

WOJSKOWA AKADEMIA TECHNICZNA
im. Jarosława Dąbrowskiego



Dobór typu regulatora i jego nastaw w procesie syntezy układu regulacji automatycznej

Ćwiczenia Laboratoryjne – Podstawy
Automatyki i Robotyki



mgr inż. Paulina Mazurek

Warszawa 2013

1 Cel ćwiczenia laboratoryjnego

Celem ćwiczenia laboratoryjnego jest :

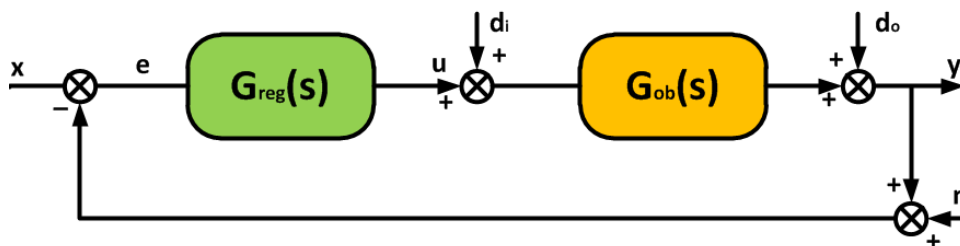
- dobór typu regulatora i jego nastaw w procesie syntezy układu regulacji automatycznej
- zapoznanie się z podstawowymi zasadami modelowania układów automatycznej regulacji z wykorzystaniem pakietu Matlab-Simulink.
- W trakcie ćwiczenia laboratoryjnego zostaną wyznaczone charakterystyki skokowe układu dla różnych parametrów regulatora.

2 Wymagania wstępne

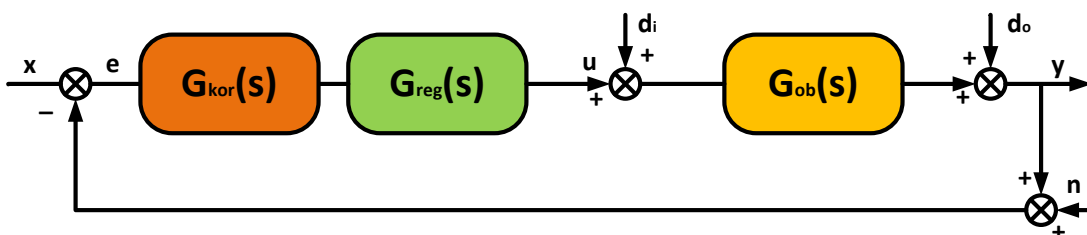
2.1 Układ automatycznego sterowania

Ogólny schemat układu sterowania przedstawiono na rys. 1a. W jego strukturze można wyróżnić obiekt regulacji o transmitancji $G_{ob}(s)$, regulator – $G_{reg}(s)$, sygnał zadany x oraz sygnały zakłóceń: n – od czujników pomiarowych, d_i – wejścia obiektu sterowania, d_o – wyjścia układu.

a)



b)



Rys.1. Schemat blokowy układu sterowania (a), obiekt regulacji połączony szeregowo z regulatorem (b) obiekt regulacji połączony szeregowo z regulatorem i korektorem

W układzie tym regulator o transmitancji $G_{reg}(s)$ na podstawie informacji o uchybie regulacji (różnicy pomiędzy sygnałem wyjściowym a zadany) wypracowuje sygnał sterujący $u(t)$ obiektem o transmitancji $G_{ob}(s)$. Niekiedy przed regulatorem włączony jest dodatkowy element (człon) korekcyjny którego zadaniem jest wstępne uformowanie sygnału uchybu (rys. 1b).

Istnieją wiele możliwości klasyfikacji regulatorów:

- ze względu na budowę regulatora (regulatory działania bezpośredniego i pośredniego);
- ze względu na typ sygnałów występujących w regulatorze (regulatory analogowe, cyfrowe oraz analogowo-cyfrowe);
- ze względu na charakter zmian wielkości zadanej (regulatory stałowartościowe, programowe, nadążne, ekstremalne);
- ze względu na liczbę sterowanych parametrów (regulatory jednoparametrowe, wieloparametrowe);
- ze względu na właściwości dynamiczne (regulatory P, I, PI, PD, PID).

O parametrach układu wykonawczego w dużym stopniu decyduje zastosowany w układzie sterowania typ regulatora, tj. przyjęty algorytm sterowania.

2.2 Układ sterowania z regulatorem PID

Jednym z najczęściej stosowanych w technice algorytmów sterowania jest algorytm z regulatorem PID. Regulator ten składa się z trzech członów: proporcjonalnego, całkującego i różniczkującego. Ze względu na pożądane właściwości dynamiczne systemu można stosować różne jego odmiany (P, PI, PD, PID).

Regulator typu P jest członem bezinercyjnym (proporcjonalnym), który zmniejsza uchyb ustalony proporcjonalnie ze wzrostem współczynnika K_p . Jednak w przypadku wystąpienia zakłóceń nie sprowadza uchybu do zera. Transmitancja regulatora typu P opisana jest zależnością (1).[1]

$$G_{regP}(s) = K_p \quad (1)$$

gdzie: K_p – współczynnik wzmocnienia

Regulator typu I jest elementem całkującym, który sprowadza uchyb ustalony do zera, zwiększając przy tym czas regulacji (w porównaniu do regulatora typu P). Jego obecność zmniejsza stabilność układu. Transmitancja regulatora I opisana jest zależnością (2).

$$G_{regP}(s) = \frac{1}{sT_i} \quad (2)$$

gdzie: T_i – stała czasowa całkowania, określa czas po którym sygnał wyjściowy zmieni się o wartość odpowiadającą sygnałowi sterującemu.

Regulator typu PI składa się z części proporcjonalnej i całkującej. Powoduje sprowadzenie uchybu ustalonego do zera oraz zmniejszenie czasu regulacji w porównaniu do regulatora typu I. Jednak w porównaniu do czasu regulacji regulatora P będzie on dłuższy. Transmitancja regulatora typu PI opisana jest zależnością (3).[1]

$$G_{regP}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i}\right) \quad (3)$$

gdzie: T_i – stała czasowa zdwojenia, określa czas po którym przy skokowej zmianie uchybu regulacji sygnał sterujący osiąga dwukrotnie większą wartość niż w przypadku regulatora P.

Regulator PD (idealny) składa się z części proporcjonalnej i różniczkującej. Brak członu całkującego powoduje brak sprowadzenia uchybu regulacji do zera. Ze względu na dodanie zera do układu otwartego regulator ten poprawia stabilność układu zamkniętego. Regulator typu PD nie jest często stosowany w przemyśle z uwagi na brak odporności na zakłócenia o wysokiej częstotliwości (szumy). Dla poprawnej pracy układu konieczne jest zastosowanie filtra dolnoprzepustowego, który koryguje sygnał uchybu. Transmitancja regulatora PD opisana jest zależnością (4).

$$G_{regP}(s) = K_p(1 + sT_d) \quad (4)$$

gdzie: T_d – stała czasowa wyprzedzenia, określa czas jaki upływa po wystąpieniu uchybu narastającego liniowo, po którym sygnał wyjściowy z regulatora zrówna się z sygnałem uchybu.

W celu minimalizacji wpływu zakłóceń o dużych częstotliwościach do struktury idealnego regulatora PD można wprowadzić inercję, uzyskując w ten sposób rzeczywisty regulator PD. Transmitancja takiego regulatora opisana jest zależnością (5).[1]

$$G_{regP}(s) = K_p \left(1 + \frac{sT_d}{1 + s\frac{T_d}{N}} \right) \quad (5)$$

gdzie: N – stała, przyjmująca wartości od 3 do 50 (w zastosowaniach przemysłowych 10).

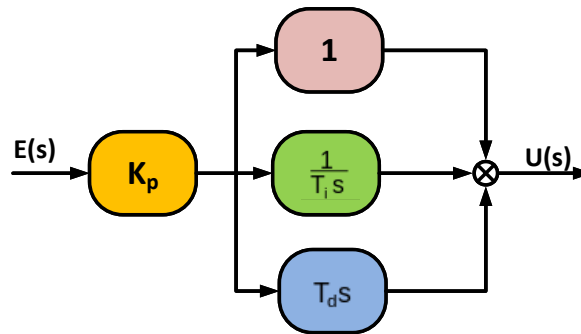
Regulator typu PID (idealny) jest najbardziej uniwersalnym typem regulatora. Łączy zalety regulatorów PD oraz PI. Zapewnia on najlepsze właściwości dynamiczne oraz statyczne układu regulacji. Zastosowanie członu całkującego zwiększa czas regulacji i przeregulowanie oraz eliminuje uchyb regulacji. Transmitancja regulatora PID opisana jest zależnością (6).

$$G_{regP}(s) = K_p \left(1 + sT_d + \frac{1}{sT_i} \right) \quad (6)$$

Oprócz idealnego regulatora PID można w układach regulacji stosować rzeczywisty regulator PID mający w strukturze różniczkowanie z inercją. Transmitancja takiego regulatora opisana jest zależnością (7).

$$G_{regP}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} + \frac{sT_d}{1 + s\frac{T_d}{N}} \right) \quad (7)$$

Schemat strukturalny regulatora PID przedstawiony jest na rys. 2.



Rys. 2. Schemat blokowy regulatora PID

Wartości parametrów regulatora PID mogą być dobierane eksperymentalnie bądź z wykorzystaniem różnych metod (metoda rozmieszczenia biegunów – pole placement, metoda Zieglera-Nicholsa – bazująca na odpowiedzi skokowej lub wzmocnieniu granicznym, metoda linii pierwiastkowych).

2.3 Metoda Zieglera-Nicholsa

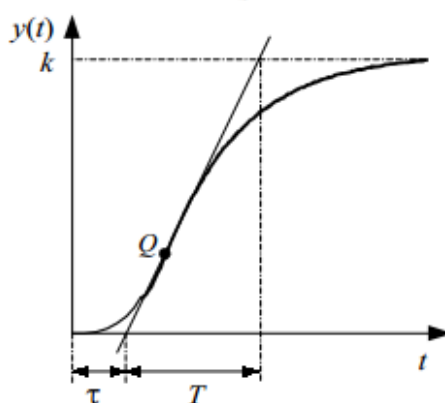
Przedstawione w tym punkcie dwie tzw. metody Zieglera-Nicholsa polegają na określeniu nastaw regulatora PID w oparciu o pewne parametry, które można w prosty sposób wyznaczyć doświadczalnie w układzie z badanym obiektem. Pełna znajomość modelu obiektu nie jest potrzebna.

2.3.1 Metoda oparta na aproksymacji parametrów odpowiedzi skokowej

Metoda ta opiera się na fakcie, że odpowiedź skokowa wielu obiektów (zmierzona doświadczalnie albo otrzymana w wyniku symulacji) ma kształt pokazany na Rys.8. Odpowiedź taka jest charakterystyczna dla układów inercyjnych wyższych rzędów, ale można ją aproksymować charakterystyką skokową członu inercyjnego I rzędu z opóźnieniem transportowym:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{k}{Ts + 1} e^{-\tau s} \quad (8)$$

Na podstawie przebiegu odpowiedzi skokowej rzeczywistego obiektu należy wyznaczyć graficznie stałą czasową T i opóźnienie τ transmitancji zastępczej jak pokazano na rysunku 3. Optymalne nastawy regulatora spełniające określone kryterium oblicza się w sposób teoretyczny dla układu regulacji z obiektem zastępczym. W Tabeli 1 podano wzięte z literatury wzory na optymalne nastawy dla trzech wymagań co do przebiegu regulacji po skokowej zmianie zakłócenia: - odpowiedzi aperiodycznej o minimalnym czasie regulacji, - odpowiedzi oscylacyjnej ($\kappa=20\%$) o minimalnym czasie regulacji oraz - odpowiedzi minimalizującej całość ISE. W układzie z obiektem rzeczywistym nastawy wzięte z tabeli mogą dawać – ze względu na błąd aproksymacji - przebiegi różniące się od założonych. Tym niemniej przedstawiona metoda jest skutecznym narzędziem wstępnego strojenia regulatora.



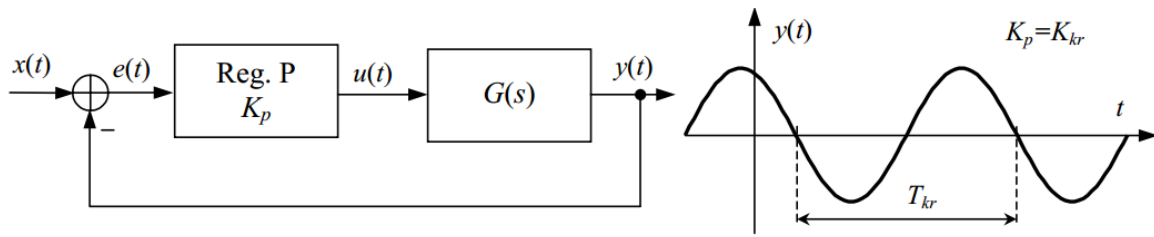
Rys. 3. Aproksymacja parametrów odpowiedzi skokowej obiektu inercyjnego. Linię styczną należy wystawić w punkcie przegięcia Q charakterystyki skokowej

Tabela 1. Optymalne nastawy regulatora i wskaźniki jakości dla obiektu statycznego z opóźnieniem przy skokowej zmianie zakłócenia $z=1(t)$

Kryterium jakości regulacji	Typ regulatora	Optymalne nastawy regulatorów			Wartości spodziewane	
		$K_p \cdot k$	T_i	T_d	t_r	e_{st}/k
$\kappa=0\%$ $t_r \rightarrow \min$	P	$0.3T/\tau$	-	-	4.5τ	$\tau/(\tau+0.3T)$
	PI	$0.6T/\tau$	$0.8\tau+0.5T$	-	8τ	0
	PID	$0.35T/\tau$	2.4τ	0.4τ	5.5τ	0
$\kappa=20\%$ $t_r \rightarrow \min$	P	$0.7T/\tau$	-	-	6.5τ	$\tau/(\tau+0.7T)$
	PI	$0.7T/\tau$	$\tau+0.3T$	-	12τ	0
	PID	$1.2T/\tau$	2τ	0.4τ	7τ	0
Minimum ISE	PI	T/τ	$\tau+0.35T$	-	16τ	0
	PID	$0.3T/\tau$	1.3τ	0.5τ	10τ	0

2.3.2 Metoda oparta na wzmocnieniu granicznym

Druga reguła wyznaczania nastaw regulatorów opiera się na znajomości parametrów układu znajdującego się na granicy stabilności. Parametry te są wyznaczone w następujący sposób: w układzie zamkniętym z regulatorem typu P zwiększa się współczynnik wzmocnienia K_p dopóki w odpowiedzi skokowej $h(t)$ nie zaobserwuje się drgań niegasnących (Rys.4). W takim stanie należy zanotować wartość wzmocnienia krytycznego regulatora $K_p=K_{kr}$ oraz zmierzyć okres drgań krytycznych T_{kr} sygnału wyjściowego.



Rys.4. Wyznaczanie okresu drgań krytycznych układu na granicy stabilności

Nastawy regulatora wyznaczone według metody wskaźników drgań krytycznych są następujące:

Regulator P $K_p = 0.5 K_{kr}$

Regulator PI $K_p = 0.45 K_{kr}$ $T_i = T_{kr} / 1.2$

Regulator PID $K_p = 0.6 K_{kr}$ $T_i = T_{kr} / 2$ $T_d = T_{kr} / 8$

2.4 Metoda linii pierwiastkowych

Metoda linii pierwiastkowych (Evansa) badania stabilności układu zamkniętego została opracowana dla sterowanego układu o transmitancji

$$G_o(s) = k \frac{L_0(s)}{M_0(s)} = k \frac{\sum_{j=0}^m b_j s^j}{\sum_{i=0}^n a_i s^i} \quad (12)$$

W torze głównym ze sztywnym, ujemnym sprzężeniem zwrotnym gdzie $m \leq n$.

Transmitancje układu otwartego można zapisać jako

$$G_o(s) = k \frac{L_0(s)}{M_0(s)} = k \frac{(s + z_1)(s + z_2) \dots (s + z_m)}{(s + p_1)(s + p_2) \dots (s + p_m)} \quad (13)$$

lub w postaci alternatywnej

$$G_o(s) = k R_0(s) e^{j\varphi_o(s)} \quad (14)$$

Na podstawie transmitancji układu zamkniętego

$$G(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} = \frac{kL_o(s)}{kL_o(s) + M_o(s)} = \frac{L(s)}{M(s)} \quad (15)$$

równanie charakterystyczne jest dane jako

$$kL_o(s) + M_o(s) \quad (16)$$

lub, z wykorzystaniem alternatywnego zapisu, jako

$$kR_0(s)e^{j\varphi_o(s)} + 1 = 0 \quad (17)$$

czyli

$$kR_0(s)e^{j\varphi_o(s)} = -1 \quad (18)$$

Warunek na granicę stabilności układu zamkniętego można zapisać jako

$$\begin{cases} kR_0(s) = 1 \\ \varphi_0(s) = -\pi \pm 2l\pi, l = 0, 1, \dots \end{cases} \quad (19)$$

Analiza właściwości linii pierwiastkowych:

- linie pierwiastkowe są symetryczne względem osi rzeczywistej;
- linie pierwiastkowe zaczynają się w biegunach transmitancji układu otwartego (dla $k=0$ w układzie zamkniętym);
- linie pierwiastkowe kończą się w zerach transmitancji układu otwartego (dla $k \rightarrow \infty$ w układzie zamkniętym);
- liczba rozgałęzień linii pierwiastkowych to maksymalnie $\max(n, m)$ - punkty rozgałęzień są pierwiastkami równania $\frac{d}{ds}G_o = 0$, jeżeli istnieje taka skończona, rzeczywista wartość wzmocnienia $k > 0$, dla której po podstawieniu zamiast zmiennej s pojedynczego pierwiastka równania $\frac{d}{ds}G_o = 0$ jest spełnione $1 + G_o = 0$;
- bieguny wielokrotne transmitancji układu zamkniętego są punktami wspólnymi odpowiednich linii pierwiastkowych – występują, gdy dla pewnej wartości wzmocnienia bieguny położone na kilku liniach pierwiastkowych znajdują się w tym samym punkcie płaszczyzny zespolonej;
- liczba linii pierwiastkowych jest równa liczbie biegunów transmitancji układu otwartego;
- każda z linii pierwiastkowych odpowiada przesuwaniu się bieguna transmitancji układu zamkniętego dla $0 \leq k < \infty$;
- gdy $m < n$, liczba linii pierwiastkowych kończących się w zerach jest równa m , pozostałe linie pierwiastkowe oddalają się nieskończenie daleko od środka układu współrzędnych i dążą do asymptot, tworzących jako linie proste ramiona symetrycznej gwiazdy, przecinających się pod kątem

$$\varphi_a = \frac{2\pi}{n-m}, \quad (20)$$

a tworzących z dodatnim fragmentem osi rzeczywistej kąt

$$\varphi_{a_i} = \frac{(2i+1)\pi}{n-m}, i = 0, 1, \dots, n-m-1; , \quad (21)$$

środek gwiazdy odcina na osi rzeczywistej wartość

$$s_a = \frac{\sum_{i=1}^n p_i - \sum_{j=1}^m z_j}{n-m}, , \quad (22)$$

- odcinki linii pierwiastkowych pokrywające się z osią rzeczywistą znajdują się w tych jej częściach, od których na prawo sumaryczna liczba wszystkich rzeczywistych zer i biegunów transmitancji układu otwartego (łącznie z ich krotnościami) jest nieparzysta;
- kąty wyjścia i wejścia linii pierwiastkowej – kąt wyjścia linii pierwiastkowej z bieguna oblicza się jako ($s_1 \rightarrow p_q$)

$$\theta_{p_q} = \arg(s_1 - p_q) = -(2l+1)\pi + \sum_{j=1}^m \arg(s_1 - z_j) - \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq q}}^n \arg(s_1 - p_i), \quad (23)$$

a kąt wejścia linii pierwiastkowej do zera jako ($s_1 \rightarrow z_q$)

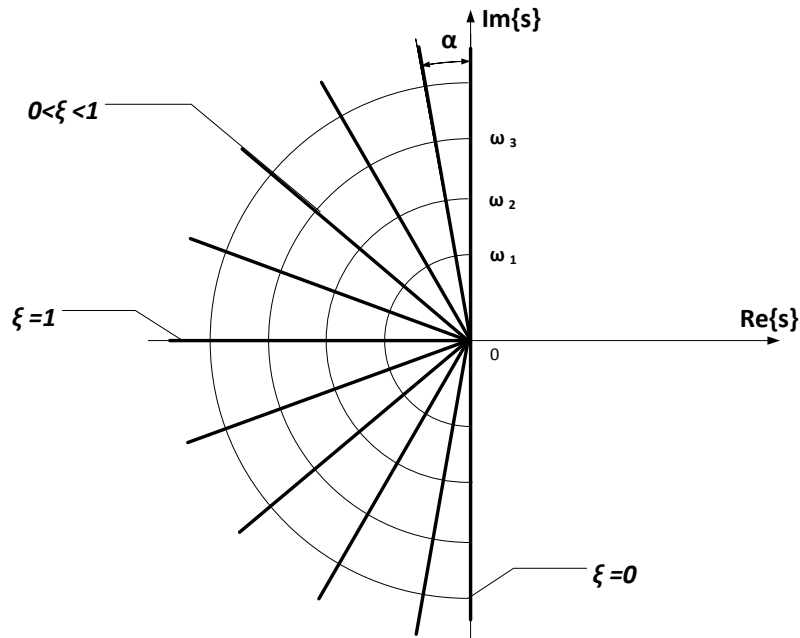
$$\theta_{z_q} = \arg(s_1 - z_q) = 2l\pi - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq q}}^m \arg(s_1 - z_j) + \sum_{j=1}^n \arg(s_1 - p_j), \quad (24)$$

kąt wejścia/wyjścia dla biegunów/zer o krotności d większej niż jeden oblicza się dla wartości tego bieguna/zera, a pozostałe kąty dla bieguna/zera są przesunięte o $\frac{2\pi}{d}$;

kąty wejścia linii pierwiastkowej do zera odmierza się do linii, która nakreśliłaby linia pierwiastkowa, gdyby przeszła przez dane zero;

- przecięcie linii pierwiastkowej z osią urojoną – przecięcie z osią urojoną (jeżeli istnieje) jest zbiorem punktów wyznaczanych za pomocą tablicy Routha, w których układ staje się stabilny.

Linie o stałym współczynniku tłumienia i krzywe stałej pulsacji drgań ω_N tworzą odpowiednio proste i współśrodkowe okręgi. Na ich podstawie można wyciągnąć wnioski na temat charakteru przebiegu przejściowego.



Rys.10. Linie o stałym współczynniku tłumienia ξ i krzywe stałej pulsacji drgań ω_N

Kąt odchylenia od osi rzędnych linii stałego współczynnika tłumienia

$$\alpha = \operatorname{arctg} \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}, \quad (25)$$

przy czym zależność między maksymalnym odchyleniem dynamicznym a współczynnikiem tłumienia ma postać

$$\varepsilon = e^{-\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}, \quad (26)$$

lub

$$\xi = \sqrt{\frac{\ln^2 \varepsilon}{\pi^2 + \ln^2 \varepsilon}}, \quad (27)$$

Promień okręgu r jest związany z pulsacją drgań zależnością

$$\omega_N = r \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right], \quad (28)$$

Linie stałego współczynnika tłumienia oraz krzywe stałej pulsacji drgań własnych pokazano na rys. 10.

2.5 Charakterystyka skokowa układu dynamicznego oraz wskaźniki jakości procesu regulacji

Charakterystyką skokową układu dynamicznego nazywamy odpowiedź układu na wymuszenie w postaci skoku jednostkowego przy zerowych warunkach początkowych modelu.

Odpowiedź skokowa rzeczywistego układu sterowania często daje tłumione oscylacje, zanim osiągnie stan ustalony. Jakość regulacji określa się w tym przypadku na podstawie następujących parametrów:

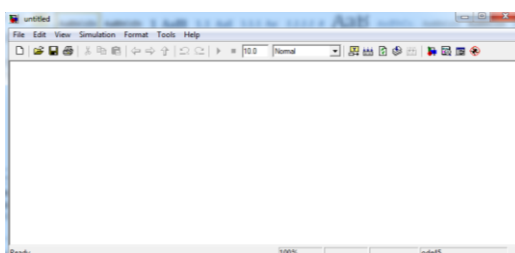
- a) czasu t_d ;
- b) czasu narastania t_I ;
- c) czasu szczytowego t_m ;
- d) maksymalnego przeregulowania A_I ;
- e) czasu regulacji t_r ;

uchybu w stanie ustalonym eu^1 .


3 Opis stanowiska laboratoryjnego

3.1 Model układu dynamicznego w programie Matlab-Simulink

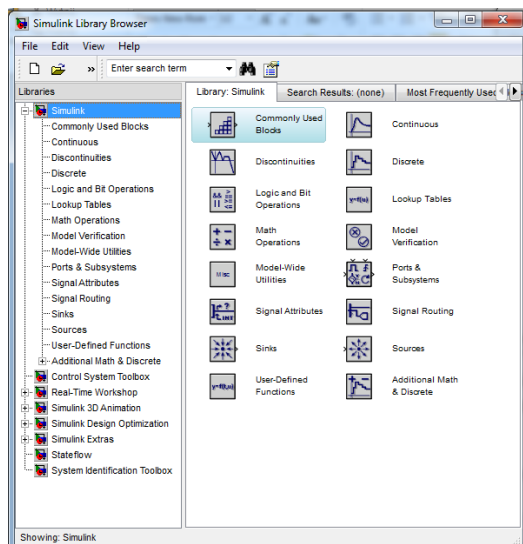
W celu uruchomienia środowiska programistycznego Matlab-Simulink należy z menu Start lub z pulpitu wybrać ikonę programu. Następnie wybrać File->New->Model. Pojawi się okno programu takie jak na rys. 5. Plik zapisujemy pod nazwą zawierającą numer grupy. Po zakończeniu zajęć wszystkie wygenerowane pliki należy usunąć z komputera.



Rys.5. Matlab-Simulink

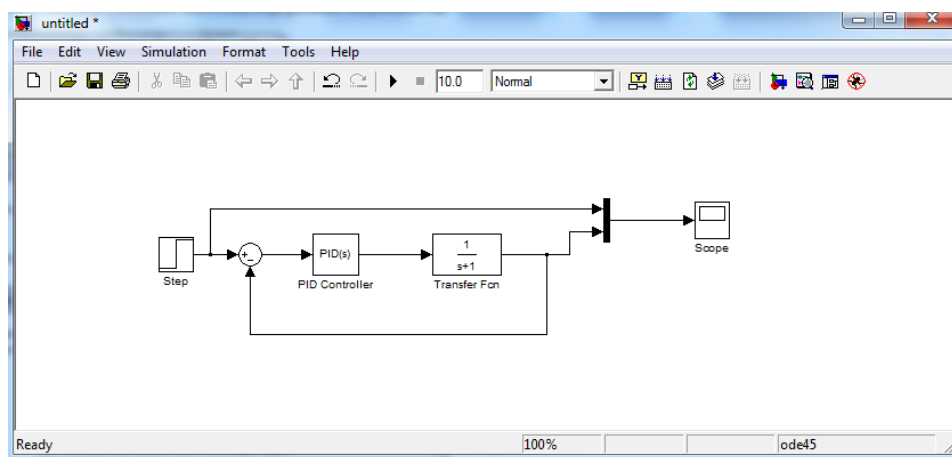
Następnie otwieramy bibliotekę Simulinka (rys.6) klikając na ikonę  umieszczoną w górnym pasku z prawej strony.

¹ Charakterystyka wymienionych wyżej parametrów znajduje się w rozdziale 8.3 książki J. Kowal „Podstawy Automatyki”



Rys.6. Biblioteka programu Matlab-Simulink

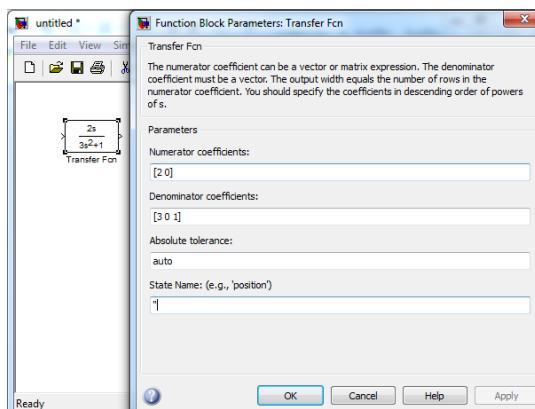
W bibliotece wyszukujemy elementu niezbędne do stworzenia schematu tj. *Transfer fnc*, *PID*, *Scope*, *Step*, *Mux* oraz *Sum* i łączymy je wg schematu 7. Następnie wprowadzamy wartości parametrów dwukrotnie klikając na każdy z elementów.



Rys.7. Schemat modelowanego układu

Przykład deklaracji transmitancji w programie Matlab – Simulink podano poniżej.

$$G(s) = \frac{2s}{3s^2+1}$$



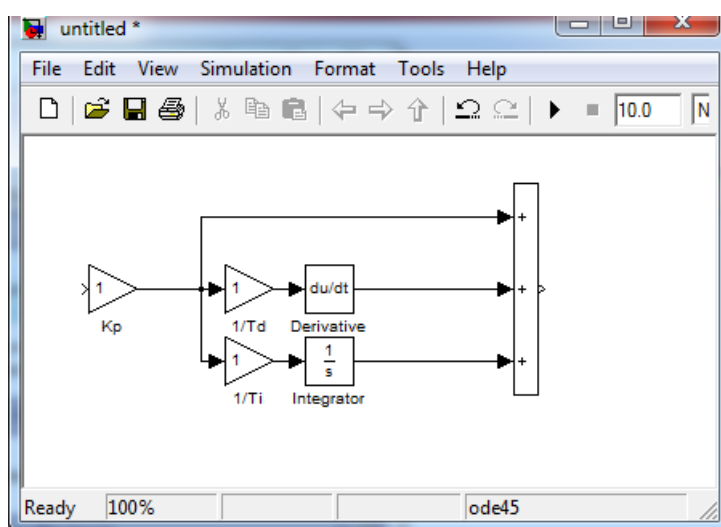
3.2 Model regulatora PID w Matlab Simulink

Gotowy model ciągłego regulatora 'PID' znajduje się w bloku Simulink Extras/Additional Linear/PID Controller. Jego struktura opisana jest następującym równaniem:

$$G_{\text{reg}}(s) = P + \frac{I}{s} + Ds$$

Struktura ta nie jest zbieżna z równaniem (6), dlatego wyliczone wg metody Z-N parametry regulatora należy odpowiednio przeliczyć.

Można również zamiast wykorzystywania gotowego elementu zbudować w programie własną strukturę regulatora (rys.8) zbieżną z równaniem (6):



Rys.8. Schemat regulatora PID

4 Przebieg ćwiczenia laboratoryjnego

Wykorzystując pakiet MATLAB-SIMULINK należy:

1. Zbudować model układu zamkniętego dla zadanej transmitancji (z regulatorem typu P). Zmieniając współczynnik wzmocnienia znaleźć współczynnik wzmocnienia granicznego K_{kr} oraz zmierzyć okres drgań układu T_{kr} .
2. Na podstawie wyznaczonego wzmocnienia granicznego K_{kr} oraz okresu drgań układu T_{kr} wyznaczyć wzmocnienie K_p dla regulatora P wg 2.3.2. Jako wymuszenie podać skok jednostkowy. Zarejestrować odpowiedź skokową. Wyznaczyć wartości czasu regulacji t_r , przeregulowania A i uchybu ustalonego e_{ust} . Wyznaczyć bieguny transmitancji układu zamkniętego.
3. Na podstawie wyznaczonego wzmocnienia granicznego K_{kr} oraz okresu drgań układu T_{kr} wyznaczyć wzmocnienie K_p oraz stałą T_i dla regulatora PI wg 2.3.2. Zbudować model układu z regulatorem PI. Jako wymuszenie podać skok jednostkowy.

Zarejestrować odpowiedź skokową. Wyznaczyć wartości czasu regulacji t_r , przeregulowania A i uchybu ustalonego e_{ust} . Wyznaczyć zera i bieguny transmitancji układu zamkniętego.

4. Na podstawie wyznaczonego wzmocnienia granicznego K_{kr} oraz okresu drgań układu T_{kr} wyznaczyć wzmocnienie K_p , stałą czasową T_i oraz T_d dla regulatora PID wg 2.3.2. Zbudować model układu z regulatorem PID. Jako wymuszenie podać skok jednostkowy. Zarejestrować odpowiedź skokową. Wyznaczyć wartości czasu regulacji t_r , przeregulowania A i uchybu ustalonego e_{ust} . Wyznaczyć zera i bieguny transmitancji układu zamkniętego.
5. Dla zamodelowanego układu z regulatorem PID przeprowadzić symulacje dla trzech różnych wartości K_p , T_d oraz T_i (np. przyjąć wartości parametrów wyliczone wg metody Z-N oraz o 20% mniejsze i 20% większe niż obliczone).

5 Sprawozdanie

W sprawozdaniu należy zamieścić:

1. Dane.
2. Schemat modelu układu.
3. Pomierzone wartości k_{gr} i T_{dr} .
4. Odpowiedzi skokowe badanych układów na wspólnym wykresie.
5. Pomierzone wartości czasu regulacji t_r , przeregulowania A i uchybu ustalonego e_{ust} przy wymuszeniu skokowym.
6. Transmitancje układu zamkniętego badanych układów.
7. Wykres położenia zer i biegunów układu zamkniętego (wspólny).

Omówić jak wpływa na własności układu zastosowanie poszczególnych regulatorów.

Omówić czy jest możliwa dyskretyzacja obiektu ciągłego i zastosowanie cyfrowego regulatora PID bez zmian nastaw tego regulatora.

6 Pytania sprawdzające

1. Otwarty i zamknięty układ sterowania.
2. Charakterystyka regulatora PID (P, PI, PD).
3. Charakterystyka skokowa.
4. Skok jednostkowy.
5. Charakterystyka parametrów odpowiedzi skokowej.
6. Metoda Zieglera-Nicholsa.
7. Transmitancja zastępcza układu zamkniętego (obektu z regulatorem – rys.1).
8. Bieguny i zera transmitancji.

7 Literatura

1. J. Kowal „Podstawy Automatyki” Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne, Kraków 2006
2. D. Horla „Podstawy automatyki – ćwiczenia laboratoryjne”, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2003