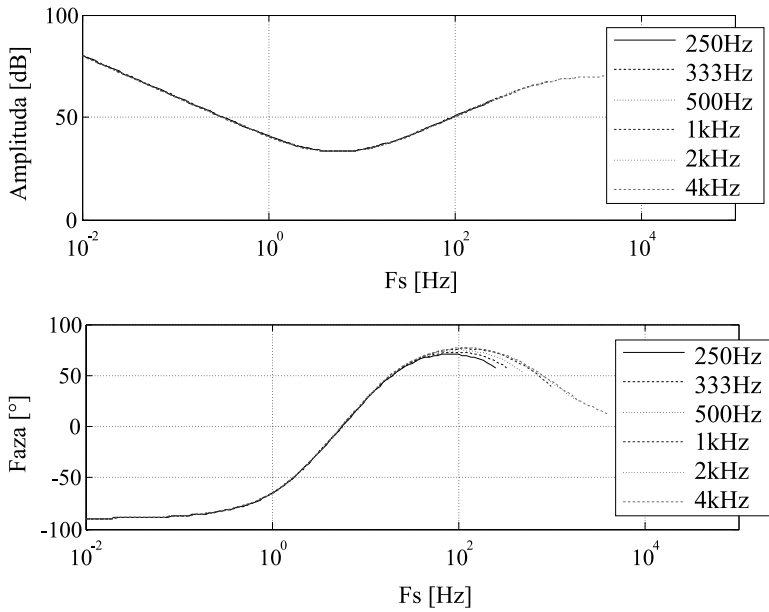
Miarodajnym wynikiem jest wskaźnik J_t , który dla stabilizacji w otoczeniu punktu linearyzacji uzyskuje najmniejszą wartość, a zatem obiekt najszybciej osiąga otoczenie zadanego położenia, co jest związane ze szybszą reakcją układu regulacji na błąd położenia obiektu.

3.3. Badania porównawcze z regulatorem dyskretyzowanym metodą MATCHED

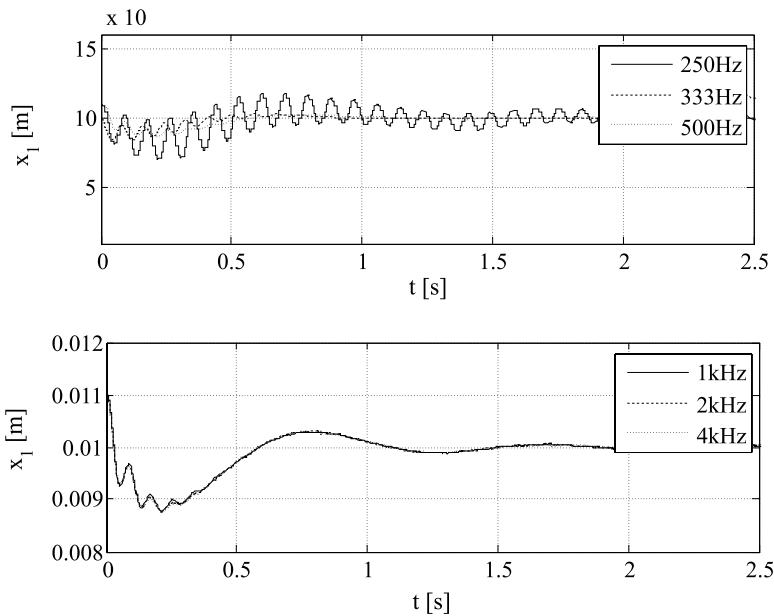
Użycie metody MATCH zapewnia najdokładniejsze modelowanie dyskretne regulatora ciągłego ze względu na odwzorowanie biegunów układu ciągłego w dyskretne. Analogicznie jak poprzednio zbadano wpływ częstotliwości próbkowania pasmo przenoszenia regulatora, ilustrując jego charakterystyki rysunkiem 15.

W przypadku zastosowania odwzorowania zer i biegunów z ciągłych na dyskretne własności dynamiczne regulatora nie ulegają znaczącej zmianie. Fakt ten pozwala twierdzić, iż możliwa będzie stabilizacja obiektu nawet przy najniższej z rozpatrywanych częstotliwości próbkowania (rys. 16–19, tab. 6 i 7).

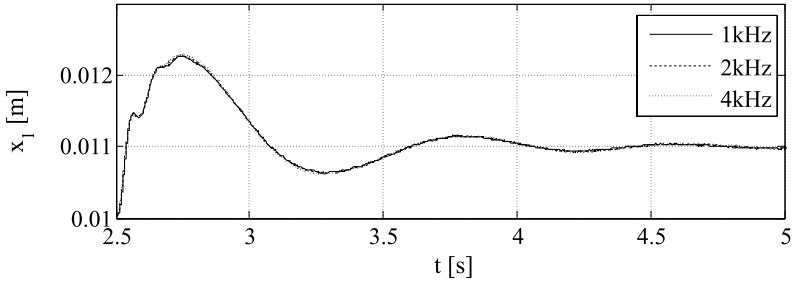
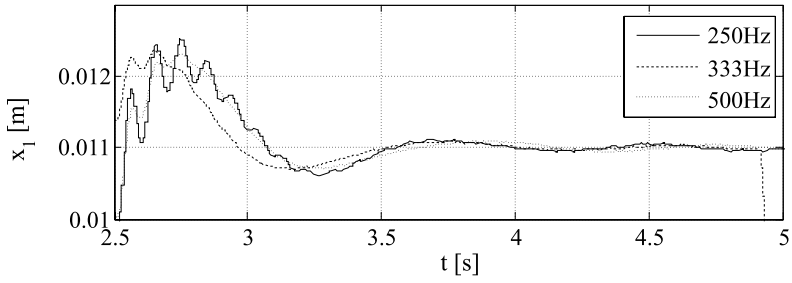
Stabilizacja obiektu dla każdej z częstotliwości została zrealizowana, aczkolwiek częstotliwość 250 jest bliska granicy stabilności układu sterowanego cyfrowo. Znaczne zmiany położenia obiektu względem punktu linearyzacji skutkowały oscylacjami bądź naruszeniem ograniczeń (rys. 18).



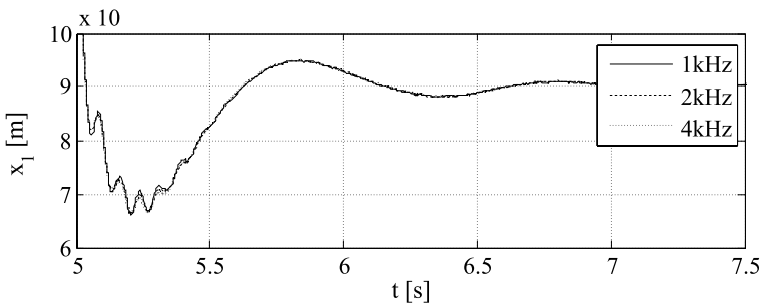
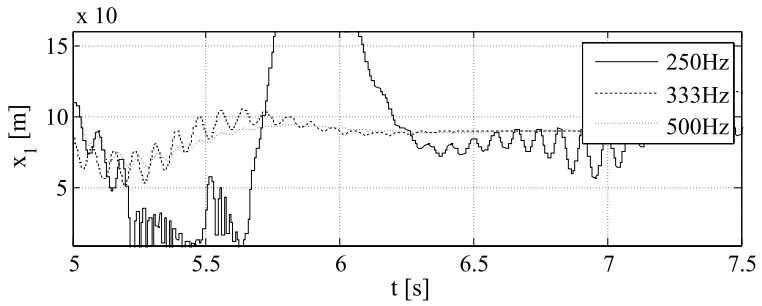
Rys. 15. Charakterystyki amplitudowo-fazowe dla dyskretnego regulatora PID otrzymane dla różnych częstotliwości próbkowania



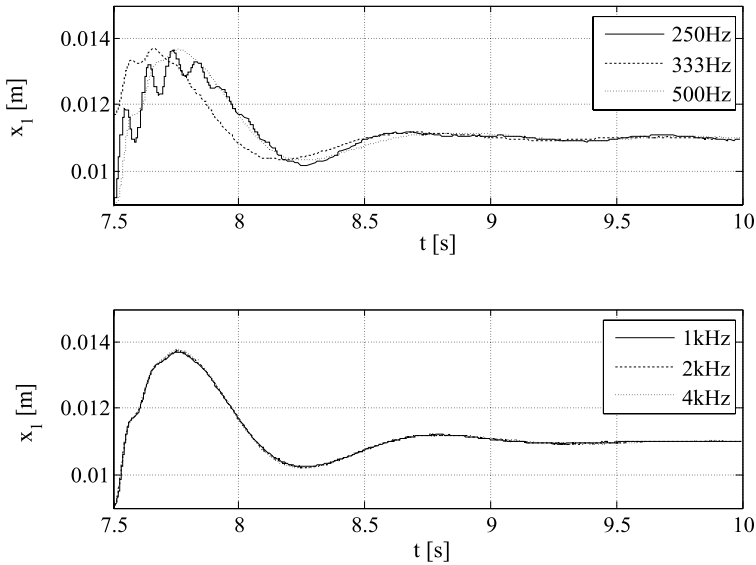
Rys. 16. Położenie obiektu lewitującego dla $t \in [t_1, t_2)$



Rys. 17. Położenie obiektu lewitującego dla $t \in [t_2, t_3)$



Rys. 18. Położenie obiektu lewitującego dla $t \in [t_3, t_4)$



Rys. 19. Położenie obiektu lewitującego dla $t \in [t_4, t_5)$

Tabela 6

Porównanie wskaźnika $J_2 [s \cdot m^2] \times 10^{-7}$ dla metody ZOH i różnych częstotliwości próbkowania

F_s \ Przedział	$t \in [t_1, t_2)$	$t \in [t_2, t_3)$	$t \in [t_3, t_4)$	$t \in [t_4, t_5)$
250 Hz	18,6984	4,6439	524,8377	15,2560
333 Hz	3,4149	4,4765	25,5682	18,4518
500 Hz	3,6668	4,3428	13,8376	18,9516
1 kHz	3,7785	4,5471	14,1644	20,1158
2 kHz	3,8974	4,6189	14,4533	20,5101
4 kHz	3,9257	4,7943	14,6503	21,1726

Tabela 7

Porównanie wskaźnika $J_t [s]$ dla metody ZOH i różnych częstotliwości próbkowania

F_s \ Przedział	$t \in [t_1, t_2)$	$t \in [t_2, t_3)$	$t \in [t_3, t_4)$	$t \in [t_4, t_5)$
250 Hz	2,4720	1,2800	2,4800	1,8960
333 Hz	0,8640	1,0020	1,4460	1,4820
500 Hz	0,9880	1,4160	1,3760	1,5160
1 kHz	1,3460	1,4200	1,8200	1,4780
2 kHz	1,3580	1,4390	2,2030	1,4930
4 kHz	1,3250	1,4495	2,2560	1,5130

4. Wnioski

Na podstawie przeprowadzonych badań eksperymentalnych należy stwierdzić, iż powszechność układów cyfrowych aplikowanych do sterowania wymaga syntezy regulatora cyfrowego. Dobór metody skutkuje osiągnięciem w większym lub mniejszym stopniu zadanego celu regulacji. Ze względu na dyskretyzację regulatora zmianie ulegają współczynniki jego mianownika i licznika a tym samym zera i bieguny transmitancji. Obserwacja ta ma istotne znaczenie w przypadku praktycznej realizacji regulatora ze względu na ograniczenia sprzętowe a wraz z nimi związane ograniczenia dotyczące częstotliwości próbkowania oraz obliczeń numerycznych – ich reprezentacji, precyzji i czasu.

Należy podkreślić, iż w zależności od własności zaprojektowanego regulatora niezbędne jest dobranie częstotliwości próbkowania. Nie wystarczy wyłącznie patrzeć na spełnienie założeń twierdzeń Shanona, Nyquista, należy brać pod uwagę zmiany w dynamice jakie powoduje próbkowanie. W związku z tym metoda ZOH wykazuje najmniejszą odporność na próbkowanie i koniecznym jest nadmiarowe ustalenie częstotliwości próbkowania. W przypadku pozostałych metod FOH, TUSTIN, MATCHED różnice są niewielkie, a własności dynamiczne regulatora dyskretnego odpowiadają własnościom dynamicznym pożądanego regulatora ciągłego z błędem mniejszym niż 2%. Niniejsze wnioski stanowią ważny sygnał do projektowania układu regulacji dla aktywnego zawieszenia magnetycznego zwłaszcza przy wykorzystaniu programowalnych układów sterujących, których ograniczenia wpływają na możliwości realizacyjne praw sterowania. Tym samym etap projektowania układu sterowania staje się ważnym ogniwem w metodzie równoległego projektowania i modelowaniu układów mechatronicznych, a w szczególności układów aktywnej lewitacji magnetycznej (Piłat 2008).

Literatura

- Bania P. (1999): *Model i sterowanie magnetyczną lewitacją*. Praca dyplomowa. Katedra Automatyki AGH, Kraków.
- Grega W. (1999): *Sterowanie cyfrowe w czasie rzeczywistym*. AGH, Kraków.
- MATLAB (2009): *Control Toolbox User's Guide*.
- MLS1EM (2005): *Magnetic Levitation System. User's Guide*. InTeCo, Kraków.
- Mitkowski W. (2000): *Systemy dynamiczne*. Wydawnictwa AGH, Kraków.
- Piłat A. (1998): *System magnetycznej lewitacji*. Katedra Automatyki AGH, Kraków.
- Piłat A. (2002): *Sterowanie układami magnetycznej lewitacji*. Ph.D. Dissertation (in Polish), AGH University of Science and Technology, Kraków.
- Piątek P. (2007): *Wykorzystanie specjalizowanych architektur sprzętowych do realizacji krytycznych czasowo zadań sterowania*. Praca doktorska, W. Grega – promotor, Katedra Automatyki AGH, Kraków.
- Piłat A. (2008): *Active magnetic suspension and bearing, Modeling and simulation*. Chapt. 25. [w:] Tech Education and Publishing, Vienna, ISBN 978-3-902613-25-7.
- Piątek P., Grega W. (2009): *Speed analysis of a digital controller in time critical applications*. Journal of Automation, Mobile Robotics & Intelligent Systems; ISSN 1897-8649, vol. 3, No. 1, 57–61.
- Piłat A. (2009): *Analiza sprężystości i tłumienia przy lokowaniu biegunów w systemie aktywnego zawieszenia magnetycznego*. Automatyka (półrocznik AGH), vol. 13, No. 1, 43–54.
- Sinha P.K. (1987): *Electromagnetic Suspension. Dynamics & Control*. Peter Perginus Ltd., London.