

Politechnika Opolska

Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki

Katedra Elektrotechniki Przemysłowej

PRACA DYPLOMOWA

Studia drugiego stopnia, niestacjonarne

Elektrotechnika

**STEROWANIE AKTYWNYM ŁOŻYSKIEM MAGNETYCZ-
NYM**

Promotor:
dr inż. Dawid WAJNERT

Pracę wykonał:
Mateusz WEBER
nr albumu: 85240

Opole, maj 2016

STEROWANIE AKTYWNYM ŁOŻYSKIEM MAGNETYCZ- NYM

S t r e s z c z e n i e

W pracy opisano zagadnienia dotyczące łożyska magnetycznego oraz metody jego sterowania. Przeprowadzono niezbędne symulacje działania regulatora położenia oraz regulatora prądu. Przy pomocy trzech metod dobrano nastawy poszczególnych regulatorów. Następnie w programie Matlab/Simulink przeprowadzono obliczenia pozwalające na porównanie różnych nastaw regulatorów. Zaprojektowano oraz wykonano układ zasilający i sterujący łożyskiem magnetycznym. Zintegrowano środowisko Code Composer Studio, w którym zaprogramowany został mikrokontroler ezdsp f28335, ze środowiskiem Matlab/Simulink. Uruchomiono fizyczny układ łożyska magnetycznego oparty na mikrokontrolerze ezdsp f28335.

CONTROL OF ACTIVE MAGNETIC BEARING

S u m m a r y

This dissertation describes the issues concerning the magnetic bearing and the method of its control. Necessary position and current regulator simulations were carried out. Regulator settings were selected with the use of three methods. Subsequently calculations allowing to compare different regulator settings were executed in Matlab/Simulink. Power supply and control system for the magnetic bearing was designed and constructed. The Code Composer Studio, in which ezdsp f28335 controller was programmed, was integrated with Matlab/Simulink. Physical magnetic bearing system has been started based on ezdsp f28335 microcontroller.

SPIS TREŚCI

1. CEL I ZAKRES PRACY	4
2. WSTĘP	5
3. METODY STEROWANIA AKTYWNYCH ŁOŻYSK MAGNETYCZNYCH.....	11
3.1. MODEL SYMULACYJNY AKTYWNEGO ŁOŻYSKA MAGNETYCZNEGO ..	11
3.2. REGULATOR PID.....	12
3.3. WSKAŹNIKI JAKOŚCI REGULACJI	14
4. REGULATOR PRĄDU	16
4.1. DOBÓR NASTAW METODĄ BEZPOŚREDNIĄ	17
4.2. METODA „SIGNAL CONSTRAINT”	21
4.3. METODA LOKOWANIA BIEGUNÓW	25
4.4. PODSUMOWANIE METOD DOBORU NASTAW DLA REGULATORA PRĄDU.....	29
5. REGULATOR POŁOŻENIA	30
5.1. METODY ZIEGLERA-NICHOLSA	31
5.2. METODA „SIGNAL CONSTRAINT”	36
5.3. METODA LOKOWANIA BIEGUNÓW	40
5.4. PODSUMOWANIE METOD DOBORU NASTAW DLA REGULATORA POŁOŻENIA.....	44
6. UKŁAD STEROWANIA ŁOŻYSKIEM MAGNETYCZNYM	45
6.1. OBWÓD ELEKTRONICZNY UKŁADU STEROWANIA	45
6.2. IMPLEMENTACJA ALGORYTMU UKŁADU STEROWNIA W ŚRODOWISKU MATLAB/SIMULINK.....	55
6.3. ANALIZA PRACY UKŁADU STEROWANIA ŁOŻYSKIEM MAGNETYCZNYM.....	59
7. WNIOSKI	67
LITERATURA:.....	69
ZAŁĄCZNIK - INTEGRACJA PROGRAMU MATLAB Z ŚRODOWISKIEM CODE COMPOSER.....	72

1. CEL I ZAKRES PRACY

Celem pracy jest zapoznanie się z łożyskami magnetycznymi, metodami ich sterowania oraz wykonanie elektronicznej płytki zasilającej i dopasowującej układy sterujące łożyskiem magnetycznym, a także implementacja regulatorów prądu i położenia z nastawami obliczonymi trzema różnymi sposobami. Praca zakładała również porównanie otrzymanych nastaw regulatorów za pomocą pakietu Matlab/Simulink i na fizycznym układzie łożyska magnetycznego.

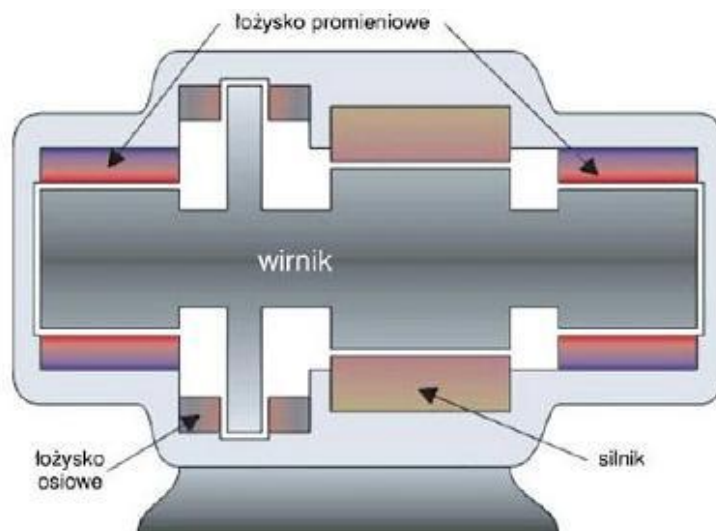
Zakres pracy obejmuje:

- zapoznanie się z łożyskami magnetycznymi;
- zapoznanie się z metodami sterowania łożysk magnetycznych;
- dobór nastaw regulatora PI dla regulatora prądu łożyska magnetycznego na podstawie znanego modelu symulacyjnego;
- dobór nastaw regulatora PID dla regulatora położenia łożyska magnetycznego na podstawie znanego modelu symulacyjnego;
- porównanie jakości sterowania dla otrzymanych nastaw regulatorów za pomocą pakietu Matlab/Simulink;
- zapoznanie się z mikrokontrolerem ezdsp f28335;
- zaprojektowanie i wykonanie układów elektronicznych dla zasilania i dopasowania sygnałów;
- implementacja algorytmów sterujących w procesorze ezdsp f28355
- integracja środowiska Code Composer Studio ze środowiskiem Matlab/Simulink;
- uruchomienie fizycznego układu z łożyskiem magnetycznym i porównanie jakości sterowania dla różnych nastaw regulatorów.

2. WSTĘP

Łożysko magnetyczne jest urządzeniem, które do swojego działania wykorzystuje zjawisko lewitacji magnetycznej. Celem łożyska magnetycznego jest bezkontaktowe utrzymanie wirnika w polu magnetycznym stojana. Zawieszenie elementu łożyskowanego w szczelinie powietrznej zapewnia wiele zalet. Przede wszystkim eliminuje tarcie, potrzebę smarowania, zużycie materiału, straty na oporach łożyska. Zmniejsza to koszty eksploatacji urządzenia. Łożyska magnetyczne pozwalają na osiąganie bardzo wysokich prędkości obrotowych i mogą działać w szerokim zakresie temperatur. Ze względu na swoją konstrukcję mogą być występować w wykonaniu higienicznym (do pracy w warunkach wymagających sterylności np. przy produktach spożywczych), mogą być całkowicie szczelne, mogą pracować w środowisku agresywnym lub próżni. Niezużywanie się i brak potrzeby używania smarów i uszczelnień sprawia, że łożyska magnetyczne są przyjazne środowisku. Niezawodność współczesnej elektroniki zapewnia sprawne działanie łożysk magnetycznych i ich bezobsługowość.

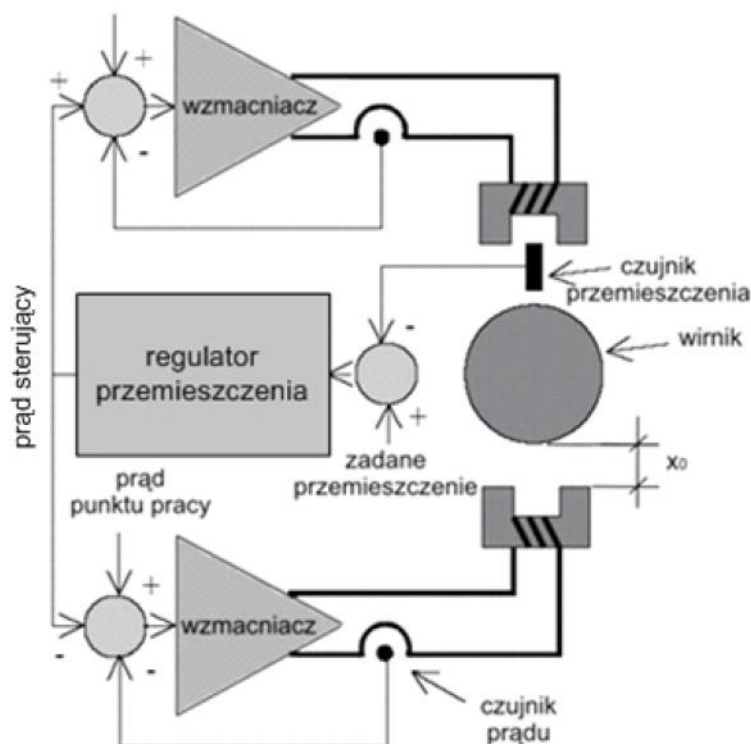
Konstrukcja omawianego urządzenia została przedstawiona na rysunku 2.1. Głównymi elementami są elektromagnesy, których zadaniem jest utrzymanie wirnika w powietrzu, w kierunku prostopadłym do osi wirnika. Wirnik oprócz lewitacji może być jeszcze utrzymywany przez elektromagnesy w kierunku osiowym – równoległym do osi wirnika.



Rys. 2.1. Schematyczna budowa łożyska magnetycznego [2]

Łożysko magnetyczne wykorzystujące do swojego działania magnesy trwałe nazywa się łożyskiem pasywnym. Urządzenia te nie wymagają zasilania ani układów automatycznej regulacji. Wykorzystanie łożysk pasywnych jest ograniczone ze względu na trudności utrzymania wirnika w stanie lewitacji, wynikające z twierdzenia Earnshawa. Układy z magnesami trwałymi są niestabilne, dlatego w łożyskach magnetycznych wykorzystywane są elektromagnesy z układem automatycznej regulacji, nazwane łożyskami aktywnymi. Regulacja polega na takim zadawaniu wartości prądu płynącego przez elektromagnesy, aby wirnik utrzymywany był w ciągłej lewitacji. Wartość prądu cewek elektromagnesów jest ustalana na podstawie odległości wirnika od obudowy urządzenia, zmierzonej przez czujniki odległości. Dodatkowo urządzenia z aktywnymi łożyskami magnetycznymi wyposażane są dodatkowo w zwykłe łożyska, które zabezpieczają elektromagnesy przed zniszczeniem, w przypadku np. zaniku

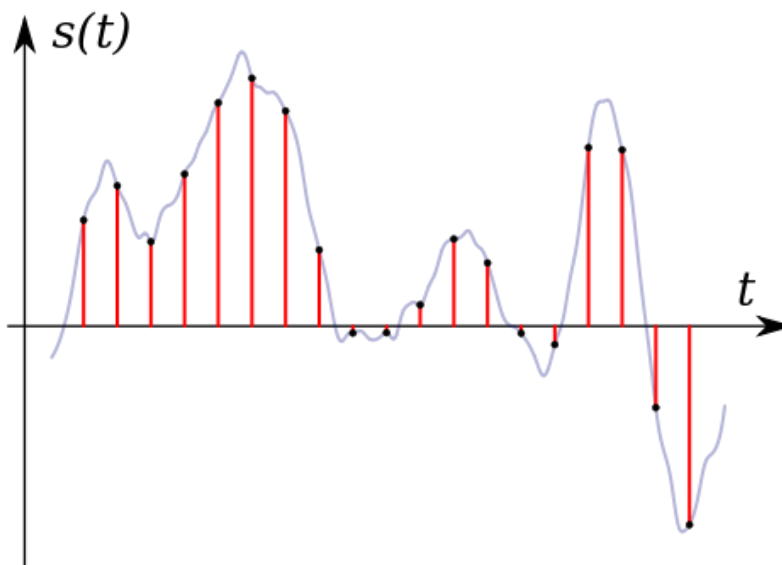
zasilania, utraty stabilności przez wirnik. Zasada działania układu regulacji łożyska aktywnego jest przedstawiona na rysunku 2.2.



Rys. 2.2. Idea działania regulacji łożyska magnetycznego[3]

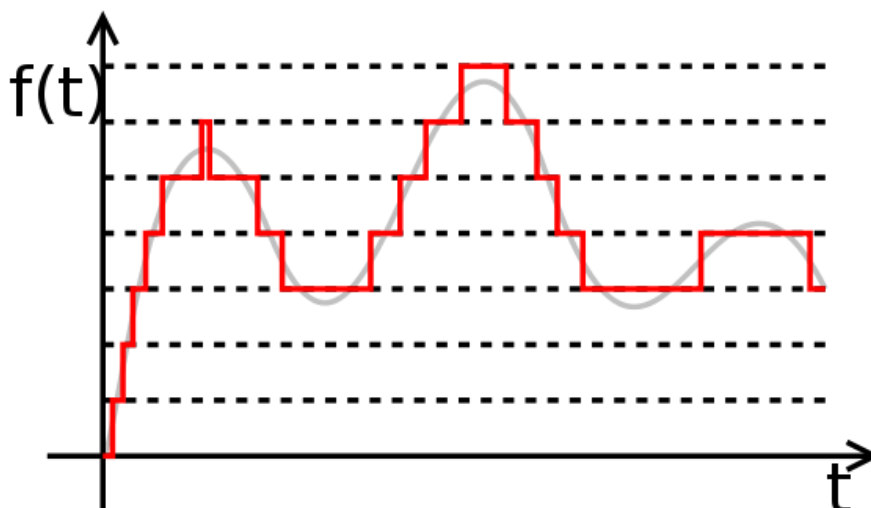
Wykorzystanie układów automatycznej regulacji i czujników do pomiaru przemieszczeń wirnika zwiększa ilość zalet i możliwości zastosowań układów łożysk magnetycznych. Pomiar przemieszczeń wirnika może zostać użyty w celach diagnostycznych łożyskowanego urządzenia. Daje także informacje o drganiach wału maszyny, które mogą być tłumione odpowiednim algorytmem sterowania.

Ze względu na charakter sygnałów w układach regulacji można rozróżnić układy regulacji analogowe i cyfrowe. Układy analogowe charakteryzują się sygnałem ciągłym, który jest analogowym odwzorowaniem wielkości w układzie sterowania. Sygnał analogowy jest sygnałem, którego wartość może zostać określona w każdej chwili czasu. Elementami analogowych układów sterowania są między innymi: krzywki, przekładnie, zawory, silniki, czujniki o działaniu ciągłym. Duży stopień komplikacji układów analogowych, trudność w zmianie algorytmu sterowania wymusiły poszukiwanie innych sposobów regulacji. Rozwój elektroniki i informatyki pozwoliły na użycie cyfrowych układów regulacji. Za pomocą programowalnych mikrokontrolerów można łatwo zmieniać algorytmy sterowania i nastawy regulatorów. Upraszczają się również układy sterujące. Mikrokontrolery wykorzystują sygnały cyfrowe, w związku z tym w układach tych konieczne jest stosowanie przetworników analogowo – cyfrowych. Przetworniki analogowo – cyfrowe zamieniają sygnał ciągły, analogowy, na sygnał dyskretny, a na następnie na sygnał cyfrowy, możliwy do odczytania przez układy cyfrowe. Przetworzenie sygnału analogowego na cyfrowy składa się z trzech etapów: próbkowanie, kwantyzacja i kodowanie. Próbkowanie jest to proces pobierania próbek z sygnału ciągłego. Ilość pobieranych próbek określa częstotliwość próbkowania. Zgodnie z twierdzeniem Kotielnikowa – Shannona sygnał cyfrowy jest wiernym odwzorowaniem sygnału analogowego, jeżeli częstotliwość próbkowania jest dwukrotnie większa niż dwukrotna częstotliwość sygnału próbkowanego. Rysunek 2.3 przedstawia proces próbkowania sygnału analogowego.



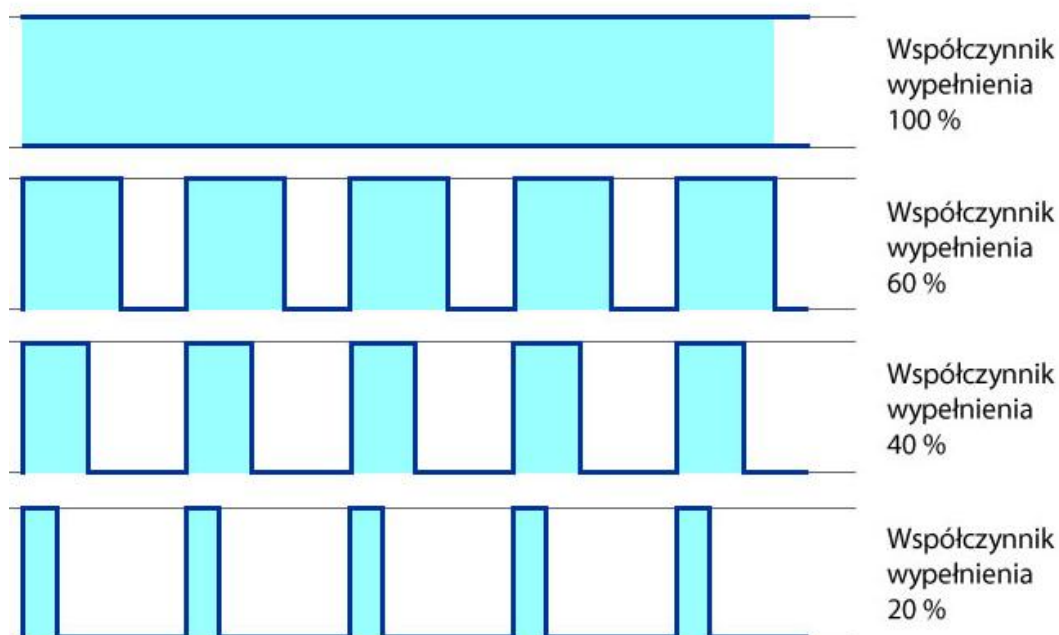
Rys. 2.3. Próbkowanie sygnału analogowego [4]

Kolejnym etapem przetwarzania sygnału analogowego jest kwantyzacja pobranych próbek. Polega ona na przypisaniu poszczególnym wartości próbek sygnału analogowego odpowiedniej wartości cyfrowej, przypisanej do przedziału wartości, w której dana próbka się znajduje. Kwantyzacja sygnału wiąże się z nieodwracalną utratą informacji, ponieważ ilość przedziałów, do których można przypisać próbki jest skończona, ograniczona rozdzielczością przetwornika analogowo – cyfrowego. Rysunek 2.4 przedstawia proces kwantyzacji.



Rys. 2.4. Kwantyzacja sygnału analogowego [5]

Wielkości cyfrowe posiadają stałą wartość amplitudy napięcia. Możliwa jest łatwe sterowanie elementami typu włącz/wyłącz, np. zawory, siłowniki, styczniki. W układach regulacji automatyki bardzo często zachodzi potrzeba płynnej regulacji elementów wykonawczych. Jednym ze sposobów regulacji sygnałów o stałej amplitudzie jest modulacja szerokości impulsów – PWM. Modulacja PWM polega na zmianie wypełnienia sygnału o stałej amplitudzie i częstotliwości. Rysunek 2.5 przedstawia zmianę współczynnika wypełnienia sygnału w metodzie modulacji szerokości impulsów.



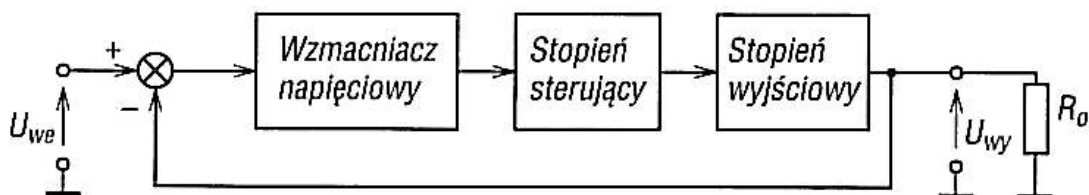
Rys. 2.5. Modulacja szerokości impulsu – PWM [6]

Modulacja PWM pozwala na bardzo precyzyjną regulację szerokości impulsów. Praktycznie wykorzystuje się ją w bardzo wielu układach automatyki, takich jak falowniki, sterowniki silników DC, regulacja natężenia napięcia/prądu, generowanie sygnałów analogowych.

Obecnie łożyska magnetyczne nie są jeszcze powszechnie wykorzystywane w prostych urządzeniach, natomiast coraz częściej stosuje się je w miejscach takich jak: szybkoobrotowe maszyny do obróbki, elektrowrzeciona, turbogeneratory, pompy, kompresory, zasobniki energii, turbiny. Największymi wadami łożysk magnetycznych utrudniającymi ich stosowanie są: duży koszt łożysk magnetycznych, skomplikowany układ sterujący, wymagany jest również wirnik, który musi być wykonany z materiały ferromagnetycznego o kształcie przystosowanym do łożysk magnetycznych.

Kolejnym zagadnieniem związanym z łożyskami magnetycznymi są metody ich sterowania. Regulacja pracy łożyska magnetycznego musi być regulacją nadążną, ponieważ zmiany sygnału sterującego nie są znane i zależą od czynników zewnętrznych, które zachodzą poza układem regulacji. Najpopularniejszym algorytmem sterującym pracą łożyska magnetycznego jest regulator PID. Duża ilość zmiennych, nieliniowość sterowanego obiektu, sprawia, że wykorzystywane są również bardziej złożone algorytmy, zaliczane do nowoczesnej teorii sterowania, np. H_∞ , H_2 .

Sygnał z mikrokontrolera nie może być jednak bezpośrednio podawany na cewki łożyska. Konieczne jest zastosowanie wzmacniacza mocy tak na rysunku 2.2. Zadaniem wzmacniacza mocy jest wzmocnienie sygnału wejściowego kosztem poboru energii z zewnętrznego źródła. Na rysunku 2.7 przedstawiony jest schemat blokowy wzmacniacza mocy.

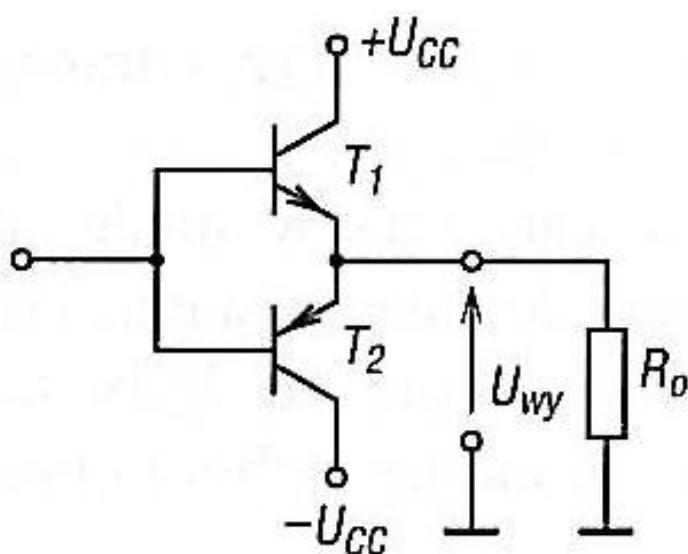


Rys. 2.7. Schemat blokowy wzmacniacza mocy [8]

Klasyczny analogowy wzmacniacz mocy składa się z trzech bloków. Wzmacniacz napięciowy wzmacnia sygnał do wartości wymaganych w stopniu wyjściowym i za pomocą stopnia sterującego sygnał jest przekazywany do stopnia wyjściowego. Ujemne sprzężenie zwrotne stabilizuje punkty pracy tranzystorów, tym samym zmniejsza zakłócenia. Podstawowymi parametrami charakteryzującymi wzmacniacze są:

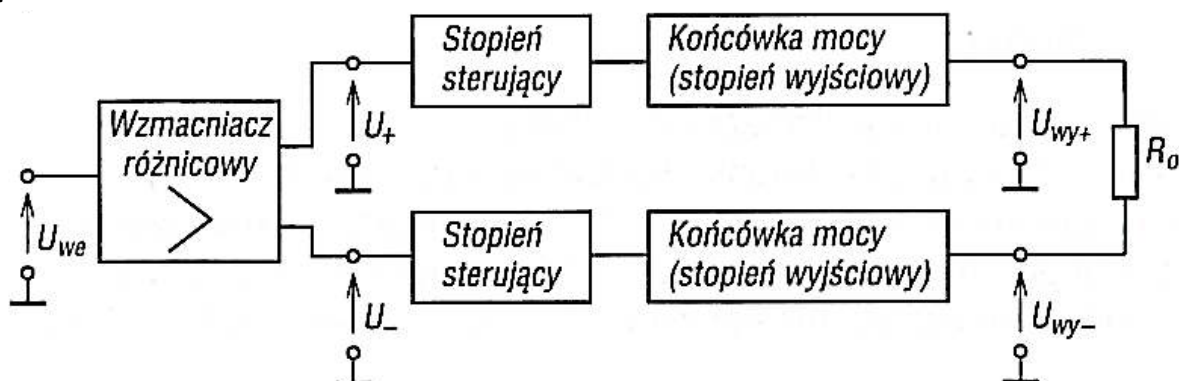
- wzmacnienie mocy;
- moc wyjściowa;
- współczynnik sprawności;
- pasmo przenoszenia;
- współczynnik zniekształceń.

Najczęściej stopień wyjściowy to dwa tranzystory pracujące w układzie wspólnego kolektora (wtórnik emiterowy) – rysunek 2.8. Układy te pomimo braku wzmacnienia napięcia charakteryzują się dużym wzmacnieniem prądowym, dużą impedancją wejściową i niską impedancją wyjściową.



Rys.2.8. Komplementarny stopień mocy [8]

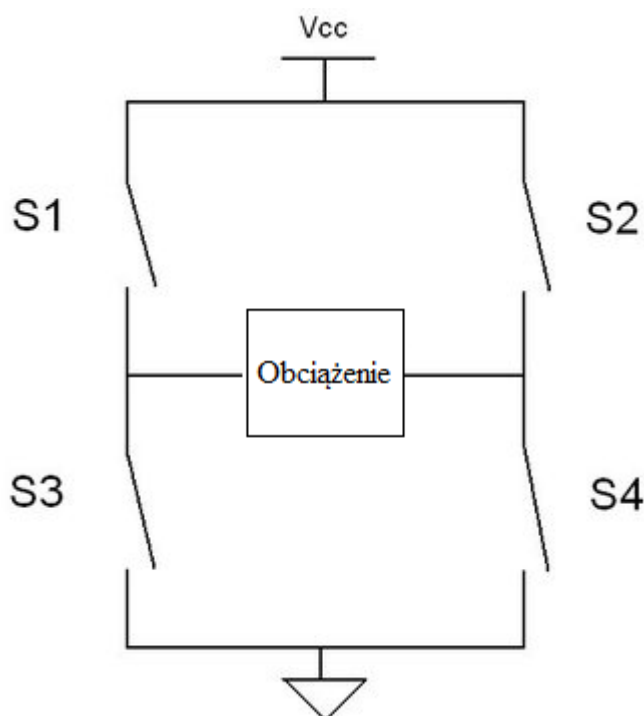
W przypadku wzmacniaczy, gdzie wymagana jest duża moc wyjściowa stosuje się wzmacniacze mostkowe. Schemat ideowy wzmacniacza mostkowego znajduje się na rysunku 2.9.



Rys. 2.9. Schemat blokowy wzmacniacza mostkowego [8]

Działanie takiego wzmacniacza polega na rozdzieleniu sygnału na dwa sygnały o jednakowej wartości, ale o przeciwnym znaku. Obciążenie jest przyłączane do wyjść obu stopni wyjścio-

wych. Dzięki takiemu zabiegowi napięcie na obciążeniu może być dwukrotnie wyższe niż napięcie zasilające. W pracy zastosowano wzmacniacz oparty na tranzystorach unipolarnych pracujących w układzie mostka typu H. Wzmacniacz został opracowany specjalnie do sterowania łożyskiem magnetycznym. Mostek typu H jest układem elektronicznym, który w posiada cztery styki. Elementami wykonawczymi we wzmacniaczu wykorzystanym w pracy są cztery tranzystory unipolarne typu MOSFET. Na rysunku 2.10 przedstawiono budowę mostka typu H.



Rys. 2.10. Budowa mostka typu H

Działanie mostka polega na załączaniu par styków S1, S4 i S2, S3. Układ z mostkiem H umożliwia zmianę polaryzacji zasilanego obciążenia, przez zmianę par styków, które przewo-
dzą. Omawiany układ jest powszechnie wykorzystywany w automatyce do sterowania np. napędami i we wzmacniaczach mostkowych.

3. METODY STEROWANIA AKTYWNYCH ŁOŻYSK MAGNETYCZNYCH

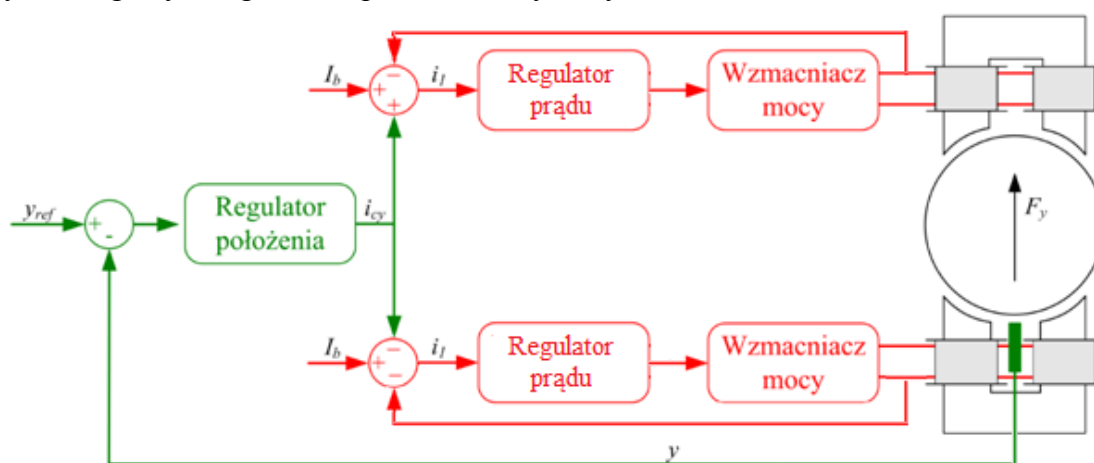
Metody sterowania układami łożysk magnetycznych można podzielić na następujące metody:

- wykorzystujące sterowanie indukcją magnetyczną ze sprzężeniem zwrotnym od przemieszczenia lub indukcji magnetycznej i prądów;
- wykorzystujące sterowanie prądem ze sprzężeniem zwrotnym od czujnika przemieszczenia lub czujnika indukcji magnetycznej i prądu;
- wykorzystujące sterowanie napięciowe ze sprzężeniem zwrotnym od przemieszczenia lub indukcji magnetycznej i prądów.

Pierwszymi układami sterującymi pracą łożysk magnetycznych były układy analogowe, które pozwalały na zastosowanie do regulacji regulatorów PI i PID. Rozwój programowalnych układów elektronicznych pozwolił na implementację bardziej zaawansowanych metod sterowania łożyskami magnetycznymi, do których zaliczają się metody sterowania optymalnego, opornego, adaptacyjnego, ślizgowe, z wykorzystaniem sieci neuronowych i logiki rozmytej. Z uwagi na prostotę sterowania przy jednocześnie zadowalających efektach regulacji, w pracy wykorzystano regulatory typu PI oraz PID [1]. Porównanie metod sterowania można znaleźć w pracach [13, 14, 15, 16]

3.1. MODEL SYMULACYJNY AKTYWNEGO ŁOŻYSKA MAGNETYCZNEGO

Dobór parametrów regulatorów prądu i położenia, które są sterują pracą łożyska magnetycznego wymaga znajomości transmitancji wszystkich układów w układzie automatycznej regulacji. Na układ regulacji prądu składa się oprócz regulatora, wzmacniacz mocy, a obiektem regulowanym jest prąd płynący w uzwojeniach cewki. W układzie regulacji położenia obiektem regulowanym jest położenie wału łożyska magnetycznego. Schemat blokowy łożyska magnetycznego został przedstawiony na rysunku 3.1.



Rys. 3.1. Schemat blokowy łożyska magnetycznego [1]

Wzmacniacz mocy zastosowany w pracy jest opisany transmitancją [1]:

$$G_{AMP}(s) = \frac{u_L(s)}{w_{PWM}(s)} = 2U_{DC} \quad (3.1)$$

Cewka elektromagnesu opisana jest transmitancją [1]:

$$G_{RL}(s) = \frac{i_L(s)}{u_L(s)} = \frac{1}{sL_D + R} \quad (3.2)$$

Model łożyska magnetycznego wynika z równania różniczkowego ruchu wirnika, na który działają siły F_1 i F_3 [1]:

$$m\ddot{y} = F_1 - F_3 = F_y \quad (3.3)$$

Siła wypadkowa F_y uzależniona jest od położenia wirnika w osi y i od prądu sterującego i_{cy} [1]:

$$F_y(i_{cy}, y) = k_{iy}i_{cy} + k_{sy}y \quad (3.4)$$

gdzie:

k_{iy} – sztywność prądowa;

k_{sy} – sztywność przemieszczeniowa.

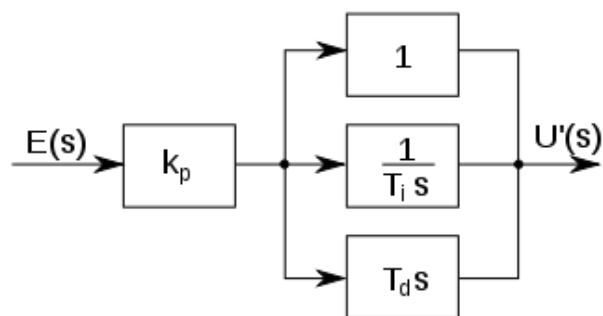
Na podstawie równań 3.3 i 3.4 można wyznaczyć następującą transmitancję jednej osi łożyska magnetycznego [1]:

$$G_{AMB}(s) = \frac{k_{iy}}{ms^2 - k_{sy}} \quad (3.5)$$

3.2. REGULATOR PID

Najczęściej wykorzystywanym regulatorem w układach regulacji łożysk magnetycznych jest regulator typu PID. Regulator ten składa się z trzech członów: proporcjonalnego, całkującego i różniczkującego. Rysunek 3.2. przedstawia schemat blokowy regulatora PID, który w postaci równoległej realizuje algorytm:

$$G_{PID}(s) = k_P \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right] = K_P + K_i \frac{1}{s} + K_d s \quad (3.6)$$



Rys. 3.2. Schemat blokowy regulatora typu PID [6]

Zadaniem regulatora jest utrzymanie wartości wyjściowej na odpowiednim poziomie. W celu realizacji tego działania regulator najczęściej pracuje w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego, to znaczy, że różnica wartości sygnału zadanego i wyjściowego podawana jest na wejście regulatora PID. Każdy z członów regulatora inaczej wpływa na regulację. Człon proporcjonalny kompensuje bieżący uchyb, człon całkujący kompensuje uchyby z przeszłości, człon różniczkujący kompensuje przewidywane uchyby w przyszłości. Dużą zaletą regulatora typu PID jest spora liczba algorytmów doboru nastaw jego parametrów i jego prosta konfiguracja. Regulator PID może działać także, gdy któryś z jego członów jest nieaktywny, czyli ma wartość nastawy równą zero, np. jeśli $K_D = 0$ regulator zachowuje się tak samo jak regulator PI.

Istnieje bardzo wiele metod doboru nastaw regulatora PID:

- metody Zieglera – Nicholasa [17, 18];
- strojenie w dziedzinie częstotliwości [19, 20, 21];
- metody wykorzystujące parametry drgań w przekładnikowym układzie regulacji [22, 23];
- metody oparte na optymalizacji kryteriów sterowania [24, 25, 26];
- metody z modelem wewnętrznym [27, 28];
- metody wykorzystujące algorytmy populacyjne [29, 30];
- inne metody [31, 32, 33].

Metody Zieglera Nicholasa umożliwiają obliczenie nastaw regulatora typu P, PI i PID na podstawie pomiaru parametrów oscylacji układu zamkniętego. Zwiększając wzmocnienie układ doprowadza się do niegasnących oscylacji o stałej amplitudzie i stałym okresie. Zmodyfikowane metody Zieglera – Nicholasa umożliwiające automatyczne samostrojenie układów, także wykorzystują parametry drgań.

Strojenie regulatorów w dziedzinie częstotliwości pozwala określić zapas wzmocnienia i fazy układu od granicy stabilności. Do tych metod zaliczają się kryterium Nyquista i Bodego.

Na metody oparte na optymalizacji kryteriów sterowania składają się głównie wskaźniki całkowite, m. in. minimum czasowe, minimum energetyczne, minimum średnio – kwadratowe. Metody z modelem wewnętrznym zakładają posiadanie modelu układu obiektu. W metodach tych porównywane są sygnały sterujące z modelu obiektu i fizycznego obiektu. Algorytmy populacyjne przeszukują różne rozwiązania (w tym wypadku nastaw regulatora) w celu znalezienia najlepszego. Algorytmy populacyjne bazują na zjawisku ewolucji biologicznej. Pozostałe metody doboru nastaw regulatorów PID to np. różnego rodzaju metody algebraiczne, metody bazujące na transmitancji układu itd.

Na potrzeby pracy wykonano obliczenia nastaw parametrów regulatora PID położenia i regulatora PI prądu za pomocą kilku metod:

- metoda bezpośrednia;
- obliczenie wzmocnienia krytycznego i wyznaczenie nastaw metodami Zieglera Nicholasa ;

- dobór nastaw regulatora PID za pomocą funkcji „Signal Constraint” z pakietu Matlab/Simulink;
- metoda lokowania biegunów.

Metoda bezpośrednia doboru nastaw regulatora polega na założeniu transmitancji układu zamkniętego, w zależności od jego charakteru i przekształcając wzór obliczenia nastaw regulatora.

Funkcja Signal Constraint jest to funkcja zaimplementowana w środowisku Simulink. Program automatycznie optymalizuje nastawy regulatora do zadanych ograniczeń. W pracy wykorzystano ten sposób do wyznaczenia nastaw regulatorów prądu i położenia.

W celu wyznaczenia parametrów regulatora według metody Zieglera Nicholasa należy doprowadzić układ zamknięty do oscylacji ze stałą amplitudą i okresem pulsacji. Układ doprowadza się do oscylacji zwiększając wzmocnienie członu proporcjonalnego regulatora, przy wyłączonych członach całkującym i różniczkującym ($K_I=0$ i $K_D=0$). Po ustaleniu wzmocnienia krytycznego K_{kr} , przy którym układ generuje oscylacje ze stałą amplitudą i okresem T_{osc} wyznacza się parametry regulatora na podstawie tabeli 3.1.

Tab. 3.1. Nastawy regulatorów według metody Zieglera – Nicholasa [11]

Rodzaj doboru nastawy	K_P	K_I	K_D
Metoda standardowa P	$0,5 \cdot K_{kr}$	-	-
Metoda standardowa PI	$0,45 \cdot K_{kr}$	$1,2 \cdot K_P / T_{osc}$	-
Metoda standardowa PD	$0,8 \cdot K_{kr}$	-	$K_P \cdot T_{osc} / 8$
Metoda standardowa PID	$0,6 \cdot K_{kr}$	$2 \cdot K_P / T_{osc}$	$K_P \cdot T_{osc} / 8$
Metoda Pessena	$0,7 \cdot K_{kr}$	$2,5 \cdot K_P / T_{osc}$	$K_P \cdot T_{osc} / (20/3)$
Przeregulowanie	$0,33 \cdot K_{kr}$	$2 \cdot K_P / T_{osc}$	$K_P \cdot T_{osc} / 3$
Brak przeregulowania	$0,2 \cdot K_{kr}$	$2 \cdot K_P / T_{osc}$	$K_P \cdot T_{osc} / 3$

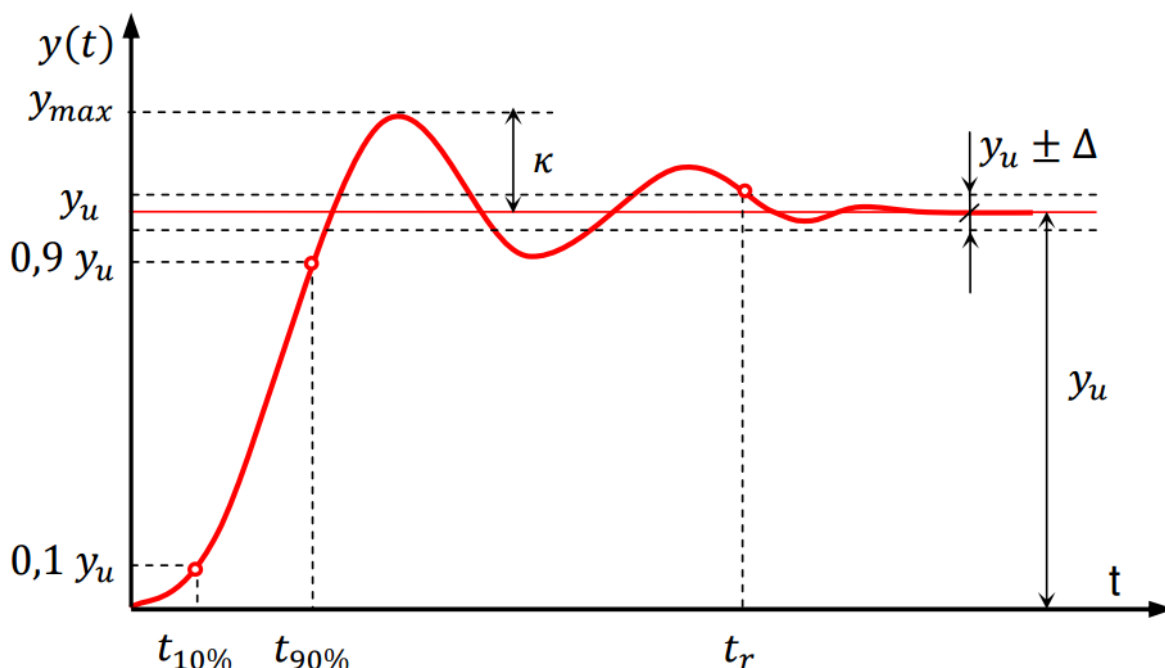
Metoda lokowania biegunów pozwala zaprojektować układ ze sprzężeniem zwrotnym z biegunami w określonych miejscach. Odległość biegunów od płaszczyzny argumentów rzeczywistych jest związana ze stabilnością układu.

Wadą metod obliczeniowych jest konieczność znajomości transmitancji regulowanego układu.

3.3. WSKAŹNIKI JAKOŚCI REGULACJI

Regulatory są stosowane w układach regulacji w celu utrzymania wartości wyjściowej na zadanym poziomie. Sygnał sterujący jest wytwarzany na podstawie uchybu regulacji. Wartość wyjściowa z regulatora jest zależna od jego nastaw. Odpowiednie parametry sygnału sterującego uzyskuje się dopiero przy właściwie dobranych współczynnikach. Nastawy regulatora powinny być dobrane w taki sposób, aby odpowiedź układu na skok jednostkowy osiągała możliwie szybko zadaną wartość. Przeregulowanie powinno być możliwie małe, a sygnał

powinien ustalać się na zadanym poziomie. Przykładowy przebieg odpowiedzi układu na skok jednostkowy został przedstawiony na rysunku 3.3.



Rys. 3.3. Przykładowy przebieg odpowiedzi układu na skok jednostkowy [12]

W celu zbadania i porównania jakości regulacji różnych regulatorów wprowadzono wskaźniki jakości regulacji. Do oceny jakości regulacji układu wyznacza się następujące wskaźniki:

- czas regulacji t_r – jest to czas po jakim wartość sygnału odpowiedzi układu osiąga wartość zadaną $y_u \pm 5\%$;
- czas narastania $t_{90\%}$ - czas po jakim sygnał odpowiedzi osiąga 90% wartości zadanej y_u ;
- czas opóźnienia $t_{10\%}$ - czas po jakim sygnał odpowiedzi osiąga 10% wartości zadanej y_u ;
- przeregulowanie κ – jest to wartość procentowa największej wartości sygnału odpowiedzi odniesiona do wartości zadanej y_u ;
- uchyb ustalony Δ – różnica pomiędzy wartością sygnału odpowiedzi w stanie ustalonym do wartości zadanej.

4. REGULATOR PRĄDU

Praca zakładała obliczenie nastaw regulatorów dla układu regulacji prądu i położenia. Każdy z regulatorów został obliczony trzema sposobami. W celu zweryfikowania otrzymanych nastaw regulatorów wykonano symulację układów sterowań. Wykorzystując pakiet „Simulink” zamodelowano odpowiedniki rzeczywistych układów. Zbadano odpowiedzi zamodelowanych układów na skok jednostkowy.

W celu umożliwienia wykonania obliczeń dokonano pomiarów rezystancji uzwojeń cewki elektromagnesu wraz z przewodami zasilającymi, oraz indukcyjności uzwojeń cewki wraz z przewodami zasilającymi. Wyniki pomiarów zostały przedstawione w tabeli 4.1. Do pomiarów użyto miernika Motech MT 4090.

Tab 4.1. Wyniki pomiarów parametrów cewki elektromagnesu

R [Ω]	L _D [mH]
0,25	2

Schemat blokowy rozpatrywanego układu regulacji regulatora prądu przedstawiony jest na rysunku 4.1.

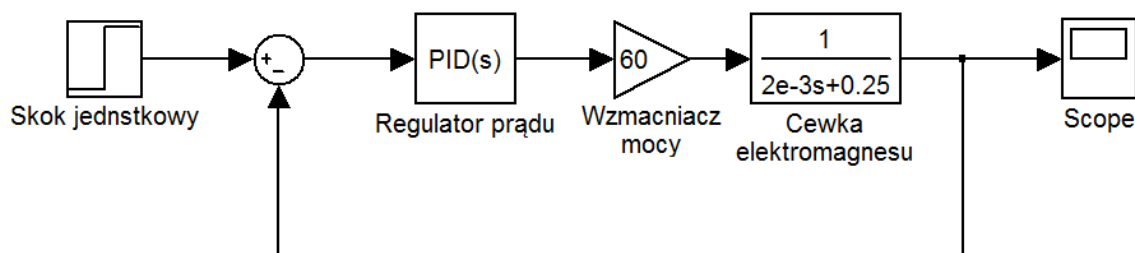


Rys. 4.1. Schemat blokowy układu regulacji prądu

Gdzie:

- G_{CC} – transmitancja regulatora prądu;
- G_{AMP} – transmitancja wzmacniacza mocy;
- G_{RL} – transmitancja cewki elektromagnesu.

Na podstawie schematu blokowego wykonano model układu (rys. 4.2), na którym przeprowadzono symulację dla poszczególnych nastaw regulatorów.



Rys. 4.2. Model układu regulacji prądu dla cewki elektromagnesu

Poszczególne elementy składowe schematu z rys. 4.2 są opisane następująco:

- transmitancja regulatora prądu:

$$G_{CC}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (4.1)$$

- transmitancja wzmacniacza:

$$G_{AMP}(s) = 2U_{DC} = 60 \quad (4.2)$$

- transmitancja cewki:

$$G_{RL}(s) = \frac{1}{sL_D + R} = \frac{1}{0,002s + 0,25} \quad (4.3)$$

4.1. DOBÓR NASTAW METODĄ BEZPOŚREDNIĄ

Metoda bezpośrednia doboru nastaw regulatora zakłada, że znana jest postać transmitancji układu zamkniętego. Celem dokonywanych przekształceń jest doprowadzenie wielomianu tak, aby odpowiadał swojej postacią równaniu transmitancji regulatora PID, przedstawionej we wzorze 3.6. Proste przekształcania algebraiczne, które doprowadzają wielomian do żądanej postaci są pokazane w równaniu 4.5.

Założono, że transmitancja operatorowa układu zamkniętego ma postać:

$$G_{CL}(s) = \frac{1}{sT_R + 1} \quad (4.4)$$

Założona postać transmitancji operatorowej jest postacią ogólną transmitancji operatorowej obiektu inercyjnego pierwszego rzędu.

Po przekształceniu wzoru można wyznaczyć transmitancję regulatora:

$$G_{CC}(s) = \frac{G_{CL}(s)}{G_{AMP}(s) \cdot G_{RL}(s) \cdot (1 - G_{CL}(s))}$$

Po podstawieniu odpowiednich zależności otrzymuje się kolejno:

$$\begin{aligned} G_{CC}(s) &= \frac{\frac{1}{sT_R + 1}}{\frac{2U_{DC}}{sL_D + R} \left(1 - \frac{1}{sT_R + 1}\right)} = \frac{\frac{sL_D + R}{2U_{DC}}}{sT_R + 1 \left(1 - \frac{1}{sT_R + 1}\right)} = \frac{\frac{sL_D + R}{2U_{DC}}}{sT_R + 1 - \frac{sT_R + 1}{sT_R + 1}} \\ &= \frac{\frac{sL_D}{2U_{DC}} + \frac{R}{2U_{DC}}}{sT_R} = \frac{L_D}{2U_{DC}T_R} + \frac{R}{2U_{DC}sT_R} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Porównując wzór na transmitancję regulatora PID otrzymano następujące nastawy regulatora:

$$K_P = \frac{L_D}{2U_{DC}T_R} \quad (4.6)$$

$$K_I = \frac{R}{2U_{DC}T_R} \quad (4.7)$$

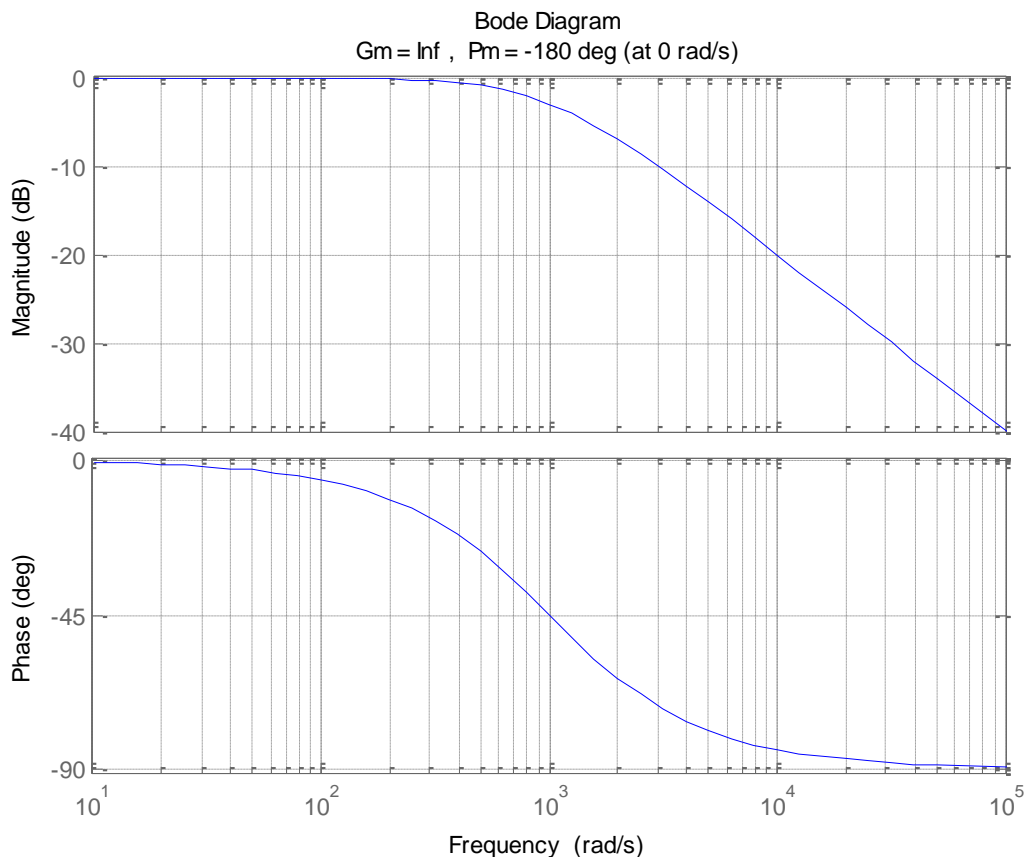
Czas regulacji T_R przyjęto równy 1 ms.

Podstawiając wartości do powyższych równań otrzymano nastawy regulatora, których wartości zamieszczono w tabeli 4.2.

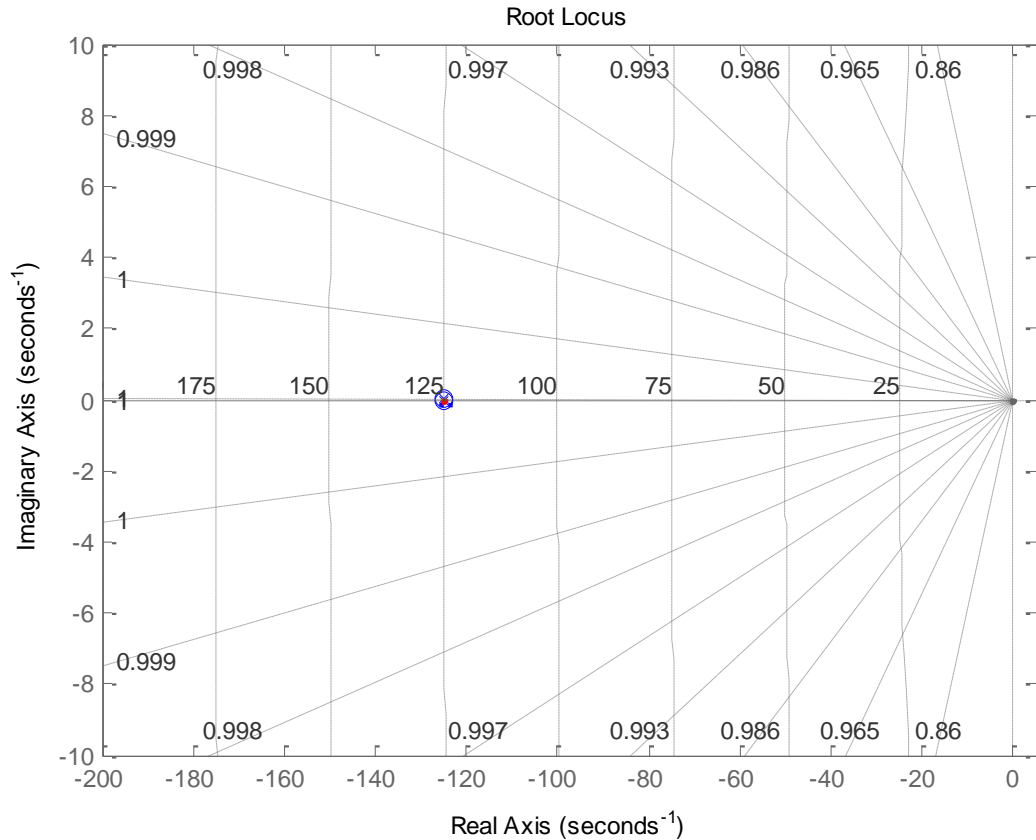
Tab.4.2. Tabela z nastawami regulatora prądu obliczonymi metodą bezpośrednią

K_P	K_I
0,0333	4,1667

Po obliczeniu parametrów regulatora prądu zamieszczonych w tabeli 4.1, w programie Matlab/Simulink wyznaczono charakterystykę Bodego i położenie biegunów na płaszczyźnie zespolonej w celu określenia stabilności badanego układu.



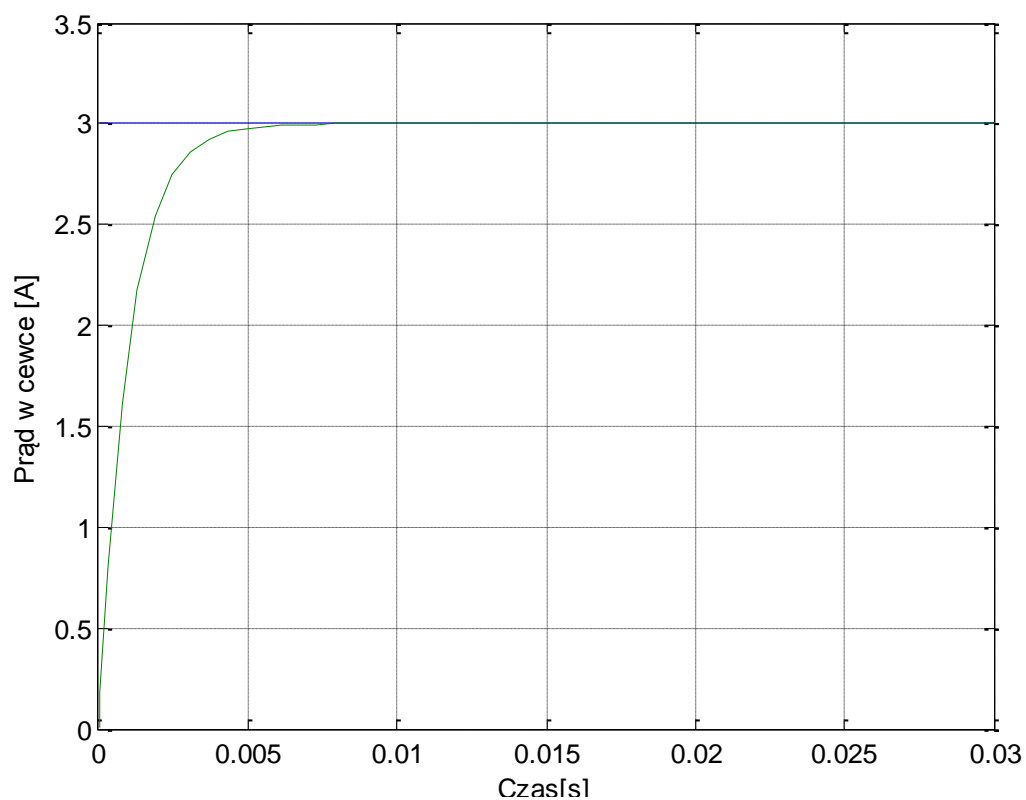
Rys. 4.3. Charakterystyka Bodego układu regulatora prądu z nastawami obliczonymi metodą bezpośrednią



Rys. 4.4. Położenie biegunów na płaszczyźnie zespolonej układu regulatora prądu z nastawami obliczonymi metodą bezpośrednią

Z rysunków 4.3 i 4.4 wynika, że układ regulacji prądu z nastawami obliczonymi metodą bezpośrednią jest stabilny. Z wykresu Bodego przedstawionego na rys. 4.3 wynika, że zapas wzmocnienia wynosi nieskończoność, natomiast zapas fazy wynosi 180° . Na rysunku 4.4 przedstawiono położenie biegunów i zer zamkniętej pętli układu regulacji prądu, z których wynika, że układ jest stabilny.

Kolejnym etapem badania doboru nastaw było wygenerowanie odpowiedzi na skok jednostkowy. Odpowiedź układu na skok jednostkowy daje bezpośrednią informację o jakości regulacji układu.



Rys. 4. 5. Odpowiedź zasymulowanego układu regulacji prądu na skok jednostkowy z regulatorem, z nastawami obliczonymi metodą bezpośrednią

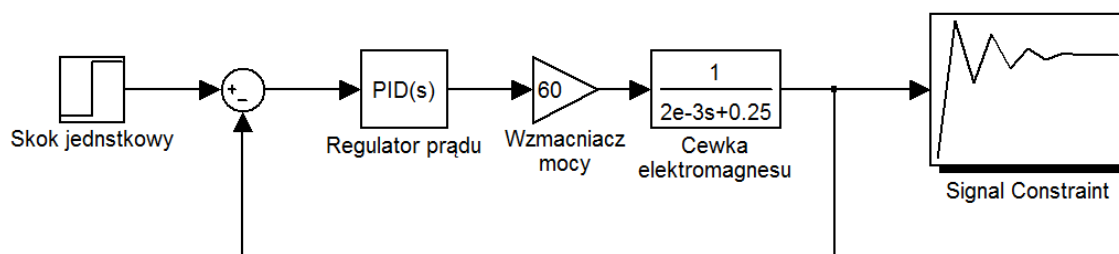
Na podstawie odpowiedzi układu na skok jednostkowy opracowano wskaźniki oceny jakości regulacji. Zostały one przedstawione w tabeli 4.3.

Tab. 4.3. Wskaźniki jakości regulacji

Wskaźniki jakości regulacji	Wartość
Czas regulacji	0,003016 s
Czas narastania $t_{90\%}$	0,002310 s
Czas narastania $t_{10\%}$	0,000108 s
Przeregulowanie	0%

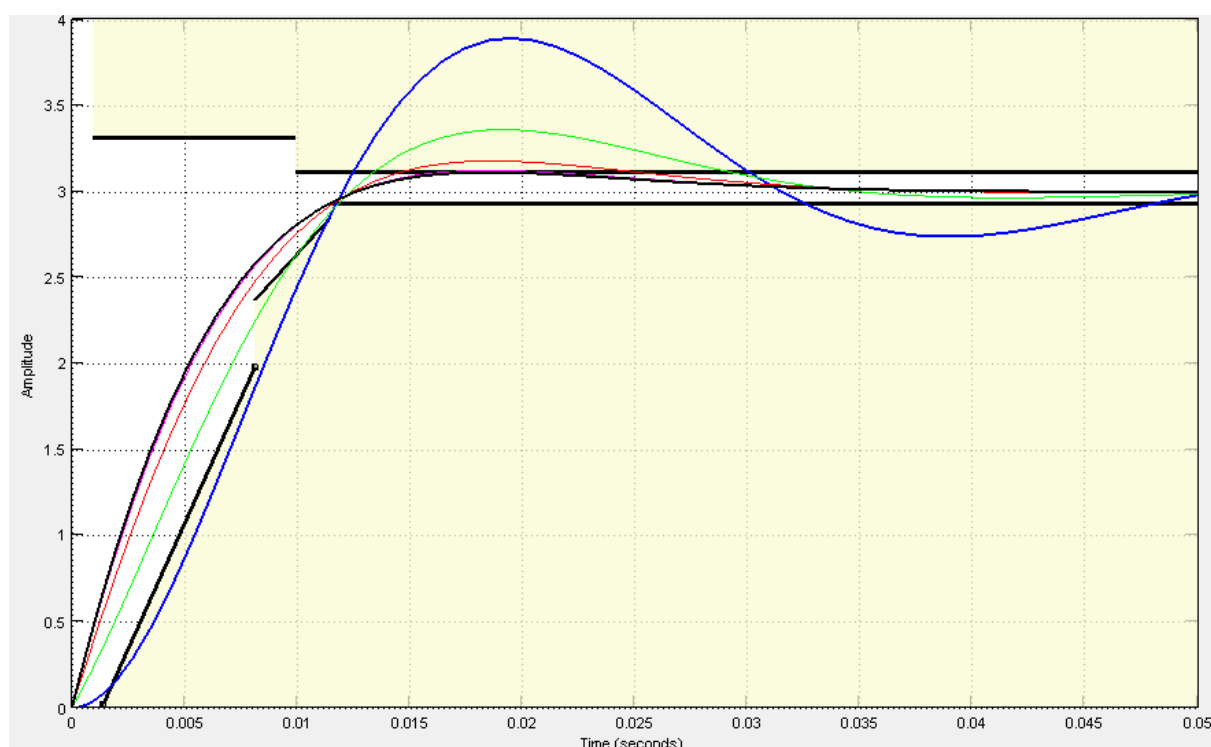
4.2. METODA „SIGNAL CONSTRAINT”

Za pomocą pakietu Simulink zamodelowano układ regulacji prądu według rysunku 4.1. Wprowadzono parametry rzeczywistego układu. Zbadano odpowiedź układu na skok jednostkowy.



Rys. 4.6. Układ regulacji prądu zamodelowany w Simulinku

Blok funkcyjny „Signal Constraint” umożliwia dopasowanie przebiegu odpowiedzi na skok jednostkowy do zadanych ograniczeń, zmieniając parametry regulatora PI. Linie ograniczające przebieg odpowiedzi zostały przedstawione na rysunku 4.7. Optymalizacja przebiegu odpowiedzi polega na zmianie wybranych parametrów w opcjach bloku „Signal Constraint”. Zmienne są dostrajane dopóki przebieg odpowiedzi nie znajdzie się pomiędzy ustalonymi granicami. Istnieje możliwość ustalenia wartości minimalnej i maksymalnej dla każdej modyfikowanej zmiennej. W przypadku szukania optymalnych wartości regulatora w układzie sterowania strojonymi parametrami są w zależności od potrzeb K_P , K_I i K_D .



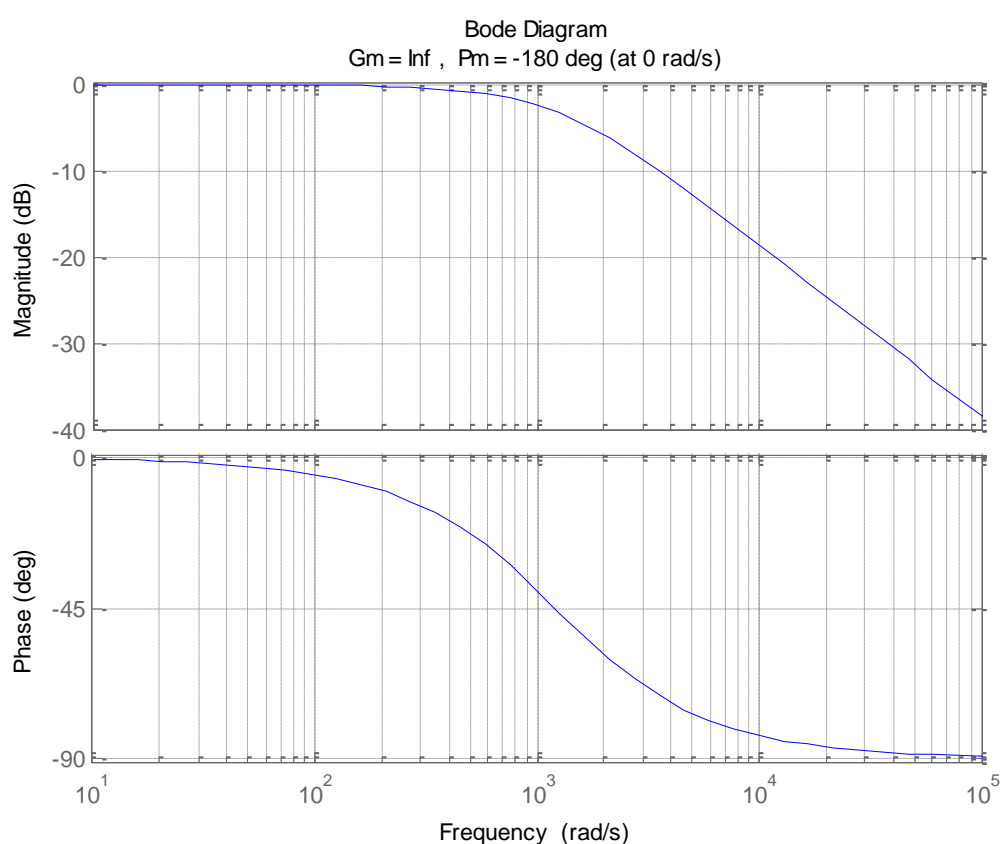
Rys. 4.7. Zdefiniowane linie ograniczające przebieg odpowiedzi w bloku „Signal Constraint”

Po zakończeniu optymalizacji nastaw regulatora prądu otrzymano nastawy jak w tabeli 4.4.

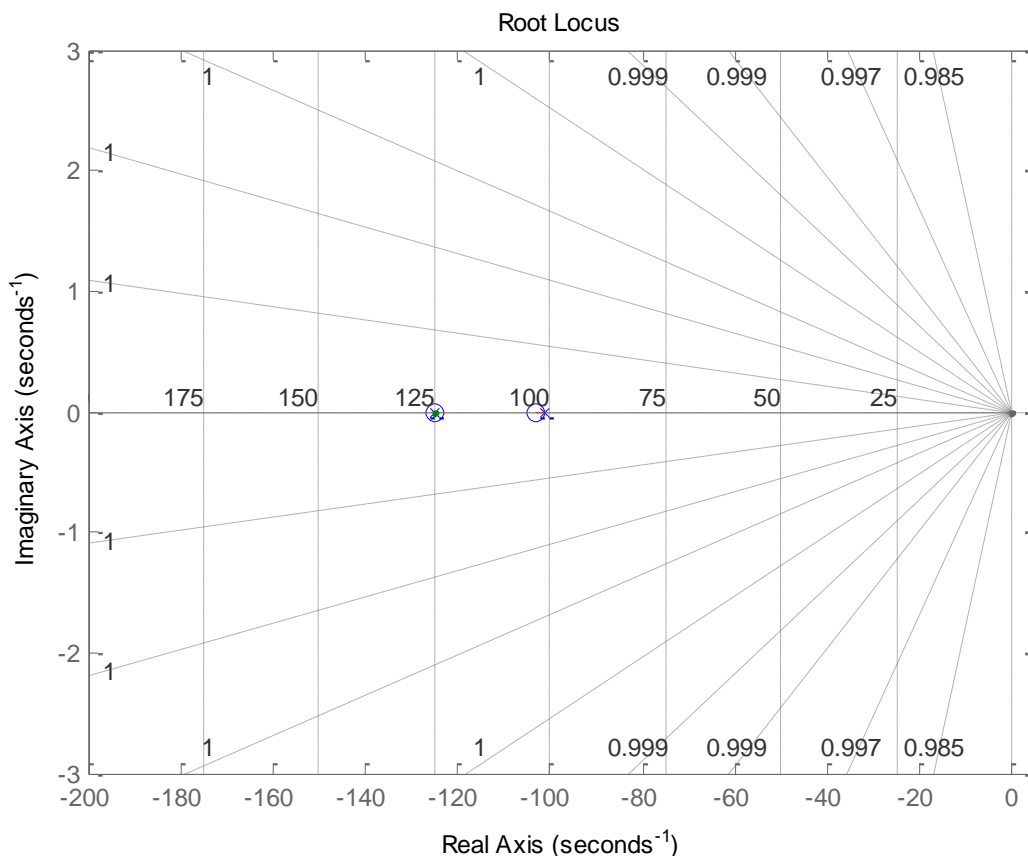
Tab.4.4. Tabela z nastawami regulatora prądu wyznaczonymi funkcją „Signal Constraint”

K_P	K_I
0,0338	3,4806

Po obliczeniu parametrów regulatora prądu zamieszczonych w tabeli 4.4, w programie „Matlab/Simulink” wyznaczono charakterystykę Bodego i położenie biegunów na płaszczyźnie zespolonej w celu określenia stabilności badanego układu.



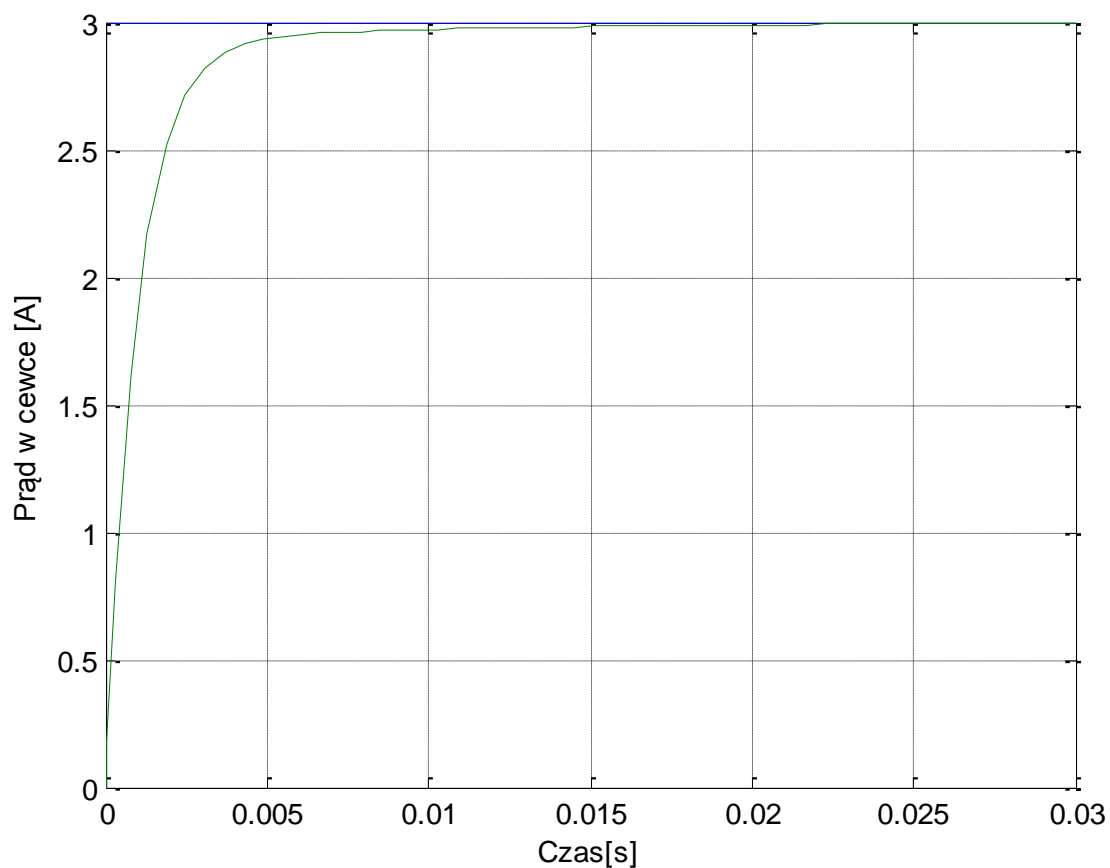
Rys. 4.8. Charakterystyka Bodego układu regulatora prądu z nastawami obliczonymi funkcją „Signal Constraint”



Rys. 4.9. Położenie biegunów na płaszczyźnie zespolonej układu regulatora prądu z nastawami obliczonymi funkcją „Signal Constraint”

Z rysunków 4.8 i 4.9 wynika, że układ regulacji prądu z nastawami obliczonymi za pomocą funkcji „Signal Constraint” jest stabilny. Z wykresu Bodego przedstawionego na rys. 4.8 wynika, że tak jak w przypadku nastaw obliczonymi metodą bezpośrednią, zapas wzmocnienia wynosi nieskończoność, natomiast zapas fazy wynosi 180° . Na rysunku 4.9 przedstawiono położenie biegunów zamkniętej pętli układu regulacji prądu, z których wynika, że układ jest stabilny, natomiast jeden z biegunów transmitancji leży bliżej osi rzeczywistej płaszczyzny współrzędnych, niż układ z nastawami obliczonymi metodą bezpośrednią.

W celu uzyskania bezpośredniej informacji na temat jakości regulacji układu wygenerowano odpowiedź na skok jednostkowy.



Rys. 4. 10. Odpowiedź zasymulowanego układu regulacji prądu na skok jednostkowy z regulatorem, z nastawami obliczonymi funkcją „Signal Constraint”

Na podstawie odpowiedzi układu na skok jednostkowy opracowano wskaźniki oceny jakości regulacji. Zostały one przedstawione w tabeli 4.5.

Tab. 4.5. Wskaźniki jakości regulacji

Wskaźnik jakości regulacji	Wartość
Czas regulacji	0,003389 s
Czas narastania $t_{90\%}$	0,002444 s
Czas narastania $t_{10\%}$	0,000107 s
Przeregulowanie	0%

4.3. METODA LOKOWANIA BIEGUNÓW

W teorii sterowania metoda lokowania biegunów układów ze sprzężeniem zwrotnym lokuje bieguny układu zamkniętego w określonych wcześniej miejscach płaszczyzny zespolonej. Transmitancja układu zamkniętego ma postać:

$$G_{CL}(s) = \frac{G_{PID}(s) \cdot G_{AMP}(s) \cdot G_{RL}(s)}{1 + G_{PID}(s) \cdot G_{AMP}(s) \cdot G_{RL}(s)} \quad (4.8)$$

$$\begin{aligned} G_{CL}(s) &= \frac{G_{PID}(s) \cdot G_{AMP}(s) \cdot G_{RL}(s)}{1 + G_{PID}(s) \cdot G_{AMP}(s) \cdot G_{RL}(s)} = \frac{\left(K_P + \frac{K_I}{s}\right) \cdot \frac{2U_{DC}}{sL_D + R}}{1 + \left(K_P + \frac{K_I}{s}\right) \cdot \frac{2U_{DC}}{sL_D + R}} \\ &= \frac{\frac{2U_{DC} \cdot \left(K_P + \frac{K_I}{s}\right)}{sL_D + R}}{\frac{sL_D + R + 2U_{DC} \cdot \left(K_P + \frac{K_I}{s}\right)}{sL_D + R}} = \frac{2U_{DC} \cdot \left(K_P + \frac{K_I}{s}\right)}{sL_D + R + 2U_{DC} \cdot \left(K_P + \frac{K_I}{s}\right)} \\ &= \frac{2U_{DC}K_Ps + 2U_{DC}K_I}{s^2L_D + Rs + 2U_{DC}K_Ps + 2U_{DC}K_I} = \frac{2U_{DC}K_Ps + 2U_{DC}K_I}{s^2L_D + s(R + 2U_{DC}K_P) + 2U_{DC}K_I} \\ &= \frac{s \left(\frac{2U_{DC}K_P}{L_D}\right) + \frac{2U_{DC}K_I}{L_D}}{s^2 + s \left(\frac{R + 2U_{DC}K_P}{L_D}\right) + \frac{2U_{DC}K_I}{L_D}} \quad (4.9) \end{aligned}$$

Po porównaniu mianownika transmitancji z równaniem charakterystycznym:

$$s^2 + (-\lambda_1 - \lambda_2)s + \lambda_1\lambda_2 \quad (4.10)$$

Otrzymuje się układ równań:

$$\begin{cases} -\lambda_1 - \lambda_2 = \frac{R + 2U_{DC}K_P}{L_D} \\ \lambda_1\lambda_2 = \frac{2U_{DC}K_I}{L_D} \end{cases} \quad (4.11)$$

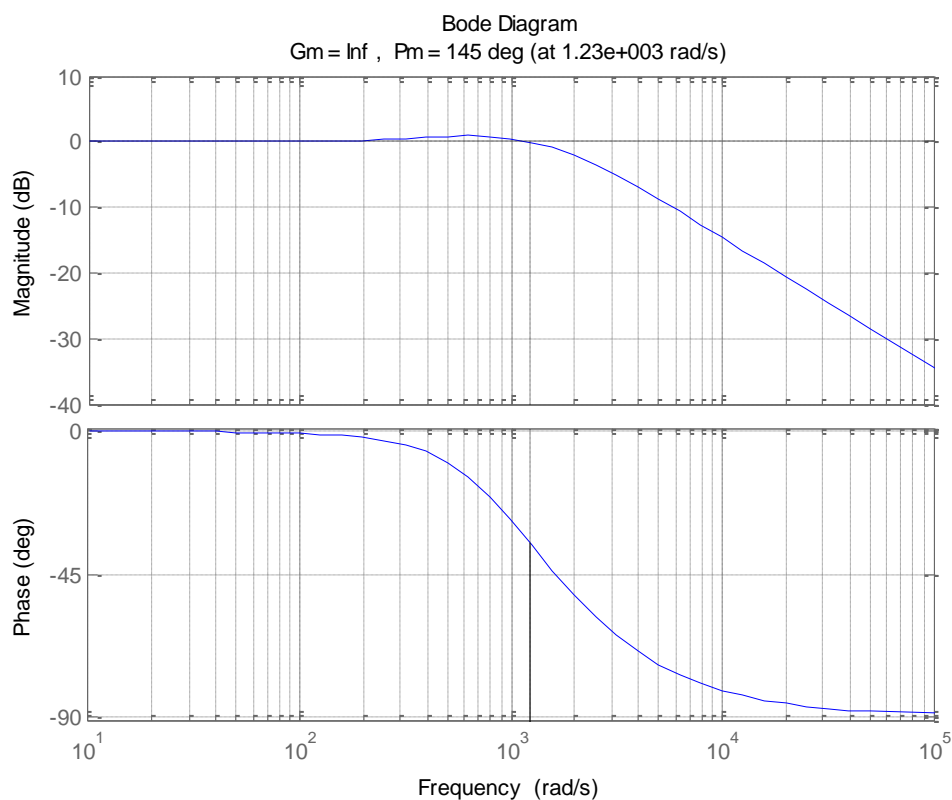
$$\begin{cases} K_P = \frac{L_D}{2U_{DC}} \left(-\lambda_1 - \lambda_2 - \frac{R}{L_D}\right) \\ K_I = \frac{L_D}{2U_{DC}} \lambda_1\lambda_2 \end{cases} \quad (4.12)$$

Na podstawie równania 4.4 przy założeniu $T_R = 1ms$ przyjęto $\lambda_1 = \lambda_2 = -1000$. Otrzymane nastawy regulatora zamieszczono w tabeli 4.6.

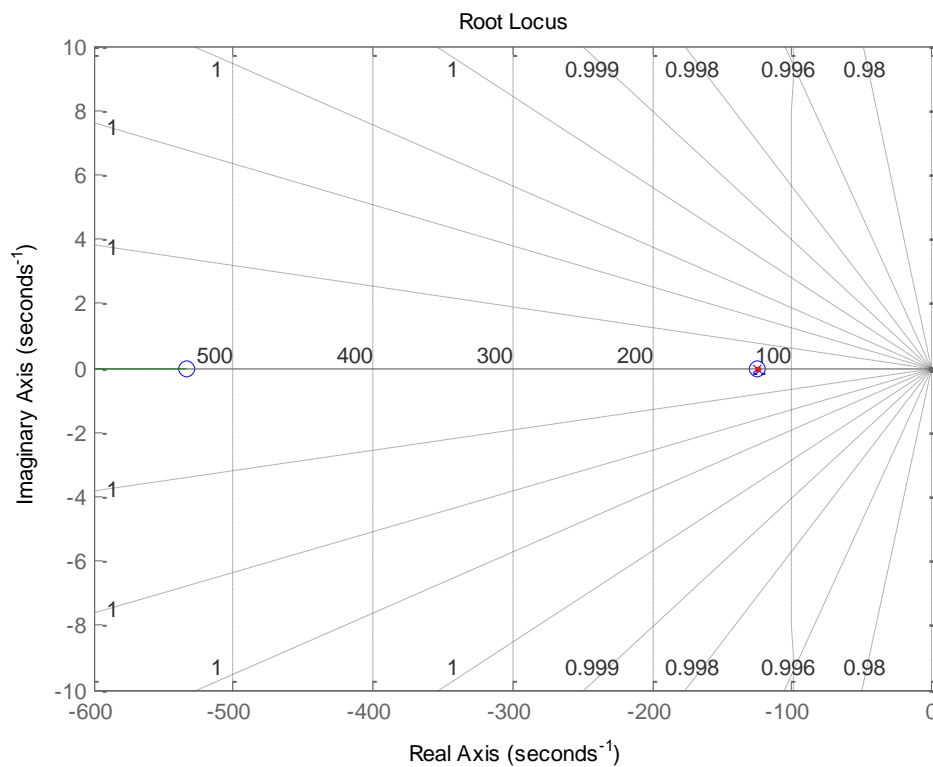
Tab.4.6. Tabela z nastawami regulatora prądu obliczonymi metodą lokowania biegunów

K_P	K_I
0,0625	33,3333

W celu określenia czy dany układ jest stabilny wyznaczono charakterystykę Boodego oraz położenie biegunów na płaszczyźnie zespolonej



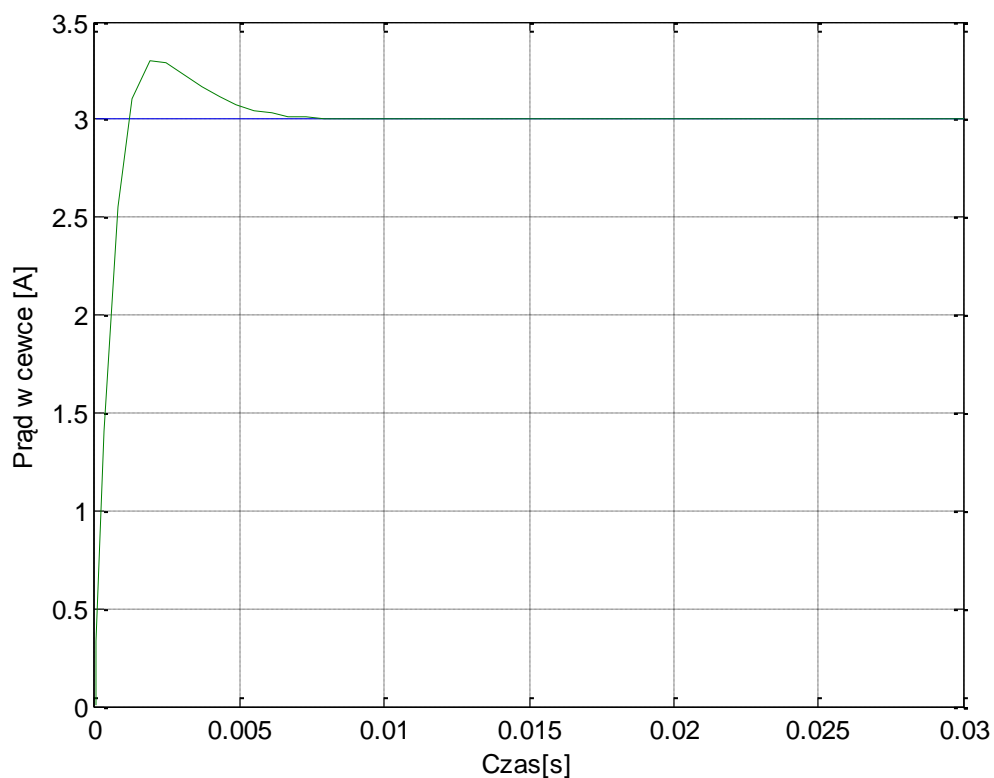
Rys. 4.11. Charakterystyka Bodego układu regulatora prądu z nastawami obliczonymi metodą lokowania biegunów



Rys. 4.12. Położenie biegunów na płaszczyźnie zespolonej układu regulatora prądu z nastawami obliczonymi metodą lokowania biegunów

Z rysunków 4.11 i 4.12 wynika, że układ regulacji prądu z nastawami obliczonymi za pomocą metody lokowania biegunów jest stabilny. Zapas wzmocnienia wynosi nieskończoność, a zapas fazy 145° . Zapas fazy jest niewiele mniejszy niż w przypadku nastaw regulatora obliczonymi metodą bezpośrednią i „Signal Constraint”. Położenie biegunów jest takie same jak w przypadku regulatora z nastawami obliczonymi metodą bezpośrednią

Na rysunku 4.13 została wygenerowana odpowiedź na skok jednostkowy. Daje to bezpośrednią informację na temat jakości regulacji układu oraz czasu regulacji.



Rys. 4. 13. Odpowiedź zasymulowanego układu regulacji prądu na skok jednostkowy z regulatorem, z nastawami obliczonymi metodą lokowania biegunów

Na podstawie odpowiedzi układu na skok jednostkowy opracowano wskaźniki oceny jakości regulacji. Zostały one przedstawione w tabeli 4.7.

Tab. 4.7. Wskaźniki jakości regulacji

Wskaźnik jakości regulacji	Wartość
Czas regulacji	0,003867 s
Czas narastania $t_{90\%}$	0,000925 s
Czas narastania $t_{10\%}$	0,000058 s
Przeregulowanie	10,11 %

4.4. PODSUMOWANIE METOD DOBORU NASTAW DLA REGULATORA PRĄDU.

W przypadku regulatora prądu jedyną metodą doboru nastaw w której wystąpiły niewielkie przeregulowania, jest metoda lokowania biegunów, pomimo tego można ją uznać za metodę najlepszą, gdyż charakteryzuje się ona ponad dwukrotnie szybszym czasem narastania w porównaniu do pozostałych metod. Czas regulacji dla wszystkich metod jest niemal identyczny, gdyż różnica wynosi 0,0008s. W tabeli 4.8 zawarto zestawienie wskaźników jakości regulacji, dla metod opisanych w punkcie 4.

Ta bela 4.8. Zestawienie wskaźników jakości regulacji

Wskaźnik jakości regulacji	Metoda bezpośrednia	Metoda signal constraint	Metoda lokowanie
Czas regulacji	0,003016 s	0,003389 s	0,003867 s
Czas narastania $t_{90\%}$	0,002310 s	0,002444 s	0,000925 s
Czas narastania $t_{10\%}$	0,000108 s	0,000107 s	0,000058 s
Przeregulowanie	0%	0%	10,11%

5. REGULATOR POŁOŻENIA

Praca zakładała obliczenie nastaw regulatora położenia trzema sposobami. Wyniki przeprowadzonych obliczeń zostały zweryfikowane za pomocą symulacji w programie Matlab/Simulink.

Parametry niezbędne do obliczenia nastaw regulatorów położenia to:

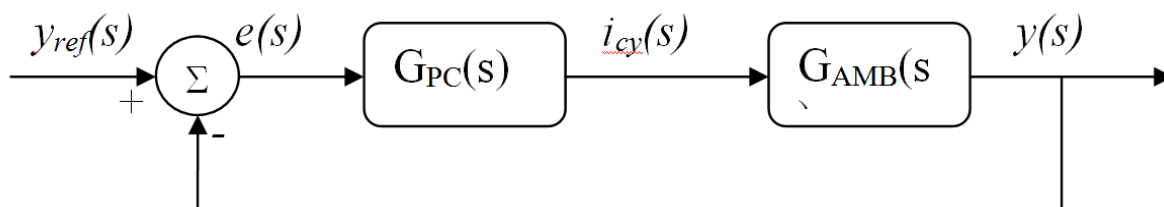
- napięcie wzmacniacza U_{DC} ;
- masa wirnika łożyska magnetycznego m ;
- prąd bazowy cewki elektromagnesu I_b ;
- sztywność prądowa łożyska magnetycznego k_i ;
- sztywność przemieszczeniowa łożyska magnetycznego k_s ;

Parametry łożyska magnetycznego zostały przedstawione w tabeli 5.1.

Tab. 5.1. Parametry pracy łożyska magnetycznego

U_{DC} [V]	m [kg]	I_b [A]	k_i [V/A]	k_s [N/m]
30	3,3	3	25,21	147842

Schemat blokowy rozpatrywanego układu regulacji położenia przedstawiono na rysunku 5.1.



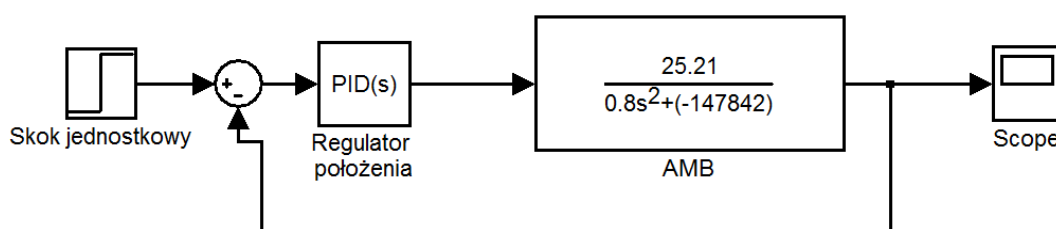
Rys. 5.1. Schemat blokowy układu regulacji położenia

Gdzie:

G_{PC} – transmitancja regulatora położenia

G_{AMB} - transmitancja łożyska magnetycznego

Na podstawie schematu blokowego wykonano model układu, na którym przeprowadzono symulację dla poszczególnych nastaw regulatorów.



Rys. 5.2. Model układu regulacji położenia w programie Matlab/Simulink

Poszczególne transmitancje mają postać:

- dla regulatora położenia:

$$G_{PC}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (5.1)$$

- dla łożyska magnetycznego:

$$G_{AMB}(s) = \frac{k_{iy}}{ms^2 - k_{sy}} = \frac{25,21}{0,8s^2 - 147842} \quad (5.2)$$

- dla układu zamkniętego:

$$G_{CL}(s) = \frac{G_{PC}(s) \cdot G_{AMB}(s)}{1 + G_{PC}(s) \cdot G_{AMB}(s)} \quad (5.3)$$

5.1. METODY ZIEGLERA-NICHOLSA

Standardowa metoda Zieglera-Nicholsa w większości przypadków jest metodą pierwszego wyboru wyznaczone wartości nastaw uznaje się za wartości wyjściowe i wystarczające, które nie wymagają korekty. W celu uzyskania lepszych rezultatów, wartości nastaw można skorygować ręcznie, jednakże obarczone jest to serią prób i błędów. Metoda Zieglera – Nicholsa jest metodą heurystyczną, a metoda Pessena jest jedną z jej odmian. Opiera się ona na wzmacnieniu krytycznym oraz czasie oscylacji. Współczynniki doboru nastaw opisują zależności podane w tabeli 3.1. Transmitancja układu zamkniętego ma postać:

$$\begin{aligned} G_{CL}(s) &= \frac{G_{PC}(s) \cdot G_{AMB}(s)}{1 + G_{PC}(s) \cdot G_{AMB}(s)} = \frac{\left(K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s\right) \cdot \frac{k_{iy}}{ms^2 - k_{sy}}}{1 + \left(K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s\right) \cdot \frac{k_{iy}}{ms^2 - k_{sy}}} \\ &= \frac{\frac{K_P k_{iy} + \frac{K_I k_{iy}}{s} + K_D s k_{iy}}{ms^2 - k_{sy}}}{\frac{ms^2 - k_{sy} + K_P k_{iy} + \frac{K_I k_{iy}}{s} + K_D s k_{iy}}{ms^2 - k_{sy}}} \\ &= \frac{K_P k_{iy} + \frac{K_I k_{iy}}{s} + K_D s k_{iy}}{ms^2 - k_{sy} + K_P k_{iy} + \frac{K_I k_{iy}}{s} + K_D s k_{iy}} \\ &= \frac{s^2 K_D k_{iy} + s K_P k_{iy} + K_I k_{iy}}{s^3 m + s^2 K_D k_{iy} + s(K_P k_{iy} - k_{sy}) + K_I k_{iy}} \\ &= \frac{s^2 \frac{K_D k_{iy}}{m} + s \frac{K_P k_{iy}}{m} + \frac{K_I k_{iy}}{m}}{s^3 + s^2 \frac{K_D k_{iy}}{m} + s \left(\frac{K_P k_{iy} - k_{sy}}{m}\right) + \frac{K_I k_{iy}}{m}} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Równanie charakterystyczne transmitancji układu zamkniętego ma postać:

$$M(s) = s^3 + s^2 \frac{K_D k_{iy}}{m} + s \left(\frac{K_P k_{iy} - k_{sy}}{m} \right) + \frac{K_I k_{iy}}{m} \quad (5.5)$$

Układ będzie stabilny, jeśli wszystkie współczynniki wielomianu równania charakterystycznego będą istniały i będą większe od zera.

$$\frac{K_D k_{iy}}{m} > 0 \quad (5.6)$$

$$\frac{K_P k_{iy} - k_{sy}}{m} > 0 \quad (5.7)$$

$$\frac{K_I k_{iy}}{m} > 0 \quad (5.8)$$

Układ będzie na granicy stabilności jeżeli:

$$\frac{K_P k_{iy} - k_{sy}}{m} = 0 \quad (5.9)$$

Wobec tego wzmocnienie krytyczne K_{kr} wynosi:

$$K_{kr} = \frac{k_{sy}}{k_{iy}} m = 14074,61 \quad (5.10)$$

Przyjęto czas oscylacji $T_{osc} = 0,015s$.

Po podstawieniu wyznaczonych wartości do wzorów Zieglera – Nicholasa otrzymujemy następujące nastawy regulatora PID:

$$K_P = \frac{k_{sy}}{k_{iy}} m \cdot 0,6 = 8444,8 \quad (5.11)$$

$$K_I = \frac{K_P}{\frac{T_{osc}}{2}} = 281492,1 \quad (5.12)$$

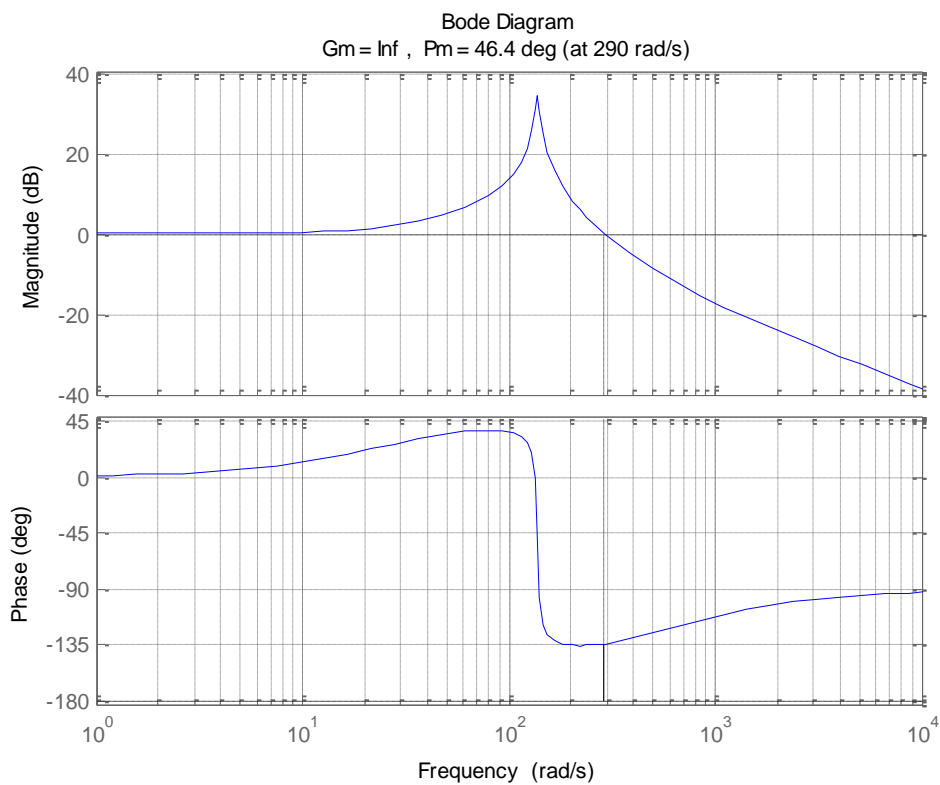
$$K_D = K_P \cdot \frac{T_{osc}}{8} = 15,8 \quad (5.13)$$

Tab.5.2. Parametry regulatora położenia obliczonymi dwoma metodami Zieglera-Nicholasa

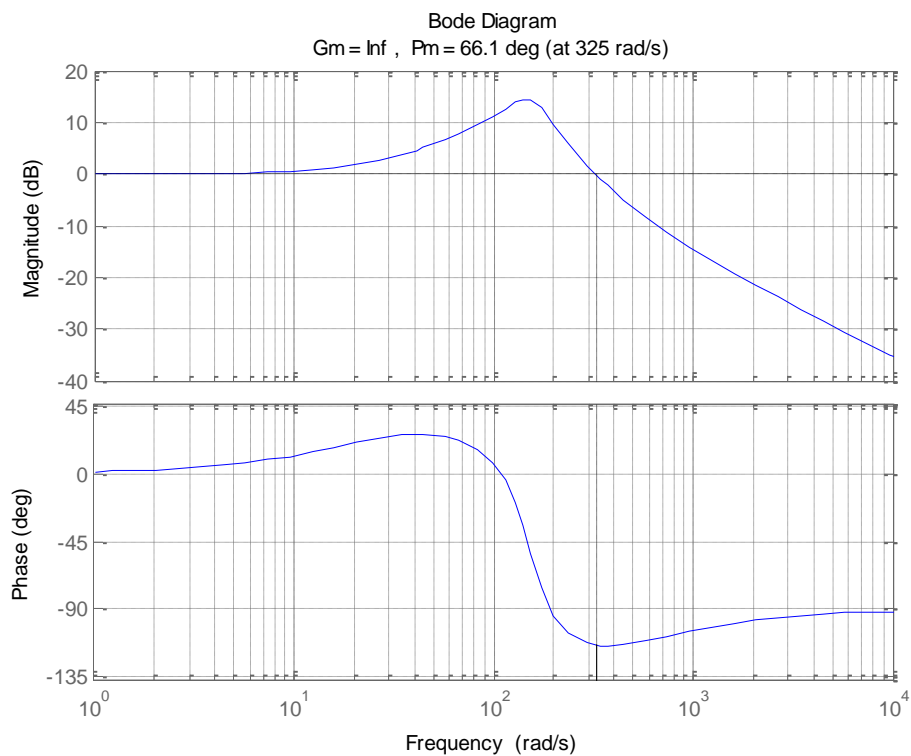
Rodzaj doboru nastawy	K_P	K_I	K_D
Metoda standardowa	8444,8	281492,1	15,8
Metoda Pessena	9852,2	262726,0	22,2

Po obliczeniu parametrów regulatora PID zamieszczonych w tabeli 5.2, w programie „Matlab” wyznaczono charakterystykę Bodego i położenie biegunów na płaszczyźnie zespolonej w celu określenia stabilności badanego układu.

a)

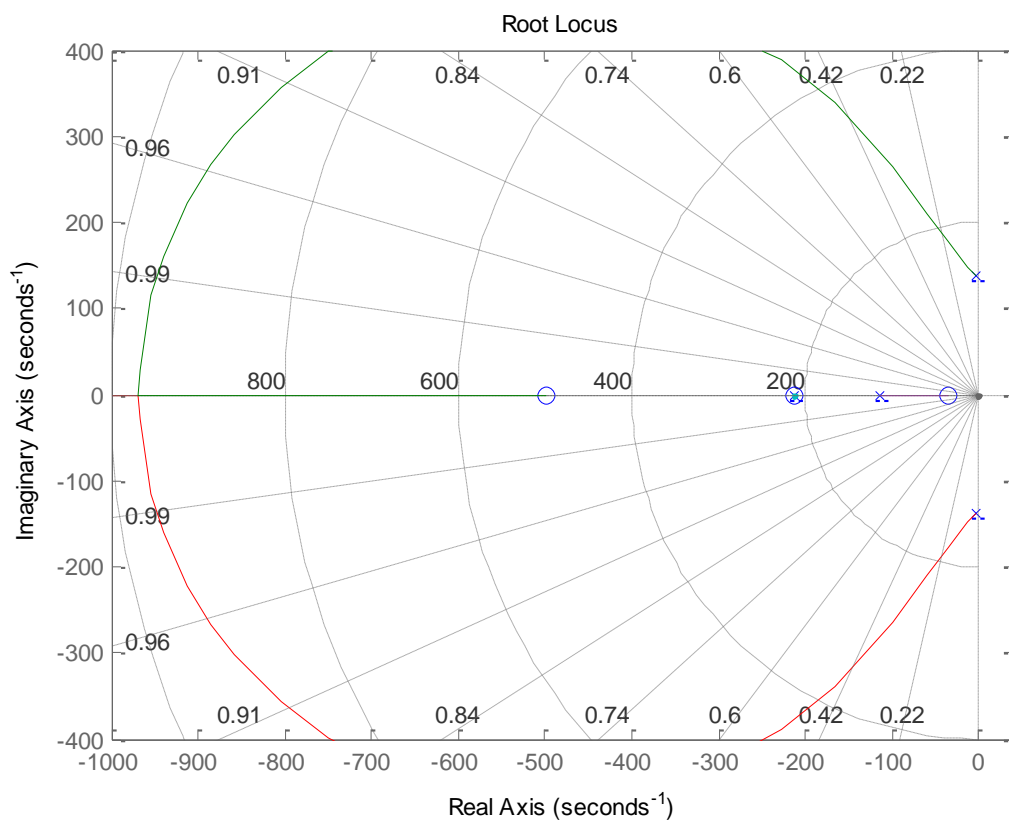


b)

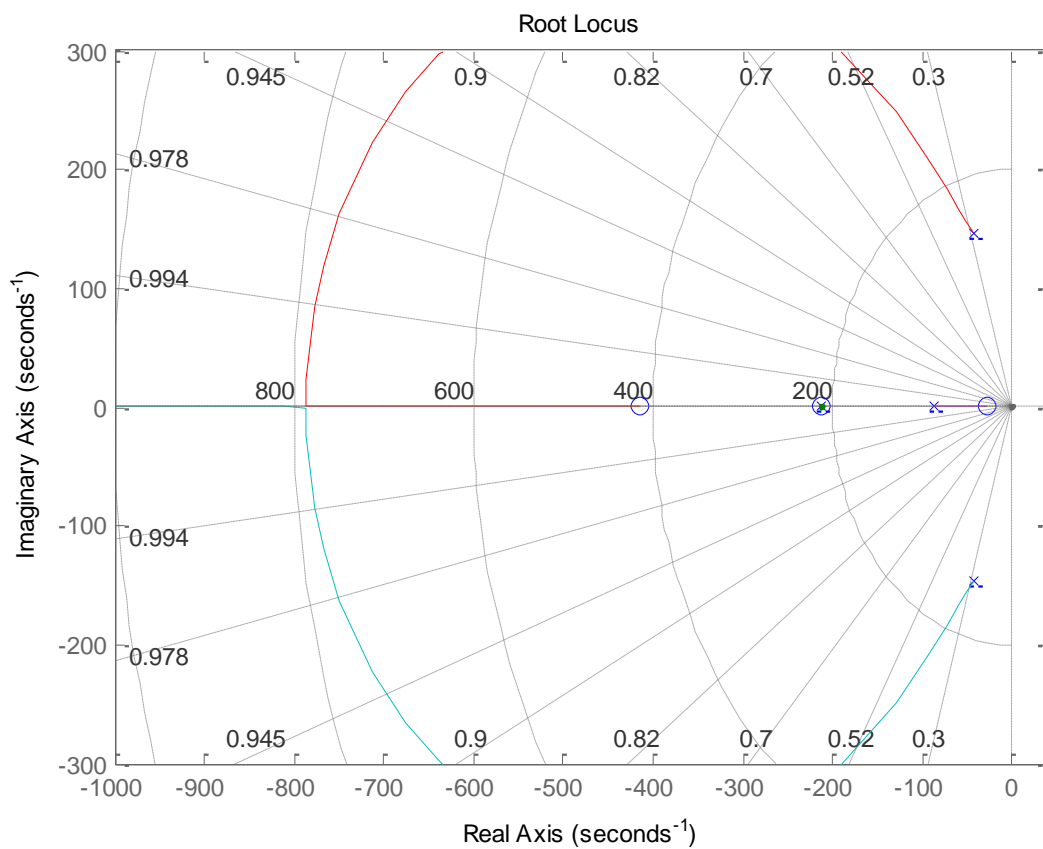


Rys. 5.3. Charakterystyka Bodego układu regulatora położenia z nastawami obliczonymi metodami Zieglera – Nicholsa: a) metoda standardowa; b) metoda Pessena

a)



b)

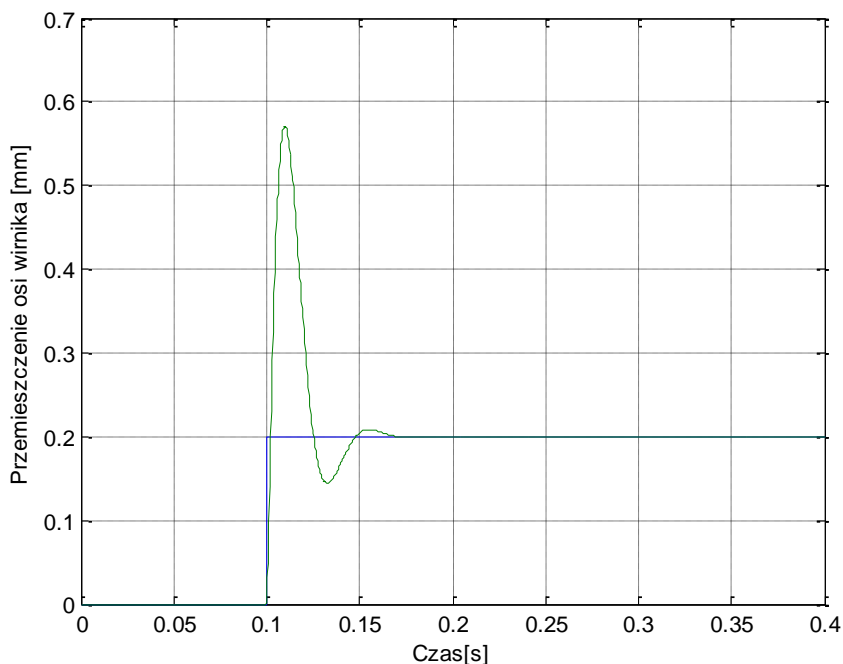


Rys. 5.4. Położenie biegunów na płaszczyźnie zespolonej układu regulatora położenia z nastawami obliczonymi metodami Zieglera – Nicholasa: a) metoda standardowa; b) metoda Pessena

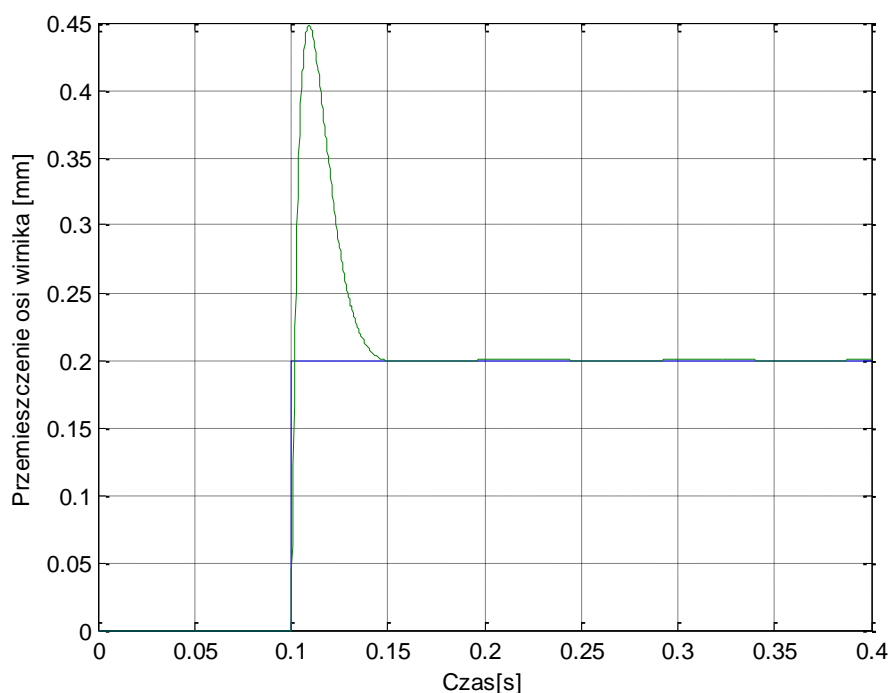
Z rysunków 5.3 i 5.4 wynika, że układy regulacji położenia z nastawami obliczonymi za pomocą metod Zieglera - Nicholasa są stabilne. Nastawy metodą standardową dają mniejszy zapas stabilności niż metoda Pessena. Zapas wzmocnienia w obu przypadkach wynosi ∞ , a zapas fazy dla metody standardowej wynosi $46,4^\circ$ i dla metody Pessena $66,1^\circ$. Pierwiastki układów znajdują się po lewej stronie półpłaszczyzny, ale w przypadku nastaw z metody standardowej dwa z nich znajdują się blisko osi odciętych.

Następnym etapem określania jakości dobranych nastaw regulatora jest wyznaczenie odpowiedzi na skok jednostkowy, została ona przedstawiona na rysunku 5.5 kolejno dla metody standardowej oraz Pessena.

a)



b)



Rys. 5. 5. Odpowiedź zasymulowanego układu regulacji położenia na skok jednostkowy z regulatorem, z nastawami obliczonymi metodami Zieglera – Nicholasa: a) metoda standardowa; b) metoda Pessena

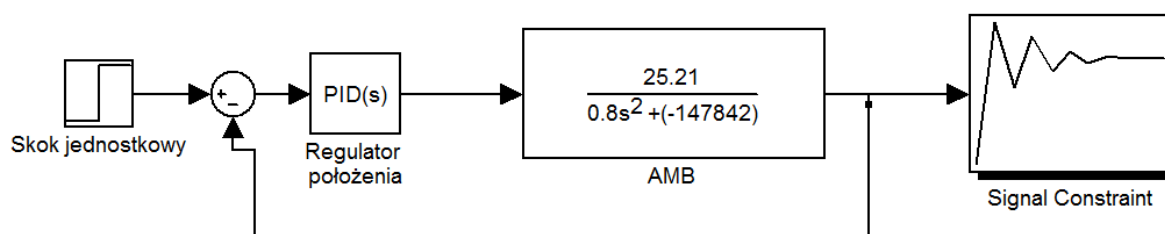
Na podstawie odpowiedzi układu na skok jednostkowy opracowano wskaźniki oceny jakości regulacji. Na podstawie danych zawartych w tabeli 5.3 można stwierdzić, iż metoda Pessena daje lepsze rezultaty. Zarówno czas regulacji jak i uchyb są niższe, niż w przypadku metody standardowej. W przypadku uchybu różnica wynosi, ponad 60 punktów procentowych.

Tab. 5.3. Wskaźniki jakości regulacji

Wskaźnik jakości regulacji	Metoda standardowa	Metoda Pessena
Czas regulacji	0,0620 s	0,0420 s
Czas narastania $t_{90\%}$	0,0018 s	0,0015 s
Czas narastania $t_{10\%}$	0,0003 s	0,0002 s
Przeregulowanie	185,4 %	124 %

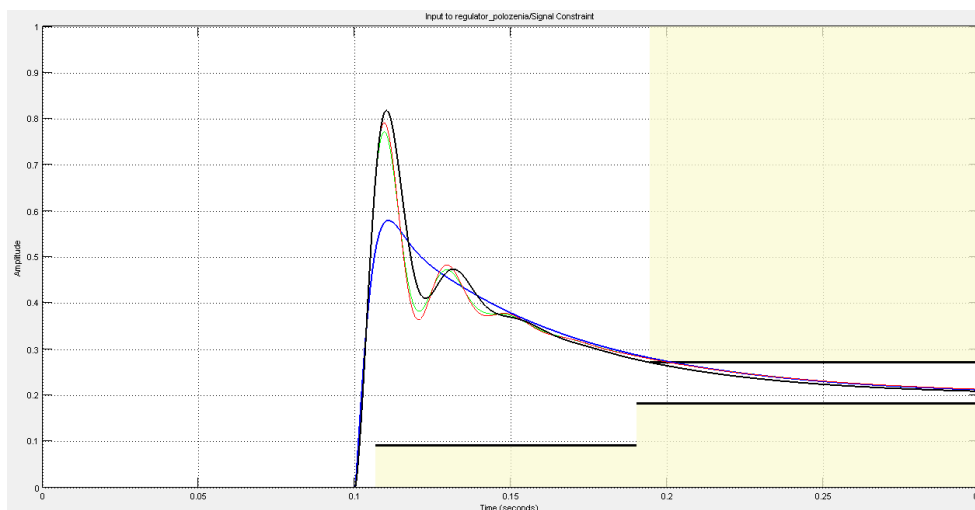
5.2. METODA „SIGNAL CONSTRAINT”

Za pomocą pakietu Simulink zamodelowano układ regulacji położenia według rysunku 5.6. Wprowadzono parametry rzeczywistego układu. Zbadano odpowiedź układu na skok jednostkowy.



Rys. 5.6. Układ regulacji położenia zamodelowany w Simulinku

Tak samo jak w przypadku układu regulacji prądu, do wyznaczenia parametrów regulatora położenia wykorzystano blok funkcyjny „Signal Constraint”. Linie ograniczające przebieg odpowiedzi i przebiegi odpowiedzi, wynikające z kolejnych iteracji programu zostały przedstawione na rysunku 5.7.



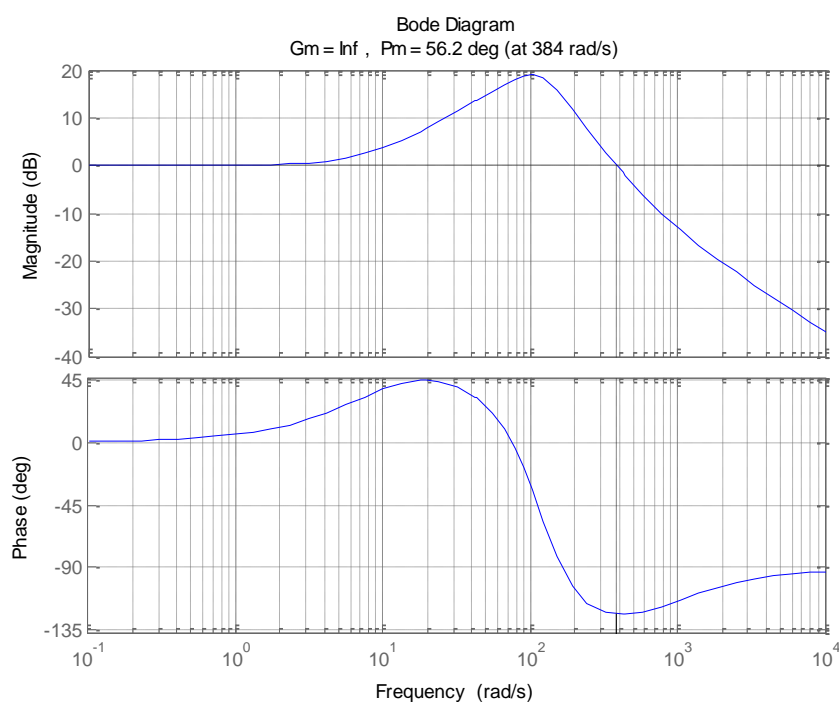
Rys. 5.7. Zdefiniowane linie ograniczające przebieg odpowiedzi i kolejne iteracje w bloku „Signal Constraint”

Po zakończeniu optymalizacji nastaw regulatora położenia otrzymano następujące parametry:

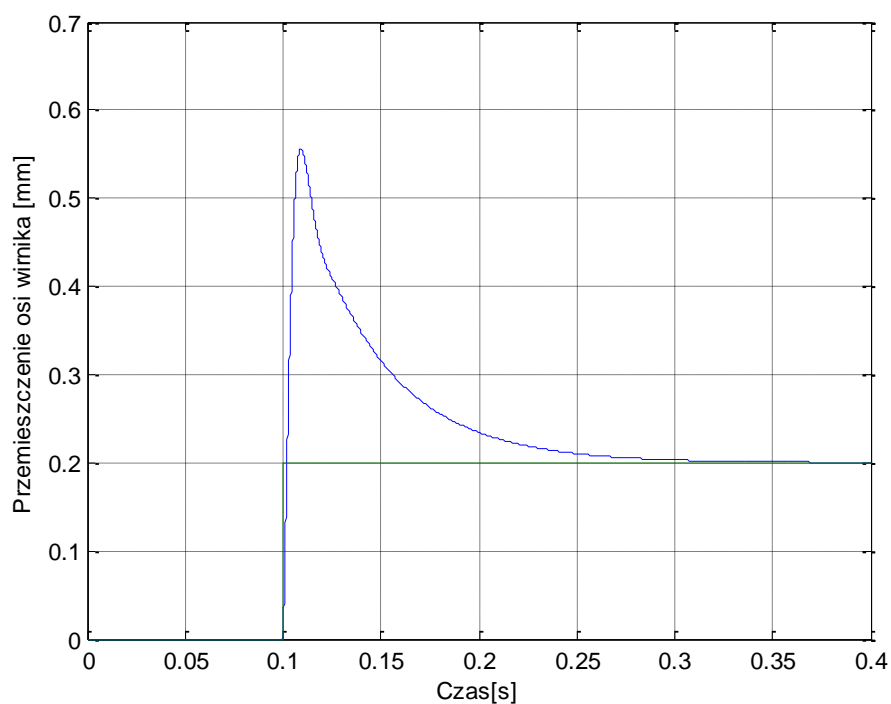
Tab.5.4. Tabela z nastawami regulatora położenia wyznaczonymi funkcją „Signal Constraint”

K_P	K_I	K_D
9496	80000	13,7422

Po wyznaczeniu parametrów regulatora PID zamieszczonych w tabeli 5.4, w programie „Matlab” wyznaczono charakterystykę Bodego i Nyquista w celu określenia stabilności badanego układu.



Rys. 5.8. Charakterystyka Bodego układu regulatora położenia z nastawami obliczonymi funkcją „Signal Constraint”



Rys. 5.10. Odpowiedź zasymulowanego układu regulacji prądu na skok jednostkowy z regulatorem, z nastawami obliczonymi metodą „Signal Constraint”

Na podstawie odpowiedzi układu na skok jednostkowy opracowano wskaźniki oceny jakości regulacji. W tabeli 5.5 zamieszczono podstawowe informacje służące do określenia jakości regulacji. Poprzez porównanie tych wartości można wyznaczyć, która z metod daje najlepsze wyniki.

Tab. 5.5. Wskaźniki jakości regulacji

Wskaźnik jakości regulacji	Wartość
Czas regulacji	0,1800 s
Czas narastania $t_{90\%}$	0,0018 s
Czas narastania $t_{10\%}$	0,0003 s
Przeregulowanie	178,35 %

5.3. METODA LOKOWANIA BIEGUNÓW

Istotę metody lokowania biegunów opisano w punkcie 4.3. Transmitancja układu zamkniętego ma postać:

$$\begin{aligned}
 G_{CL}(s) &= \frac{G_{PID}(s) \cdot G_{AMB}(s)}{1 + G_{PID}(s) \cdot G_{AMB}(s)} = \frac{\left(K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s\right) \cdot \frac{k_{iy}}{ms^2 - k_{sy}}}{1 + \left(K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s\right) \cdot \frac{k_{iy}}{ms^2 - k_{sy}}} \\
 &= \frac{\frac{K_P k_{iy} + \frac{K_I k_{iy}}{s} + K_D s k_{iy}}{ms^2 - k_{sy}}}{\frac{ms^2 - k_{sy} + K_P k_{iy} + \frac{K_I k_{iy}}{s} + K_D s k_{iy}}{ms^2 - k_{sy}}} \\
 &= \frac{K_P k_{iy} + \frac{K_I k_{iy}}{s} + K_D s k_{iy}}{ms^2 - k_{sy} + K_P k_{iy} + \frac{K_I k_{iy}}{s} + K_D s k_{iy}} \\
 &= \frac{s^2 K_D k_{iy} + s K_P k_{iy} + K_I k_{iy}}{s^3 m + s^2 K_D k_{iy} + s(K_P k_{iy} - k_{sy}) + K_I k_{iy}} \\
 &= \frac{s^2 \frac{K_D k_{iy}}{m} + s \frac{K_P k_{iy}}{m} + \frac{K_I k_{iy}}{m}}{s^3 + s^2 \frac{K_D k_{iy}}{m} + s \left(\frac{K_P k_{iy} - k_{sy}}{m}\right) + \frac{K_I k_{iy}}{m}} \tag{5.14}
 \end{aligned}$$

Po porównaniu mianownika transmitancji z równaniem charakterystycznym:

$$s^3 + (-\lambda_1 - \lambda_2 - \lambda_3)s^2 + (\lambda_1 \lambda_2 + \lambda_2 \lambda_3 + \lambda_1 \lambda_3)s - \lambda_1 \lambda_2 \lambda_3 \tag{5.15}$$

Otrzymuje się układ równań:

$$\begin{cases} -\lambda_1 - \lambda_2 - \lambda_3 = \frac{K_D k_{iy}}{m} \\ \lambda_1 \lambda_2 + \lambda_2 \lambda_3 + \lambda_1 \lambda_3 = \frac{K_P k_{iy} - k_{sy}}{m} \\ -\lambda_1 \lambda_2 \lambda_3 = \frac{K_I k_{iy}}{m} \end{cases} \tag{5.16}$$

$$\begin{cases} K_P = \frac{(\lambda_1\lambda_2 + \lambda_2\lambda_3 + \lambda_1\lambda_3)m + k_{sy}}{k_{iy}} \\ K_I = \frac{-\lambda_1\lambda_2\lambda_3m}{k_{iy}} \\ K_D = \frac{(-\lambda_1 - \lambda_2 - \lambda_3)m}{k_{iy}} \end{cases} \quad (5.17)$$

Wartości λ_1 , λ_2 i λ_3 obliczono za pomocą wzorów:

$$\lambda_1 = -\omega_n\xi + j\omega_n\sqrt{1-\xi^2} \quad (5.18)$$

$$\lambda_2 = -\omega_n\xi - j\omega_n\sqrt{1-\xi^2} \quad (5.19)$$

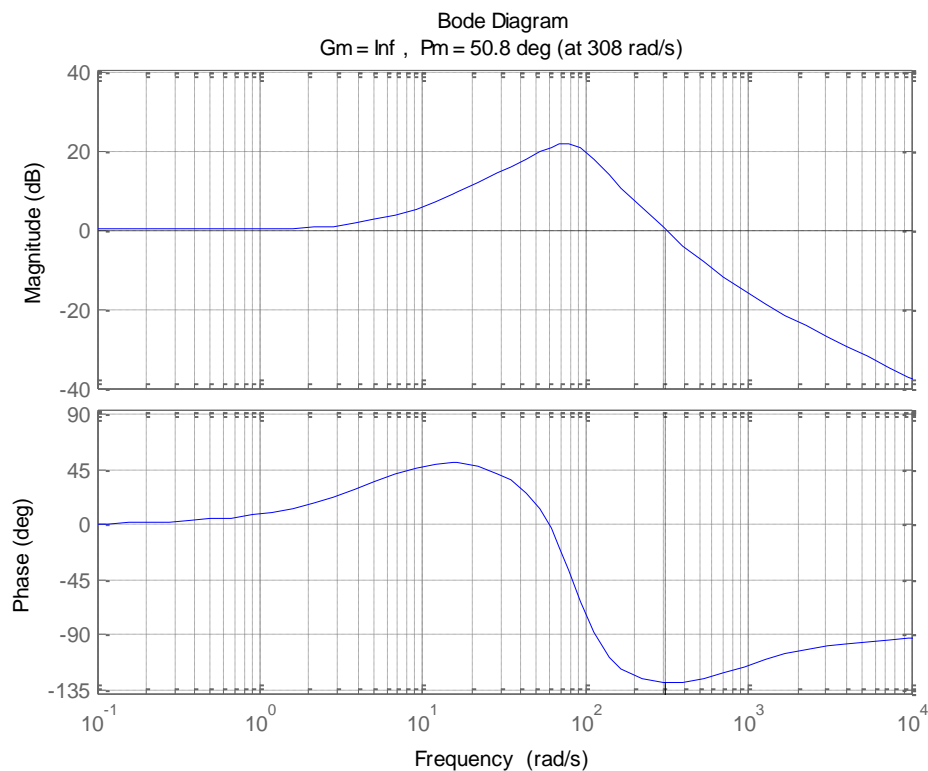
$$\lambda_3 = 3(-\omega_n\xi) \quad (5.20)$$

Podstawiając wartości do powyższych równań otrzymano nastawy regulatora:

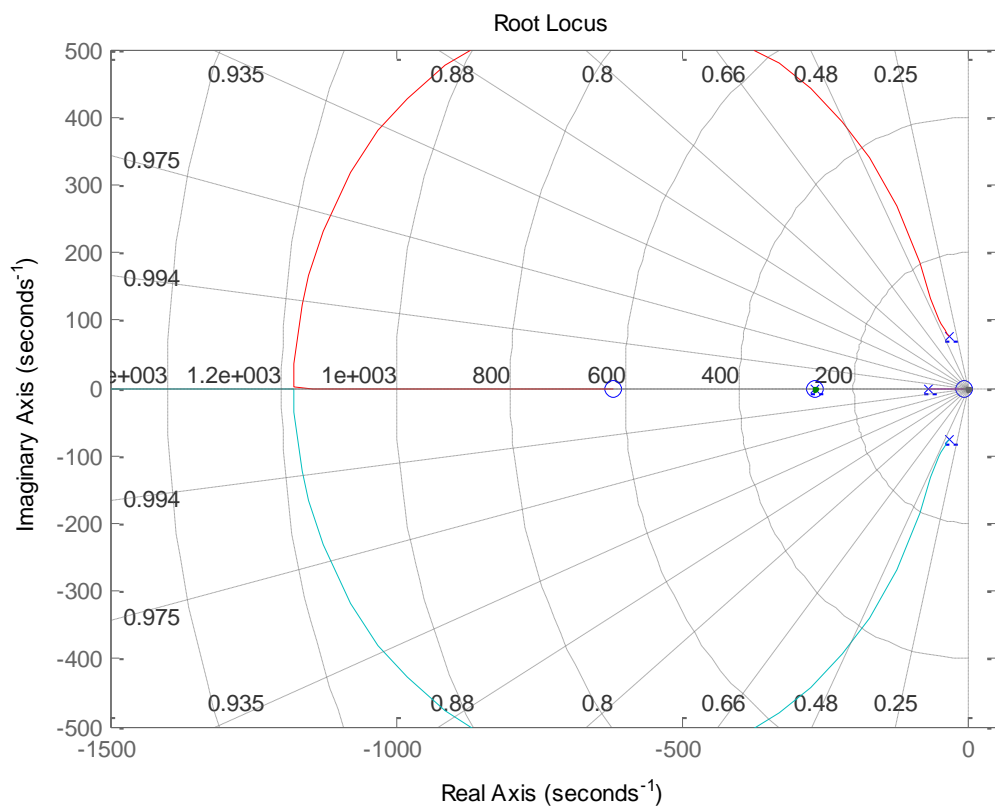
Tab.5.6. Tabela z nastawami regulatora położenia obliczonymi metodą lokowania biegunów

K_P	K_I	K_D
9058	52188	14,50

Po obliczeniu parametrów regulatora PID zamieszczonych w tabeli 5.5., w programie „Matlab” wyznaczono charakterystykę Bodego i położenie biegunów na płaszczyźnie zespolonej w celu określenia stabilności badanego układu.



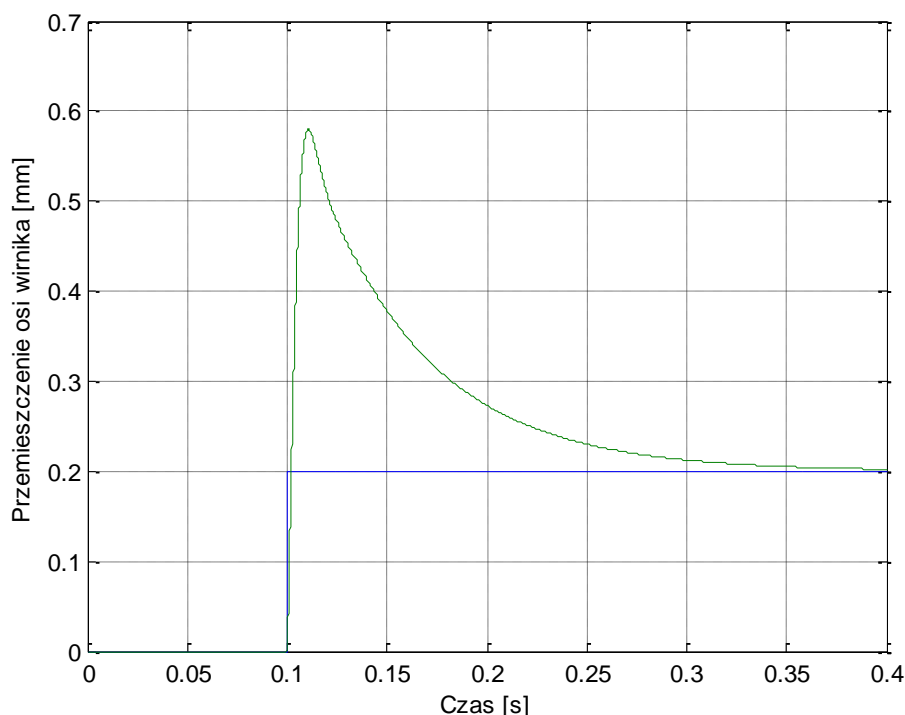
Rys. 5.11. Charakterystyka Bodego układu regulatora położenia z nastawami obliczonymi metodą lokowania biegunów



Rys. 5.12. Położenie biegunów na płaszczyźnie zespolonej układu regulatora położenia z nastawami obliczonymi metodą lokowania biegunów

Z rysunków 5.11. i 5.12. wynika, że układ regulacji prądu z nastawami obliczonymi za pomocą metody bezpośredniej jest stabilny. Zapas wzmocnienia tak jak we wszystkich przypadkach wynosi ∞ . Zapas fazy wynosi $50,8^\circ$ i jest większy niż zapas wzmocnienia dla nastaw otrzymanych standardową metodą Zieglera – Nicholsa, ale mniejszy przy pozostałych nastawach. Bieguny transmitancji leżą po prawej stronie półpłaszczyzny zespolonej, znajdują się one najdalej ze wszystkich biegunów z obliczonych regulatorów położenia.

Kolejnym etapem badania doboru nastaw było wygenerowanie odpowiedzi na skok jednostkowy. Odpowiedź układu na skok jednostkowy daje bezpośrednią informację o jakości regulacji układu.



Rys. 5. 13. Odpowiedź zasymulowanego układu regulacji prądu na skok jednostkowy z regulatorem, z nastawami obliczonymi metodą lokowania biegunów

Na podstawie odpowiedzi układu na skok jednostkowy opracowano wskaźniki oceny jakości regulacji. Zostały one przedstawione w tabeli 5.7.

Tab. 5.7. Wskaźniki jakości regulacji

Wskaźnik jakości regulacji	Wartość
Czas regulacji	0,2512 s
Czas narastania $t_{90\%}$	0,0018 s
Czas narastania $t_{10\%}$	0,0003 s
Przeregulowanie	189,65 %

5.4. PODSUMOWANIE METOD DOBORU NASTAW DLA REGULATORA POŁOŻENIA.

Wszystkie opisane metody w punkcie piątym wyznaczają dobre wartości nastaw dla regulatora położenia, wszystkie układy są układami stabilnymi co wynika bezpośrednio z położenia biegunów na płaszczyźnie zespolonej. Porównując wartości tabel 5.3, 5.5 oraz 5.7 można zauważyć, iż największe przeregulowania występują dla metody lokowania biegunów, a najmniejsze dla metody Pessena będącej zmodyfikowaną wersją metody Zieglera – Nicholisa. Zauważono, iż wartość przeregulowania dla pozostałych metod nie odbiega znacząco od wartości reprezentującej metodę lokowania biegunów. Czasy narastania 10% oraz 90% w większości przypadków są identyczne, jedynie w przypadku metody Pessena wartości te są mniejsze odpowiednio o 0,01 oraz 0,03. Zdecydowaną różnicę zauważono w przypadku czasu regulacji. Najdłużej regulowany jest układ z nastawami obliczonymi metodą lokowania biegunów, 0,2512. Najszybciej regulacji dokonuje układ z nastawami dobranymi metodą Pessena. Zestawienie porównujące wskaźniki jakości regulacji regulatora położenia zamieszczono w tabeli 5.8.

Tabela 5.8 Zestawienie wskaźników jakości regulacji regulatora położenia

Wskaźnik jakości regulacji	Metoda standardowa	Metoda Pessena	Metoda Signac constraint	Metoda lokowania biegunów
Czas regulacji	0,062 s	0,042 s	0,1800 s	0,2512 s
Czas narastania $t_{90\%}$	0,0018 s	0,0015 s	0,0018 s	0,0018 s
Czas narastania $t_{10\%}$	0,0003 s	0,0002 s	0,0003 s	0,0003 s
Przeregulowanie	185,40%	124%	178,35%	189,65%

6. UKŁAD STEROWANIA ŁOŻYSKIEM MAGNETYCZNYM

Praca na układem sterowania łożyskiem magnetycznym składa się z części projektowej, wykonawczej (elektronika) i z części programistycznej.

W pierwszej części zaprojektowano i wykonano na potrzeby pracy zasilacz i płytkę dopasowującą układ sterowania do wzmacniacza. Do narysowania schematów i zaprojektowania płytek wykorzystano program „KiCad”. Płytki drukowane zostały wykonane przez firmę specjalistyczną, natomiast montaż elementów został wykonany samodzielnie.

W części programistycznej zintegrowano środowisko Matlab/Simulink z środowiskiem Code Composer Studio. Następnie zaimplementowano algorytmy regulatora prądu i położenia w Simulinku i wygenerowano kod wynikowy, sterujący pracą układu łożyska magnetycznego.

6.1. OBWÓD ELEKTRONICZNY UKŁADU STEROWANIA

Projekt układu sterowania podzielono na dwie części. Pierwszym był układ zasilacza, drugim płytką dopasowującą. W efekcie wykonano dwie płytki elektroniczne. Rozdzielenie zasilacza i płytki dopasowującej wpływa korzystnie na pracę układu, który jest wrażliwy na zakłócenia. Ułatwia także diagnozę w przypadku jakiś nieprawidłowości w działaniu sterownika łożyska magnetycznego oraz sprawia, że układ jest bardziej czytelny.

Stworzone układy elektroniczne zostały zabudowane w uziemionej, metalowej obudowie. Na zewnątrz obudowy umieszczono złącza czujników położenia, złącza sterujące wzmacniaczem sterownika łożysk magnetycznych, złącze zasilania, a także przycisk włączający zasilanie z podświetlaniem.

6.1.1. PROJEKT ZASILACZA

W układzie sterowania łożyskiem magnetycznym zasilacz zasila płytkę dopasowującą, wzmacniacz do sterowania łożyskiem magnetycznym i czujniki położenia. Z tego względu zasilacz wytwarza trzy różne stabilizowane napięcia stałe:

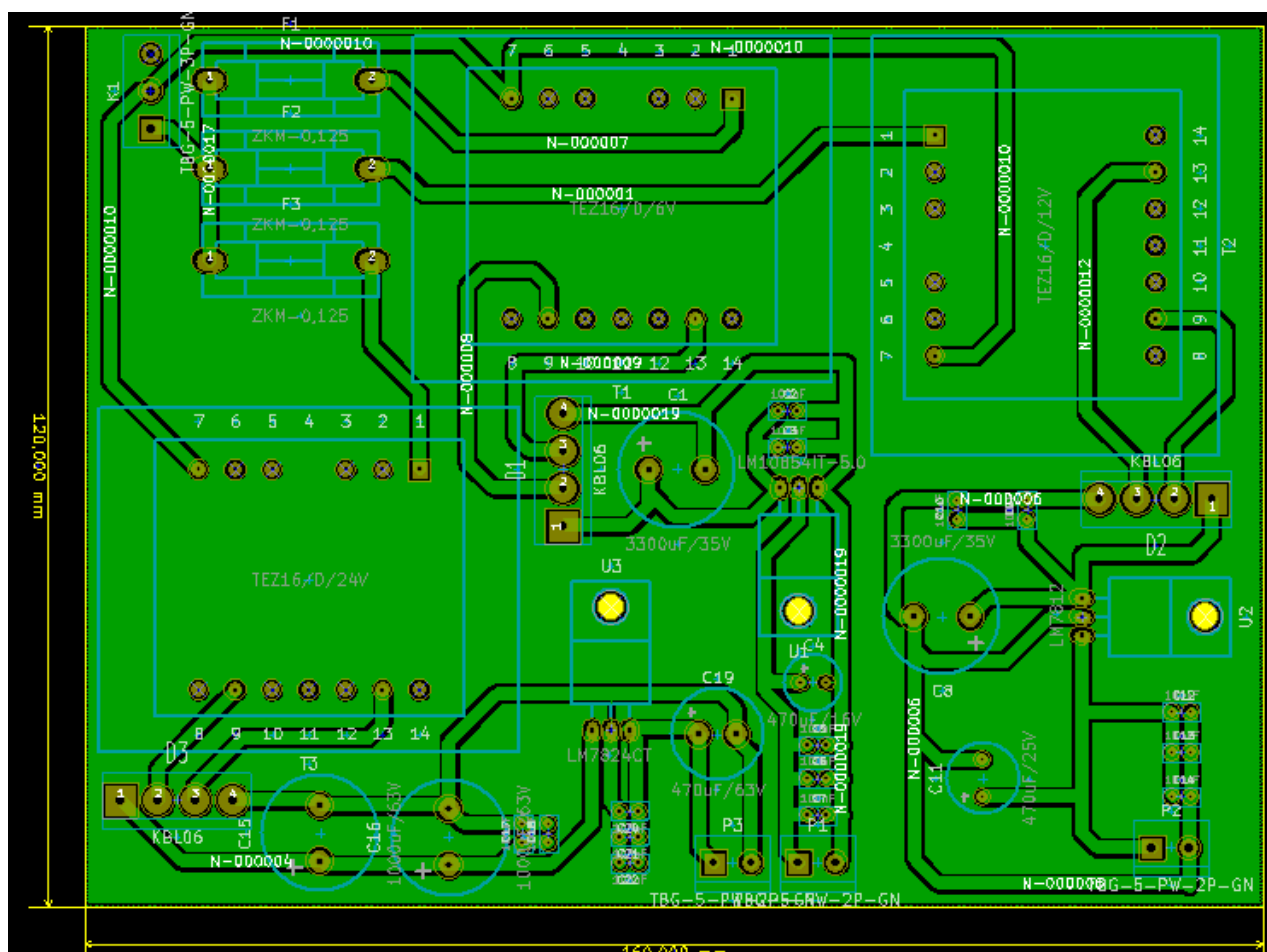
- 5V – zasilanie płytki dopasowującej;
- 12V – zasilanie wzmacniacza sterownika łożyska magnetycznego;
- 24 V – zasilanie czujników położenia.

Każdy z obwodów elektronicznych zasilacza jest zabezpieczony bezpiecznikiem topikowym. Układ zasilany jest jednofazowym napięciem przemiennym 230V. Do budowy zasilacza wykorzystano trzy transformatory „TEZ”, o wartościach napięć 24V, 12V i 6V. Moc każdego transformatora wynosi 16VA. Obniżone napięcie z transformatorów jest podawane na układy prostownicze KBL06, wykorzystujące mostek Graetza. Prąd znamionowy prostowników wynosi 4A. W celu stabilizacji napięcia wyjściowego zastosowano stabilizatory napięcia, odpowiednio dla poszczególnych napięć układy LM7824, LM7812 i LM10854. Przy opracowywaniu płytki zasilacza kierowano się zaleceniami producentów wykorzystanych układów elektronicznych.

Projekt płytki zasilacza (rys. 6.2) wykonano na podstawie wcześniej opracowanego

Przy rozmieszczaniu elementów kierowano się łatwością późniejszej obsługi zasilacza.

W celu ułatwienia montażu elementów elektronicznych na płycie w fazie montażu zostały nadrukowane opisy elementów, takie jak na schemacie. Dzięki temu można łatwo zidentyfikować układ, co ułatwia również diagnozę w przypadku problemów technicznych.



Rys. 6.2. Projekt płytki zasilacza

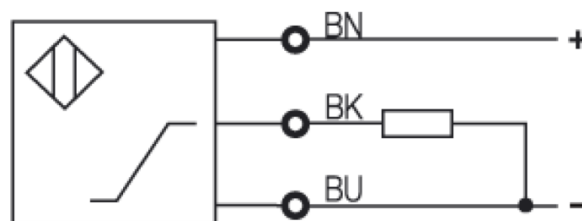
6.1.2. PROJEKT PŁYTKI DOPASOWUJĄCEJ.

Zadaniem płytki dopasowującej jest powiązanie ze sobą wszystkich elementów potrzebnych do działania łożyska magnetycznego. Urządzenia połączone z płytką dopasowującą to:

- zasilacz;
- sześć czujników położenia;
- dziesięć wzmacniaczy sygnału łożysk magnetycznych;
- mikrokontroler sterujący.

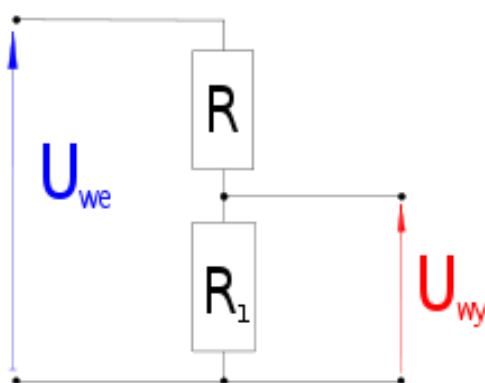
Zadaniem zasilacza jest wytworzenie napięć potrzebnych do działania układu. Układy elektroniczne na płycie dopasowującej zasilane są napięciem 5V, czujniki położenia napięciem 24V. Napięcia te wchodzi na płytkę dopasowującą, do odpowiednich listew zaciskowych.

Czujniki położenia mierzą przesunięcie wału. Wykorzystano czujniki firmy Balluff, zasilane napięciem stałym 24V. Mierzą one odległość w zakresie między 0,5mm a 1,5mm. Napięcie wyjściowe zmienia się w zakresie 0V do 10V, proporcjonalnie do zmierzonej odległości. Rysunek 6.3 przedstawia sposób połączenia czujnika.



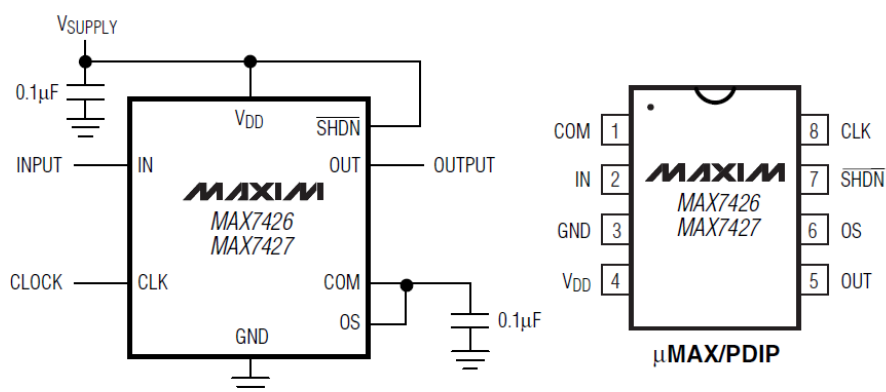
Rys. 6.3. Sposób połączenia czujnika odległości

Ze względu na możliwość pomiaru napięcia w zakresie od 0V do 3,3V przez mikrokontroler zastosowano dzielnik napięcia, proporcjonalnie obniżający napięcie wyjściowe z czujnika do maksymalnie 3V. Układ dzielnika napięcia przedstawiono na rysunku 6.4. Na podstawie obliczeń dobrano wartość rezystora $R = 5,6 \text{ k}\Omega$ i $R_1 = 2,4 \text{ k}\Omega$.



Rys. 6.4. Dzielnik napięcia

W celu zminimalizowania wpływu zakłóceń na pomiar położenia zastosowano filtry dolnoprzepustowe MAX7426 o regulowanej częstotliwości odcięcia od 1Hz do 12kHz (rys. 6.5). Układy filtrów zasilane są napięciem stałym 5V.



Rys. 6.5. Układ filtra MAX7426

Częstotliwość odcięcia filtra ustala się za pomocą kondensatora dołączanego do pinu 8 – „CLK” układu i masy. Na podstawie wzorów podanego przez producenta obliczono wartość dodatkowej pojemności $C_{osc} = 175 \text{ pF}$. Odpowiada to częstotliwości granicznej 1kHz:

$$f_{osc}(kHz) = \frac{17,5 \cdot 10^3}{C_{osc}(pF)} \quad (6.1)$$

i

$$f_c(kHz) = \frac{f_{osc}}{100} \quad (6.2)$$

gdzie:

- f_{osc} – częstotliwość oscylatora;
- f_c – częstotliwość graniczna;
- C_{osc} – wartość pojemności dołączonego kondensatora.

Wzmacniacze sygnału sterownika łożysk magnetycznych umożliwiają sterowanie pracą łożyska magnetycznego. Na potrzeby pracy przewidziano wykorzystanie dziesięciu torów wzmacniacza. Każdy wzmacniacz składa się z mostka typu H. Napięcie zasilające wzmacniacz wynosi 12V i jest dostarczone z układu zasilacza. Napięcie sterujące wzmacniacza wynosi 5V. Wzmacniacz jest połączony z płytką dopasowującą za pomocą złącza D-Sub15. Do płytki dopasowującej doprowadzono wszystkie sygnały wystawiane przez wzmacniacz. Sygnały wystawiane przez wzmacniacz są typu otwarty kolektor. Przy takim sposobie wystawiania sygnału nie ma konieczności używania osobnych pinów mikrokontrolera do każdego wzmacniacza osobno. Sygnały o przeciążeniu temperaturowym i prądowym z każdego wzmacniacza zostały podłączone do rezystorów podciągających. Zmiana stanu w dowolnym wzmacniaczu zmienia sygnał na porcie mikrokontrolera. Rozkład pinów złącza przedstawia tabela 6.1.

Tab. 6.1. Opis wyprowadzeń złącza wzmacniacza

Nr wyprowadzenia złącza D-SUB15	Oznaczenie	Opis
1	IN1+	Wejście sterujące dolnym półmostkiem
2	IN1-	Wejście odniesienia dla sygnału sterującego dolnym półmostkiem
3	IN2+	Wejście sterujące górnym półmostkiem
4	IN2-	Wejście odniesienia dla sygnału sterującego górnym półmostkiem
5	!OT	Sygnał zadziałania zabezpieczenia temperaturowego; Sygnał typu otwarty kolektor
6	!OC	Sygnał zadziałania zabezpieczenia prądowego; Sygnał typu otwarty kolektor
7	VCC	Zasilanie układów logicznych po stronie złącza sterowania
8	!RESET	Wejściowy sygnał RESET z układu sterującego; Aktywny stanem niskim
9, 10	DGND	Masa cyfrowych układów sterowania
11, 13, 15	AGND	Masa analogowych układów pomiarowych
12	IOUT	Wyjściowy sygnał prądowy 150 mV/A
14	NC	Nie podłączone

Wzmacniacz umożliwia pomiar prądu płynącego w cewkach. Napięcie na pinie 12 złącza zmienia się proporcjonalnie do prądu płynącego w uzwojeniu cewki. Zmiana napięcia wynosi 150mV/A. W celu zminimalizowania zakłóceń pomiaru prądu w cewkach zastosowa-

no układy MAX7426. Wartości pojemności kondensatorów obliczono na $C_{osc} = 17,5 \text{ pF}$. Odpowiada to częstotliwości granicznej 10kHz.

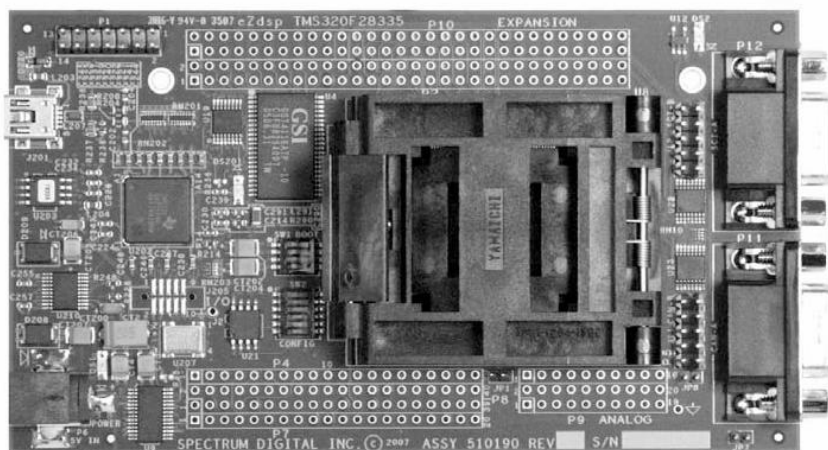
Sterowanie wzmacniaczem polega na podawaniu napięcia na piny IN1+ i IN2+. W zależności od wartości napięcia wzmacniacz podaje napięcie na uzwojenia cewki. Wejścia sterujące zostały dopasowane do napięcia 3,3V. Do odwrócenia sygnału na pinie IN2+ względem IN1+ wykorzystano dwa układy 7404. Jeden układ zawiera sześć bramek AND.

W celu możliwości odcięcia sygnału sterującego z mikrokontrolera od wzmacniacza zastosowano dodatkowo układ buforujący 74LS125. Dzięki niemu sygnał sterujący nie jest podawany na wzmacniacz dopóki nie zostanie podany sygnał aktywujący bufor z mikrokontrolera.

Do sterowania pracą łożyska magnetycznego został wybrany układ Spectrum Digital ezdsp F28335 zawierający procesor TMS320F28335 firmy Texas Instruments. Układ jest programowany w języku C, za pomocą programu Code Composer Studio. Układ ezdsp F28335 posiada:

- 32 bitowy zmiennoprzecinkowy procesor;
- częstotliwość taktowania 150 MHz ;
- 68kB pamięci RAM;
- 512 kB pamięci Flash;
- 16 kanałów 12 bitowy przetwornika A/C;
- 12 kanałów PWM.

Na rys. 6.6 przedstawiono widok płytki zastosowanego układu.



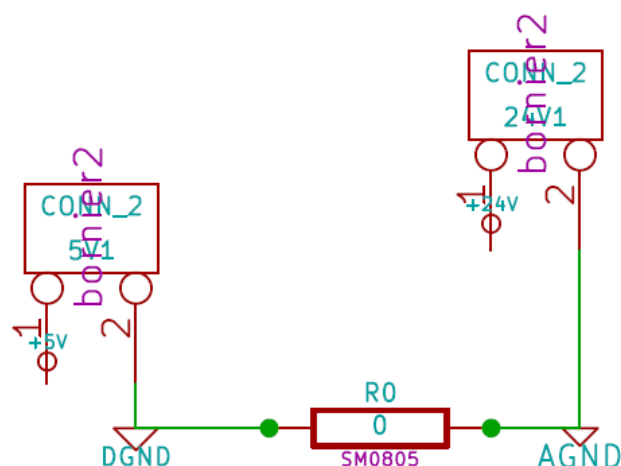
Rys. 6.6. Układ ezdsp F28335 [8]

Komunikacja między komputerem a mikrokontrolerem odbywa się za pomocą złącza USB. Do sterowania pracą łożyska magnetycznego wykorzystano porty P5, P8 i P9 mikrokontrolera. Na porcie P5 i P9 znajdują się przetworniki A/C. Na porcie P8 znajdują się piny wejścia/wyjścia ogólnego przeznaczenia oraz piny z możliwością generowania sygnału PWM.

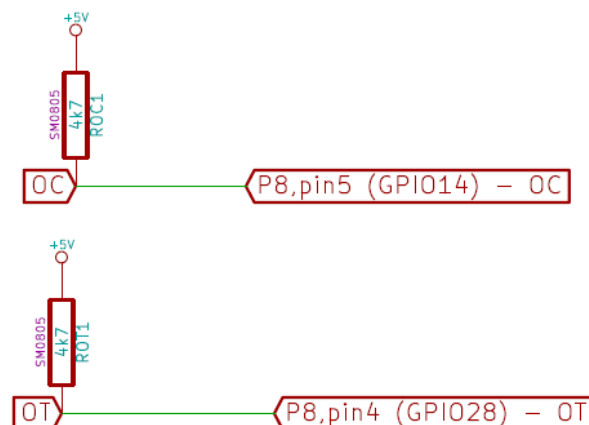
Układ ezdsp F28335 został połączony z płytką dopasowującą za pomocą pinów. Do płytki zostały przylutowane piny żeńskie, natomiast do płytki dopasowującej goldpiny. Projekt płytki dopasowującej wymagał stworzenia symbolu układu ezdsp i jego footprintu.

Tak samo jak w przypadku układu zasilacza, najpierw został opracowany schemat płytki dopasowującej. Ze względu na dużą liczbę elementów i dużą liczbę połączeń płytkę zaprojektowano jako dwuwarstwową. Elementy na płytce zostały zamontowane metodą powierzchniową, tylko niektóre, takie jak gniazda i filtry MAX7426 zostały zamocowane metodą przewlekana. Na płytce dopasowującej znajdują się wszystkie opisane wyżej układy oraz

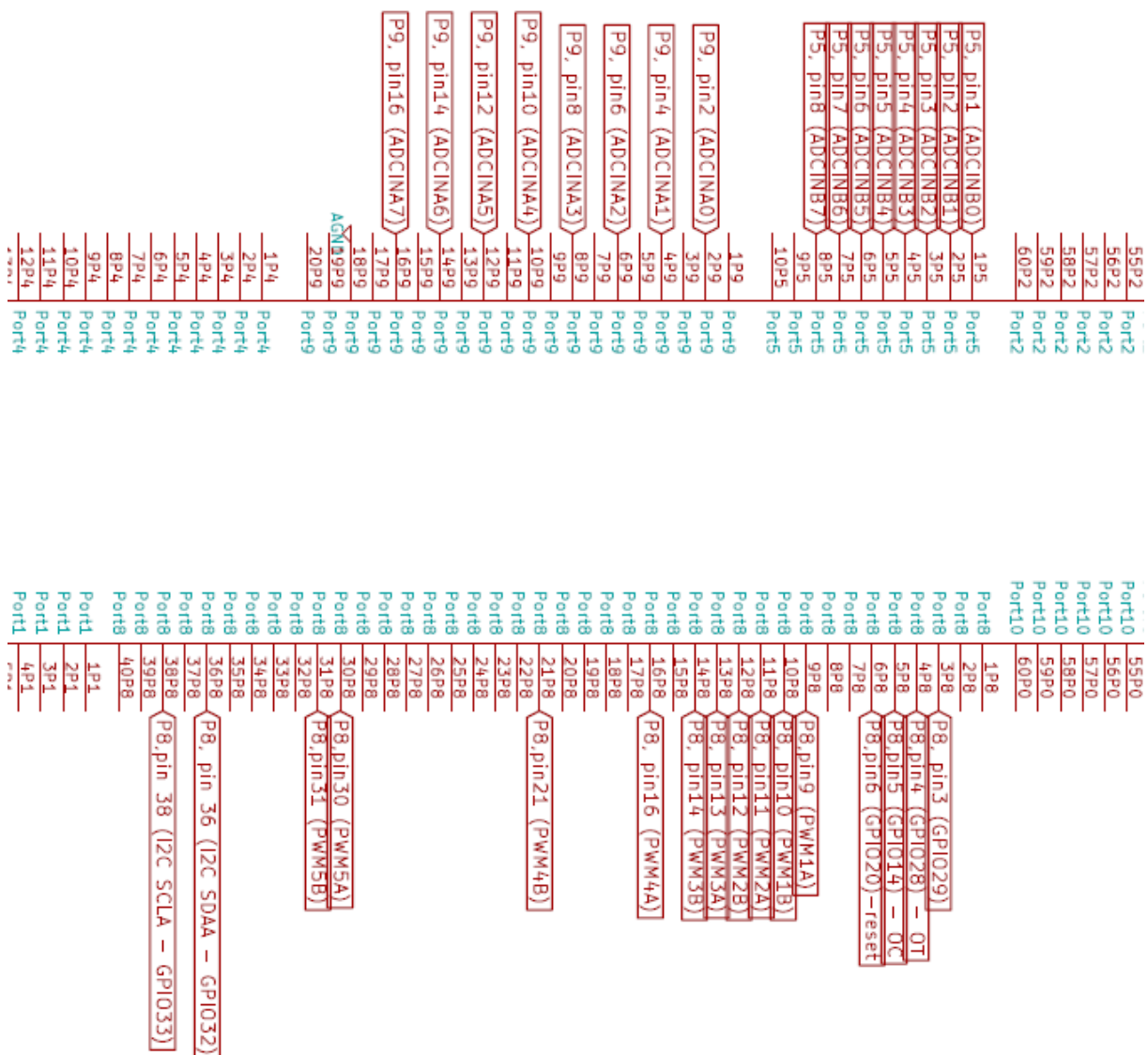
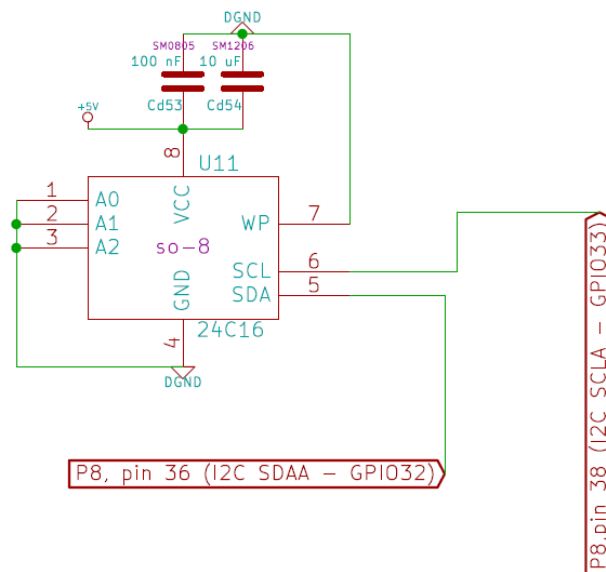
złącza zasilania 5V i 24V. Płytkę posiada sześć 3 torowych listew do podłączenia czujników położenia. Dziesięć portów IDC16 umożliwia połączenie płytki dopasowującej z wzmacniaczami. Na płytce przewidziano również możliwość pomiaru napięcia przedstawiającego prąd w uzwojeniach cewek i napięcia z czujników. W tym celu na płytce wyprowadzono goldpiny połączone z odpowiednim sygnałem. Dodatkowo na płytce dopasowującej znajduje się układ pamięci 24c16 komunikujący się z mikrokontrolerem za pomocą magistrali I²C. Na płytce znajdują się dwie masy: analogowa i cyfrowa. Masa analogowa wykorzystana jest przy modułach pomiaru położenia i pomiaru prądu cewek. Masa cyfrowa wykorzystana jest w układach modulacji szerokości impulsu PWM i w pozostałych układach znajdujących się na płytce. Masy są ze sobą połączone w miejscu, gdzie wchodzi na płytkę, obok listew zaciskowych. Płytką dopasowującą składa się z kilku modułów. Schematy poszczególnych części płytki przedstawiają poniższe rysunki.



Rys. 6.7. Złącza zasilania i połączenie masy cyfrowej z analogową

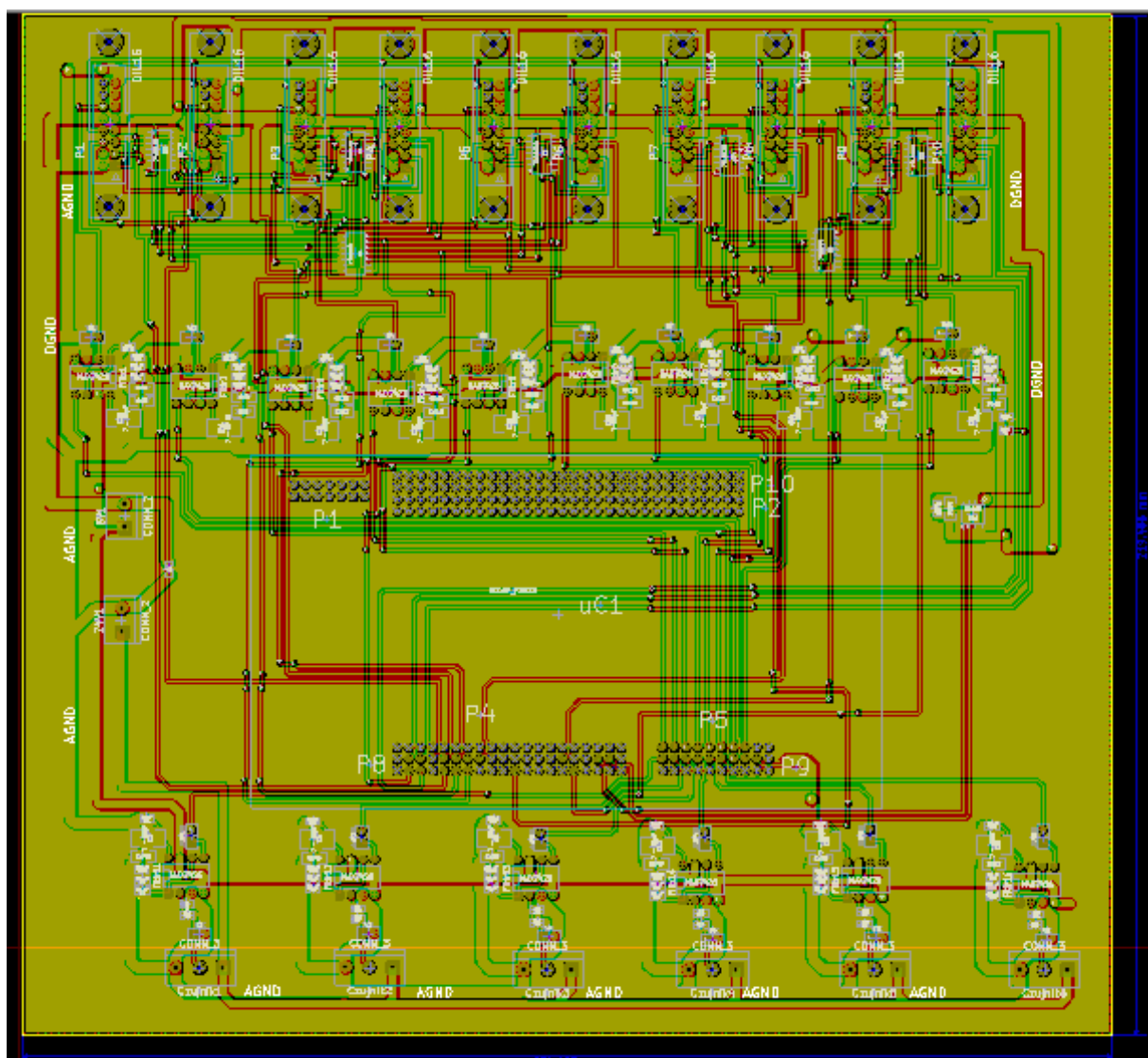


Rys. 6.8. Podłączenie sygnałów przeciążenia prądowego i termicznego przez rezystor podciągający



Stworzona płytki dopasowująca (rys. 6.13) posiada wymiary 234,5mm na 219,5mm. Tak samo jak w przypadku zasilacza niewykorzystane obszary płytki zostały wypełnione miedzią z obu stron, a na płytce zostały nadrukowane opisy elementów.

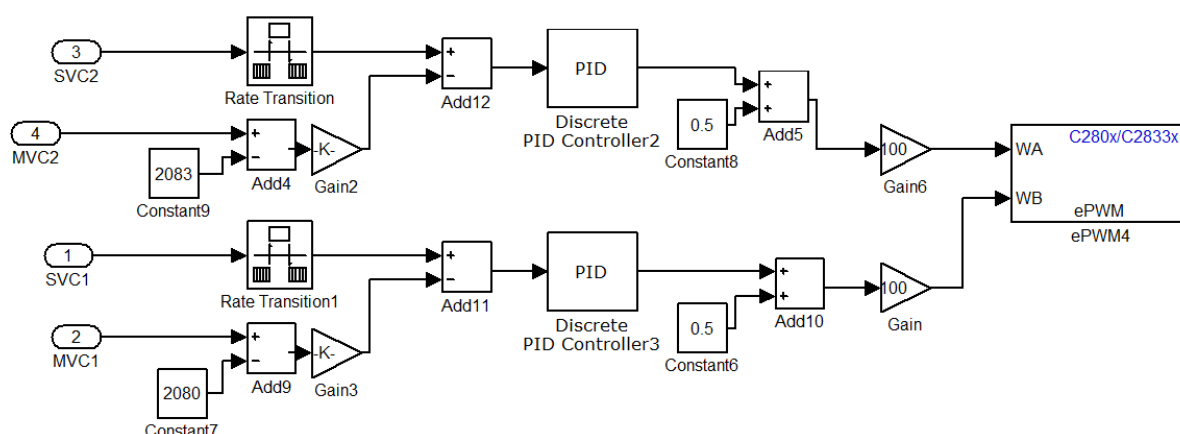
W celu zmniejszenia wpływu zakłóceń na pomiary prądu i położenia przy projektowaniu starano się prowadzić ścieżki z sygnałem PWM po drugiej stronie płytki. Unikano także przecinania się ścieżek z sygnałem pomiarowym. Prześwit ścieżek wynosi 0,254 mm. Szerokość ścieżek zasilających wynosi 1,778 mm, ścieżek z masą 2,54 mm, natomiast ścieżek sygnałowych 0,5mm. Grube ścieżki zapewnią bezproblemowe użytkowanie płytki dopasowującej.



Rys. 6.13. Projekt płytki dopasowującej

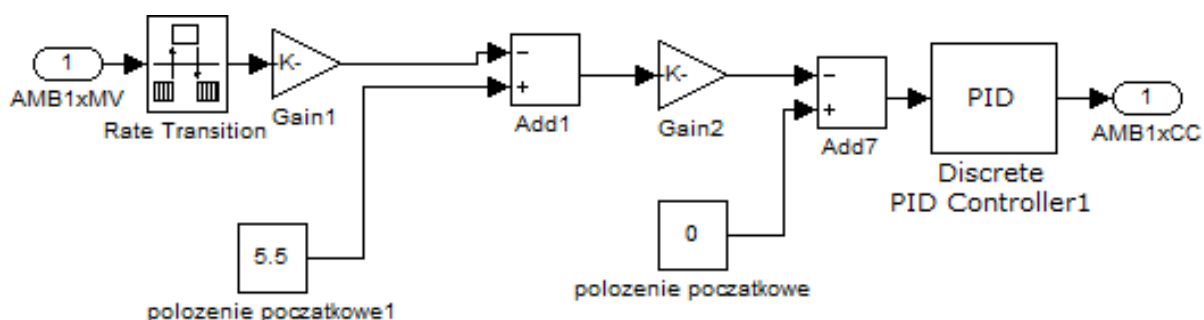
6.2. IMPLEMENTACJA ALGORYTMU UKŁADU STEROWNIA W ŚRODOWISKU MATLAB/SIMULINK

Zadaniem regulatora prądu jest taka regulacja wyjściem PWM mikrokontrolera, aby w uzwojeniach cewek elektromagnesów płynął prąd zależny od wartości zadanej z regulatora położenia. Sprzężenie zwrotne uzyskuje się przez pomiar prądu w uzwojeniach poszczególnych cewek. Regulator powinien zapewniać jak najszybsze osiągnięcie wartości zadanej i gwarantować stabilność pracy. Schemat układu regulacji prądu jednej osi łożyska magnetycznego został przedstawiony na rysunku 6.14. Schemat blokowy został zaprojektowany w programie Matlab/Simulink w sposób umożliwiający implementację na fizycznym układzie, opartym na mikrokontrolerze ezdspf28335. Schemat blokowy jest podczas kompilacji zamieniany na kod w języku C i poprzez środowisko Code Composer Studio przesyłany do mikrokontrolera.



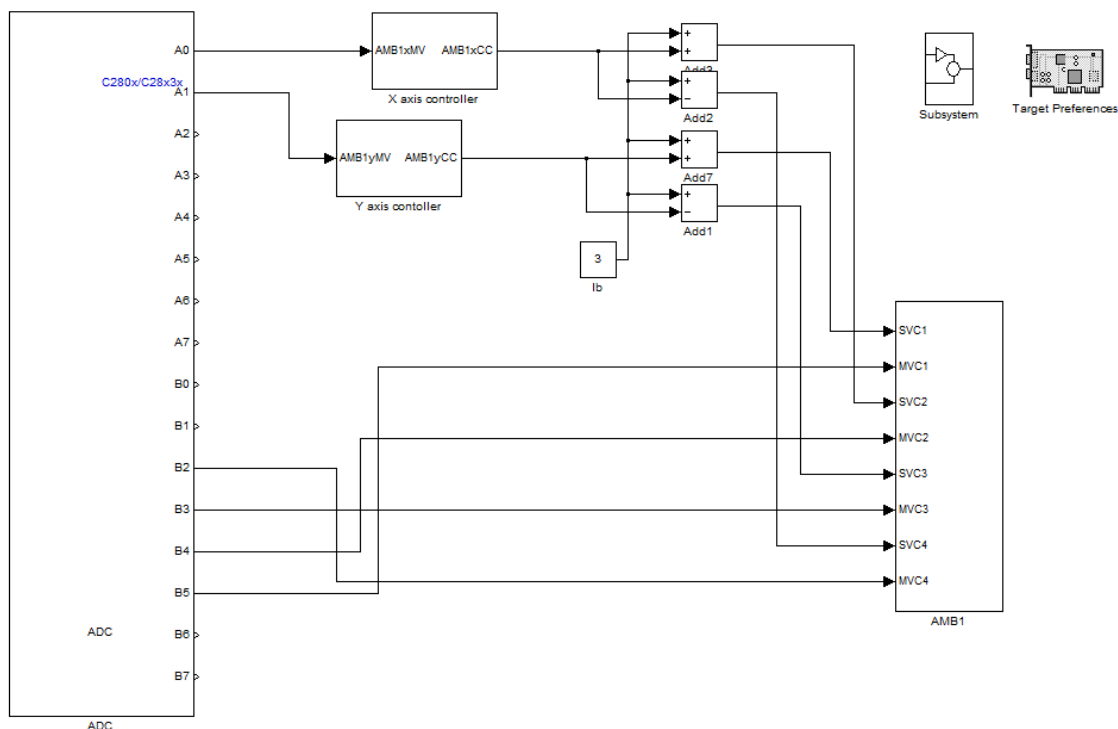
Rys. 6.14. Układ regulacji prądu jednej osi łożyska magnetycznego

Regulator położenia na podstawie sprzężenia zwrotnego z pomiarów z czujników położenia wypracowuje wartość sygnału zadawanego do regulatora prądu. Wartość zadana regulatora położenia to wartość położenia początkowego. Implementację układu regulacji położenia jednej osi w programie Matlab/Simulink przedstawiono na rysunku 6.15.



Rys. 6.15. Układ regulacji położenia jednej osi łożyska magnetycznego

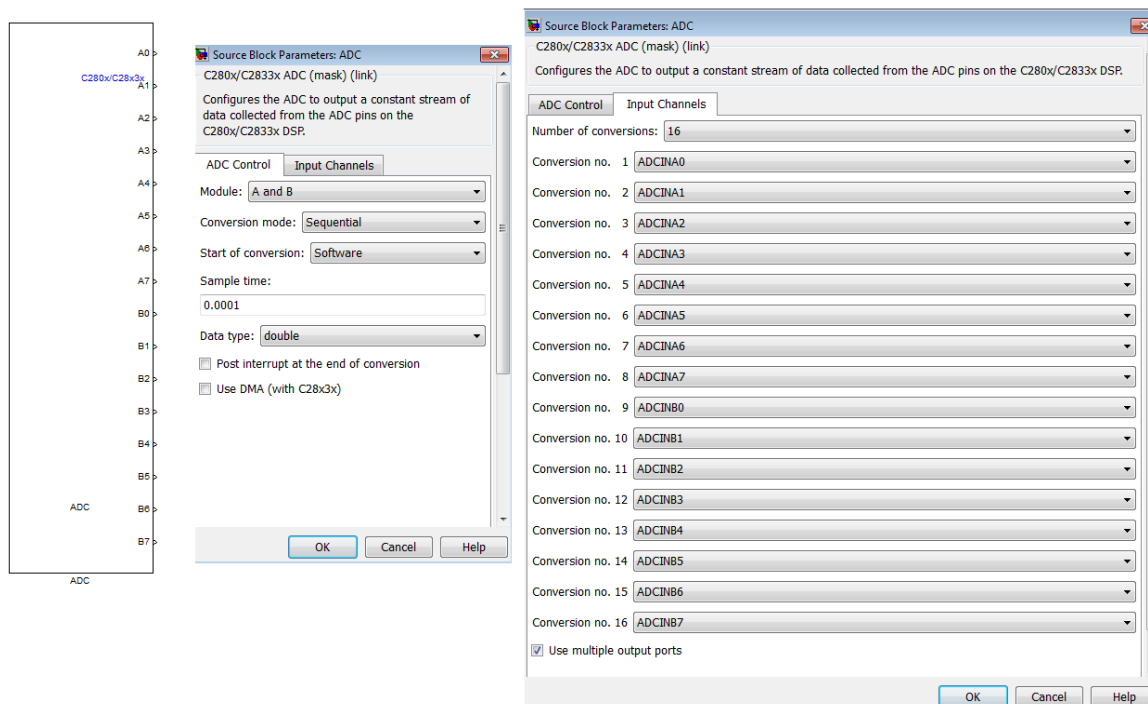
Program sterujący pracą łożyska magnetycznego składa się z kilku części. Regulator prądu i regulator położenia zostały opisane. Dodatkowo w programie sterującym znajduje się blok odczytujący stan wejść analogowych i połączenia pomiędzy regulatorami. Całość przedstawiono na rysunku 6.16



Rys.6.16. Program sterujący pracą łożyska magnetycznego

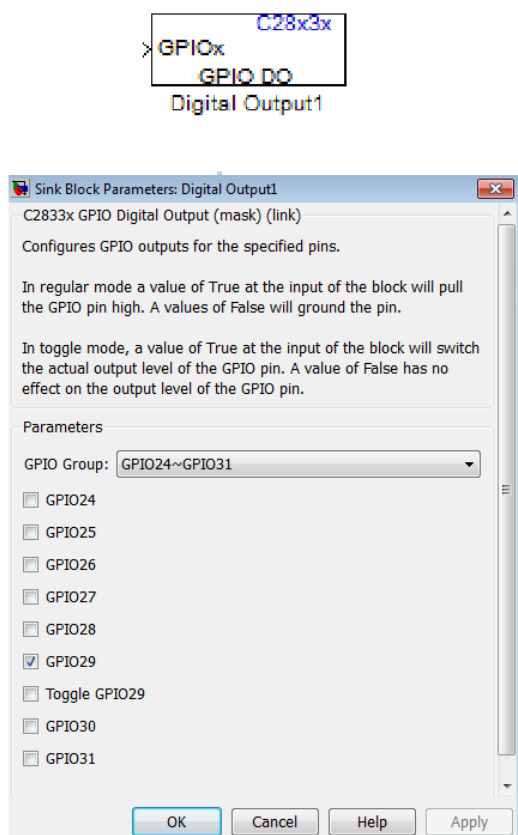
W programie wykorzystano standardowo dostępne bloki funkcyjne, które realizują podstawowe funkcje. Blokami funkcyjnymi, które nie są często wykorzystywane w tworzeniu modeli w Simulinku są:

- Blok przetwornika analogowo – cyfrowego, który umożliwia pobieranie danych z wejść analogowych mikrokontrolera. Blok przetwornika i jego konfigurację przedstawia rysunek 6.17.



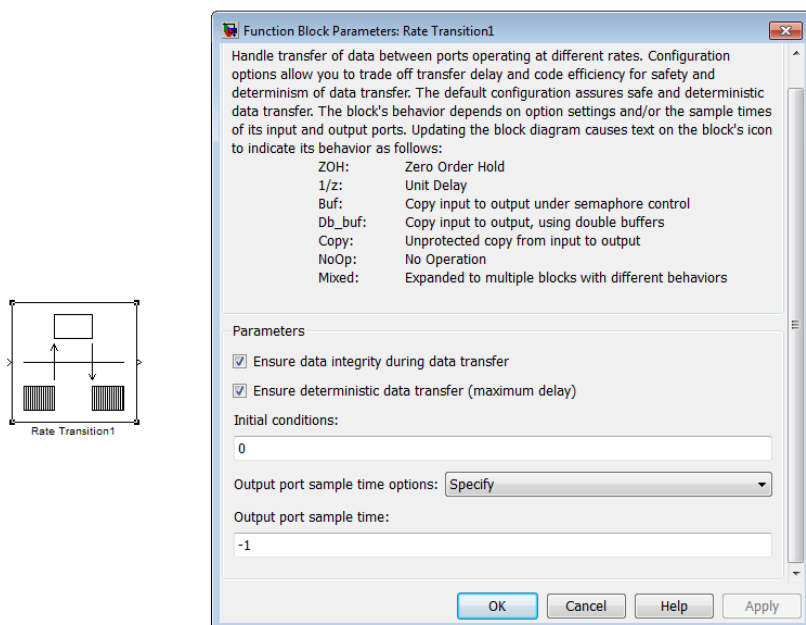
Rys.6.17. Konfiguracja bloku przetwornika analogowo – cyfrowego

- Blok wejścia / wyjścia cyfrowego - umożliwia sterowanie poszczególnymi pinami mikrokontrolera. W konfiguracji bloczka należy wybrać odpowiedni port mikrokontrolera. Konfiguracja wyjścia cyfrowego w Simulinku została przedstawiona na rysunku 6.18.



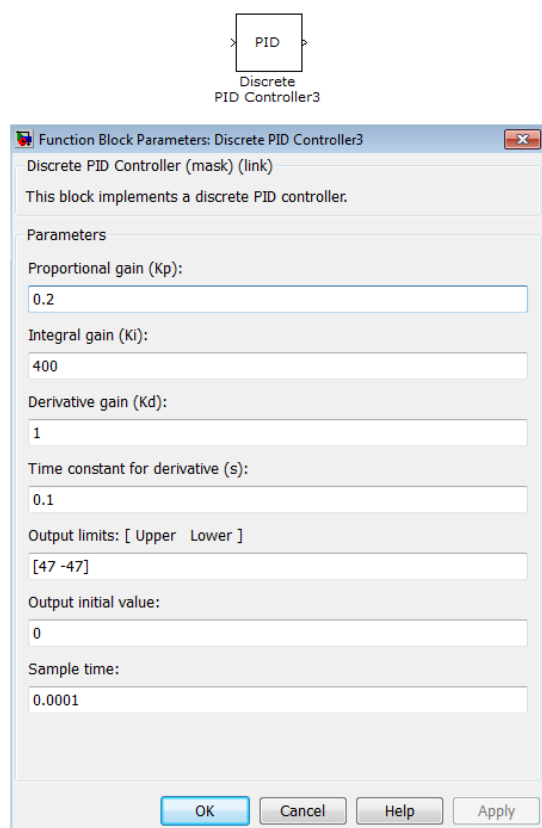
Rys. 6.18. Konfiguracja wyjścia cyfrowego mikrokontrolera

- Blok „Rate Transition” - umożliwia połączenie ze sobą bloków, które mają różną częstotliwość próbkowania.



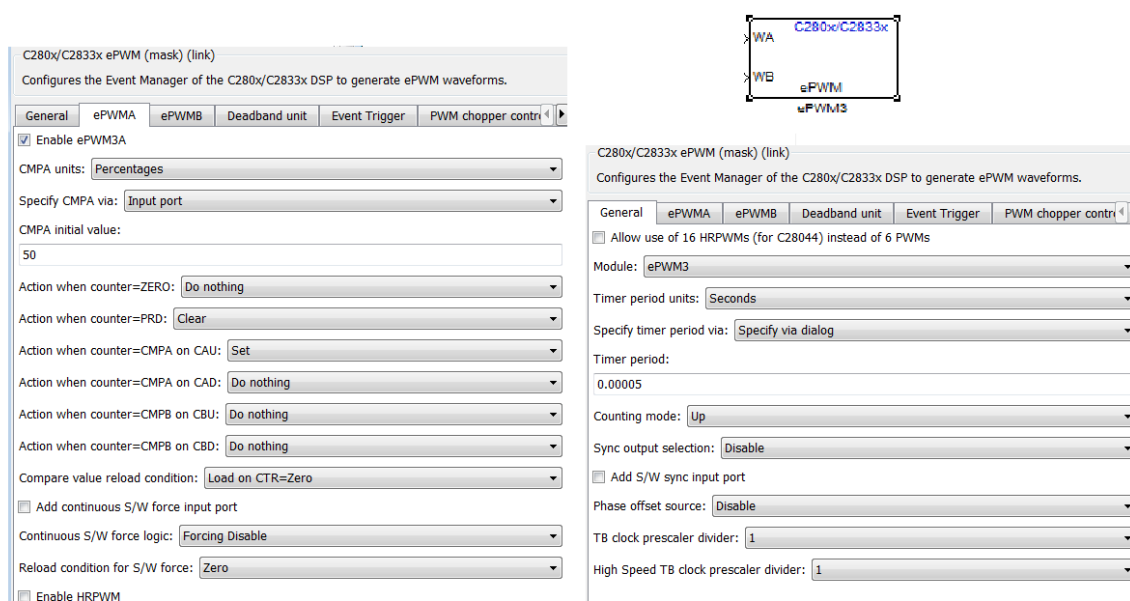
Rys. 6.19. Konfiguracja bloku „Rate Transition”

- Blok regulatora PID - spełnia zadanie regulatora. Konfiguracja blozka regulatora PID została przedstawiona na rysunku 6.20.



Rys. 6.20. Konfiguracja bloku regulatora PID

- Blok wyjść PWM - automatycznie moduluje przebieg szerokości impulsów. Konfiguracja blozów wyjść PWM została przedstawiona na rysunku 6.21.



Rys. 6.21. Konfiguracja bloku wyjść PWM

6.3. ANALIZA PRACY UKŁADU STEROWANIA ŁOŻYSKIEM MAGNETYCZNYM

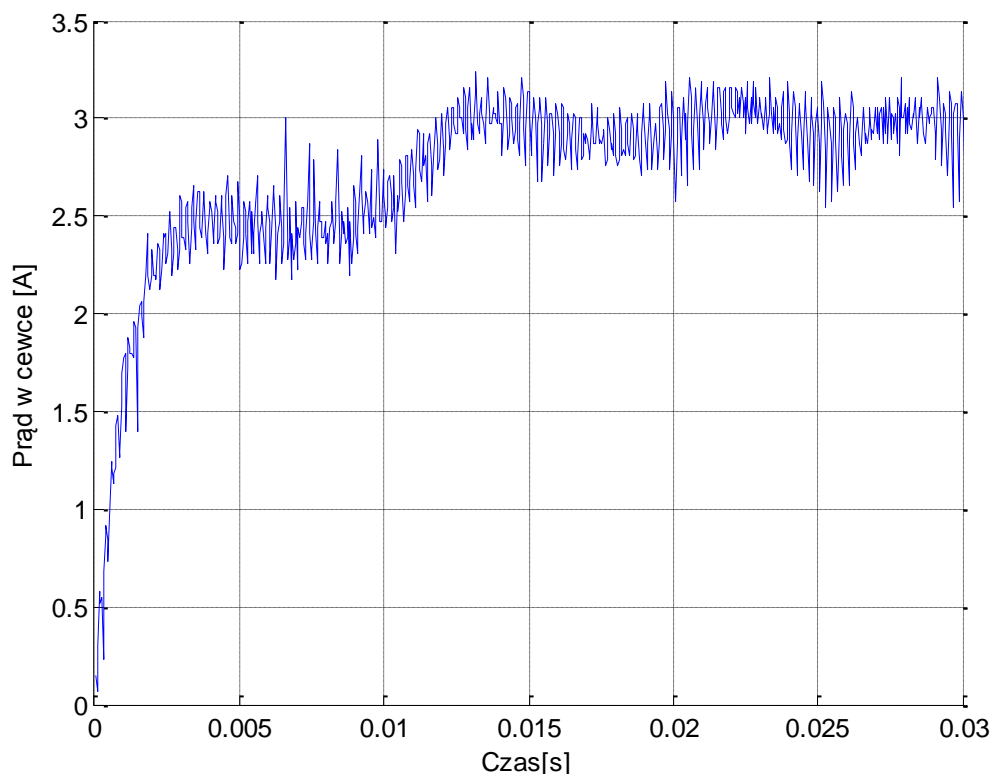
Przedstawione w punkcie 4 i 5 nastawy regulatorów zostały sprawdzone również na istniejącym układzie łożyska magnetycznego. Wykonano w Simulinku układy regulacji prądu, takie jak na rysunku 6.1, oraz układy regulacji położenia, takie jak na rysunku 6.2. Za pomocą pakietu Embedded Coder został następnie wygenerowany kod w języku C odpowiadający wykonanym układom. Na oscyloskopie zbadano przebiegi prądu w cewkach dla sygnału prostokątnego. Wymuszono prąd cewki 3A, co odpowiada skoku wymuszonemu w modelu układu, wykonanemu w „Simulinku”. Zbadano także regulator położenia poprzez pomiar przemieszczenia osi wału łożyska przy załączeniu. Odpowiada to podniesieniu wału o 0,2 mm, co zostało zamodelowane w „Simulinku”.

6.3.1. REGULATOR PRĄDU

Nastawy regulatora prądu zostały obliczone w punkcie 4. Regulator prądu jest regulatorem typu PI. Obliczone wartości zostały zaimplementowane w układzie fizycznym. Poniżej zamieszczono wyniki badań rzeczywistego układu łożyska magnetycznego opartego na mikrokontrolerze ezdsp f28335.

a) Regulator PI z nastawami obliczonymi metodą bezpośrednią.

Pierwsze nastawy regulatora prądu zostały obliczone najprostszą metodą – bezpośrednią. Odpowiedź rzeczywistego układu regulacji prądu została przedstawiona na rysunku 6.22.



Rys. 6.22. Przebieg prądu w cewce (nastawy z metody bezpośredniej)

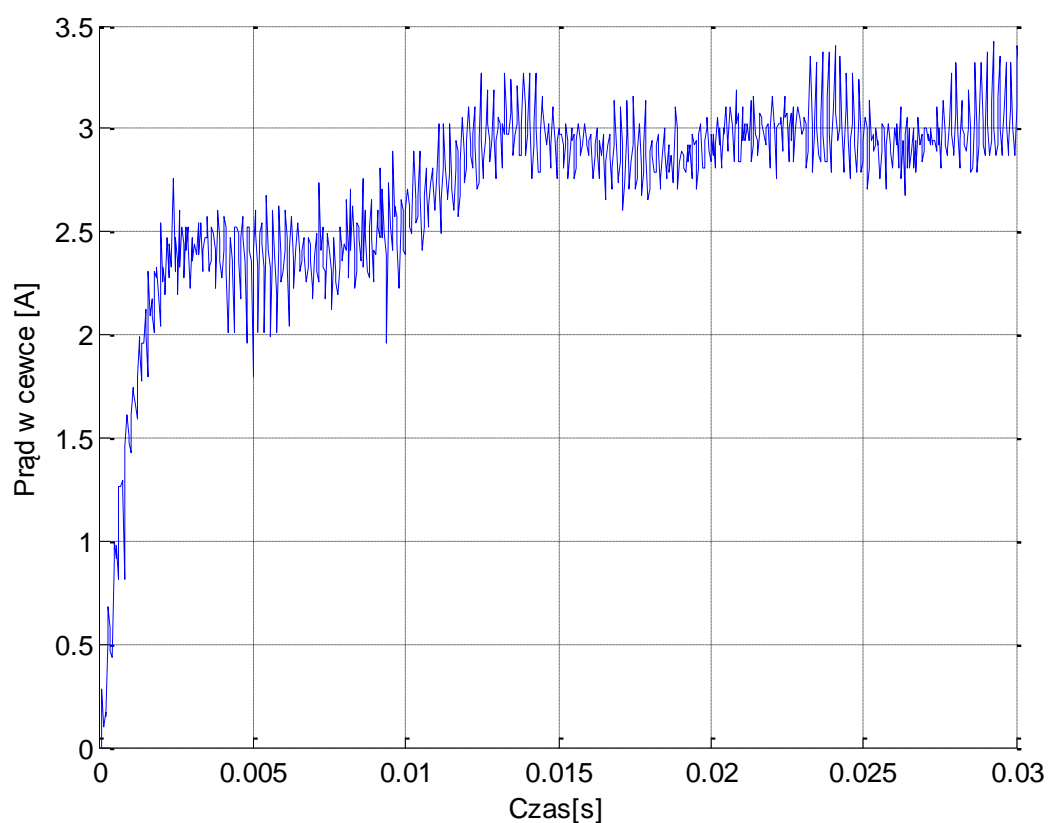
Na podstawie odpowiedzi układu na przebieg wymuszający opracowano wskaźniki oceny jakości regulacji. Zostały one przedstawione w tabeli 6.2.

Tab. 6.2. Wskaźniki jakości regulacji

Wskaźnik jakości regulacji	Wartość
Czas regulacji	0,0110 s
Czas narastania $t_{90\%}$	0,0090 s
Czas narastania $t_{10\%}$	0,0001 s
Przeregulowanie	6%

b) Regulator PI z nastawami wyznaczonymi przez funkcję „Signal Constraint”.

Nastawy wypracowane w „Simulinku” dla regulatora prądu dały odpowiedź układu na wymuszenie jak na rysunku 6.23.



Rys. 6.23. Przebieg prądu w cewce z nastawami wyznaczonymi za pomocą bloku „Signal Constraint”

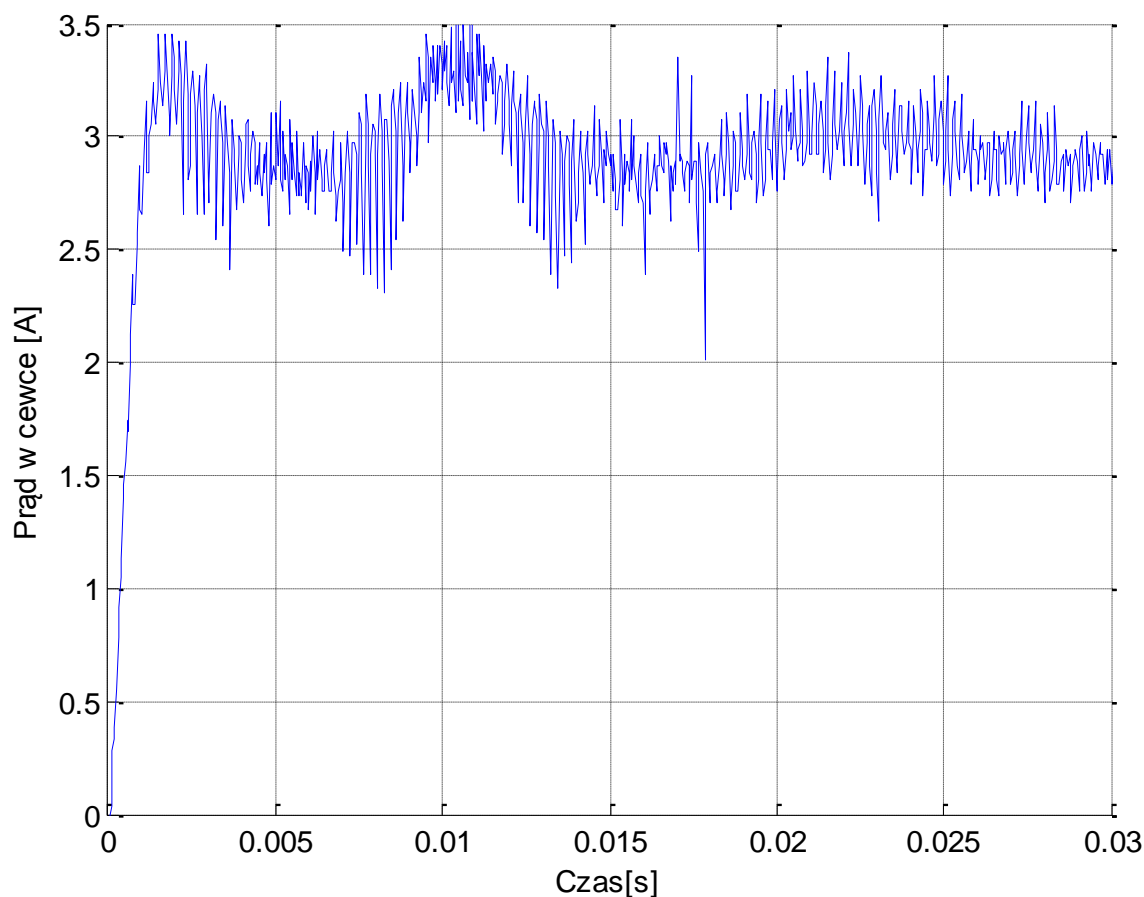
Na podstawie odpowiedzi układu na przebieg wymuszający opracowano wskaźniki oceny jakości regulacji. Zostały one przedstawione w tabeli 6.3.

Tab. 6.3. Wskaźniki jakości regulacji.

Wskaźnik jakości regulacji	Wartość
Czas regulacji	0,0100 s
Czas narastania $t_{90\%}$	0,0090 s
Czas narastania $t_{10\%}$	0,0002 s
Przeregulowanie	8,6 %

c) Regulator PI z nastawami obliczonymi metodą lokowania biegunów.

Przebieg prądu w cewce elektromagnesu jest pokazany na rysunku 6.24.



Rys. 6.24. Przebieg prądu w cewce (nastawy z metody lokowania biegunów)

Na podstawie odpowiedzi układu na przebieg wymuszający opracowano wskaźniki oceny jakości regulacji. Zostały one przedstawione w tabeli 6.4.

Tab. 6.4. Wskaźniki jakości regulacji.

Wskaźnik jakości regulacji	Wartość
Czas regulacji	0,0010 s
Czas narastania $t_{90\%}$	0,0009 s
Czas narastania $t_{10\%}$	0,0001 s
Przeregulowanie	18,3 %

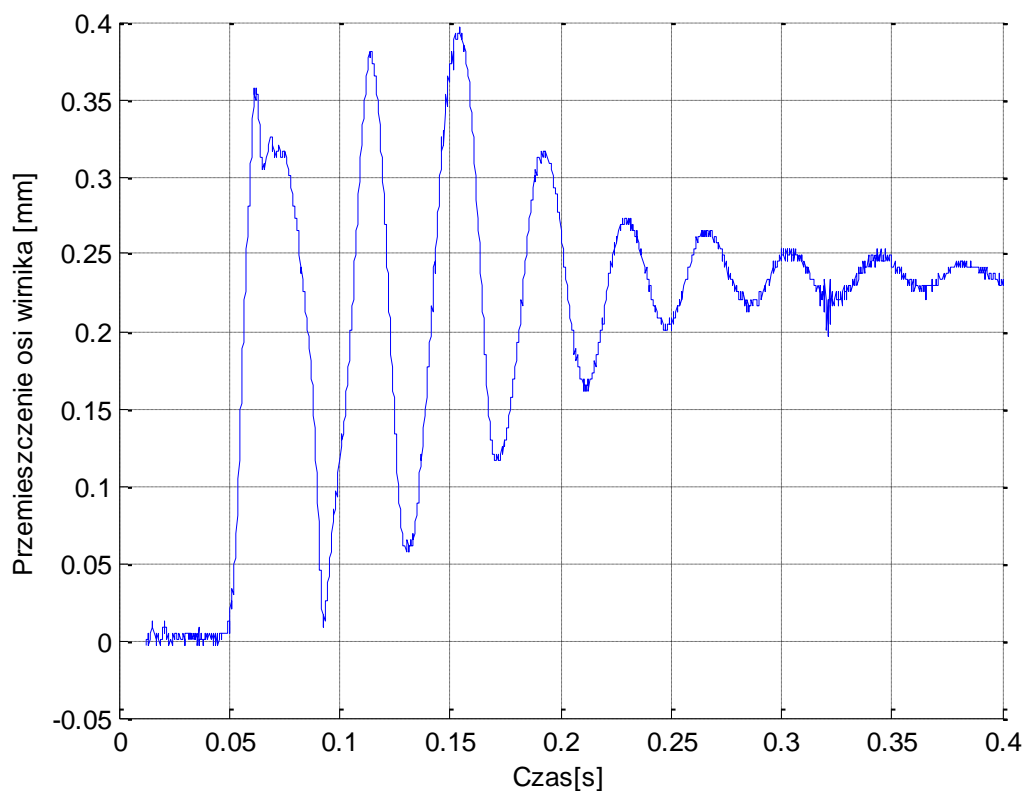
6.3.2. REGULATOR POŁOŻENIA

W punkcie piątym zasymulowano działanie regulatora położenia. Poniżej przedstawiono działanie rzeczywistego układu z nastawami dobranymi w punkcie piątym. Regulator położenia jest regulatorem typu PID.

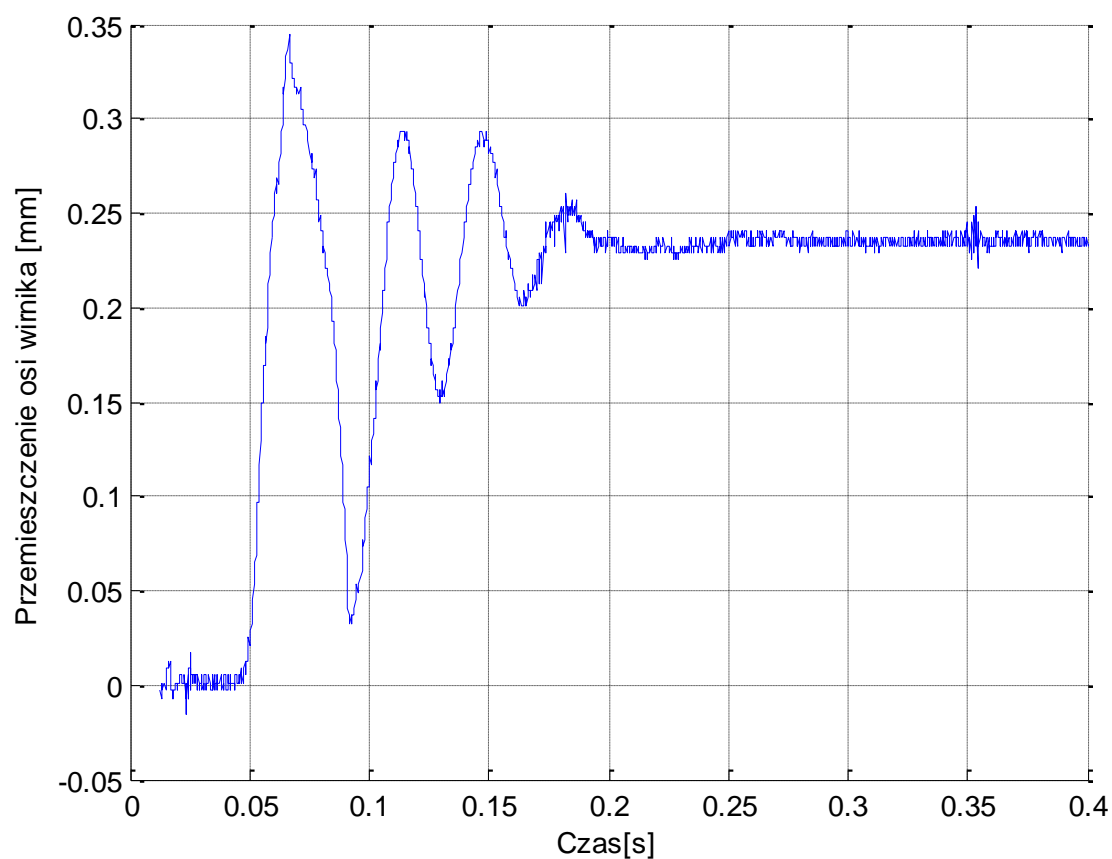
a) Regulator położenia z nastawami obliczonymi metodami Zieglera - Nicholasa

Przemieszczenie osi wirnika z układzie z regulatorem, z nastawami obliczonymi metodami Zieglera - Nicholasa zostało przedstawione na rys. 6.25a (metoda standardowa) i 6.25b (metoda Pessena).

a) Metoda standardowa



b) Metoda Pessena



Rys. 6.25. Przemieszczenie osi wirnika (regulator z nastawami obliczonymi a) metodą standardową Zieglera – Nicholisa, b) metodą Pessena)

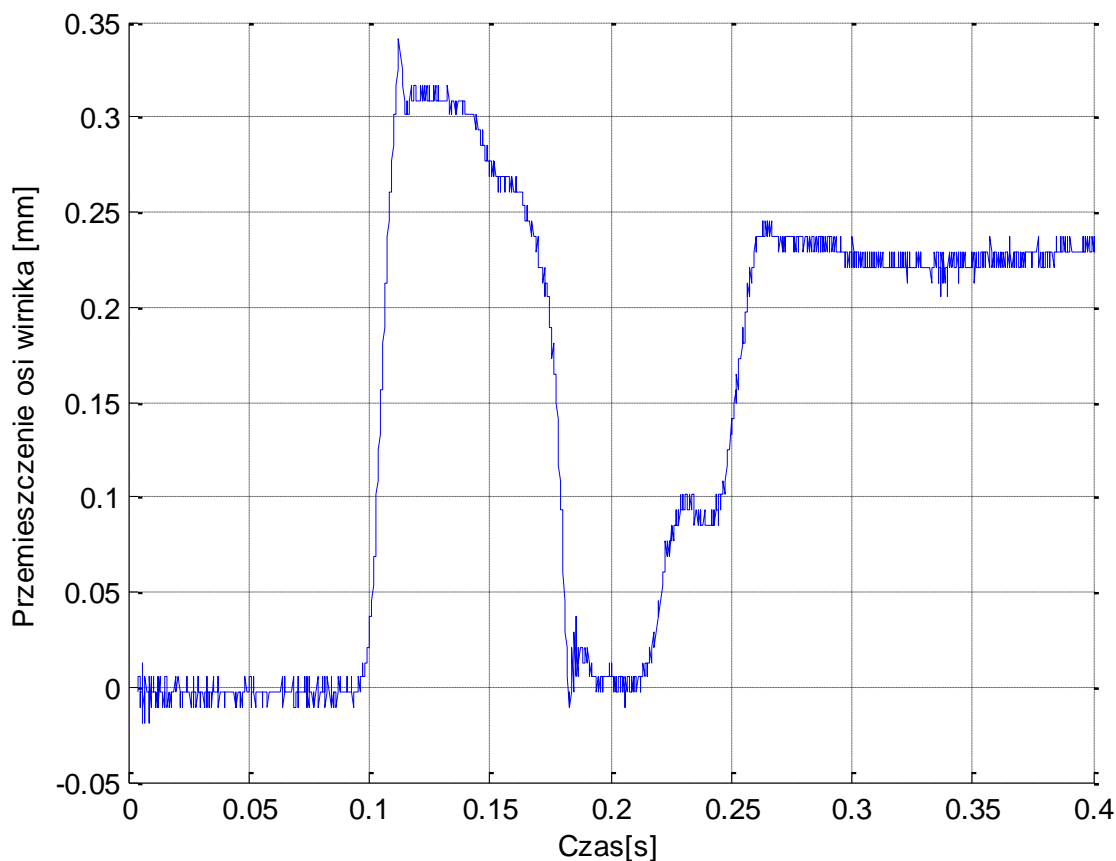
Na podstawie odpowiedzi układu na przebieg wymuszający opracowano wskaźniki oceny jakości regulacji. Zostały one przedstawione w tabelach 6.5a i 6.5b.

Tab. 6.5. Wskaźniki jakości regulacji dla metody standardowej oraz Pessena

Wskaźnik jakości regulacji	Metoda standardowa	Metoda Pessena
Czas regulacji	0,3000 s	0,1400s
Czas narastania $t_{90\%}$	0,0050 s	0,0080 s
Czas narastania $t_{10\%}$	0,0005 s	0,0005 s
Przeregulowanie	60 %	65 %

b) Regulator położenia z nastawami wyznaczonymi funkcją „Signal Constarint”

Przemieszczenie osi wirnika z układzie z regulatorem, z nastawami wyznaczonymi funkcją „Signal Consraint” zostało przedstawione na rysunku 6.26.



Rys. 6.26. Przemieszczenie osi wirnika (regulator z nastawami z funkcji „Signal Consraint”)

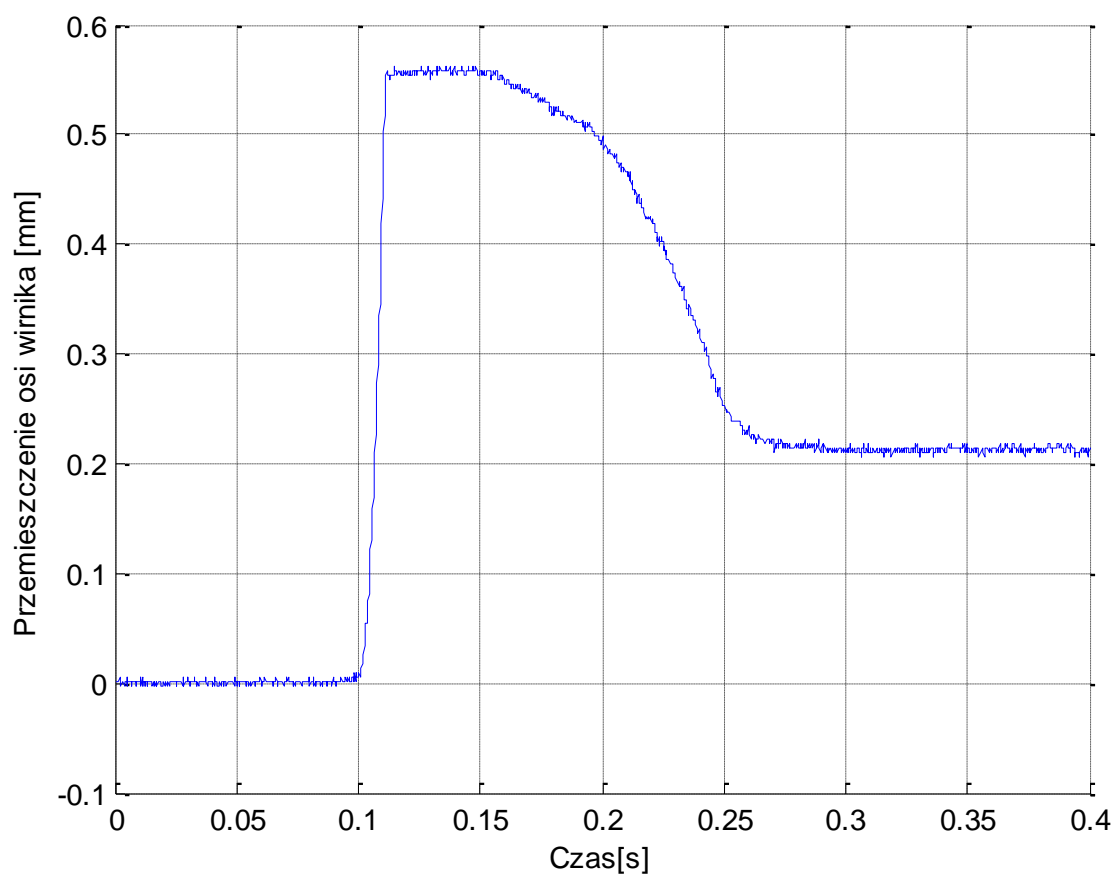
Na podstawie odpowiedzi układu na przebieg wymuszający opracowano wskaźniki oceny jakości regulacji. Zostały one przedstawione w tabeli 6.6.

Tab. 6.6. Wskaźniki jakości regulacji

Wskaźnik jakości regulacji	Wartość
Czas regulacji	0,1500s
Czas narastania $t_{90\%}$	0,0010s
Czas narastania $t_{10\%}$	0,0002s
Przeregulowanie	100%

c) Regulator położenia z nastawami obliczonymi metoda lokowania biegunów.

Przemieszczenie osi wirnika z układzie z regulatorem, z nastawami obliczonymi metodą lokowania biegunów zostało przedstawione na rysunku 6.27.



Rys. 6.27. Przemieszczenie osi wirnika (regulator z nastawami z metody lokowania biegunów)

Na podstawie odpowiedzi układu na przebieg wymuszający opracowano wskaźniki oceny jakości regulacji. Zostały one przedstawione w tabeli 6.7.

Tab. 6.7. Wskaźniki jakości regulacji

Wskaźnik jakości regulacji	Wartość
Czas regulacji	0,1500 s
Czas narastania $t_{90\%}$	0,0060 s
Czas narastania $t_{10\%}$	0,0017s
Przeregulowanie	175 %

6.3.3. PODSUMOWANIE DZIAŁANIA REGULATORÓW NA UKŁADZIE RZECZYWISTYM

Porównując działanie regulatora prądu, w każdej z metod wystąpiły przeregulowania, największe zauważono w metodzie lokowania biegunów, są one o około 10 punktów procentowych większe, niż w przypadku pozostałych metod. Najdłuższy czas regulacji występuje w przypadku metody bezpośredniej i jest o 0,001s dłuższy, niż w przypadku metody Signal Constraint. Najszybszy czas regulacji oraz narastania zapewnia metoda lokowania biegunów, czas ten w obu przypadkach jest dziesięciokrotnie krótszy. Zestawienie wskaźników jakości regulacji dla regulatora prądu w układzie rzeczywistym przedstawiono w tabeli 6.8.

Tabela 6.8. Zestawienie wskaźników jakości regulacji dla regulatora prądu w układzie rzeczywistym

Wskaźnik jakości regulacji	Metoda bezpośrednia	Metoda Signal Constraint	Metoda lokowanie
Czas regulacji	0,0110 s	0,0100 s	0,0010 s
Czas narastania $t_{90\%}$	0,0090 s	0,0090 s	0,0009 s
Czas narastania $t_{10\%}$	0,0001 s	0,0002 s	0,0001 s
Przeregulowanie	6%	8,60%	18,30%

Dla regulatora położenia największe przeregulowanie wystąpiło w przypadku doboru nastaw metodą lokowania biegunów, a najmniejsze w przypadku metody Zieglera-Nicholsa. W przypadku doboru nastaw metodą Zieglera – Nicholasa, czas regulacji jest dwukrotnie dłuższy niż w przypadku pozostałych metod. Najkrótszy czas narastania określono dla metody Signal Constraint. Metoda Pessena, Signal Constraint oraz lokowania biegunów cechuje niewielka różnica, a dobór metody uzależniony jest od żądanego kryterium. Zestawienie wskaźników jakości regulacji zamieszczono w tabeli 6.9.

Tabela 6.9. Zestawienie wskaźników jakości regulacji dla regulatora położenia w układzie rzeczywistym

Wskaźnik jakości regulacji	Metoda Zieglera-Nicholsa	Metoda Pessena	Metoda Signal Constraint	Metoda lokowania biegunów
Czas regulacji	0,3000 s	0,1400s	0,1500s	0,1500 s
Czas narastania $t_{90\%}$	0,0050 s	0,0080 s	0,0010s	0,0060 s
Czas narastania $t_{10\%}$	0,0005 s	0,0005 s	0,0002s	0,0017s
Przeregulowanie	60%	65%	100%	175%

7. WNIOSKI

Wszystkie cele i założenia pracy zostały zrealizowane. Podczas realizacji celów i założeń opisanych w punkcie pierwszym pracy dyplomowej nie napotkano żadnych problemów. Obliczono poszczególne nastawy regulatora prądu i położenia za pomocą trzech różnych metod. Wykonano symulację łożyska magnetycznego w środowisku Matlab/Simulink dla obliczonych nastaw regulatorów prądu i położenia.

Do sterowania fizycznym układem łożyska magnetycznego wykorzystano mikrokontroler ezdsp f28335. Układ ten może być programowany za pomocą środowiska Matlab/Simulink, po wcześniejszej integracji tego środowiska z środowiskiem programistycznym Code Composer Studio. Zaprojektowano i wykonano układ elektroniczny zasilacza układów sterujących pracą łożyska magnetycznego i płytkę dopasowującą, która pozwala na komunikację pomiędzy osprzętem łożyska magnetycznego i mikrokontrolerem. Oba układy zostały sprawdzone i działają zgodnie z założeniami i oczekiwaniami pracy dyplomowej. Zostały one wykorzystane w pracy do sterowania łożyskiem magnetycznym.

Fizyczny układ łożyska magnetycznego został uruchomiony. Na rzeczywistym obiekcie zostały zaimplementowane regulatory z wcześniej obliczonymi nastawami. Łożysko magnetyczne działa poprawnie z wszystkimi nastawami. Działanie regulatorów zostało porównane za pomocą wskaźników jakości regulacji.

Wykonanie pracy magisterskiej pozwoliło na zapoznanie się z łożyskami magnetycznymi oraz sposobami ich regulacji. Zapoznano się również ze sposobami doboru nastaw regulatorów PID. Opracowanie i wykonanie części elektronicznej pracy magisterskiej poszerzyło i ugruntowało wiedzę dotyczącą zasad projektowania i tworzenia układów elektronicznych. Dzięki wykorzystaniu Matlabu poznano możliwości pakietu.

Dobierając nastawy regulatora prądu, oraz porównując wyniki symulacji odpowiedzi na skok jednostkowy wykazano w punkcie czwartym, iż najlepszą z przedstawionych metod jest metoda bezpośredniego doboru nastaw regulatora. Charakteryzuje się ona zdecydowanie najszybszym czasem regulacji oraz nie występują przeregulowania. W przypadku pozostałych metod, metoda lokowania biegunów cechuje się krótszym czasem regulacji, jednakże występuje przeregulowanie przekraczające 10% wartości zadanej, co może powodować niepożądane skutki. Z kolei metoda „Signal Constraint” nie posiada przeregulowań, aczkolwiek czas regulacji jest dłuższy niż w przypadku dwóch wyżej opisanych metod. Wszystkie układy, z nastawami dobranymi wyżej opisanymi metodami, są stabilne. Na układzie fizycznym najlepsze rezultaty dała metoda lokowania biegunów. Czas regulacji był zdecydowanie najkrótszy, a przeregulowanie nie wpływa negatywnie na stabilność i pracę układu. Metoda bezpośrednia i „Signal Constraint” dały prawie identyczne wyniki. Biorąc pod uwagę wyżej wypisane wnioski metodą pierwszego wyboru jest metoda lokowania biegunów.

W przypadku doboru nastaw regulatora położenia porównując wyniki symulacji odpowiedzi na skok jednostkowy wykazano w punkcie piątym, że teoretycznie najlepszą z przedstawionych metod jest zmodyfikowana metoda Zieglera – Nicholasa – metoda Passena, która charakteryzuje się najszybszym czasem regulacji oraz najmniejszym przeregulowaniem. Pozostałe metody cechuje podobny czas regulacji. Weryfikacja nastaw regulatorów na fizycznym układzie łożyska magnetycznego wykazała, że najlepszą metodą doboru nastaw okazała się metoda lokowania biegunów. Pomimo największego przeregulowania łożysko jest stabilne, a czas regulacji najkrótszy. Najgorszą metodą okazała się standardowa metoda Zieglera – Nicholasa ze względu na najdłuższy czas regulacji. Metoda Passena i „Signal Constraint” dały

porównywalne efekty. Analizując działanie fizycznego układu łożyska magnetycznego można wywnioskować, że metoda lokowania biegunów jest metodą pierwszego wyboru. Wszystkie układy z nastawami dobranymi za pomocą metod opisanych powyżej są stabilne.

LITERATURA:

- [1] WAJNERT D.: Charakterystyki pracy łożyska magnetycznego z uwzględnieniem jego układu regulacji, praca doktorska, Opole, 2011.
- [2] PIŁAT A.: Sterowane łożysko magnetyczne, <http://www.utrzymanieruchu.pl/menu-gorne/artukul/article/sterowane-lozysko-magnetyczne/> (stan na 09.05.2016r.).
- [3] MYSTKOWSKI A.: Sterowanie odporne drganiami wirnika łożyskowanego magnetycznie, Akademia Górniczo – Hutnicza w Krakowie, praca doktorska, Kraków, 2007.
- [4] TOEWS M.: Digital representation of an analog time-series sampled at a fixed sample rate, https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Analog_digital_series.svg (stan na 15.11.2015r.).
- [5] Kwantyzacja sygnału analogowego, [https://pl.wikipedia.org/wiki/Kwantyzacja_\(technika\)](https://pl.wikipedia.org/wiki/Kwantyzacja_(technika)) (stan na 09.05.2016r.).
- [6] Modulacja szerokością impulsów. <http://arduino-ok.pl/?p=1706> (stan na 09.05.2016r.).
- [7] Regulator PID. https://pl.wikipedia.org/wiki/Regulator_PID (stan na 09.05.2016r.).
- [8] Pióro B, Pióro M.: Podstawy elektroniki część II. Warszawa 1999r.
- [9] eZdsp F28335 Technical Reference, Spectrum Digital 2007r
- [10] Matlab Documentation <http://www.mathworks.com/help/matlab/> (stan na 09.05.2016r.).
- [11] Microstar Laboratories, Ziegler Nichols Tuning Rules for PID. www.mstarlabs.com/control/znrule (stan na 09.05.2016r.).
- [12] Badanie własności układu regulacji z regulatorem PID, Materiały dydaktyczne Politechniki Białostockiej, Wydział Elektryczny, Katedra Automatyki i Elektroniki, <http://we.pb.edu.pl/~kaie/kaie-md/PA12EDsem34.htm> (stan na 09.05.2016r.).
- [13] Arredondo I., Jugo J.: Stability Analysis and Robust Control Design on an AMB System, Proceedings of the 46th IEEE Conference on Decision and Control, December 12-14, 2007, New Orleans, USA, pp. 2199-2204.

- [14] Polajžer B., Ritonja J., Štumberger G., Dolinar D., Lecointe J.-P.: Decentralized PI/PD Position Control for Active Magnetic Bearings, *Electrical Engineering*, Vol. 89, No. 1, 2005, pp. 53-59.
- [15] Shen J.-Ch.: H_∞ and Sliding Mode Control of Magnetic Levitation System, *Asian Journal of Control*, Vol. 4, No. 3, September 2002, pp. 333-340.
- [16] Wang D., Changsheng Z., Ming T., Bin Z.: The Effect of Controllers on the Dynamic Behaviour of a Rotor Supported on Active Magnetic Bearings, *Proceedings of the International Conference on Electrical and Control Engineering 2010*, June 25-27, 2010, Wuhan, China, pp. 2336-2339.
- [17] Hjalmarsson H., Gunnarsson S., Gevers M. Model - free tuning of a robust regulator for a flexible transmission system. *European Journal of Control* 1 (2), 1995, 148 - 156.
- [18] Mantz R. J., Tacconi E. J. Complementary rules to Ziegler and Nichols' rules for regulating and tracking controller. *International Journal of Control*, 49(5), 1989, 1465 - 1471.
- [19] Daley S., Liu G. P. Optimal PID tuning using direct search algorithm. *Tuning - in to increase profit - developments in PID tuning*, I Mech E Seminar, London, 1998.
- [20] Liu G. P., Daley S. Optimal - tuning PID control for industrial systems. *Control Engineering Practice*, vol. 9, 2001, 1185 - 1194.
- [21] Liu G. P., Daley S. Optimal - tuning PID controller design in the frequency domain with application to a rotary hydraulic system. *Control Engineering Practice*, vol. 7, 1999, 821 - 830.
- [22] Astrom K. J., Hagglund T. Automatic tuning simple regulators with specifications on phase and amplitude margins. *Automatica*, 20(5), 1984, 645 - 651.
- [23] Bitmead R. R., Gevers M., Wertz V. Adaptive optimal control and GPC: robustness analysis. *W Proceedings of ECC'91*, Grenoble, 1991.
- [24] Nishikawa Y., Sannomia N., Ohta T., Tanaka H. A method for auto tuning of PID control parameters. *Automatica*, 20 1984, 321 - 332.
- [25] Pessen D. W. A new look at PID - controller tuning. *Transactions of the American Society of Mechanical Engineers. Journal of Dynamic Systems. Measurement and Control*, 116, 1994, 553 - 557.
- [26] Zhuang M., Atherton D. P. Automatic tuning of optimum PID controllers. *IEE Proceedings - D*, 140(3), 1993, 216 - 224.
- [27] Zang Z., Bitmead RR., Gevers M. Iterative weighted least - squares identification and weighted LQG control design. *Automatica*, 31 (11), 1995, 1577 - 1594.

- [28] Rivera DE., Gaikwad SV. Systematic techniques for determining modeling requirements for SISO and MIMO feedback control problems. J Process Control 5 (4), 1995, 213 - 224.
- [29] Kessler C. Das symmetrische optimum. Regelungstetechnik, 6(11), 1958, 395 - 400.
- [30] Voda A., Landau I. D. A method for the auto-calibration of PID controllers. Automatica, 31(1), 1995, 41 - 53.
- [31] Bombois X., Gevers M., Scorletti G. A measure of robust stability for an identified set of parametrized transfer functions. IEEE Trans Automatic Control 45 (11), 2000, 2141 – 2145.
- [32] Makila PM., Partington JR., Gustafsson TK. Worst - case control - relevant identification. Automatica, 31 (12), 1995, 1799 - 1819.
- [33] Radke F., Isermann R. A parameter - adaptive PID controller with stepwise parameter optimisation. Automatica, 23, 1987, 449 - 457.

ZAŁĄCZNIK - INTEGRACJA PROGRAMU MATLAB Z ŚRODOWISKIEM CODE COMPOSER

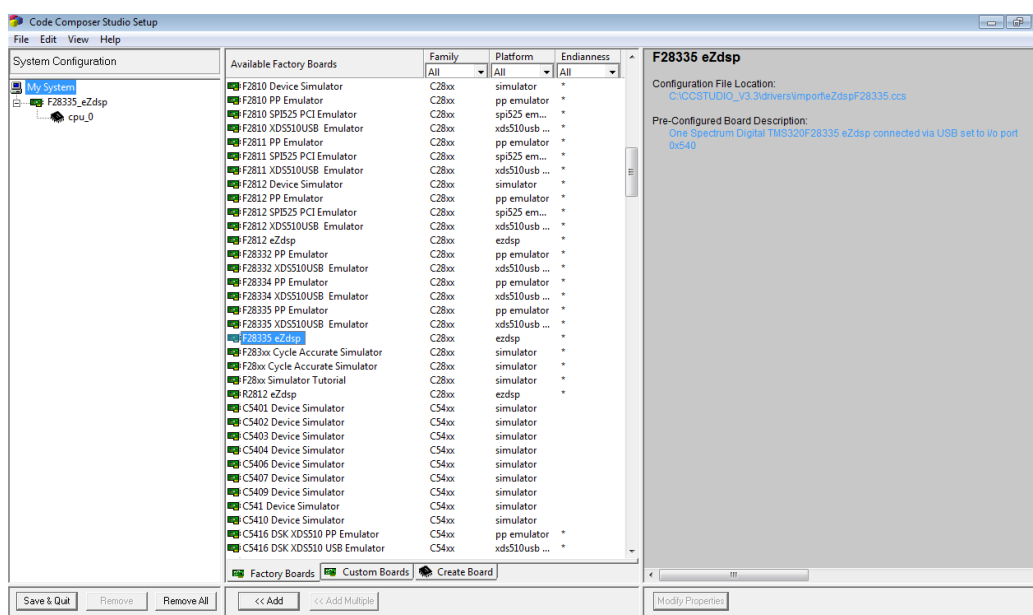
Układem sterującym wykorzystanym do sterowania pracą łożyska magnetycznego jest układ ezdsp F28335. Programowanie i komunikacja z układem odbywa się za pomocą środowiska Code Composer. Standardowym językiem programowania w tym środowisku jest język C. Program Matlab umożliwia komunikację z środowiskiem Code Composer za pomocą pakietu „Embedded Coder”. Funkcjonalność ta została wykorzystana w pracy z uwagi na łatwość stworzenia algorytmu sterującego pracą łożyska magnetycznego i jego implementacji w mikrokontrolerze za pomocą pakietu Simulink.

a) Instalacja środowisk Code Composer i Matlab

Aby umożliwić automatyczną generację kodu dla mikrokontrolera ezdsp z poziomu Matlab'a należy zainstalować dostarczone razem z mikrokontrolerem oprogramowanie znajdujące się na płycie CD – „Code Composer Studio DSKv3.3. IDE” i „TMS320F28335 DSP Platform”. Wymagane jest także zainstalowanie oprogramowania Matlab wraz z pakietami Simulink i Embedded Coder. Działanie automatycznego generowania kodu zostało przetestowane z Matlabem w wersji R2011 i R2012.

b) Konfiguracja środowiska Code Composer

Do połączenia płytki mikrokontrolera z komputerem wykorzystywany jest przewód USB. Po podłączeniu płytki do komputera system automatycznie zainstaluje dodatkowe, wymagane sterowniki. W środowisku Code Composer należy jeszcze wybrać odpowiedni typ procesora. Z menu „File” wybrać opcję „Launch Setup”. Pojawi się okienko jak na rysunku 7.1. Z dostępnych opcji trzeba wybrać „F28335 eZdsp”.

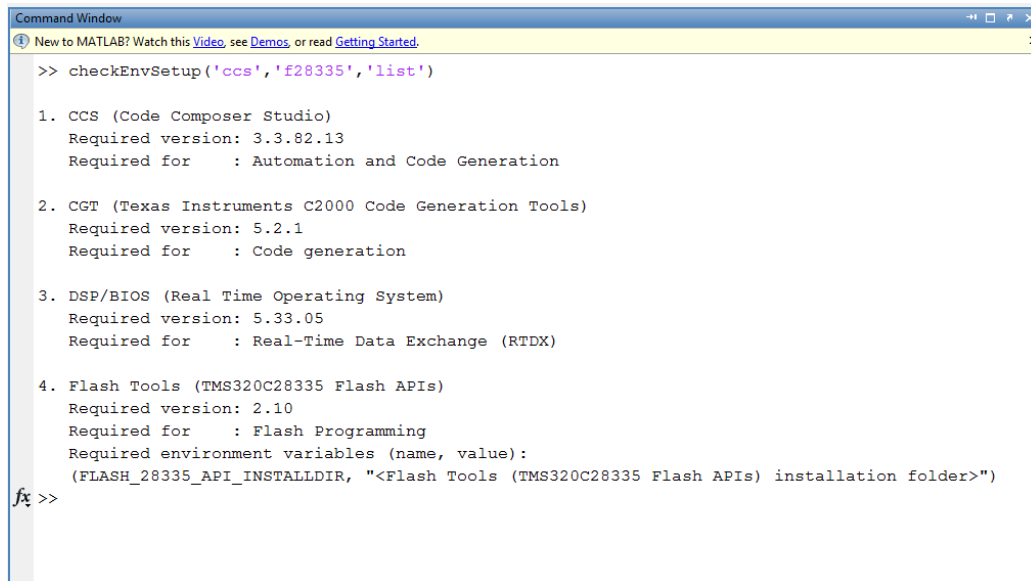


Rys. 7.1. Konfiguracja środowiska Code Composer Studio

Klikając przycisk „Save & Quit” zapisujemy konfigurację i uruchamiamy Code Composer. Środowisko jest przygotowane do pracy z płytą ezdsp.

c) Konfiguracja środowiska Matlab

Do integracji środowisk Matlab i Code Composer służy funkcja: „*checkEnvSetup('ccs','f28335')*”. W celu wyświetlenia listy komponentów niezbędnych do poprawnej integracji środowisk należy w oknie komend Matlab’a wpisać funkcję: „*checkEnvSetup('ccs','f28335','list')*”. W oknie Matlab’a pojawią się wtedy informacje takie jak na rysunku 7.2.



```
Command Window
New to MATLAB? Watch this Video, see Demos, or read Getting Started.

>> checkEnvSetup('ccs','f28335','list')

1. CCS (Code Composer Studio)
   Required version: 3.3.82.13
   Required for      : Automation and Code Generation

2. CGT (Texas Instruments C2000 Code Generation Tools)
   Required version: 5.2.1
   Required for      : Code generation

3. DSP/BIOS (Real Time Operating System)
   Required version: 5.33.05
   Required for      : Real-Time Data Exchange (RTDX)

4. Flash Tools (TMS320C28335 Flash APIs)
   Required version: 2.10
   Required for      : Flash Programming
   Required environment variables (name, value):
   (FLASH_28335_API_INSTALLDIR, "<Flash Tools (TMS320C28335 Flash APIs) installation folder>")

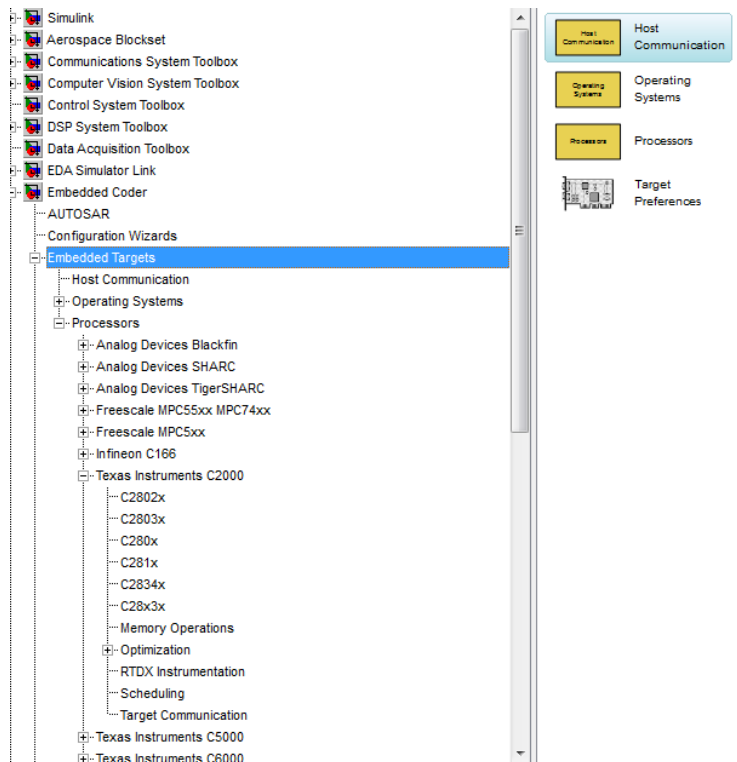
fx >>
```

Rys.7.2. Lista komponentów niezbędnych do integracji środowisk Matlab i Code Composer

Uruchamiając funkcję: „*checkEnvSetup('ccs','f28335')*” program zapyta o foldery, w których zostały zainstalowane powyższe składniki. Należy po kolei wskazać ich foldery instalacyjne. Komenda „*checkEnvSetup('ccs','f28335','check')*” pozwala sprawdzić poprawność instalacji poszczególnych składników i połączenie z płytą mikrokontrolera.

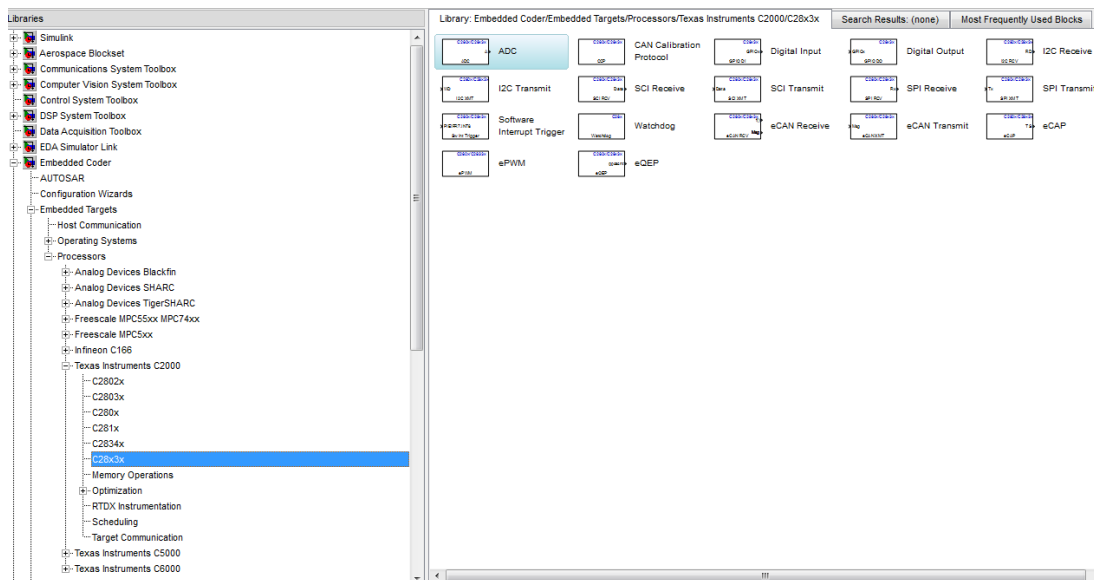
d) Automatyczne generowanie kodu z wykorzystaniem pakietu Simulink

Po utworzeniu nowego projektu w Simulinku trzeba dodać blok funkcyjny „Target preferences”, z konfiguracją płytki mikrokontrolera. Znajduje się on w zakładce „Embedded Coder/Embedded Targets”.



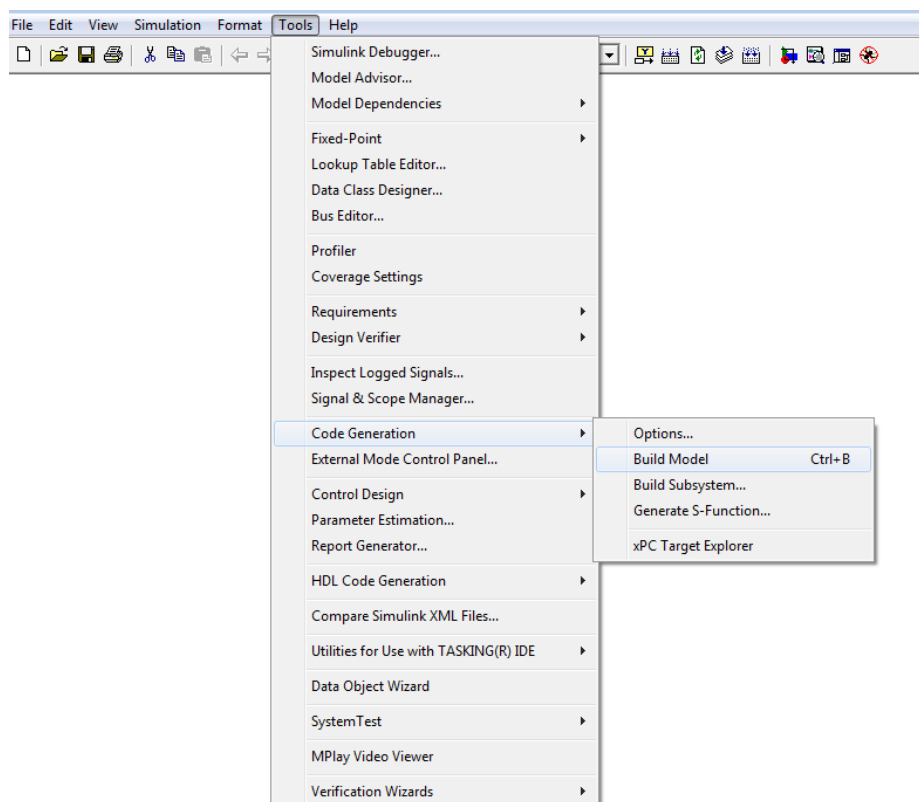
Rys 7.3. Wybór bloku funkcyjnego z konfiguracją płytki mikrokontrolera

Bloczki funkcyjne umożliwiające programowanie mikrokontrolera znajdują się w zakładce: „Embedded Coder/ Embedded Targets/ Processors/ Texas Instruments C2000/ C28x3x”.



Rys 7.4. Bloczki funkcyjne umożliwiające programowanie mikrokontrolera

W celu wygenerowania i przesłania stworzonego w Simulinku programu do mikrokontrolera należy wybrać opcję „Build Model” znajdującą się w zakładce Tools/ Code Generation.



Rys. 7.5. Generowanie kodu dla mikrokontrolera ezdsp

Wygenerowany kod źródłowy jest automatycznie przesyłany do środowiska Code Composer i uruchamiany w mikrokontrolerze.