

LABORATORIUM PODSTAW AUTOMATYKI

Ćwiczenie 9
SR

Sterowanie położeniem i prędkością serwomechanizmu obrotowego

Cel ćwiczenia

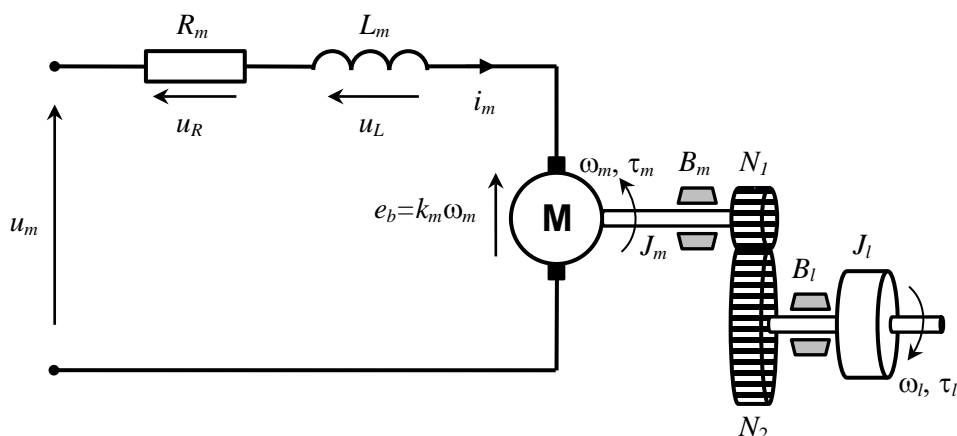
- Wyprowadzenie modelu transmitancyjnego serwomechanizmu.
- Zaprojektowanie i implementacja transmitancji regulatorów zapewniających sterowanie w czasie rzeczywistym położeniem serwomechanizmu spełniające zadane specyfikacje.
- Zaprojektowanie i implementacja transmitancji regulatorów zapewniających sterowanie w czasie rzeczywistym prędkością serwomechanizmu spełniające zadane specyfikacje.

1. Wprowadzenie

Układy sterowania położeniem i/lub prędkością serwomechanizmów z silnikami elektrycznymi prądu stałego i przekładniami mechanicznymi są powszechnie stosowanymi układami regulacji automatycznej, m.in. w różnego rodzaju obrabiarkach czy robotach-manipulatorach. Z punktu widzenia teorii sterowania są to obiekty, które z dobrą dokładnością można opisywać prostymi modelami liniowymi w formie transmitancji i stosować do ich regulacji różne wersje i modyfikacje klasycznej regulacji PID.

1.1. Model matematyczny serwomechanizmu

Podstawowy model napędu serwomechanizmu obrotowego z silnikiem prądu stałego i przekładnią mechaniczną pomiędzy osią silnika a osią obciążenia jest przedstawiony na Rys. 1.1.



Rys. 1.1. Model układu serwomechanizmu obrotowego z silnikiem prądu stałego sterowanym napięciem twornika $u_m(t)$ i przekładnią zębatą pomiędzy osią silnika a osią obciążenia

- Silnik elektryczny DC (z magnesami trwałymi lub obcowzbudny) jest sterowany napięciem twornika (wirnika) $u_m(t)$; zakładamy, że strumień magnetyczny wzbudzenia $\phi = \text{const}$. Rotacja wirnika w polu magnetycznym indukuje wsteczną siłę elektromotoryczną e_b proporcjonalną do prędkości obrotowej: $e_b = k_m \omega_m$, gdzie stała elektryczna $k_m = c\phi$ zależy od konstrukcji silnika. Równanie dynamiki obwodu twornika wynika z sumy napięć:

$$u_m(t) = u_R(t) + u_L(t) + e_b(t) = R_m i_m(t) + L_m \frac{di_m(t)}{dt} + k_m \omega_m(t) \quad (1.1)$$

gdzie:

R_m, L_m – rezystancja i indukcyjność obwodu twornika (*armature*) silnika.

- Równanie mechaniczne ruchu wału silnika wynika z drugiej zasady dynamiki dla ruchu obrotowego:

$$J_m \frac{d\omega_m(t)}{dt} = \tau_m(t) - B_m \omega_m(t) - \tau_{lm}(t), \quad \omega_m(t) = \frac{d\theta_m(t)}{dt} \quad (1.2)$$

gdzie:

J_m – moment bezwładności elementów na wale silnika,

B_m – współczynnik tarcia lepkiego ruchu obrotowego wału silnika,

$\tau_m = \eta_m k_t i_m$ – mechaniczny moment napędowy silnika proporcjonalny do prądu twornika,

η_m – sprawność silnika (w układzie SRV-02 – z przekładnią wewnętrzną),

k_t – stała momentowa zależna od konstrukcji silnika,

τ_{lm} – moment obciążenia sprowadzony do osi silnika,

θ_m – położenie kątowe zewnętrznej osi silnika (z przełożeniem przekładni wewnętrznej).

- Ruch obrotowy jest przenoszony z osi silnika na oś obciążenia (*load*) przez mechaniczną przekładnię (*gear*) zębatą o współczynniku przełożenia:

$$r_g = \frac{N_2}{N_1} = \frac{\omega_m}{\omega_l} = \frac{\theta_m}{\theta_l} \quad (1.3)$$

gdzie:

N_1, N_2 – liczby zębów koła zębatego osi silnika i koła zębatego osi obciążenia,

ω_m, ω_l – prędkości kątowe (obrotowe) zewnętrznej osi silnika i osi obciążenia,

θ_m, θ_l – położenia kątowe zewnętrznej osi silnika i osi obciążenia

Zakładamy, że w przekładni nie ma luzu i że przenosi ona moc mechaniczną z wału silnika na wał obciążenia ze współczynnikiem sprawności η_g , tj.:

$$P_l = \eta_g P_{lm} \rightarrow \tau_l \omega_l = \eta_g \tau_{lm} \omega_m \quad (1.4)$$

gdzie:

τ_l – moment napędowy przeniesiony na oś obciążenia.

Z równań (1.3) i (1.4) wynika, że: $\tau_l = \eta_g r_g \tau_{lm}$

- Równanie mechaniczne dynamiki wału obciążenia:

$$J_l \frac{d\omega_l(t)}{dt} = \tau_l(t) - B_l \omega_l(t), \quad \omega_l(t) = \frac{d\theta_l(t)}{dt} \quad (1.5)$$

gdzie:

J_l – moment bezwładności elementów na wale obciążenia,

B_l – współczynnik tarcia lepkiego ruchu obrotowego wału silnika,

τ_l – moment napędowy przeniesiony na oś obciążenia.

Ponieważ wielkością regulowaną mają być położenie i prędkość kątowa osi obciążenia serwomechanizmu, celem jest wyprowadzenie zależności pomiędzy $\omega_l(t)$ i $\theta_l(t)$ a napięciem twornika

silnika $u_m(t)$ jako wielkością sterującą. Z równania dynamiki dla osi silnika (1.2) i przełożenia prędkości kątowych wynika, że:

$$\tau_{lm} = \tau_m - J_m \frac{d\omega_m}{dt} - B_m \omega_m = \eta_m k_t i_m - r_g J_m \frac{d\omega_l}{dt} - r_g B_m \omega_l$$

Prawą stronę powyższego równania wstawiamy do równania dynamiki osi obciążenia za moment napędowy przeniesiony na oś obciążenia:

$$J_l \frac{d\omega_l}{dt} + B_l \omega_l = \tau_l = \eta_g r_g \tau_{lm} = \eta_g \left(r_g \eta_m k_t i_m - r_g^2 J_m \frac{d\omega_l}{dt} - r_g^2 B_m \omega_l \right)$$

Po przeniesieniu na lewą stronę równania i pogrupowaniu wyrazów z ω_l i $d\omega_l/dt$ otrzymujemy równanie dynamiki ruchu wału obciążenia z uwzględnieniem przekładni:

$$J_{eq} \frac{d\omega_l}{dt} + B_{eq} \omega_l = \tau_{meq} \quad (1.6)$$

gdzie:

- zastępczy moment bezwładności sprowadzony do osi obciążenia:

$$J_{eq} = J_l + \eta_g r_g^2 J_m \quad (1.7)$$

- zastępczy współczynnik tarcia sprowadzony do osi obciążenia:

$$B_{eq} = B_l + \eta_g r_g^2 B_m \quad (1.8)$$

- moment napędowy silnika sprowadzony do osi obciążenia:

$$\tau_{meq} = \eta_g r_g \eta_m k_t i_m \quad (1.9)$$

Równania (1.6) i (1.9) określają zależność prędkości kątowej ω_l od prądu twornika silnika i_m . Zależność prądu i_m od napięcia sterującego u_m opisuje równanie różniczkowe obwodu twornika (1.1). Ponieważ elektryczna stała czasowa $T_e = L_m/R_m$ jest dużo mniejsza od stałej czasowej układu mechanicznego z przekładnią $T_m = J_{eq}/B_{eq}$ jest ona zwykle pomijana (jest to równoważne przyjęciu, że indukcyjność twornika $L_m=0$). Po takim uproszczeniu zależność prądu od napięcia opisuje równanie algebraiczne:

$$i_t = \frac{u_m - k_m \omega_m}{R_m} = \frac{u_m - k_m r_g \omega_l}{R_m} \quad (1.10)$$

Po wstawieniu (1.10) do równania (1.6) otrzymujemy:

$$J_{eq} \frac{d\omega_l}{dt} + B_{eq} \omega_l = \eta_g r_g \eta_m k_t \frac{u_m - k_m r_g \omega_l}{R_m}$$

Stąd:

$$J_{eq} \frac{d\omega_l}{dt} + \left(B_{eq} + \frac{\eta_g r_g^2 \eta_m k_t k_m}{R_m} \right) \omega_l = \frac{\eta_g r_g \eta_m k_t}{R_m} u_m \quad (1.11)$$

Transmitancja serwomechanizmu od napięcia silnika wejściowego u_m do prędkości kątowej ω_l osi obciążenia jest więc transmitancją układu inercyjnego:

$$G_\omega(s) = \frac{\Omega_l(s)}{U_m(s)} = \frac{K}{Ts + 1}, \quad (1.12)$$

którego parametry dynamiczne:

$$T = \frac{J_{eq}}{B_{eq} + \frac{\eta_g r_g^2 \eta_m k_t k_m}{R_m}}, \quad K = \frac{\eta_g r_g \eta_m k_t}{B_{eq} R_m + \eta_g r_g^2 \eta_m k_t k_m} \quad (1.13)$$

Ponieważ położenie kątowe θ_l osi obciążenia jest całką z prędkości kątowej ω_l , więc transmitancja układu od napięcia twornika do położenia kątowego transmitancją układu całkującego z inercją:

$$\Theta_l(s) = \frac{1}{s} \Omega_l(s) \quad \rightarrow \quad G_\theta(s) = \frac{\Theta_l(s)}{U_m(s)} = \frac{K}{s(Ts + 1)} \quad (1.14)$$

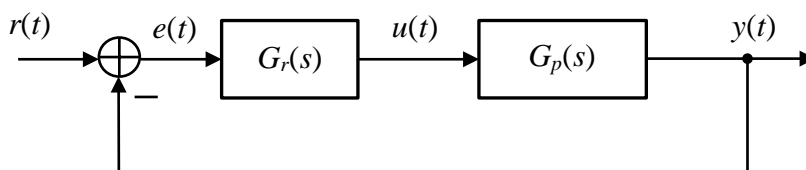
➤ **Zadanie 1:** Wykazać, że w przypadku uwzględnienia indukcyjności twornika transmitancja prędkościowa układu od u_m do ω_l :

$$G_\omega(s) = \frac{\Omega_l(s)}{U_m(s)} = \frac{\eta_g r_g \eta_m k_t}{(R_m + sL_m)(B_{eq} + sJ_{eq}) + \eta_g r_g^2 \eta_m k_t k_m} \quad (1.15)$$

Jakiego typu układ opisuje ta transmitancja?

1.2. Układ regulacji ze sprzężeniem zwrotnym i parametry jego odpowiedzi

Schemat układu regulacji z jednostkowym (pełnym) sprzężeniem zwrotnym, obiektem reprezentowanym przez transmitancję $G_p(s)$ i regulatorem (kompensatorem) o transmitancji $G_r(s)$ jest pokazany na Rys. 1.2. Zadaniem regulacji jest nadążanie przez mierzoną wielkość sterowaną $y(t)$ danego przebiegu $r(t)$ (sygnału odniesienia), przy czym nadążanie to ma spełniać określone specyfikacje projektowe.



Rys. 1.2. Układ regulacji z jednostkowym sprzężeniem zwrotnym

Równanie układu zamkniętego w dziedzinie transformat Laplace'a:

$$Y(s) = \frac{G_r(s)G_p(s)}{1 + G_r(s)G_p(s)} R(s), \quad \frac{G_r(s)G_p(s)}{1 + G_r(s)G_p(s)} = G_z(s), \quad (1.16)$$

gdzie $G_z(s)$ jest transmitancją układu zamkniętego.

W odniesieniu do układu regulacji projektowanego w ćwiczeniu będą rozpatrywane następujące parametry:

1.2.1. Maksymalne przeregulowanie i czas osiągnięcia przeregulowania odpowiedzi skokowej

Przebieg typowej odpowiedzi skokowej jest przedstawiony na Rys. 1.3 z zaznaczeniem maksymalnego przeregulowania M_p (*percentage overshoot, PO*), czasu t_p osiągnięcia maksymalnego przeregulowania i błędu ustalonego (*steady-state error*) e_u .

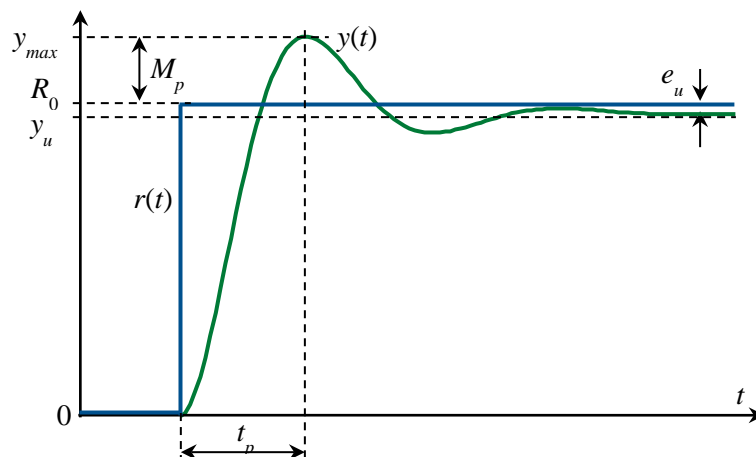
Jeżeli transmitancja układu zamkniętego jest standardową transmitancją 2-go rzędu:

$$G_{2ord}(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (1.17)$$

gdzie: ζ - względny współczynnik tłumienia, ω_n - pulsacja drgań naturalnych (nietłumionych), to parametry M_p i t_p można wyznaczyć analitycznie:

$$M_p = \exp\left(-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right) \cdot 100 \text{ (\%)}, \quad t_p = \frac{\pi}{\omega_d} = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}}, \quad (1.18)$$

Ze wzorów (1.18) widać, że przeregulowanie M_p zależy tylko od współczynnika tłumienia ζ i jest to parametr określający zapas stabilności układu, natomiast czas t_p osiągnięcia maksimum zależy zarówno od ζ jak i od pulsacji ω_n , a więc określa on zarówno stabilność jak i szybkość działania.



Rys. 1.3. Przykład odpowiedzi skokowej układu i parametry odpowiedzi

1.2.2. Błąd odpowiedzi w stanie ustalonym

Transformata błędu regulacji odpowiedzi na sygnał zadany dla układu zamkniętego opisanego wzorem (1.16):

$$E(s) = R(s) - Y(s) = [1 - G_z(s)]R(s) = \frac{1}{1 + G_r(s)G_p(s)} R(s) \quad (1.19)$$

Wartość błędu w stanie ustalonym można określić bezpośrednio na podstawie równania dla transformat na podstawie twierdzenia o wartości końcowej:

$$e_u = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) \quad (1.20)$$

W przypadku regulacji *położenia kąowego* z obiektem *astatycznym* (obiekt zawiera człon całkujący, jest układem typu 1) opisanym transmitancją (1.14) błąd ustalony odpowiedzi układu zamkniętego na skokowy sygnał zadany jest równy zero. Błąd ustalony odpowiedzi układu zamkniętego na sygnał zadany zmienny liniowo z nachyleniem R_1 (Rys. 1.4):

$$r(t) = R_1 t \cdot \mathbf{1}(t) \rightarrow R(s) = \frac{R_1}{s^2}$$

$$e_u = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s}{1 + G_r(s) \frac{K}{s(Ts+1)}} \cdot \frac{R_1}{s^2} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{Ts+1}{s(Ts+1) + G_r(s)K} \cdot R_1 = \frac{R_1}{K_r K}, \quad (1.21)$$

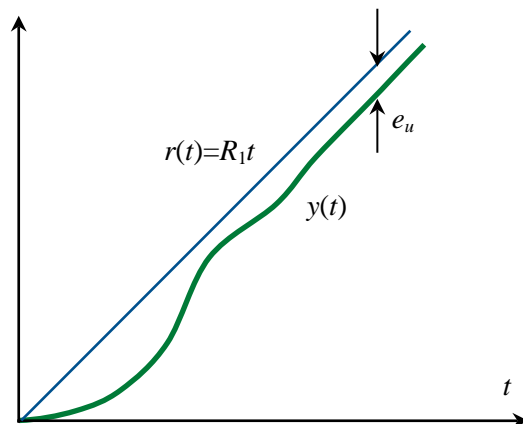
gdzie: $K_r = G_r(s)|_{s=0}$ – wzmacnienie DC regulatora. Jeżeli transmitancja regulatora zawiera włączony szeregowo człon *całkujący* (np. w przypadku regulatora PI), to jego wzmacnienie DC jest nieskończenie duże i błąd ustalony (1.21) jest równy zero.

W przypadku regulacji *prędkości kąowej* z obiektem *statycznym* (typu 0) opisanym transmitancją (1.12) błąd ustalony odpowiedzi układu zamkniętego na skokowy sygnał zadany:

$$r(t) = R_0 \mathbf{1}(t) \rightarrow R(s) = \frac{R_0}{s}$$

$$e_u = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s}{1 + G_r(s)} \cdot \frac{K}{Ts + 1} \cdot \frac{R_0}{s} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{Ts + 1}{Ts + 1 + G_r(s)K} \cdot R_0 = \frac{R_0}{1 + K_r K}, \quad (1.22)$$

gdzie, jak poprzednio: $K_r = G_r(s)|_{s=0}$ – wzmacnienie DC regulatora. Jeżeli transmitancja regulatora zawiera szeregowy człon *całkujący*, to jego wzmacnienie DC jest nieskończenie duże i błąd ustalony (1.22) jest równy zero.



Rys. 1.4. Przykład odpowiedzi układu regulacji na sygnał zadany narastający liniowo

- **Zadanie 2:** Przeanalizować wartość błędu ustalonego odpowiedzi układu zamkniętego z obiektem (1.12) na sygnał zadany zmienny liniowo w zależności od rzędu astatyzmu transmitancji regulatora $G_r(s)$.

2. Stanowisko laboratoryjne

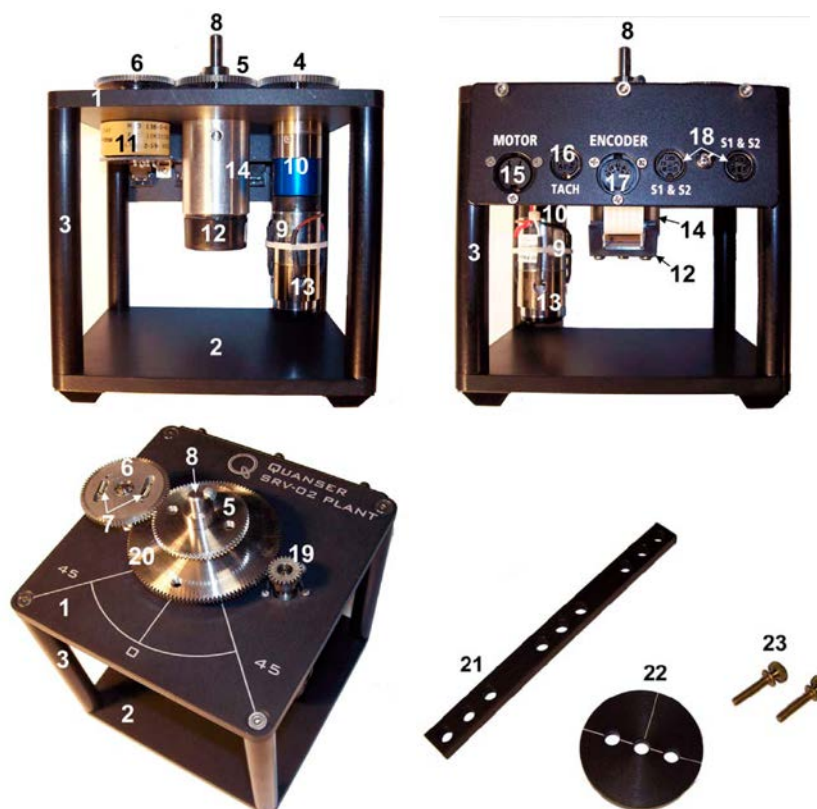
2.1. Układ serwomechanizmu obrotowego

Zdjęcia serwomechanizmu obrotowego Quanser SRV-02 stanowiącego obiekt sterowania są przedstawione na Rys. 2.1 i 2.2. Elementem napędowym jest serwomotor prądu stałego (9) sterowany napięciem twornika, który ma wewnętrzną przekładnię planetarną (10) i jest wyposażony w prądnicę tachometryczną (13). Poprzez przekładnię zewnętrzną, której pary zębatek można zmieniać (4-5 lub 19-20), silnik steruje osią obciążenia (8) z przełożeniem 1:1 lub 5:1. Na osi obciążenia zamontowany jest enkoder (12) do dokładnego cyfrowego pomiaru kąta obrotu. Druga zębátka na osi obciążenia może przez kolejną przekładnię z kasownikiem luzu (6) sterować kątem obrotu osi potencjometru (11) do dodatkowego analogowego pomiaru kąta położenia. Moment bezwładności osi (8) można zmieniać przez zamontowanie dodatkowej masy obciążenia w kształcie dysku lub pręta (21,22). Bardziej szczegółowy opis elementów modelu znajduje się w Tabeli 1.

Parametry mechaniczne i elektryczne elementów serwomechanizmu są podane w Tabeli 2.



Rys. 2.1. Układ serwonapędu obrotowego SRV-02 firmy Quanser



Rys. 2.2. Układ serwomechanizmu obrotowego SRV-02 – elementy składowe (widok z przodu, z tyłu i od góry). Opis w Tabeli 1

Tabela 1. Nomenklatura i opis elementów składowych układu serwonapędu SRV-02

Nr	Opis	Nr	Opis
1	Płyta górna ramy	13	Prądnicza tachometryczna (czułość 1.50 obr/min/V ±2%)
2	Płyta dolna ramy	14	Blok łożyska kulkowego
3	Słupki ramy	15	Złącze napięcia silnika (wejście)
4	Większe koło zębate (<i>pinion</i>) osi silnika: 72 zęby (małe przełożenie 1:1 – <i>low gear</i>)	16	Złącze prądniczy tachometrycznej (wyjście)
5	Mniejsze koło zębate osi obciążenia: 72 zęby (małe przełożenie 1:1 – <i>low gear</i>)	17	Złącze enkodera (wyjście)
6	Koło zębate kasownika luzu potencjometru (<i>anti-backlash gear</i>)	18	Złącza S1 & S2 potencjometru / prądniczy tachometrycznej (lewe złącze – wyjście)
7	Sprężyny kasownika luzu potencjometru	19	Małe koło zębate osi silnika: 24 zęby (duże przełożenie 5:1 – <i>high gear</i>)
8	Walek osi obciążenia	20	Duże koło zębate osi obciążenia: 120 zębów (duże przełożenie 5:1 – <i>high gear</i>)
9	Silnik DC sterowany napięciem twornika	21	Obciążenie inercyjne w kształcie pręta
10	Przekładnia wewnętrzna silnika	22	Obciążenie inercyjne w kształcie dysku
11	Potencjometr (czułość 35.2°/V ±2%)	23	Śruby mocujące obciążenia
12	Enkoder (4096 impulsów/obrót)		

Wysoka precyzja działania serwomechanizmu została osiągnięta dzięki wysokiemu przełożeniu kąta obrotu i prędkości obrotowej: stosunek kąta obrotu wirnika silnika do kąta obrotu osi obciążenia jest równy:

$$\frac{\theta_{rotor}}{\theta_l} = \text{przełożenie przekładni wewnętrznej} \times \text{przełożenie przekładni zewnętrznej}$$

Moment bezwładności J_m na osi silnika, występujący w równaniu (1.2), stanowi suma momentu bezwładności wirnika silnika, momentu bezwładności prądnicy tachometrycznej sprzęgniętej z silnikiem na wspólnej osi oraz momentu bezwładności koła zębatego przekładni na osi silnika (24 zęby przy dużym przełożeniu 5:1 lub 72 zęby przy małym przełożeniu 1:1):

$$J_m = J_{rotor} + J_{tach} + J_{gm}, \quad (2.1)$$

gdzie: $J_{gm} = J_{24}$ (o pomijalnie małej wartości, zob. Tabela 2) lub $J_{gm} = J_{72}$.

Moment bezwładności J_l na osi obciążenia, występujący w równaniu (1.5), stanowi suma momentów bezwładności kół zębatych przekładni na osi obciążenia i potencjometru (jednego 120 zębów oraz dwóch po 72 zęby przy dużym przełożeniu – Rys. 2.2, lub tylko dwóch po 72 zęby przy małym przełożeniu – Rys. 2.1) oraz momentu bezwładności zewnętrznego obciążenia w kształcie dysku lub pręta:

$$J_l = J_{gl} + J_{load}, \quad (2.2)$$

gdzie: $J_{gl} = J_{120} + 2J_{72}$ lub $J_{gl} = 2J_{72}$, a $J_{load} = J_{disc}$ lub $J_{load} = J_{bar}$ (masy i wymiary w Tabeli 2).

Tabela 2. Parametry elementów serwomechanizmu SRV-02

Symbol	Opis	Wartość	Jednostka
U_n	nominalne napięcie wejściowe (twornika) silnika	6.0	V
U_{max}	maksymalne dopuszczalne napięcie wejściowe silnika	10.0	V
R_t	rezystancja twornika silnika	2.6	Ω
L_t	indukcyjność twornika silnika	0.18	mH
k_t	stała momentowa silnika	0.0077	N·m
η_m	sprawność silnika	0.69	
k_m	stała elektryczna silnika	0.0077	V/(rad/s)
r_{gint}	przełożenie przekładni wewnętrznej	14	
r_g	przełożenie przekładni zewnętrznej: - przy niskim przełożeniu - przy wysokim przełożeniu	1 5	
η_g	sprawność przekładni	0.90	
J_{tach}	moment bezwładności tachoprądnicy	7.06×10^{-8}	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$
J_{eq}	zastępczy moment bezwładności bez zewn. obciążenia: - przy niskim przełożeniu - przy wysokim przełożeniu	9.76×10^{-5} 2.08×10^{-3}	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$
B_{eq}	zastępczy współcz. tarcia lepkiego (wyzn. doświadczalnie): - przy niskim przełożeniu - przy wysokim przełożeniu	1.50×10^{-4} 0.015	N·m /(rad/s)
m_{bar}	masa obciążenia w kształcie pręta	0.038	kg
l_{bar}	długość obciążenia w kształcie pręta	0.1525	m
m_{disc}	masa obciążenia w kształcie dysku	0.04	kg
r_{disc}	promień obciążenia w kształcie dysku	0.05	m
J_{24}	moment bezwładności zębatki 24 zęby	$0.10 \cdot 10^{-6}$	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$
J_{72}	moment bezwładności zębatki 72 zęby	$0.54 \cdot 10^{-5}$	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$
J_{120}	moment bezwładności zębatki 120 zębów	$0.42 \cdot 10^{-4}$	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$
i_{max}	maksymalny prąd wejściowy	1.0	A
ω_{mmax}	maksymalna prędkość kątowa silnika	$100 \times 2\pi$	rad/s
m_{max}	maksymalna dopuszczalna masa obciążenia	5.0	kg
k_{enc}	rozdzielczość enkodera	4096	imp/obr
k_{tach}	czułość tachoprądnicy	1.50	mV/rpm
k_n	tętnienie napięcia tachoprądnicy, <i>peak-to-peak</i>	7	%
k_{pot}	czułość potencjometru	1/35.2	V/°

2.2. Układ sterowania serwomechanizmem

Schemat połączeń układu sterowania serwomechanizmem SRV-02 jest przedstawiony na Rys. 2.3. Algorytm regulacji serwomechanizmem w czasie rzeczywistym jest zaimplementowany na komputerze PC wyposażonym w środowisko Matlab/Simulink, oprogramowanie QUARC firmy Quanser, umożliwiające szybkie prototypowanie układów do sterowania w czasie rzeczywistym, oraz kartę pomiarowo-sterującą (DAC – *Data Acquisition and Control*) Q2-USB umożliwiającą sprzężenie komputera z obiektem (sterownik karty jest instalowany z oprogramowaniem QUARC).

Algorytm regulacji tworzy się w formie modelu (schematu blokowego) Simulinka. Oprogramowanie QUARC jest zintegrowane z Simulinkiem i dodaje do menu Simulinka własną zakładkę umożliwiającą kontrolowanie budowania modelu czasu rzeczywistego RT (*Real-Time*) oraz bibliotekę bloków do obsługi kanałów wejścia-wyjścia kart DAC (np. przetworników analogowo-cyfrowych ADC i cyfrowo-analogowych DAC) i innych funkcji wykorzystywanych do sterowania w czasie rzeczywistym oraz. Zarówno bloki QUARC'a jak i prawie wszystkie inne bloki Simulinka mają reprezentację w C. Dzięki temu translator Simulink Coder może przetworzyć model Simulinka na kod w języku C przeznaczony do implementacji w czasie rzeczywistym. Do skompilowania kodu C niezbędne jest zainstalowanie na komputerze PC kompilatora Microsoft Visual C++ 2010. QUARC dostarcza API potrzebne do wygenerowania kodu modelu przeznaczonego dla konkretnej platformy (w naszym przypadku Windows) oraz *engine* umożliwiający działanie skompilowanego modelu w czasie rzeczywistym i wymianę danych z wyjściowym schematem blokowym Simulinka. Komunikacja ze schematem blokowym umożliwia prezentację *online* efektów sterowania, np. na wykresach, oraz przekazywanie do modelu RT parametrów sterujących.

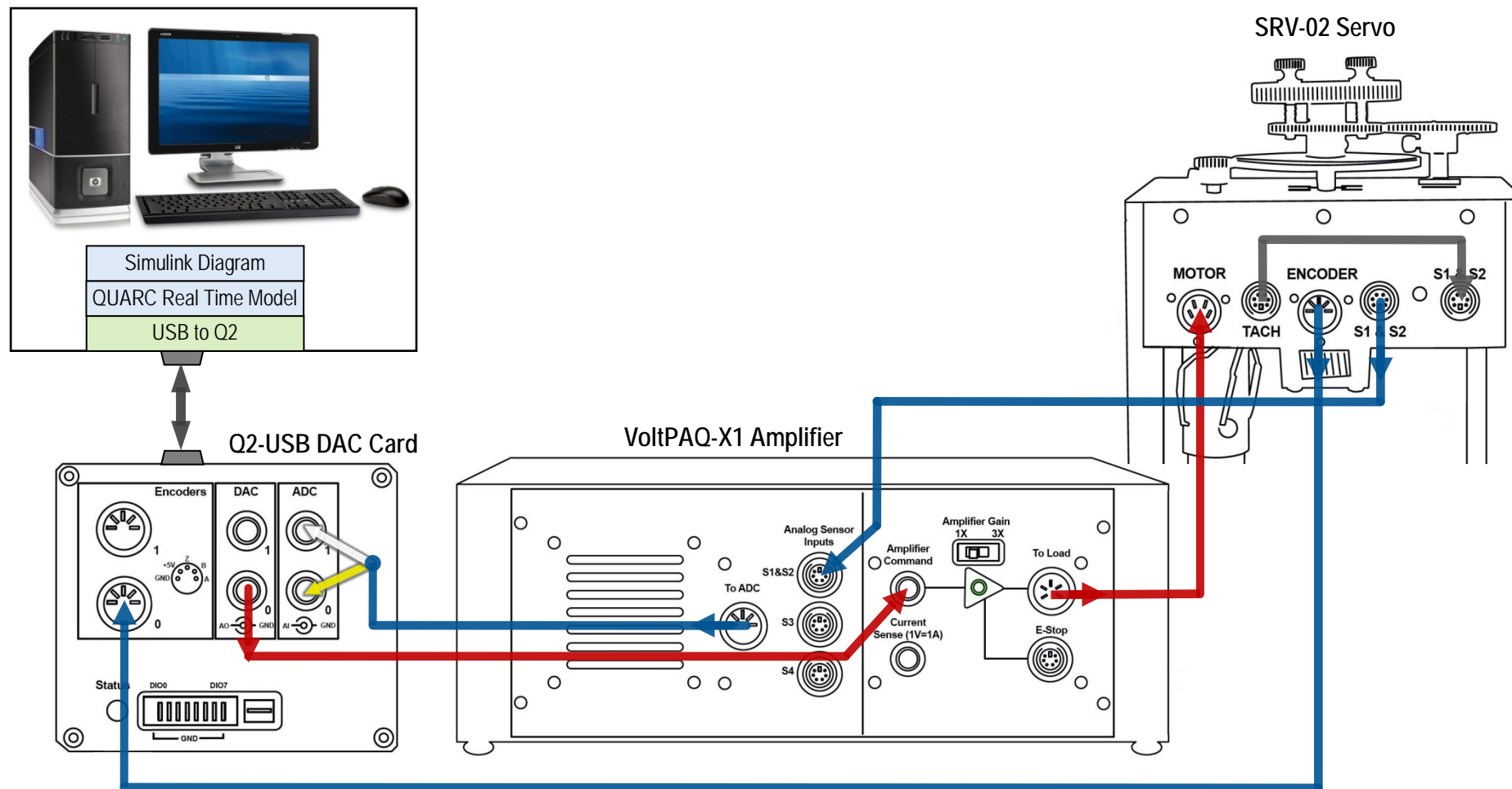
Karta Q2 jest zewnętrzną kartą DAC zabudowaną w terminalu łączeniowym (Rys. 2.4), komunikującą się z komputerem PC poprzez interfejs USB 2.0 (złącze 1 na Rys. 2.4) i obsługiwana w czasie rzeczywistym przez modele QUARC. Karta wyposażona jest w 2 przetworniki ADC i 2 przetworniki DAC o rozdzielczości 12 bitów i zakresach napięciowych $\pm 10V$, co umożliwia równoległe sterowanie dwoma kanałami analogowymi. Efektywne okresy przetwarzania ADC i DAC są ograniczone szybkością komunikacji złącza USB do 125 μs (co odpowiada częstotliwości próbkowania $f_s=8000$ Hz). Oprócz wejść/wyjść analogowych karta Q2 zawiera 2 wejścia enkoderów kwadraturowych z możliwością dekodowania 4X, 2 wyjścia PWM z niezależnymi zegarami, 8 konfigurowalnych linii wejść/wyjść cyfrowych oraz zegar watchdog.

Sygnal cyfrowy z wyjścia enkodera serwomechanizmu jest doprowadzany bezpośrednio do terminalu karty Q2 (wejścia Encoder 0, Rys. 2.3) za pomocą kabla ekranowanego z wtykiem DIN-5. Sygnały analogowe z prądnicy tachometrycznej/potencjometru serwomechanizmu przechodzą przez wzmacniacz VoltPAQ (wejścia S1&S2, połączenie kablem ze złączami mini DIN-5), który dostarcza czujnikom analogowym napięcie zasilania $\pm 12V$, a następnie z wyjścia To ADC wzmacniacza są doprowadzane do wejść analogowych ADC 0 i 1 karty Q2 (kabel ekranowany z wtykiem DIN-5 z dwoma wtykami RCA -cinch, żółtym i białym). Sygnal sterujący napięciem silnika z wyjścia DAC 0 karty jest wprowadzany do wzmacniacza VoltPAQ (kabel ekranowany ze złączami RCA), a po wzmacnieniu – do wejścia MOTOR serwomechanizmu (kabel DIN5/DIN-6).

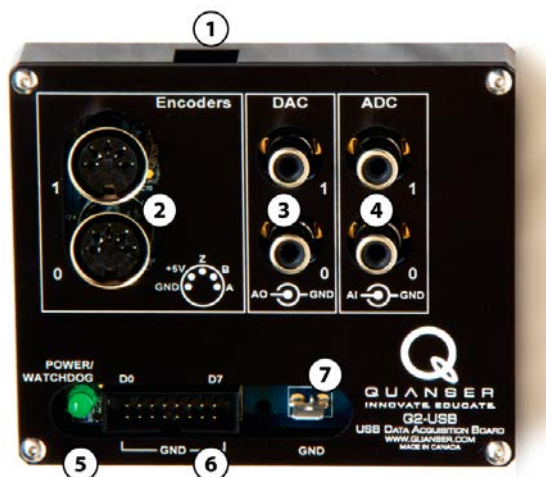
Moduł VoltPAQ-X1 (Rys. 2.5) jest jednokanałowym wzmacniaczem mocy przetwarzającym liniowo wejściowe napięcie sterujące z zakresu ± 10 V podawane na wejście Amplifier Command na napięcie wyjściowe z zakresu ± 24 V @ 4.16 A ze współczynnikiem wzmacnienia $\times 1$ (jak w niniejszym ćwiczeniu) lub $\times 3$ na wyjściu To Load.

Poglądowy schemat blokowy układu sterowania serwomechanizmem z przepływem sygnałów jest pokazany na Rys. 2.6.

Uwaga: Z punktu widzenia opisu teoretycznego projektowana regulacja jest regulacją ciągłą, ale praktycznie jest ona realizowana jako regulacja cyfrowa dyskretna w czasie. W wykorzystywanych modelach Simulinka stosowana jest jednak duża - w stosunku stałej czasowej serwomechanizmu - częstotliwość przetwarzania kanałów analogowych ($f_s=1000$ Hz), co sprawia, że zastosowana regulacja cyfrowa jest bardzo dobrym przybliżeniem zaprojektowanej regulacji ciągłej i zapewnia porównywalną jakość sterowania. Rozwiązanie takie jest nazywane dyskretną emulacją regulacji analogowej.



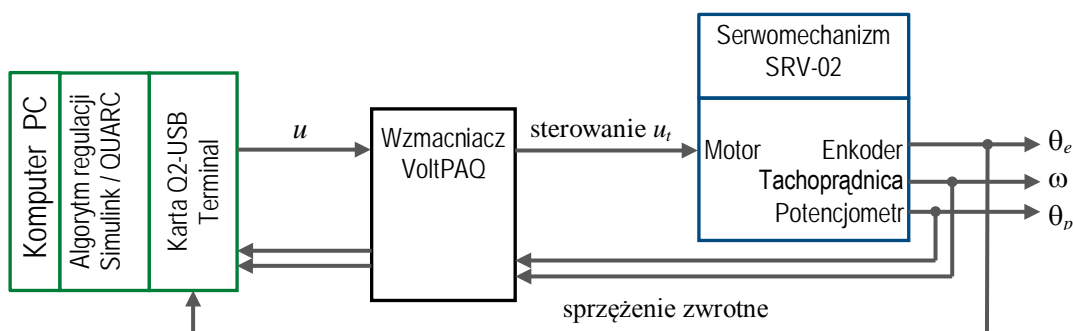
Rys. 2.3. Schemat połączeń układu sterowania serwonapędem obrotowym.
 Linie niebieskie – sygnały mierzone: z enkodera (sygnał cyfrowy), z tachoprądnicy i potencjometru (sygnały analogowe), linie czerwone – sygnały sterujące (napięcie twornika silnika serwonapędu)



Rys. 2.4. Karta pomiarowo-sterująca Q2-USB z terminalem łączeniowym: 1- złącze micro USB, 2 – wejścia enkoderów (DIN-5), 3 – wyjścia przetworników DAC (gniazda RCA – cinch), 4 – wejścia przetworników ADC (gniazda RCA - cinch)



Rys. 2.5. Panel czołowy liniowego napięciowego wzmacniacza mocy Quanser VoltPAQ-X1. Napięcie wyjściowe (zakres +/-24 V @ 4.16 A): $To\ Load = Gain * Amplifier\ Command$. Złącza Analog Sensor Inputs zbierają sygnały z czujników (i przekazują na wyjście To ADC) oraz dostarczają czujnikom napięcie zasilania +/-12V



Rys. 2.6. Schemat blokowy układu sterowania serwomechanizmem odpowiadający schematowi połączeń na Rys. 2.3.

3. Sterowanie położeniem serwomechanizmu (SRP)

3.1. Zadania do wykonania przed realizacją ćwiczenia

3.1.1. Specyfikacje projektowe

Zadanie polega na zaprojektowaniu transmitancji $G_r(s)$ regulatora położenia kąowego $\theta_l(t)$ osi obciążenia serwomechanizmu zapewniającego spełnienie następujących wymagań dotyczących odpowiedzi skokowej układu zamkniętego w dziedzinie czasu:

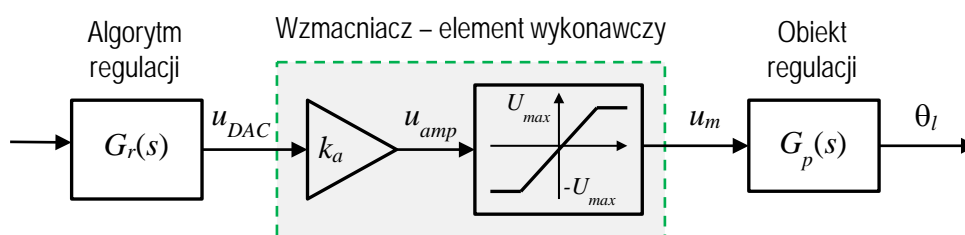
- błąd ustalony odpowiedzi skokowej położenia $e_{u\theta}=0$,
- czas osiągnięcia maksymalnego przeregulowania odpowiedzi skokowej $t_p \leq 0.2$ s,
- maksymalne przeregulowanie odpowiedzi skokowej $M_p \leq 5.0\%$.

Na podstawie wartości parametrów mechanicznych podanych w Tabeli 2 przyjąć następujące wartości „nominalne” parametrów dynamicznych transmitancji (1.14) obiektu regulacji:

$$K = 1.53 \text{ (rad/s/V)}, \quad T = 0.025 \text{ (s)} \quad (3.1)$$

3.1.2. Ograniczenia poziomów sygnału sterującego

Podczas projektowania układu regulacji należy wziąć pod uwagę poziomy ograniczenia możliwych wartości wielkości bezpośrednio sterującej obiektem. W przypadku sterowania serwomechanizmem jest to napięcie wejściowe u_m silnika. Element wykonawczy (w tym przypadku wzmacniacz VoltPAQ) jest elementem o nieliniowej charakterystyce z nasyceniem na wyjściu elementu wykonawczego (Rys. 3.1). Wzmacniacz wzmacnia k_a razy napięcie u_{DAC} z przetwornika cyfrowo-analogowego karty pomiarowo-sterującej (wyliczone przez algorytm regulacji), ale wyjściowy sygnał sterujący u_m jest ograniczany (przez konstrukcję wzmacniacza) do zakresu $(-U_{max}, +U_{max})$.



Rys. 3.1. Element wykonawczy jako element nieliniowy o charakterystyce wzmacniacza z nasyceniem

W prawidłowo zaprojektowanym układzie regulacji wzmacniacz powinien być dobrany do silnika w taki sposób, aby poziom nasycenia U_{max} był równy maksymalnemu napięciu wejściowemu silnika, a transmitancja regulatora $G_r(s)$ powinna mieć współczynniki wzmocnienia ograniczone do takich wartości, aby wzmacniacz pracował w liniowym zakresie charakterystyki, tj. $|u_{amp}| \leq U_{max}$ (praca w strefie nasycenia jest często dopuszczana w czasie rozruchu układu).

W przypadku serwomechanizmu SRV02: $U_{max}=10V$ (por. Tabela 2) i $k_a=1$ (Gain=1, por. Rys. 2.5), ponieważ zakres napięcia wyjściowego z przetworników DAC karty Q2 jest równy $\pm 10V$.

3.1.3. Projektowanie regulacji PV

Przy regulacji położenia kąowego $\theta_l(t)$ serwomechanizmu obiekt regulacji jest obiektem астатycznym 1-go rzędu (typu 1) o transmitancji (1.14), więc zerowy błąd odpowiedzi skokowej można osiągnąć bez działania całkującego w regulatorze. Prostym rozwiązaniem jest regulacja proporcjonalno-prędkościowa PV przebiegająca zgodnie z równaniem:

$$u_m(t) = k_p [\theta_r(t) - \theta_l(t)] - k_v \frac{d\theta_l(t)}{dt} = k_p e(t) - k_v \frac{d\theta_l(t)}{dt}, \quad e(t) = \theta_r(t) - \theta_l(t) \quad (3.2)$$

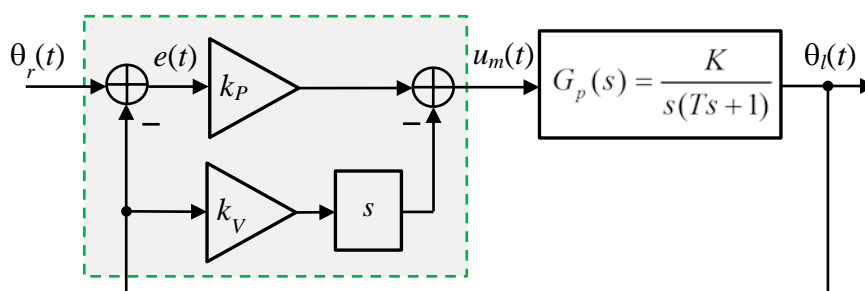
gdzie: $\theta_r(t)$ – zadane położenie kąowe osi obciążenia, $u_m(t)$ – napięcie twornika silnika (wielkość sterująca), k_p – współczynnik wzmocnienia składowej proporcjonalnej, k_v – współczynnik

wzmocnienia składowej prędkościowej. Struktura regulatora PV jest przedstawiona na schemacie blokowym układu zamkniętego na Rys. 3.2.

Regulacja PV jest odmianą klasycznej regulacji proporcjonalno-różniczkującej PD:

$$u_m(t) = k_p e(t) + k_D \frac{de(t)}{dt},$$

w której do części różniczkującej regulatora zamiast błędu regulacji $e(t)$ wprowadza się tylko sygnał sprzężenia zwrotnego $-\theta_l(t)$. Pozwala to uniknąć impulsów składowej różniczkującej sygnału sterującego przy skokowych zmianach wartości zadanej $\theta_r(t)$. Dla $\theta_r(t)=const$ działanie obu regulatorów nie różni się. Obecność działania różniczkującego w regulatorze PV umożliwia zwiększenie zapasu stabilności układu zamkniętego, a tym samym zmniejszenie przeregulowania jego odpowiedzi skokowej.



Rys. 3.2. Schemat blokowy układu regulacji położenia kąowego z regulatorem (kompensatorem) PV

Transmitancja układu zamkniętego z obiektem astatycznym (1.14) i regulatorem PV:

$$G_z(s) = \frac{\Theta_l(s)}{\Theta_r(s)} = \frac{Kk_p}{Ts^2 + (1 + Kk_v)s + Kk_p} = \frac{\frac{Kk_p}{T}}{s^2 + \frac{(1 + Kk_v)}{T}s + \frac{Kk_p}{T}} \quad (3.3)$$

jest transmitancją układu 2-go rzędu. Przyrównanie jej do standardowej transmitancji układu 2-go rzędu (1.17) umożliwia wyznaczenie parametrów k_p , k_v regulatora w funkcji parametrów dynamicznych ζ , ω_n spełniających specyfikacje projektowe oraz parametrów dynamicznych obiektu regulacji K , T :

$$k_p = \frac{\omega_n^2 T}{K}, \quad k_v = \frac{2\zeta\omega_n T - 1}{K} \quad (3.4)$$

Wartości parametrów ζ , ω_n spełniających specyfikacje projektowe wyznacza się ze wzorów (1.18):

$$\zeta = \frac{-\ln \frac{M_p}{100}}{\sqrt{\left(\ln \frac{M_p}{100}\right)^2 + \pi^2}}, \quad \omega_n = \frac{\pi}{t_p \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (3.5)$$

Dla wymagań projektowych określonych w pkt. 3.1.1 wynoszą one:

$$\zeta \geq 0.69, \quad \omega_n \geq 21.7 \text{ (rad/s)} \quad (3.6)$$

➤ Stosując wzory (3.4) oraz wartości parametrów obiektu (3.1) i parametrów dynamicznych układu zamkniętego (3.6) wyznaczyć wartości współczynników wzmocnienia k_p , k_v regulatora PV spełniające (w minimalnym stopniu) specyfikacje projektowe.

$$k_p = \dots \text{ (V/rad)}, \quad k_v = \dots \text{ (V}\cdot\text{s/rad)} \quad (3.7)$$

➤ Biorąc pod uwagę tylko część proporcjonalną regulatora we wzorze (3.2) (przyjmując $k_v=0$) określić maksymalne wartości współczynnika k_p , dla których napięcie regulacji w odpowiedzi na skokową

zmianę kąta zadanego będzie przebiegać przez cały czas w liniowym zakresie pracy wzmacniacza. Założyć, że regulacja rozpoczyna się od położenia początkowego $\theta_l(0)=0$. Rozważyć dwa przypadki:

- 1) $\theta_r(t)=\frac{1}{4}\pi \cdot \mathbf{1}(t)$, $k_{pmax} = \dots$
- 2) $\theta_r(t)=\frac{1}{2}\pi \cdot \mathbf{1}(t)$, $k_{pmax} = \dots$

➤ Czy wartość k_p zaprojektowana we wzorze jest w obu przypadkach mniejsza od k_{pmax} ? Skomentować odpowiedź.

Błąd ustalony odpowiedzi układu z regulatorem PV na sygnał zadany liniowo zmienny

Błąd ustalony układu zamkniętego z obiektem astatycznym 1-go rzędu na skokowy sygnał zadany położenia jest równy zero. Błąd ustalony odpowiedzi na sygnał zadany zmienny liniowo $\theta_r(t)=R_1 t \cdot \mathbf{1}(t)$ (por. pkt. 1.2.2):

$$e_u = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s[1 - G_z(s)]\Theta_r(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s[1 - G_z(s)] \frac{R_1}{s^2}$$

gdzie $G_z(s)$ jest transmitancją (3.3) układu zamkniętego z regulatorem PV. W efekcie otrzymujemy:

$$e_u = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{Ts^2 + (1 + Kk_v)s}{Ts^2 + (1 + Kk_v)s + Kk_p} \cdot \frac{R_1}{s} = \frac{1 + Kk_v}{Kk_p} R_1 \quad (3.8)$$

3.1.4. Projektowanie regulacji PIV

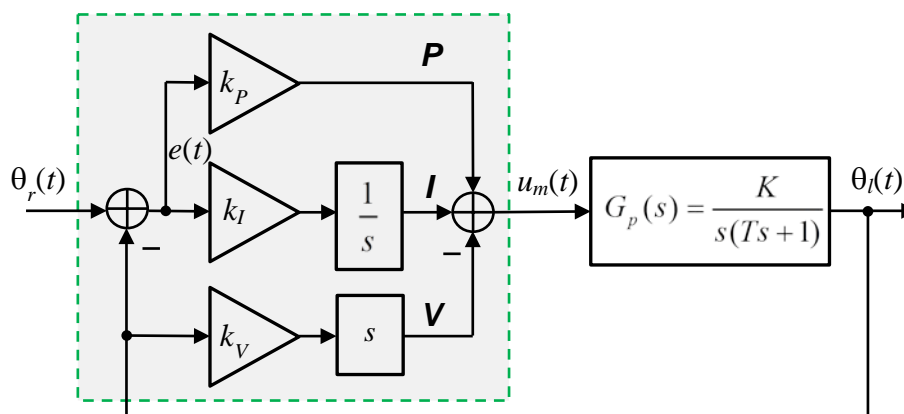
Dodanie składowej regulacji proporcjonalnej do całki z błędem $e(t)$ umożliwia wyeliminowanie błędów ustalonych odpowiedzi na sygnał zadany narastający liniowo. Regulacja proporcjonalno-całkująco-prędkościowa PIV położenia kąтового $\theta_l(t)$ serwomechanizmu przebiega zgodnie z równaniem:

$$u_m(t) = k_p [\theta_r(t) - \theta_l(t)] + k_i \int [\theta_r(t) - \theta_l(t)] dt - k_v \frac{d\theta_l(t)}{dt} = k_p e(t) + k_i \int e(t) dt - k_v \frac{d\theta_l(t)}{dt} \quad (3.9)$$

gdzie: k_i – współczynnik wzmocnienia składowej całkowej sterowania. Schemat blokowy układu regulacji położenia kąтового z regulatorem PIV jest pokazany na Rys. 3.3.

➤ Zadanie 3: Wyznaczyć współczynniki wzmocnień k_p , k_i , $k_v (=k_D)$ ze wzoru (3.9) w zależności od standardowo stosowanych parametrów k_p , T_I , T_D regulatora PID o równaniu:

$$u(t) = k_p \left(e(t) + \frac{1}{T_I} \int e(t) dt + T_D \frac{de(t)}{dt} \right)$$



Rys. 3.3. Schemat blokowy układu regulacji położenia kąтового z regulatorem (kompensatorem) PIV

Transmitancja układu zamkniętego z regulatorem PIV:

$$G_z(s) = \frac{\Theta_l(s)}{\Theta_r(s)} = \frac{K(k_p s + k_I)}{Ts^3 + (1 + Kk_V)s^2 + Kk_P s + Kk_I} \quad (3.10)$$

jest transmitancją 3-go rzędu.

Błąd ustalony odpowiedzi układu z regulatorem PIV na sygnał zadany zmienny liniowo

Błąd ustalony odpowiedzi układu zamkniętego na sygnał zadany zmienny liniowo:

$$e_u = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s[1 - G_z(s)] \frac{R_1}{s^2} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^3(Ts + 1 + Kk_V)}{Ts^3 + (1 + Kk_V)s^2 + Kk_P s + Kk_I} \cdot \frac{R_1}{s^2} = 0 \quad (3.11)$$

gdzie $G_z(s)$ jest transmitancją (3.10) układu zamkniętego z regulatorem PIV.

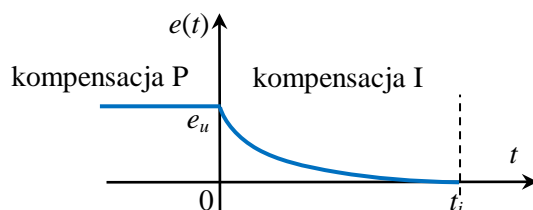
Dobieranie współczynnika wzmocnienia k_V części całkującej regulatora

Rozważmy działanie układu regulacji w stanie ustalonym odpowiedzi na skokowy sygnał zadany. W stanie ustalonym położenie kątowe $\theta_r = \text{const}$, więc składowa prędkościowa sterowania jest równa zero i działanie części V regulatora można pominąć. W przypadku regulatora PV błąd ustalony $e_u = \text{const}$, sygnał sterujący wytwarza tylko część proporcjonalna P:

$$u_m = k_P e_u \quad (3.12)$$

Po przejściu na regulację PIV błąd ustalony spada do zera po czasie całkowania t_i dzięki działaniu części całkującej I, a w nowym stanie ustalonym $e_u = 0$, a kompensacja P jest zastąpiona przez kompensację I (Rys. 3.4):

$$u_m = k_I \int_0^{t_i} e(t) dt \quad (3.13)$$



Rys. 3.4. Uproszczony przebieg przejścia od kompensacji proporcjonalnej do kompensacji całkowej po dodaniu działania całkującego: P → PI

Jeżeli przyjmiemy, że błąd $e(t)$ zanika wykładniczo do zera przez czas równy pięciu stałym czasowym, to całka we wzorze (3.13) jest równa $t_i/5$ (w przypadku zanikania o innym przebiegu wartość całki będzie zazwyczaj większa). Zakładając tę samą wartość sygnału sterującego u_m w stanie ustalonym dla kompensacji P (3.12) i kompensacji I (3.13) otrzymujemy wartość współczynnika wzmocnienia części całkującej regulatora w zależności od założonego czasu całkowania t_i i określonej wartości k_P :

$$k_I = \frac{5k_P}{t_i} \quad (3.14)$$

Jeżeli wyznaczona w ten sposób wartość k_I powoduje długotrwałe oscylacje błędów, to oznacza, że jest ona zbyt duża i należy ją zmniejszyć. Zbyt mała wartość k_I powoduje z kolei charakterystyczne powolne zanikanie błędów regulacji.

➤ Wyznaczyć wartość k_I przyjmując k_P obliczone w (3.7) i $t_i = 1\text{s}$:

$$k_I = \dots \quad (\text{V/rad/s}) \quad (3.15)$$

3.2. Układ regulacji położenia kąowego - symulacja

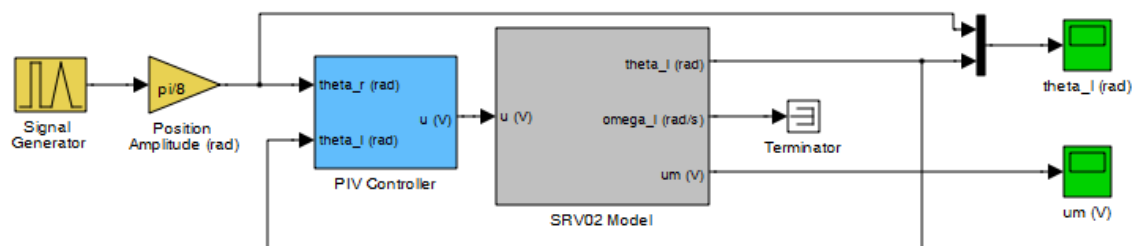
3.2.1. Model symulacyjny i skrypt konfiguracyjny

- 1) Uruchomić Matlab'a i przejść do folderu SRP. Otworzyć model symulacyjny Simulinka o nazwie `srv_pos_sim.mdl` (Rys. 3.5). Zapoznać się z blokami i subsystemami modelu.
- 2) Otworzyć do edycji skryptowy plik konfiguracyjny `setup_srv_pos.m`. Uaktywnić linię skryptu `CONTROL_TYPE = 'MANUAL'` (opcja ręcznego wpisywania wartości parametrów regulacji):


```
% Type of controller
% CONTROL_TYPE = 'AUTO_PV';
% CONTROL_TYPE = 'AUTO_PIV';
CONTROL_TYPE = 'MANUAL';
...

```

SRV02-ET Experiment: Simulated Position Control



Rys. 3.5. Model Simulinka do symulacji sterowania położeniem kąowym serwomechanizmu SRV02 z regulatorem PV/PIV

- 3) Uruchomić skrypt za pomocą przycisku  (Save and Run) na belce modelu (lub Debug | Run – F5). Skrypt ładuje do pamięci Workspace parametry modelu SRV02 oraz parametry projektowe i zadaje zerowe wartości współczynników wzmocnienia regulatora PIV. Wyniki poleceń są wyświetlane w oknie komend Matlab'a:

```
-----
SRV02 model parameters:
  K = 1.53 rad/s/V
  T = 0.0254 s
Specifications:
  tp = 0.2 s
  Mp = 5 %
Calculated PV control gains:
  kp = 0 V/rad
  kv = 0 V.s/rad
Integral control gain for triangle tracking:
  ki = 0 V/rad/s
-----

```

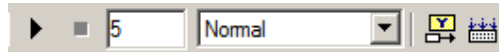
3.2.2. Symulacja odpowiedzi skokowej układu z regulatorem PV i PIV

- 1) Skonfigurować model `srv_pos_sim.mdl`:

- W oknie komend wprowadzić wartości parametrów regulacji PV wyznaczone we wzorach (3.7) i wyzerować k_i :
 $k_p = \dots$, $k_v = \dots$, $k_i = 0$,
- W bloku Signal Generator wybrać typ sygnału zadanego: Signal Type = square, (Amplitude = 1, Frequency = 0.4 Hz).
- Zadać Position Amplitude = $\pi/8$. Ponieważ sygnał z generatora jest symetryczny względem zera oznacza to amplitudę skoku równą $\pi/4$ (45°).

- W bloku PIV Control ustawić Manual Switch w położeniu górnym (Derivative) (podwójnym kliknięciem myszką w obszarze bloku). Oznacza to regulację PV z idealną częścią V różniczkującą kąt położenia.
- Otworzyć okna oscyloskopów rejestrujących przebiegi położenia osi obciążenia θ_a i napięcia silnika u_m .

- Ustawić okres symulacji równy 5 sekund:



2) Uruchomić symulację odpowiedzi skokowej dla układu z idealnym regulatorem PV (przycisk *Start simulation* lub Ctrl+E) i zarejestrować wyniki.

- **Uwaga:** Przebiegi z bloków oscyloskopów są zapisywane w pamięci Workspace Matlaba w zmiennych strukturalnych θ_a i u_m . W razie potrzeby zakresy osi wykresów można dopasować za pomocą przycisku z belki okna oscyloskopu.
- Skopiować przebiegi w oknach wykresów korzystając z m-pliku skryptowego (powinien znajdować się w folderze roboczym):

```
plot_theta_um
```

i zarejestrować je do zamieszczenia w sprawozdaniu (Edit | Copy Figure).

- Na podstawie wykresu odpowiedzi skokowej określić uzyskane wskaźniki jakości idealnej regulacji PV, tj. błąd ustalony e_u , maksymalne przeregulowanie M_p i czas t_p osiągnięcia maksimum przeregulowania oraz dodatkowo czas regulacji do osiągnięcia stanu ustalonego t_r (wartości te podać w sprawozdaniu). Czy wskaźniki jakości spełniają specyfikacje projektowe podane w pkt. 3.1.1?

- Czy wzmacniacz napięcia (element wykonawczy) osiąga w czasie regulacji stan nasycenia?

3) W bloku PIV Control ustawić Manual Switch w położeniu dolnym (Derivative & LP filter) i powtórzyć symulację odpowiedzi skokowej. Zarejestrować przebiegi jak poprzednio.

Jest to najczęściej stosowana w praktyce regulacja PV z częścią różniczkującą z filtrem dolnoprzepustowym (*Low-Pass*) usuwającym niekorzystne wysokoczęstotliwościowe składowe (szum, zakłócenia impulsowe) z sygnału prędkości (pochodnej kąta położenia). Filtr LP jest w tym przypadku filtrem 2-go rzędu o parametrach: $\omega_{nf}=2\pi\cdot 50$ (rad/s), $\zeta=0.9$ (współczynnik tłumienia bliski 1). Częstotliwość graniczną ω_{nf} filtra dobiera się zwykle tak aby stosunek czasu zdwojenia $T_d=-k_v/k_p$ części różniczkującej regulatora do stałej czasowej filtra $T_f=1/\omega_{nf}$ był równy $T_d/T_f=d=5\div 30$.

- Wyznaczyć wartość stosunku d dla zastosowanego filtra.

- Porównać przebiegi odpowiedzi skokowej dla regulacji PV idealnej i z filtracją LP.

- Na podstawie wykresu odpowiedzi skokowej określić uzyskane wskaźniki jakości regulacji PV z filtracją LP: e_u , M_p i t_p oraz czas regulacji t_r . Czy wskaźniki jakości spełniają podane specyfikacje projektowe?

4) Przeprowadzić symulację odpowiedzi skokowej dla układu z regulatorem PIV.

- W oknie komend wprowadzić współczynnik wzmocnienia części całkującej I regulatora wyznaczony we wzorze (3.15) :

```
ki = ..., % kp, kv - bez zmian
```

- Przeprowadzić symulację i zarejestrować przebiegi:

```
plot_theta_um
```

- W jaki sposób dodanie części całkującej regulatora wpłynęło na kształt odpowiedzi i wskaźniki jakości uzyskane dla regulatora PV?

- Zmniejszyć wartość k_i 2÷3 razy i powtórzyć symulację. Zarejestrować i skomentować wyniki.

3.2.3. Symulacja odpowiedzi układu z regulatorem PV i PIV na sygnał zadany zmienny liniowo

1) Skonfigurować model symulacyjny `srv_pos_sim.mdl`:

- W bloku Signal Generator wybrać typ sygnału zadanego: Signal Type = triangle, Amplitude = 1, Frequency = 0.4 Hz.
- Zadać Position Amplitude = 2 (sygnał jest symetryczny względem zera, więc oznacza to amplitudę międzyszczytową równą 4). Współczynnik nachylenia sygnału zmiennego liniowo jest określony wzorem:

$$R_1 = 4 \cdot \text{PosAmp} \cdot \text{Freq} \text{ (rad/s)} \quad (3.16)$$

- W bloku PIV Control ustawić Manual Switch w położeniu dolnym (Derivative & LP filter) – działanie różniczkujące z filtracją LP w części V regulatora.
- 2) Przeprowadzić symulację odpowiedzi na sygnał zmienny liniowo dla układu z regulatorem PV i zarejestrować przebiegi.

ki = 0, % kp, kv – jak poprzednio

- Zwrócić uwagę na krótkotrwałe osiągnięcie przez napięcie silnika u_m poziomu nasycenia wzmacniacza w początkowej fazie rozruchu serwomechanizmu.
- Wyznaczyć nachylenie R_1 sygnału zadanego ze wzoru (3.16) i obliczyć teoretyczny błąd regulacji PV w stanie ustalonym e_u na podstawie wzoru (3.8).
- Określić błąd regulacji PV w stanie ustalonym na podstawie zarejestrowanych przebiegów i porównać z wartością obliczoną.

3) Przeprowadzić symulację odpowiedzi na sygnał zmienny liniowo dla układu z regulatorem PIV.

- W oknie komend wprowadzić współczynnik wzmocnienia części całkującej I regulatora wyznaczony we wzorze (3.15):

ki = ..., % kp, kv – bez zmian

- Uruchomić symulację i zarejestrować przebiegi:

plot_theta_um

- Na podstawie przebiegów z symulacji określić błąd regulacji PIV w stanie ustalonym e_u i czas regulacji do osiągnięcia stanu ustalonego t_r . Czy wartość e_u jest zgodna z przewidywaniem teoretycznym?
- Czy wzmacniacz napięcia osiąga w czasie regulacji stan nasycenia?

3.3. Układ regulacji położenia kąowego - eksperymenty z układem SRV02

3.3.1. Konfiguracja układu do sterowania położeniem kąowym

1) Serwomechanizm SRV02 ma być zmontowany w konfiguracji z wysokim przełożeniem z osi silnika na oś obciążenia, tj. z zębatkami (19) i (20) (24/120 zębów), oraz z obciążeniem osi obciążenia w kształcie dysku (22) (Rys. 2.2).

2) Otworzyć w edytorze Matlaba skrypt konfiguracyjny `setup_srv_pos.m`.

- Uaktywnić opcję ręcznego wpisywania parametrów regulatora:

```
% Type of controller
CONTROL_TYPE = 'MANUAL';
```

- Aby regulacja położenia kąowego przebiegała we właściwy sposób niezbędne jest następujące ustawienie parametrów skryptu:

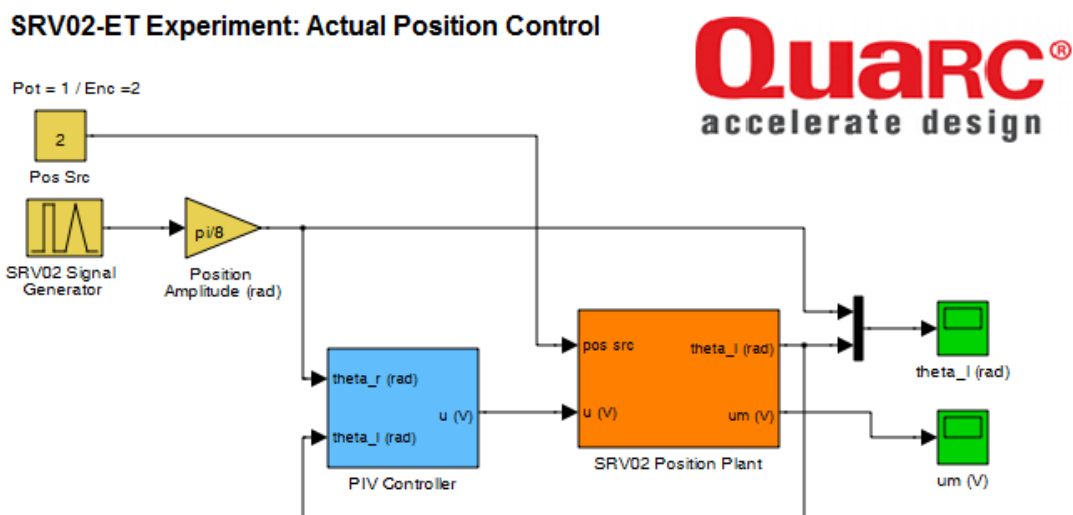
```
% SRV02 Configuration
EXT_GEAR_CONFIG = 'HIGH'; % przełożenie zewn. przekładni wysokie
ENCODER_TYPE = 'E'; % typ enkodera
TACH_OPTION = 'YES'; % czy SRV02 jest wyposażony w tachoprądnice?
LOAD_TYPE = 'DISC'; % obciążenie w kształcie dysku
K_AMP = 1; % wzmocnienie wzmacniacza =1
AMP_TYPE = 'VoltPAQ'; % typ wzmacniacza mocy
VMAX_DAC = 10; % zakres napięcia sterującego z przetw.DAC (V)
```

- Uruchomić skrypt `setup_srv_pos.m`. Wyniki poleceń są zapisywane w przestrzeni roboczej `Workspace` i wyświetlane w oknie komend Matlaba.

3.3.2. Konfiguracja modelu do sterowania położeniem układu SRV02 w czasie rzeczywistym

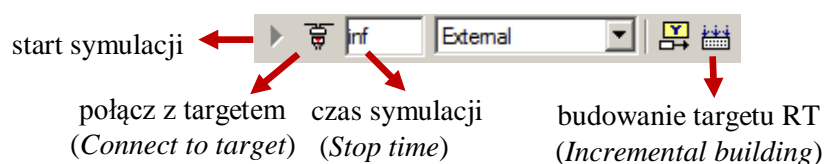
1) Otworzyć model Simulinka `srv_pos.mdl` (Rys. 3.6). Zapoznać się z poszczególnymi subsystemami i blokami modelu. W bloku (subsystemie) `SRV02 Position Plant` znajdują się bloki z biblioteki QUARC służące do sprzęgania modelu pracującego w środowisku Simulink-QUARC z obiektem fizycznym (generowania napięcia silnika i odbierania pomiarów z czujników położenia i prędkości). Sprawdzić w modelu prawidłowość konfiguracji sprzętowej:

- **Konfiguracja karty DAC:** W subsystemie `SRV02 Position Plant` | `SRV02 Plant` znajduje się m.in. blok `HIL Initialize` (*Hardware In-the-Loop*), który umożliwia działanie symulacji w czasie rzeczywistym i obsługę karty DAC. Sprawdzić w polu `Board type`, czy ustawiona jest karta Q2-USB.
- W menu modelu `Simulation` | `Configuration parameters` sprawdzić, czy okres próbkowania, obliczania i aktualizacji sterowania `Fixed-step size = 0.001` (s) (tj. częstotliwość próbkowania $f_s=1000$ Hz).
- **Wybór czujnika położenia:** Położenie kątowe osi obciążenia może być mierzone cyfrowo za pomocą enkodera lub analogowo za pomocą potencjometru. Wybór określa wartość bloku `Pos Src` na schemacie blokowym: pomocą jednego z dwóch czujników:
 - `Pos Src = 1` → odczyt położenia z potencjometru,
 - `Pos Src = 2` → odczyt położenia z enkodera (ustawić `Pos Src = 2`).



Rys. 3.6. Model Simulinka do sterowania położeniem kątowym serwo mechanizmu SRV02 z regulatorem PV/PIV w czasie rzeczywistym

- **Uwaga:** Uruchamianie modelu (nowego lub po zmianie parametrów regulacji poza modelem) do pracy w czasie rzeczywistym z oprogramowaniem QUARC (w trybie *External*) przebiega każdorazowo w następujący sposób:
 - Przeprowadza się proces budowania (kompilowania i linkowania) modelu przyciskiem *Incremental Building* na belce (nie przebudowuje bibliotek) lub opcją menu **QUARC** | **Build** (Ctrl+B).
 - Łączy się model Simulinka ze zbudowanym targetem czasu rzeczywistego przyciskiem *Connect to target* (Ctrl+T) i uruchamia symulację przyciskiem *Start* (Ctrl+E) (po połączeniu przycisk *Start* jest uaktywniany).



- Zmiany w blokach modelu Simulinka takie jak przełączanie przełącznika, zmiana sygnału z generatora czy wzmacnienia wzmacniacza slider nie wymagają przebudowania modelu i mogą być dokonywane nawet w czasie jego działania.
- W celu umożliwienia dłuższej obserwacji zachowania się układu czas symulacji (czas działania) układu jest domyślnie nieograniczony (`inf`). W celu zarejestrowania wyników ustawiać czas symulacji równy 5 sekund (jak w przypadku symulacji, oscyloskopy rejestrują w zmiennych ostatnie 5 sekund pracy).

Uwaga: Po zmianie czasu symulacji model należy ponownie skompilować.

3.3.3. Odpowiedź skokowa układu SRV02 z regulatorem PV i PIV

Dla modelu `srv_pos.mdl` wykonać po kolei czynności jak dla symulacji w pkt. 3.2.2.

3.3.4. Odpowiedź układu SRV02 z regulatorem PV i PIV na sygnał zmienny liniowo

Dla modelu `srv_pos.mdl` wykonać po kolei czynności jak dla symulacji w pkt. 3.2.3.

- Na podstawie wyników sterowania układem fizycznym otrzymanych w pkt. 3.3.3-3.3.4 przeprowadzić podsumowanie, czy regulatory o nastawach obliczonych dla nominalnych parametrów modelu obiektu spełniają wymagania w przypadku obiektu rzeczywistego.

3.3.5. Charakterystyka częstotliwościowa układu zamkniętego z regulatorem PV

- 1) Wyznaczyć (i zarejestrować) charakterystykę częstotliwościową modelu (3.3) układu zamkniętego z zaprojektowanym regulatorem PV:

```
% Frequency response of SRV02 position model with PV control
num = K*kp/T;
den = [1 (1+K*kv)/T K*kp/T];
GPV = tf(num,den);      % closed-loop transfer function
bode(GPV), grid        % Bode characteristics
```

- 2) Wyznaczyć *doświadczalnie* punkty charakterystyki częstotliwościowej układu SRV02 z regulatorem PV dla częstotliwości: 0.4 Hz, 3.45 Hz (sprawdzić, że wartość ta odpowiada pulsacji granicznej ω_n ze wzoru (3.6)) i 8.0 Hz rejestrując odpowiedzi układu na sygnał sinusoidalny o podanych częstotliwościach i odczytując z nich wzmacnienie oraz przesunięcie fazowe.

- W bloku Signal Generator modelu `srv_pos.mdl` wybrać Signal Type = sine i zadać częstotliwość, np. Frequency = 0.4 (Hz).
- Zadać Position Amplitude = $\pi/8$ (rad), ustawić czas symulacji równy 5 sekund i wyzerować (w oknie komend) współczynnik wzmacnienia części I regulatora:

```
ki = 0,
```

- Przeprowadzić symulację, zarejestrować wyniki. Z wykresów $\theta_r(t)$ i $\theta_l(t)$ w stanie ustalonym odczytać wzmacnienie (*magnitude*) $M_\theta(\omega)$ (dB) i przesunięcie fazowe $\phi_\theta(\omega)$ (rad).
- Nanieść wyznaczony punkt na wykres charakterystyki teoretycznej dla modelu układu wyznaczonej w pkt. 1) i sprawdzić zgodność.
- Powtórzyć eksperyment dla pozostałych podanych częstotliwości.

4. Sterowanie prędkością serwomechanizmu (SRV)

4.1. Zadania do wykonania przed realizacją ćwiczenia

4.1.1. Specyfikacje projektowe

Zadanie polega na zaprojektowaniu transmitancji $G_r(s)$ regulatora prędkości kątowej $\omega_l(t)$ osi obciążenia serwomechanizmu zapewniającego spełnienie następujących wymagań dotyczących odpowiedzi skokowej układu zamkniętego w dziedzinie czasu:

- błąd ustalony odpowiedzi skokowej prędkości $e_{u\omega}=0$,
- czas osiągnięcia maksymalnego przeregulowania odpowiedzi skokowej $t_p \leq 0.05$ s,
- maksymalne przeregulowanie odpowiedzi skokowej $M_p \leq 5.0\%$.

Korzystając ze wzorów (3.5) dla podanych wartości M_p i t_p można wyznaczyć potrzebne wartości współczynnika tłumienia i pulsacji drgań nietłumionych transmitancji projektowanego układu zamkniętego (zakładając, że mianownik tej transmitancji ma postać określoną wzorem (1.17)):

$$\zeta \geq 0.69, \quad \omega_n \geq 86.7 \text{ (rad/s)} \quad (4.1)$$

Wymagania projektowe określone w dziedzinie czasu można przełożyć na wymagania w dziedzinie częstotliwości. Przybliżona zależność:

$$PM \cong 100 \cdot \zeta \text{ (}^\circ\text{)}, \quad (4.2)$$

stosowana w zakresie $PM \leq 70^\circ$, określa potrzebny zapas fazy (*phase margin*) PM charakterystyki częstotliwościowej układu otwartego z regulatorem (kompensatorem). Wymagana pulsacja odcięcia ω_c układu otwartego jest z kolei w przybliżeniu równa pulsacji drgań nietłumionych ω_n układu zamkniętego i odwrotnie proporcjonalna do czasu t_p . W rezultacie można przyjąć następujące wartości specyfikacji projektowych dotyczących charakterystyki częstotliwościowej układu otwartego z kompensatorem:

$$PM \geq 70^\circ, \quad \omega_c \geq 87 \text{ (rad/s)} \quad (4.3)$$

Na podstawie wartości parametrów mechanicznych podanych w Tabeli 2 otrzymuje się „nominalne” parametry dynamiczne transmitancji (1.14) o wartościach podanych we wzorach (3.1).

4.1.1. Projektowanie regulacji PI

Ponieważ przy regulacji prędkości kątowej $\omega_l(t)$ serwomechanizmu obiekt regulacji jest obiektem statycznym (typu 0) o transmitancji (1.12) zerowy błąd odpowiedzi skokowej prędkości osiąga się przez wprowadzenie do regulatora działania całkującego. Regulator proporcjonalno-całkujący PI prędkości jest opisany równaniem:

$$u_m(t) = k_p [b_{SP} \omega_r(t) - \omega_l(t)] + k_I \int e(t) dt, \quad e(t) = \omega_r(t) - \omega_l(t) \quad (4.4)$$

gdzie: $\omega_r(t)$ – zadana prędkość kątowa osi obciążenia, $u_m(t)$ – napięcie twornika silnika (wielkość sterująca), k_p – współczynnik wzmocnienia składowej proporcjonalnej, k_I – współczynnik wzmocnienia składowej całkowej, b_{SP} – współczynnik wagowy sygnału zadanego (punktu pracy *set-point*, *SP*). Struktura regulatora PI jest przedstawiona na schemacie blokowym układu zamkniętego na Rys. 4.1. Dla $b_{SP}=1$ otrzymujemy klasyczną regulację PI na podstawie błędu $e(t)$:

$$u_m(t) = k_p e(t) + k_I \int e(t) dt \rightarrow G_{PI}(s) = k_p + k_I s \quad (4.5)$$

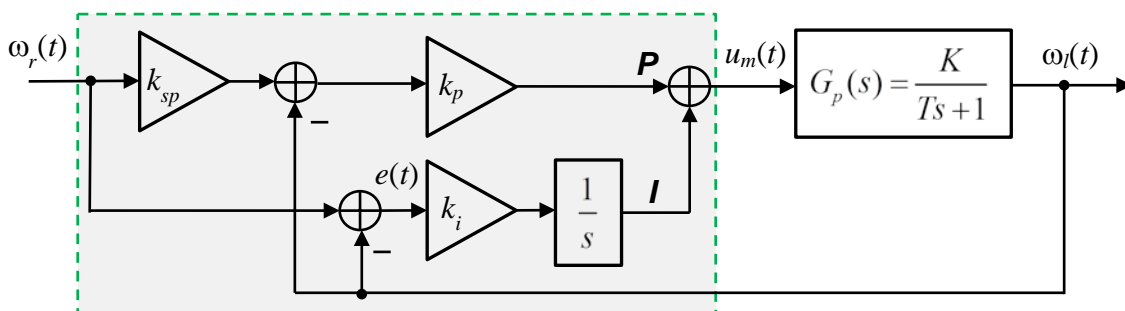
Transmitancja układu zamkniętego z regulatorem PI:

$$G_z(s) = \frac{\Omega_l(s)}{\Omega_r(s)} = \frac{K(k_p b_{SP} s + k_I)}{T s^2 + (1 + K k_p) s + K k_I} = \frac{\frac{K k_I}{T} \left(\frac{k_p b_{SP}}{k_I} s + 1 \right)}{s^2 + \frac{(1 + K k_p)}{T} s + \frac{K k_I}{T}} \quad (4.6)$$

jest transmitancją układu 2-go rzędu z członem *forsującym* ($T_{fors}s+1$), gdzie $T_{fors} = k_p b_{sp} / k_I$ (dla $b_{sp}=0$ jest to standardowa transmitancja układu 2-go rzędu (1.17)). Przyrównanie jej mianownika do mianownika transmitancji układu 2-go rzędu (1.17) umożliwia wyznaczenie parametrów k_p , k_I regulatora w funkcji parametrów dynamicznych ζ , ω_n spełniających specyfikacje projektowe oraz parametrów dynamicznych obiektu K , T :

$$k_I = \frac{\omega_n^2 T}{K}, \quad k_p = \frac{2\zeta\omega_n T - 1}{K} \quad (4.7)$$

gdzie ζ , ω_n są określone nierównościami (4.1).



Rys. 4.1. Schemat blokowy układu regulacji prędkości kątowej z regulatorem PI

- Stosując wzory (4.6) oraz „nominalne” wartości parametrów obiektu (3.1) i zadanych parametrów dynamicznych układu zamkniętego (4.1) wyznaczyć wartości współczynników wzmocnienia k_p , k_I regulatora PI spełniające (w minimalnym stopniu) specyfikacje projektowe.

$$k_p = \dots \quad (\text{V} \cdot \text{s} / \text{rad}), \quad k_I = \dots \quad (\text{V} / \text{rad}) \quad (4.8)$$

- Porównać sposób wyznaczania parametrów k_p , k_I regulatora PI prędkości z wyznaczaniem parametrów k_p , k_v regulatora PV położenia kątowego w pkt. 3.1.1.
- **Zadanie 4:** Wyznaczyć błąd ustalony układu zamkniętego z regulatorem PI z $b_{sp}=1$ na sygnał zadany prędkości zmienny liniowo $\omega_r(t) = R_1 t \cdot \mathbf{1}(t)$. (Odpowiedź: $e_u = R_1 / k_I K$)

4.1.2. Projektowanie regulacji z członem całkującym i kompensatorem przyspieszającym fazę

Alternatywą dla regulatora PI może być szeregowe połączenie członu całkującego z członem korekcyjnym przyspieszającym fazę (*lead compensator*). Człon korekcyjny ma transmitancję:

$$G_{lead}(s) = \frac{aT_c s + 1}{T_c s + 1} \quad (4.9)$$

gdzie $a > 1$. Pełna transmitancja kompensatora I-Lead jest określona wzorem:

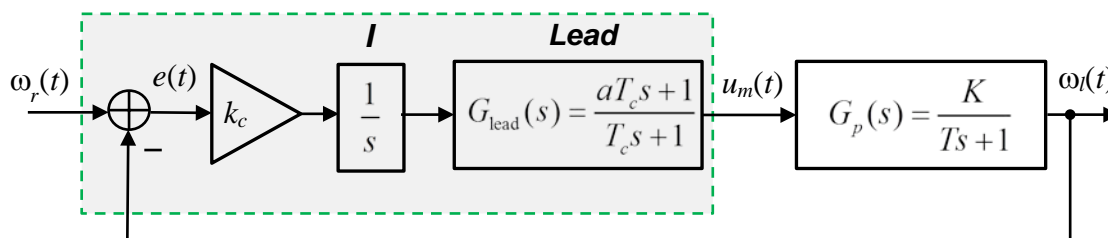
$$G_c(s) = \frac{k_c}{s} \cdot \frac{aT_c s + 1}{T_c s + 1} \quad (4.10)$$

Schemat blokowy układu regulacji prędkości kątowej jest przedstawiony na Rys. 4.2. Obecność szeregowego członu całkującego w kompensatorze zapewnia regulację astatyczną z zerowym błędem ustalonym odpowiedzi układu zamkniętego na skokowy sygnał zadany prędkości. Korekcja przyspieszająca fazę jest z kolei aproksymacją regulacji PD umożliwiającym zwiększenie zapasu stabilności układu zamkniętego, a tym samym zmniejszenie przeregulowania jego odpowiedzi skokowej.

Zadanie polega na zaprojektowaniu korektora $G_{lead}(s)$ do pozostałej części transmitancji układu otwartego, tj. transmitancji $k_c H(s)$, gdzie:

$$H(s) = \frac{1}{s} G_p(s) = \frac{K}{s(Ts + 1)} \quad (4.11)$$

Odpowiedni dobór współczynnika wzmocnienia k_c umożliwi osiągnięcie wymaganej pulsacji odcięcia ω_c charakterystyki częstotliwościowej $k_c H(j\omega)$ obiektu z integratorem (a tym samym pasma przenoszenia układu zamkniętego). Zwiększanie k_c zwiększa ω_c i zmniejsza czas osiągnięcia maksymalnego przeregulowania t_p (przyspiesza regulację), ale jeżeli wartość k_c potrzebna do osiągnięcia wymaganej wartości ω_c jest większa od 1 (czyli większa 0 dB), to zredukowany jest zapas fazy układu otwartego, co przekłada się na większe przeregulowanie M_p odpowiedzi skokowej.



Rys. 4.2. Schemat blokowy układu regulacji prędkości kątowej z kompensatorem złożonym z członu całkującego i członu przyspieszającego fazę

Rola korektora przyspieszającego fazę, którego charakterystyka częstotliwościowa $G_{lead}(j\omega)$ jest pokazana na Rys. 4.3a, polega na zwiększeniu zapasu fazy do wymaganej wartości PM (co poprawia stabilność i zmniejsza przeregulowanie M_p) bez zmniejszania pulsacji odcięcia ω_c dzięki wprowadzeniu w otoczeniu ω_c dodatniego przesunięcia fazowego. Wpływ dodania korekcji przyspieszającej fazę na przebieg charakterystyki $k_c G_{lead}(j\omega)H(j\omega)$ układu otwartego z kompensatorem jest przedstawiony na Rys. 4.3b.

Układ zamknięty z kompensatorem (regulatorem) I-Lead jest opisany transmitancją 3-go rzędu:

$$G_z(s) = \frac{\Omega_l(s)}{\Omega_r(s)} = \frac{k_c K (aT_c s + 1)}{T_c T s^3 + (T_c + T) s^2 + (1 + k_c K a T_c) s + k_c K} \quad (4.12)$$

Błąd ustalony odpowiedzi układu z kompensatorem I-Lead na sygnał zadany liniowo zmienny

Błąd ustalony układu zamkniętego z kompensatorem I-Lead na sygnał zadany prędkości zmienny liniowo $\omega_r(t) = R_1 t \cdot \mathbf{1}(t)$ ma wartość stałą (por. pkt. 1.2.2):

$$e_u = \lim_{s \rightarrow 0} s [1 - G_z(s)] \frac{R_1}{s^2} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{T_c T s^3 + (T_c + T) s^2 + s}{T_c T s^3 + (T_c + T) s^2 + (1 + k_c K a T_c) s + k_c K} \cdot \frac{R_1}{s} = \frac{R_1}{k_c K} \quad (4.13)$$

- **Uwaga:** Charakterystyka częstotliwościowa członu przyspieszającego fazę jest omówiona szczegółowo w instrukcji do ćwiczenia CF „Charakterystyki częstotliwościowe członów dynamicznych”. Projektowanie korekcji przyspieszającej fazę jest opisane w instrukcji do ćwiczenia FC „Projektowanie regulacji metodą korekcji charakterystyk częstotliwościowych”.

Procedura wyznaczania parametrów kompensatora I-Lead

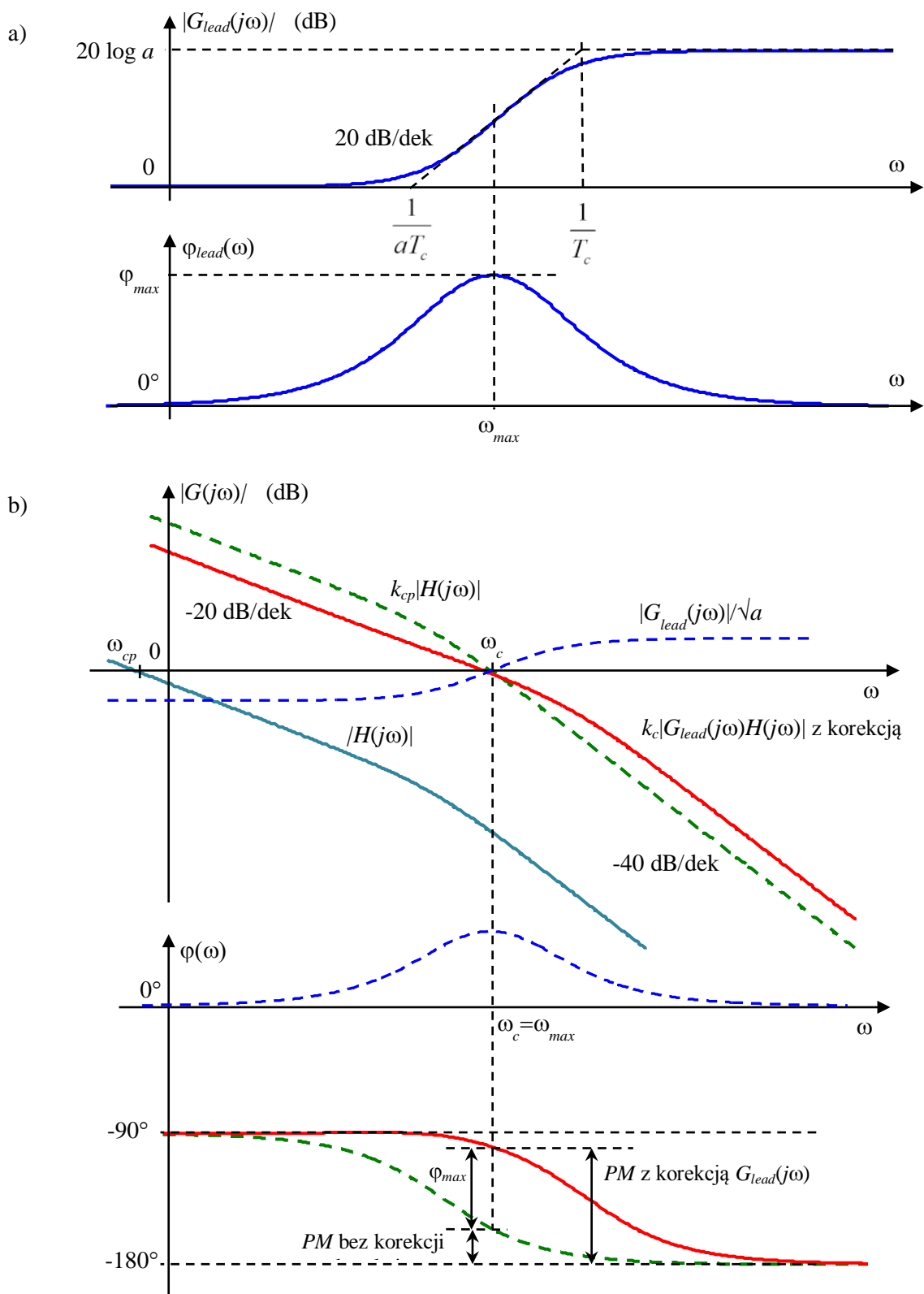
Procedura wyznaczania parametrów k_c , T_c , a kompensatora $G_c(s)$ zapewniających zadane wartości ω_c , PM przebiega w następujący sposób:

- 1) Oblicza się wartość k_{cp} potrzebną do osiągnięcia wymaganej wartości ω_c przez charakterystykę $k_{cp}/|H(j\omega)|$ z warunku:

$$k_{cp} |H(j\omega_c)| = 1 \rightarrow k_{cp} = \frac{\omega_c \sqrt{T^2 \omega_c^2 + 1}}{K} \quad (4.14)$$

- 2) Wyznacza się przesunięcie fazowe $\arg H(j\omega_c)$:

$$\arg H(j\omega_c) = \varphi_H(\omega_c) = -180^\circ + \arctg \frac{1}{\omega_c T} \quad (4.15)$$



Rys. 4.3. Modyfikowanie charakterystyki częstotliwościowej układu otwartego za pomocą korektora przyspieszającego fazę: a) charakterystyki Bodego korektora $G_{lead}(j\omega)$, b) charakterystyki Bodego układu otwartego $k_{cp}H(j\omega)$ z wymaganą wartością pulsacji odcięcia ω_c (linia przerywana) i układu otwartego $k_cG_{lead}(j\omega)H(j\omega)$ z korektorem i wymaganymi wartościami ω_c i zapasu fazy ZF (linia ciągła)

- 3) Oblicza się maksymalne przesunięcie $\varphi_{max}(\omega_{max})$ fazowe korektora $G_{lead}(j\omega)$ potrzebne do osiągnięcia w punkcie $\omega_c = \omega_{max}$ zadanego zapasu fazy PM :

$$\varphi_{max} = -180^\circ - \varphi_H(\omega_c) + PM \rightarrow \varphi_{max} = PM - \arctg \frac{1}{\omega_c T} \quad (4.16)$$

- 4) Wyznacza się wartość parametrów a , T_c korektora na podstawie wzorów:

$$\varphi_{max} = \arctg \frac{a-1}{\sqrt{a}}, \quad \omega_{max} = \omega_c = \frac{1}{T_c \sqrt{a}} \quad (4.17)$$

- 5) Oblicza się ostateczną, właściwą wartość k_c zapewniającą zachowanie wymaganej pulsacji odcięcia ω_c układu otwartego po wprowadzeniu do kompensatora korektora przyspieszającego fazę z warunku wzmocnienia dla $\omega_c = \omega_{max}$:

$$k_c |G_{lead}(j\omega_c)H(j\omega_c)| = 1 \quad (=0 \text{ dB}) \rightarrow k_c = \frac{k_{cp}}{\sqrt{a}} \quad (4.18)$$

Wyznaczona wartość k_c odpowiada spełnieniu warunku $|G_{lead}(j\omega_c)|/\sqrt{a} = 1$, czyli obniżeniu (symetryzacji względem poziomu 0 dB) charakterystyki korektora jak na Rys. 4.3b.

- Obliczenia projektowe kompensatora I-Lead i prezentację charakterystyk częstotliwościowych przed i po korekcji realizuje plik skryptowy `lead_design.m` z folderu `SRV`.
Przejdź do Matlaba i otwórz plik w edytorze. Przeanalizować obliczenia przeprowadzane w programie
- W razie potrzeby wpisać właściwe wartości parametrów K , T obiektu i specyfikacji projektowych ω_c , PM . Uruchomić program:

`lead_design`

- Zanotować wyznaczone wartości parametrów kompensatora $G_c(s)$ podane w oknie komend Matlaba i zarejestrować wykresy charakterystyk częstotliwościowych.

$$k_c = \dots \quad (\text{V} \cdot \text{s}/\text{rad}), \quad a = \dots, \quad T_c = \dots \quad (\text{s}) \quad (4.19)$$

- Sprawdzić na charakterystyce układu otwartego z kompensatorem, czy dla wyznaczonych parametrów kompensatora spełnione są zadane specyfikacje projektowe ω_c , PM w dziedzinie częstotliwości. Skomentować otrzymane charakterystyki.
- **Zadanie 5:** Na podstawie wyznaczonych wartości parametrów regulatora PI (4.8) i kompensatora I-Lead (4.19) oraz odpowiednio rozwiązania Zadania 4 i wzoru (4.13) stwierdzić, który z regulatorów zapewnia mniejszy błąd ustalony odpowiedzi na sygnał zadany liniowo zmienny.

4.1.3. Szum czujnika analogowego

Sygnały pomiarowe z czujników analogowych, takich jak prądnica tachometryczna, są zwykle zakłócone szumem. Jeżeli natężenie szumu jest duże, powinno być uwzględnione przy projektowaniu układu sterowania.

W przypadku tachoprądnicy zainstalowanej w układzie SRV02 zakłóceniem są tętnienia napięcia tachoprądnicy (o częstotliwości 14 tętnień na obrót) (zob. Rys. 4.6). Poziom zakłóceń w sygnale prędkości obrotowej obciążenia może być oszacowany ze wzoru:

$$n_{pp} = \frac{k_n}{100} \omega_l \quad (\text{rad/s}) \quad (4.20)$$

gdzie $k_n = 7\%$ (zob. Tabela 2) jest międzyszczytowym poziomem tętnień. Poziom zakłóceń można zredukować przez zastosowanie w algorytmie regulacji dolnoprzepustowej filtracji sygnału prędkości z uwzględnieniem, że częstotliwość tętnień zmienia się wraz z prędkością.

- Przykład: Poziom tętnienia sygnału prędkości przy prędkości obrotowej osi obciążenia $\omega_r = 10 \text{ rad/s}$ wynosi $n_{pp} = 0.7 \text{ rad/s}$, co oznacza wahania $10.0 \pm 0.35 \text{ rad/s}$.

4.2. Układ regulacji prędkości kątowej - symulacja

4.2.1. Model symulacyjny i skrypt konfiguracyjny

- 1) Uruchomić Matlaba i przejść do folderu SRV. Otworzyć model symulacyjny Simulinka o nazwie `srv_vel_sim.mdl` (Rys. 4.4). Zapoznać się z poszczególnymi subsystemami i blokami schematu.
- 2) Otworzyć do edycji skryptowy plik konfiguracyjny `setup_srv_vel.m`. Uaktywnić linię skryptu `CONTROL_TYPE = 'MANUAL'` (opcja ręcznego wpisywania wartości parametrów regulacji):

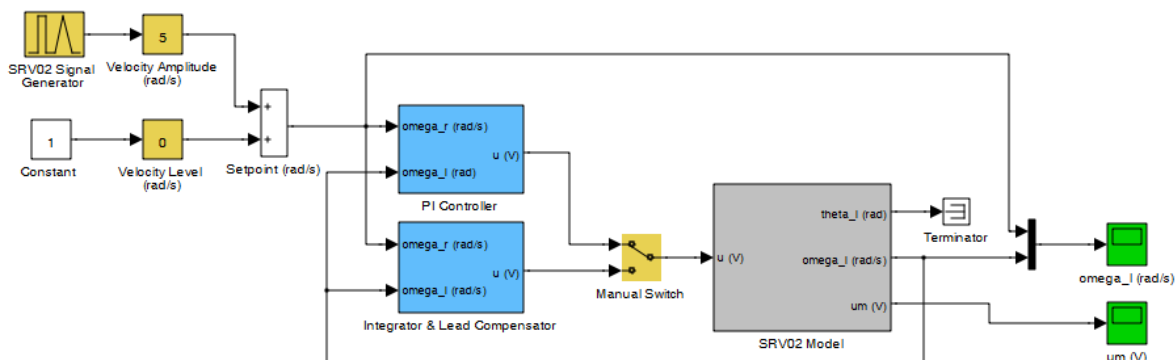
```
% Type of controller
% CONTROL_TYPE = 'AUTO';
CONTROL_TYPE = 'MANUAL';
...

```

- 3) Uruchomić skrypt. Do pamięci Workspace ładowane są parametry modelu SRV02 oraz parametry projektowe i zadaje zerowe lub jednostkowe wartości parametrów regulatora PI i kompensatora I-Lead. Wyniki poleceń są wyświetlane w oknie komend Matlaba:

```
-----
SRV02 model parameters:
  K = 1.53 rad/s/V
  T = 0.0254 s
PI control gains:
  kp = 0 V/rad
  ki = 0 V/rad/s
Lead compensator parameters:
  kc = 0 V/rad/s
  1/(a*Tc) = 1 rad/s
  1/Tc = 1 rad/s
-----
```

SRV02 Experiment: Simulated Velocity Control



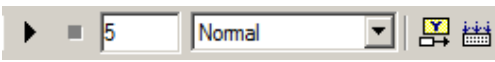
Rys. 4.4. Model Simulinka do symulacji sterowania prędkością kątową serwomechanizmu SRV02 z regulatorem PI lub kompensatorem I-Lead


4.2.2. Symulacja odpowiedzi skokowej układu z regulatorem PI


- 1) Skonfigurować model symulacyjny `srv_vel_sim.mdl`:

- W oknie komend wprowadzić wartości parametrów regulacji PI wyznaczone we wzorach (4.8):
 $kp = \dots, ki = \dots,$
 - W bloku Signal Generator wybrać typ sygnału zadanego: Signal Type = square, Amplitude = 1, Frequency = 0.4 Hz.
 - W blokach wzmacniaczy (sliderów) o nastawianym wzmacnieniu zadać Velocity Level = 0 oraz Velocity Amplitude = 5. Sygnał z generatora jest symetryczny względem zera, więc oznacza to poziomy prędkości zadanej równe -5 i 5 rad/s.
- Wyznaczyć przelicznik prędkości obrotowej z rad/s na obr/min (rpm) i podać prędkość w obr/min.

- Ustawić przełącznik wyboru regulatora **Manual Switch** w położeniu górnym (PI Controller) (podwójnym kliknięciem myszką w obszarze bloku).
- Otworzyć okna oscyloskopów rejestrujących przebiegi prędkości osi obciążenia ω i napięcia silnika u_m .

- Ustawić okres symulacji równy 5 sekund: 

2) Uruchomić symulację odpowiedzi skokowej dla układu z regulatorem PI (przycisk *Start simulation*  lub Ctrl+E) i zarejestrować wyniki.

- **Uwaga:** Przebiegi z bloków oscyloskopów są zapisywane w pamięci Workspace Matlaba w zmiennych strukturalnych ω i u_m . W razie potrzeby zakresy osi wykresów można dopasować za pomocą przycisku  z belki okna oscyloskopu.
- Skopiować przebiegi w oknach wykresów korzystając z m-pliku skryptowego (powinien znajdować się w folderze roboczym):

`plot_omega_um`

i zarejestrować je do zamieszczenia w sprawozdaniu (Edit | Copy Figure).

- Na podstawie wykresu odpowiedzi skokowej określić uzyskane wskaźniki jakości regulacji PI, tj. błąd ustalony e_u , maksymalne przeregulowanie M_p i czas t_p osiągnięcia maksimum przeregulowania oraz dodatkowo czas regulacji do osiągnięcia stanu ustalonego t_r (wartości te podać w sprawozdaniu). Czy wskaźniki jakości spełniają specyfikacje projektowe podane w pkt. 4.1.1?
 - Czy wzmacniacz napięcia (element wykonawczy) osiąga w czasie regulacji stan nasycenia?
- 3) Powtórzyć eksperyment dla **Velocity Level = 5**, **Velocity Amplitude = 5** (skoki od 0 do 10 rad/s).
- Czy przebieg regulacji dla dolnej i górnej wartości położenia zadanego jest taki sam? Czy wzmacniacz napięcia osiąga w czasie regulacji stan nasycenia?

4.2.3. Symulacja odpowiedzi skokowej układu z kompensatorem I-Lead

1) Skonfigurować model `srv_vel_sim.mdl`:

- W oknie komend wprowadzić wartości parametrów kompensatora I-Lead wyznaczone we wzorach (4.17):

`kc = ... , a = ... , Tc = ... ,`

- Ustawić przełącznik wyboru regulatora **Manual Switch** w położeniu dolnym (Integrator & Lead Compensator).
- Przeprowadzić eksperymenty jak poprzednio dla regulacji PI i zarejestrować przebiegi:

`plot_omega_um`

- Na podstawie odpowiedzi skokowej określić uzyskane wskaźniki jakości regulacji I-Lead w dziedzinie czasu e_u , M_p , t_p i dodatkowo czas regulacji do osiągnięcia stanu ustalonego t_r (wartości podać w sprawozdaniu). Czy wskaźniki jakości spełniają specyfikacje projektowe? Czy wzmacniacz napięcia osiąga w czasie regulacji stan nasycenia?
- Porównać i skomentować efekty regulacji PI i I-Lead.

4.2.4. Symulacja odpowiedzi układu z regulatorem PI na sygnał zadany zmienny liniowo

1) Skonfigurować model symulacyjny `srv_vel_sim.mdl`:

- W oknie komend wprowadzić wartości parametrów regulacji PI wyznaczone we wzorach (4.8):

`kp = ... , ki = ... ,`

- W bloku **Signal Generator** wybrać typ sygnału zadanego: **Signal Type = triangle**, **Amplitude = 1**, **Frequency = 0.4 Hz**.
- W blokach wzmacniaczy (sliderów) o nastawianym wzmacnieniu zadać **Velocity Level = 0** oraz **Velocity Amplitude = 5**. Oznacza to zadanie liniowych zmian prędkości zadanej od -5 do +5 rad/s z nachyleniem:

$$R_1 = 4 \cdot \text{VelAmp} \cdot \text{Freq} \text{ (rad/s}^2\text{)} \quad (4.21)$$

- Ustawić przełącznik wyboru regulatora Manual Switch w położeniu górnym (PI Controller).
- 2) Przeprowadzić symulację odpowiedzi na sygnał zmienny liniowo dla układu z regulatorem PI i zarejestrować przebiegi.
 - Wyznaczyć nachylenie R_1 sygnału zadanego prędkości i obliczyć teoretyczny błąd regulacji PI w stanie ustalonym na podstawie rozwiązania Zadania 4.
 - Określić błąd regulacji PI w stanie ustalonym na podstawie zarejestrowanych przebiegów i porównać z wartością obliczoną.
- 3) Zadać Velocity Level = 5 (Velocity Amplitude = 5) i powtórzyć eksperyment.
 - Czy układ regulacji odwzorowuje przebieg prędkości zadanej? Skomentować wyniki.

4.3. Układ regulacji prędkości kątowej - eksperymenty z układem SRV02

4.3.1. Konfiguracja układu do sterowania prędkością

- 1) Serwomechanizm SRV02 ma być zmontowany w konfiguracji z wysokim przełożeniem z osi silnika na oś obciążenia, tj. z zębatkami (19) i (20) (24/120 zębów), oraz z obciążeniem osi obciążenia w kształcie dysku (22) (Rys. 2.2).

- 2) Otworzyć w edytorze Matlaba skrypt konfiguracyjny `setup_srv_vel.m`.

- Uaktywnić opcję ręcznego wpisywania parametrów regulatora:

```
% Type of controller
CONTROL_TYPE = 'MANUAL';
```

- Aby regulacja położenia kątowego przebiegała we właściwy sposób niezbędne jest następujące ustawienie parametrów skryptu:

```
% SRV02 Configuration
EXT_GEAR_CONFIG = 'HIGH';      % przełożenie zewn. przekładni wysokie
ENCODER_TYPE = 'E';           % typ enkodera
TACH_OPTION = 'YES';          % czy SRV02 jest wyposażony w tachoprądnice?
LOAD_TYPE = 'DISC';           % obciążenie w kształcie dysku
K_AMP = 1;                    % wzmocnienie wzmacniacza =1
AMP_TYPE = 'VoltPAQ';         % typ wzmacniacza mocy
VMAX_DAC = 10;                % zakres napięcia sterującego z przetw.DAC (V)
```

- Uruchomić skrypt `setup_srv_vel.m`. Wyniki poleceń są zapisywane w przestrzeni roboczej Workspace i wyświetlane w oknie komend Matlaba.

4.3.2. Estymacja parametrów modelu układu SRV02 metodą dopasowania odpowiedzi skokowej

- 1) Otworzyć model Simulinka `srv_mod_ident.mdl` (Rys. 4.5). Zapoznać się z poszczególnymi subsystemami i blokami modelu. Jest to model do doświadczalnego wyznaczenia parametrów modelu serwomechanizmu SRV02 metodą dopasowania przebiegu odpowiedzi skokowej modelu do odpowiedzi układu fizycznego SRV02 w układzie otwartym.

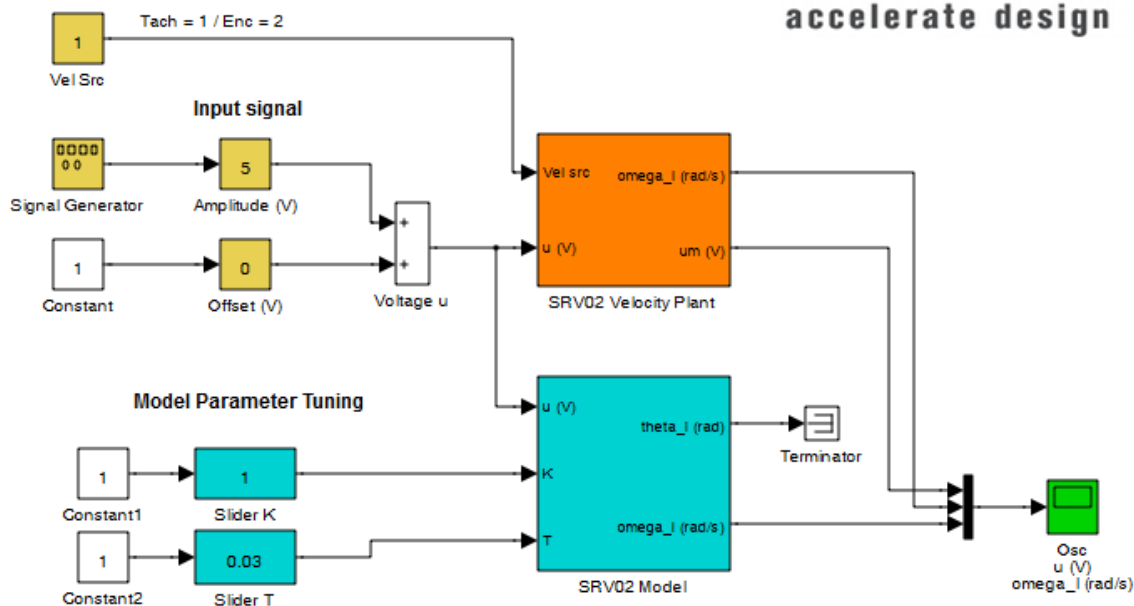
W bloku (subsystemie) SRV02 Velocity Plant znajdują się bloki z biblioteki QUARC służące do sprzęgnięcia modelu pracującego w środowisku Simulink-QUARC z obiektem fizycznym (generowania napięcia silnika i odbierania pomiarów z czujników położenia i prędkości). Sprawdzić w modelu prawidłowość konfiguracji sprzętowej:

- **Konfiguracja karty DAC:** W subsystemie SRV02 Velocity Plant | SRV02 Plant znajduje się m.in. blok HIL Initialize (*Hardware In-the-Loop*), który umożliwia działanie symulacji w czasie rzeczywistym i obsługę karty DAC. Sprawdzić w polu Board type, czy ustawiona jest karta Q2-USB.
- W menu modelu Simulation | Configuration parameters sprawdzić, czy okres próbkowania, obliczania i aktualizacji sterowania Fixed-step size = 0.001 (s) (tj. częstotliwość próbkowania $f_s=1000$ Hz).

- **Wybór czujnika prędkości:** Prędkość kątową może być mierzona analogowo za pomocą tachoprądnicy lub cyfrowo za pomocą enkodera (przez obliczanie różnicy kolejnych wskazań). Wybór określa wartość bloku Vel Src w subsysemie SRV02 Velocity Plant schematu blokowego:

- Vel Src = 1 → odczyt prędkości z tachoprądnicy (ustawić Vel Src = 1),
- Vel Src = 2 → wyznaczanie prędkości na podstawie odczytów z enkodera.

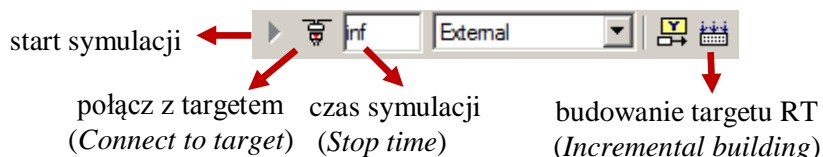
SRV02-ET Experiment: Plant Modeling and Identification



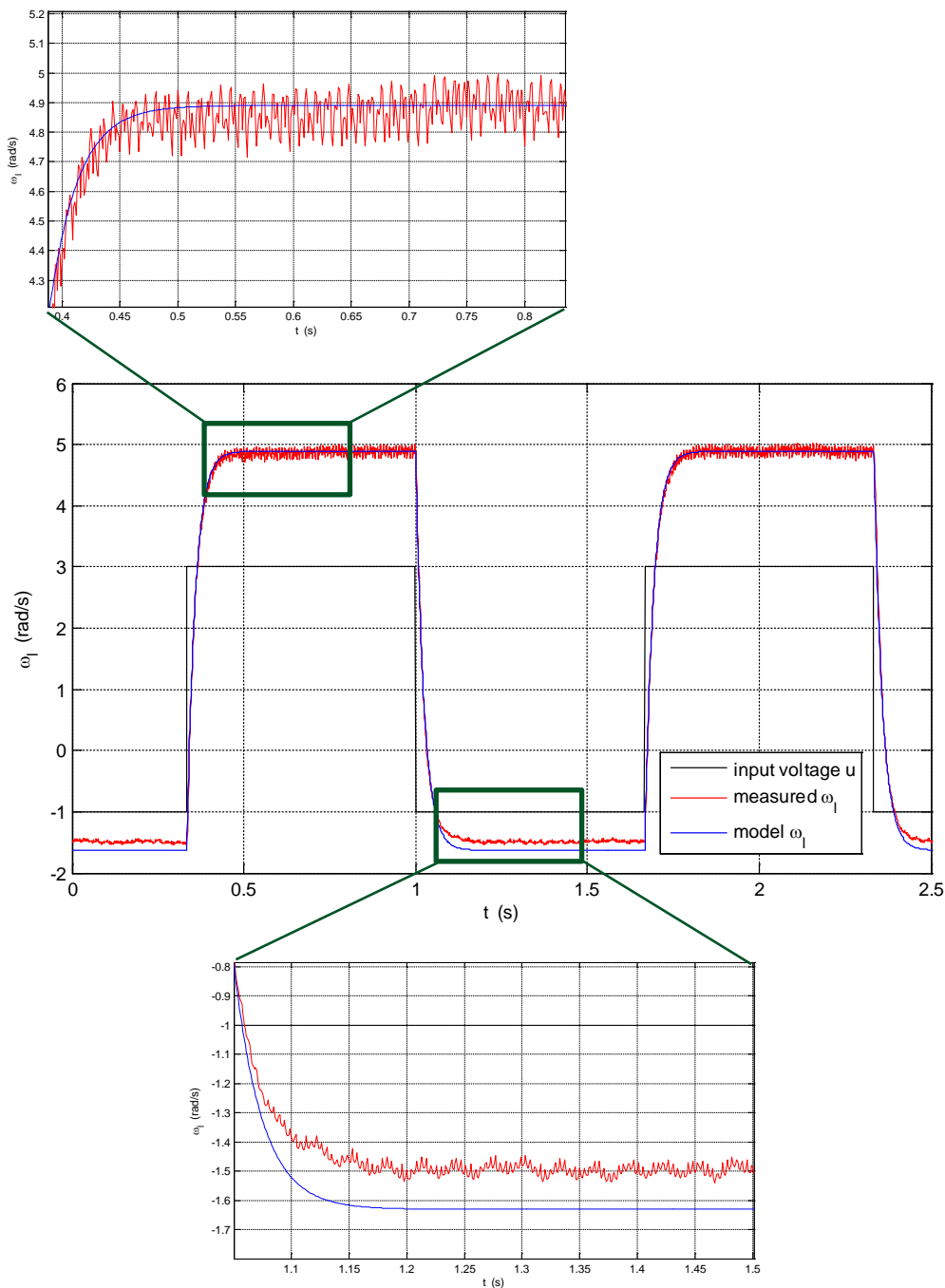
Rys. 4.5. Model Simulinka do estymacji (dostrojenia) parametrów modelu serwomechanizmu SRV02 metodą dopasowania odpowiedzi skokowej modelu do odpowiedzi układu fizycznego

2) Przeprowadzić dostrojenie parametrów modelu (SRV02 Model) dla prostokątnego przebiegu napięcia silnika niesymetrycznego względem zera.

- W bloku Signal Generator wybrać typ sygnału zadanego: Signal Type = square, Amplitude = 1, Frequency = 0.75 Hz.
- W blokach wzmacniaczy-sliderów o nastawianym wzmacnieniu zadać Offset = 1, Amplitude = 2. Oznacza to skoki napięcia silnika od -1 do 3 V.
- Otworzyć okno osyloskopu oraz okienka sliderów Slider K i Slider T (w taki sposób, aby nie przykrywały okna przebiegów).
- Skompilować i uruchomić model.
- **Uwaga:** Uruchamianie modelu (nowego lub po zmianie parametrów regulacji poza modelem) do pracy w czasie rzeczywistym z oprogramowaniem QUARC (w trybie *External*) przebiega każdorazowo w następujący sposób:
 - a) Przeprowadza się proces budowania (kompilowania i linkowania) modelu przyciskiem *Incremental Building* na belce (nie przebudowuje bibliotek) lub opcją menu **QUARC | Build** (Ctrl+B).
 - b) Łączy się model Simulinka ze zbudowanym targetem czasu rzeczywistego przyciskiem *Connect to target* (Ctrl+T) i uruchamia symulację przyciskiem *Start* (Ctrl+E).



- Zmiany w blokach modelu Simulinka, takie jak przełączanie przełącznika, zmiana sygnału z generatora czy wzmocnienia wzmacniacza ‘slider’ nie wymagają przebudowania modelu i mogą być dokonywane nawet w czasie jego działania.
- W celu umożliwienia dłuższej obserwacji zachowania się układu czas symulacji (czas działania) układu jest domyślnie nieograniczony (`inf`). W celu zarejestrowania wyników należy ustawić:
 - w przypadku modelu `srv_mod_ident.mdl` czas symulacji równy 2.5 sekundy,
 - w przypadku modelu `srv_vel.mdl` czas symulacji 5 sekund (jak w przypadku symulacji),**Uwaga:** Po zmianie czasu symulacji model należy ponownie skompilować.
- Przesuwając suwaki K i T w czasie działania modelu doprowadzić do możliwie najlepszej zgodności przebiegów prędkości modelu matematycznego i prędkości mierzonej układu SRV02 (jak na Rys. 4.6). Zanotować ustawione wartości parametrów K i T .



Rys. 4.6. Rezultat dopasowania odpowiedzi skokowej modelu do odpowiedzi układu SRV02 w przypadku niesymetrycznych poziomów przebiegu napięcia silnika ($u=u_m$)

- Skopiować przebiegi w oknach wykresów korzystając z m-pliku skryptowego:

plot_mod_ident

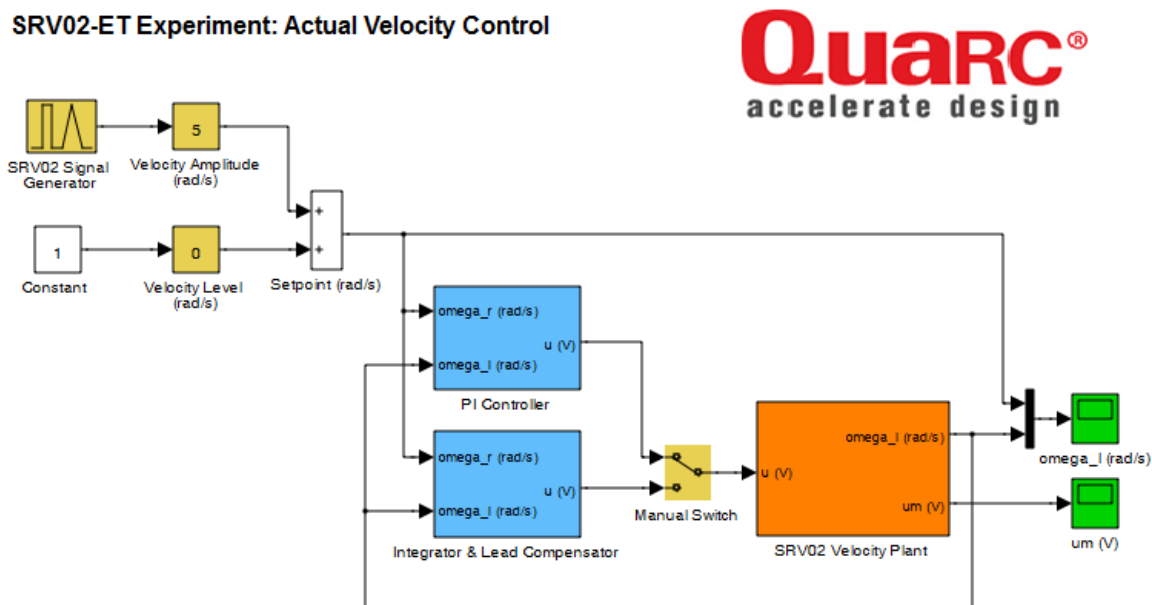
i zarejestrować je w celu zamieszczenia w sprawozdaniu .

3) Powtórzyć dostrojenie parametrów modelu dla prostokątnego przebiegu napięcia silnika symetrycznego względem zera.

- W blokach wzmacniaczy-sliderów o nastawianym wzmacnieniu zmienić nastawy na $\text{Offset} = 0$, $\text{Amplitude} = 5$ (skoki napięcia silnika od -5 do 5 V).
- Uruchomić model, przeprowadzić dopasować charakterystykę modelu do charakterystyki układu SRV02, zanotować ustawione wartości parametrów K i T i zarejestrować wyniki.
- Na podstawie wyników uzyskanych w punktach 2 i 3 skomentować zgodność wartości parametrów otrzymanych doświadczalnie z wartościami „nominalnymi” wyliczonymi na podstawie parametrów mechanicznych podanych w Tabeli 2 (wzór (3.1)).
- Wskazać najważniejsze potencjalne przyczyny niezgodności modelu nominalnego z układem fizycznym. O czym świadczy brak zgodności prędkości mierzonej i wyliczanej z modelu dla jednego z poziomów napięcia silnika w przypadku przebiegu niesymetrycznego względem zera jak na Rys. 4.6?
- Sprawdzić zgodność amplitudy tętnień sygnału prędkości (napięcia) z tachoprądnicy ze wzorem (4.20).

4.3.3. Konfiguracja modelu do sterowania prędkością układu SRV02 w czasie rzeczywistym

1) Otworzyć model Simulinka `srv_vel.mdl` (Rys. 4.7). Zapoznać się z poszczególnymi subsystemami i blokami modelu. Sprawdzić prawidłowość skonfigurowania modelu jak w punkcie poprzednim.



Rys. 4.7. Model Simulinka do sterowania prędkością kątową serwomechanizmu SRV02 z regulatorem PI / kompensatorem I-Lead w czasie rzeczywistym

4.3.4. Odpowiedź skokowa układu SRV02 z regulatorem PI

Dla modelu `srv_vel.mdl` wykonać po kolei czynności jak dla symulacji w pkt. 4.2.2.

4.3.5. Odpowiedź skokowa układu SRV02 z kompensatorem I-Lead

Dla modelu `srv_vel.mdl` wykonać po kolei czynności jak dla symulacji w pkt. 4.2.3.

4.3.6. Odpowiedź układu SRV02 z regulatorem PI na sygnał zadany zmienny liniowo

Dla modelu `srv_vel.mdl` wykonać po kolei czynności jak w pkt. dla symulacji 4.2.4.

- Na podstawie wyników sterowania układem fizycznym otrzymanych w pkt. 4.3.4 - 4.3.6 przeprowadzić podsumowanie, czy regulatory o nastawach obliczonych dla nominalnych parametrów modelu obiektu spełniają wymagania w przypadku obiektu o parametrach wyznaczonych doświadczalnie w pkt. 4.3.2.

4.3.7. Charakterystyka częstotliwościowa układu zamkniętego z regulatorem PI

- 1) Wyznaczyć (i zarejestrować) charakterystykę częstotliwościową modelu (4.6) układu zamkniętego z zaprojektowanym regulatorem PI:

```
% Frequency response of SRV02 velocity model with PI control
nom = K*ki/T*[kp/ki 1]; % ksp=1
den = [1 (1+K*kp)/T K*ki/T];
GPI = tf(nom,den); % closed-loop transfer function
bode(GPI), grid % Bode characteristics
```

- 2) Wyznaczyć *doświadczalnie* punkty charakterystyki częstotliwościowej układu SRV02 z regulatorem PI dla częstotliwości: 0.5 Hz, 13.8 Hz (sprawdzić, że wartość ta odpowiada pulsacji granicznej ω_n ze wzoru (4.1)) i 30.0 Hz rejestrując odpowiedzi układu na sygnał sinusoidalny o podanych częstotliwościach i odczytując z nich wzmocnienie oraz przesunięcie fazowe.

- W bloku Signal Generator modelu `srv_vel.mdl` wybrać Signal Type = sine i zadać częstotliwość, np. Frequency = 0.5 (Hz).
- Zadać Velocity Amplitude = 3 (rad/s) (Velocity Amplitude = 0) i ustawić czas symulacji 5 s.
- Przeprowadzić symulację, zarejestrować wyniki. Z wykresów $\omega_r(t)$ i $\omega_l(t)$ w stanie ustalonym odczytać wzmocnienie (*magnitudę*) $M_o(\omega)$ (dB) i przesunięcie fazowe $\phi_o(\omega)$ (rad).
- Nanieść wyznaczony punkt na wykres charakterystyki teoretycznej dla modelu układu wyznaczonej w pkt. 1) i sprawdzić zgodność.
- Powtórzyć eksperyment dla pozostałych podanych częstotliwości.

5. Opracowanie sprawozdania

- Opracować i skomentować uzyskane wyniki na podstawie pytań i wskazówek oznaczonych w instrukcji symbolem '➤' oraz według ewentualnych dodatkowych wytycznych prowadzącego zajęcia.
- Rozwiązać podane w instrukcji zadania i zamieścić rozwiązania z komentarzem w sprawozdaniu.

Literatura

1. Rotary Motion Servo Plant SRV02. User Manual, Quanser, 2011.
2. Rotary Motion Servo Plant SRV02 Position Control using QUARC. Student Manual, Quanser, 2011.
3. Rotary Motion Servo Plant SRV02 Speed Control using QUARC. Student Manual, Quanser, 2011.
4. QUARC. User Manual, Quanser, 2011.
5. Ogata K.: *Modern Control Engineering*, wyd. 5, Prentice Hall, 2010.
6. Nise N.: *Control Systems Engineering*, wyd.6, John Wiley & Sons, 2010.
7. Kaczorek T., Dzieliński A., Dąbrowski W., Łopatka R.: *Podstawy teorii sterowania*. WNT, 2009.
8. Dębowski A.: *Automatyka. Podstawy teorii*. WNT, 2008.

Częstochowa, 2014

Parametry nominalne obiektu $G_p(s)$: $K=1.53$, $T=0.025$

Parametry wyznaczone doświadczalnie: $K=1.63-1.71$, $T=0.025$

Wartości nastaw regulatorów $G_r(s)$

Regulacja położenia

PV: $k_p=7.8$, $k_v=-0.16$ PIV: $k_i=39$ (lub ok. 3 razy mniejsze), $k_{max}=12.7$ (bez nasycenia)

Regulacja prędkości

PI: $k_p=1.34$, $k_i=124.9$ I-Lead: $a=5.79$, $T_c=0.0048$, $k_c=57.3$

Quanser I-Lead: $a=6.34$, $T_c=0.0053$, $k_c=41.9$