

Układy Regulacji Automatycznej

Politechnika Poznańska
Instytut Automatyki i Robotyki

ĆWICZENIE 5

KOREKCJA UKŁADÓW DYNAMICZNYCH I REGULACJA KASKADOWA.

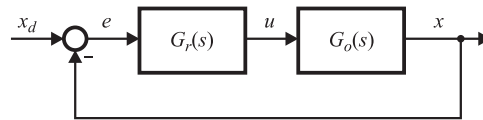
Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z wybranymi metodami korekcji stosowanymi w URA. Analizie podlegać będzie wpływ układów korekcyjnych na stabilność, dokładność statyczną i jakość przebiegów przejściowych URA.

W drugiej części ćwiczenia przewidziano badanie i projektowanie układu regulacji kaskadowej na przykładzie układu regulacji prędkości obrotowej silnika prądu stałego.

1 Korekcja w układach regulacji

1.1 Model układu regulacji

Rozważmy układ regulacji stałowartościowej z regulatorem proporcjonalnym przedstawiony na rysunku 1.



Rysunek 1: Układ regulacji z regulatorem proporcjonalnym (bez korekcji).

Założmy, że sygnałem regulowanym x i zadaniem $x_d = \mathbf{1}(t)$ jest prędkość liniowa części roboczej silownika elektromagnetycznego. Obiekt regulacji zamodelowano liniowym równaniem różniczkowym trzeciego rzędu i opisano następującą transmitancją

$$G_o(s) = \frac{X(s)}{U(s)} = \frac{k}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)(T_3s + 1)}, \quad (1)$$

gdzie

$$k = 0.1, \quad T_1 = 0.25, \quad T_2 = 0.05, \quad T_3 = 0.02. \quad (2)$$

Transmitancja regulatora wynosi $G_r(s) = k_p$.

Zadanie 1 Zaprojektować układ regulacji zapewniający uzyskanie względnej dokładności statycznej lepszej niż 5% oraz zapasu fazy i modułu wynoszących odpowiednio $\Delta\phi \geq \pi/6 \text{ rad}$ i $\Delta M \geq 6 \text{ dB}$.

Postawione zadanie rozwiążemy w środowisku MATLAB dokonując syntezy układu regulacji, w którym wprowadzimy bierne elementy korekcyjne.

1.2 Układ bez korekcji dynamicznej – dobór wzmocnienia regulatora

W pierwszym etapie rozważamy układ regulacji bez korekcji dynamicznej i przyjmujemy, że parametrem projektowym jest wzmocnienie k_p regulatora. Wzmocnienie to określamy z warunku na dokładność statyczną, który można zapisać następująco

$$\left| \frac{e_u}{x_d} \right| \leq 0.05, \quad (3)$$

gdzie $e_u = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t)$.

W następnym etapie badamy stabilność układu stosując opis w dziedzinie częstotliwości i określamy dla jakich wartości k_p układ zamknięty będzie stabilny z zadanyim zapasem modułu i fazy.

- 1.1 Na podstawie nierówności (3) określić analitycznie wartość wzmocnienia $k_p = k_{p0}$ zapewniającego uzyskanie założonej dokładności statycznej dla URA przedstawionego na rys. 1.
 - Czy w rozważanym układzie regulacji występuje astatyzm względem sygnału zadanego?
- 1.2 Przyjmując $k_p = 1$ wyznaczyć transmitancję toru otwartego $G_0(s)$. W środowisku MATLAB wykreślić charakterystyki Bodego i charakterystykę Nyquista dla układu otwartego¹.
- 1.3 Z charakterystyk Bodego toru otwartego URA określić wartość wzmocnienia regulatora $k_p = k_{p1}$, która gwarantuje spełnienie założeń projektowych dotyczących zapasu modułu i fazy (patrz treść zadania 1).
- 1.4 Dla wyznaczonej wartości wzmocnienia $k_p = k_{p1}$ wykreślić charakterystykę Nyquista i zaznaczyć na niej zapas modułu i zapas fazy.
- 1.5 Dla otrzymanej wartości wzmocnienia $k_p = k_{p1}$ określić dokładność statyczną URA i porównać ją z wartością wynikającą z założeń projektowych (patrz treść zadania 1).
 - Czy w rozważanym układzie możliwe jest uzyskanie wymaganej dokładności statycznej przy spełnieniu zadanych warunków zapasów stabilności?
 - Czy spełnienie warunków na dokładność statyczną i zapasy stabilności to warunki antagonistyczne?
- 1.6 W środowisku MATLAB wykreślić charakterystykę Bodego zamkniętego toru regulacji URA dla $k_p = k_{p0}$. Wyznaczyć pasmo przenoszenia układu zamkniętego².
 - Jaka powinna być charakterystyka Bodego idealnego zamkniętego układu regulacji? Omówić dokładność układu regulacji na podstawie otrzymanych charakterystyk częstotliwościowych.

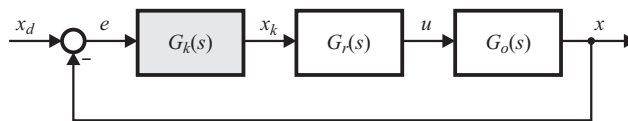
1.3 Układ z korekcją szeregową

Oprócz prawidłowego doboru regulatora i strojenia jego nastaw w URA w celu poprawienia dokładności statycznej i polepszenia właściwości dynamicznych można dodatkowo stosować układy korekcyjne. W zależności od sposobu włączenia korektorów wyróżnia się korekcję szeregową, równoległą oraz w sprzężeniu zwrotnym. W ćwiczeniu zajmujemy się badaniem URA z korekcją szeregową a w roli elementów korekcyjnych stosować będziemy elementy pasywne.

Zasada korekcji szeregowej polega na szeregowym włączeniu w tor główny schematu blokowego elementów korekcyjnych (rys. 2), których zadaniem jest odpowiednie formowanie sygnału uchybu, polegające na wprowadzeniu przesunięcia fazowego i zmiany wzmocnienia w wybranych zakresach częstotliwości.

¹Podczas ćwiczenia można zastosować skrypt *sisotool* lub korzystać bezpośrednio z funkcji pakietu *Control Toolbox*.

²Przyjąć, że pasmo przenoszenia określa wartość częstotliwości, dla której moduł rozważanej transmitancji widmowej osiąga wartość mniejszą o 3[*dB*] względem wzmocnienia dla składowej stałej.



Rysunek 2: Przykładowy układ regulacji z korekcją szeregową.

W ćwiczeniu w roli elementu korekcyjnego wykorzystamy przesuwnik fazowy opisany następującą transmitancją operatorową

$$G_k(s) = \frac{T_{k1}s + 1}{T_{k2}s + 1}, \quad (4)$$

gdzie T_{k1} i T_{k2} określają stałe czasowe. W zależności od relacji między T_{k1} i T_{k2} korektor ten opóźnia lub przyspiesza fazę.

Należy tutaj podkreślić, że optymalny dobór korektora może być zadaniem czasochłonnym i wymaga iteracyjnego procesu określania jego parametrów – dlatego w niniejszym ćwiczeniu konieczne jest przeprowadzenie wielu prób symulacyjnych i opracowanie na tej podstawie projektu korektora spełniającego założenia przedstawione w zadaniu 1.

1.3.1 Korekcja całkowa

W przypadku, gdy $T_{k2} > T_{k1}$ zastosowany przesuwnik fazowy opisany równaniem (4) wprowadza tzw. korekcję całkową³. Przyjmując, że $T = T_{k2}$ transmitancję (4) można przedstawić następująco

$$G_k(s) = \frac{\frac{T}{a}s + 1}{Ts + 1}, \quad (5)$$

gdzie $a > 1$ określa tłumienie wprowadzane przez przesuwnik dla pulsacji $\omega \rightarrow \infty$. W szczególnym przypadku, gdy $a \rightarrow \infty$, element korekcyjny staje się elementem inercyjnym pierwszego rzędu.

- 1.7** W celu spełnienia warunku dokładności statycznej przyjąć wartość wzmocnienia $k_p = k_{p0}$ (patrz punkt 1.1). Następnie w środowisku MATLAB zestawić na jednym wykresie charakterystykę Bodego toru otwartego URA bez korektora oraz samego korektora (5) przyjmując początkowo $a = 3$ i stałą czasową $T = 0.1[s]$. Na podstawie uzyskanych charakterystyk częstotliwościowych wykazać, że przyjęta wartość parametru a jest wystarczająca aby spełnić założenia projektowe podane w zadaniu 1.

- Jaka powinna być minimalna wartość stałej a pozwalająca uzyskać zapas modułu i fazy podany w zadaniu 1?
- Czy zwiększenie zapasów stabilności osiąga się poprzez zwiększanie czy zmniejszanie współczynnika tłumienia a ?

- 1.8** Wykreślić charakterystykę Bodego toru otwartego URA (z korektorem), przyjmując wartości a oraz T jak w punkcie poprzednim. Następnie zmieniając stałą czasową T określić jej wartość, tak aby spełnić założenia projektowe podane w zadaniu 1.

- Czy zwiększenie zapasów stabilności osiąga się poprzez zwiększanie czy zmniejszanie stałej czasowej T ?

³Tj. korekcję opóźniającą fazę.

- 1.9** Proces syntezy korektora powtórzyć dla układu URA z elementem inercyjnym pierwszego rzędu (dla $a \rightarrow \infty$ we wzorze (5)). Porównać oddziaływanie korektora z elementem inercyjnym oraz korektora z przesuwnikiem fazowym (5) na charakterystykę częstotliwościową toru otwartego URA z rysunku 2.
- Czy zwiększenie zapasów stabilności osiąga się poprzez zwiększanie czy zmniejszanie stałej czasowej T ?
 - Który korektor łatwiej jest zaprojektować? Dlaczego?
- 1.10** Wykreślić charakterystyki Bodego układu zamkniętego dla URA z korektorem szeregowym, w którym wykorzystano odpowiednio element inercyjny oraz przesuwnik fazowy. Wyznaczyć pasmo przenoszenia zamkniętego układu regulacji (analogicznie jak w punkcie 1.6) w obu przypadkach. Porównać otrzymane charakterystyki dla URA bez korekcji (patrz punkt 1.6).
- Czy jest możliwe dobranie takich parametrów rozważanego korektora (przesuwnika fazowego lub elementu inercyjnego) aby możliwa była dalsza poprawa dokładności statycznej URA bez pogorszenia stabilności układu (tj. przy zachowaniu zadanych zapasów stabilności)? Czy dokładność statyczną w URA z korekcją całkową można zwiększać bez utraty stabilności?
 - Który rodzaj korekcji (tj. z przesuwnikiem fazowym czy elementem inercyjnym) w URA zapewnia większe pasmo przenoszenia? Dlaczego?
- 1.11** W środowisku SIMULINK zamodelować URA bez korekcji oraz URA z korekcją całkową (zastosować zaprojektowany w poprzednich podpunktach korektor w postaci przesuwnika fazowego oraz elementu inercyjnego) a następnie wykreślić przebieg sygnału uchybu regulacji $e(t)$ podając skok jednostkowy na wejście URA. Porównać uzyskane przebiegi uchybu dla URA z korektorem całkowym i bez korekcji.
- W którym przypadku osiąga się lepsze właściwości dynamiczne? Odpowiedź uzasadnić w oparciu o czas regulacji, czas narastania, przeregulowanie i kryterium całkowite $I_2 = \int_0^{t_h} e^2(t) dt$, gdzie czas t_h określa horyzont obserwacji (w celu porównania należy przyjąć jednakową wartość t_h dla każdej symulacji).

1.3.2 Korekcja różniczkowa

Jeśli w transmitancji (4) $T_{k1} > T_{k2}$ wówczas przesuwnik fazowy wprowadza korekcję różniczkową⁴. Dla celów projektowych transmitancję korektora można zapisać następująco

$$G_k(s) = \frac{Ts + 1}{\frac{T}{a}s + 1} \quad (6)$$

Stała $a > 1$ określa wzmocnienie dla pulsacji $\omega \rightarrow \infty$ i determinuje maksymalne przyspieszenie fazy, wprowadzane przez korektor według zależności

$$\varphi_{max} = \frac{\pi}{2} - 2 \arctan \frac{1}{\sqrt{a}} \quad (7)$$

dla $\omega = \frac{\sqrt{a}}{T}$. Należy zwrócić uwagę, że w najprostszym przypadku dla $a \rightarrow \infty$ korekcję różniczkową można uzyskać upraszczając przesuwnik fazowy do członu forsującego o transmitancji

$$G_k(s) = Ts + 1. \quad (8)$$

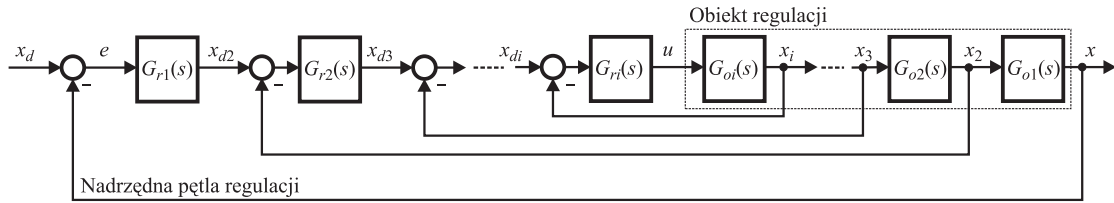
⁴Tj. korekcję przyspieszającą fazę.

- 1.12** W celu spełnienia warunku dokładności statycznej przyjąć wartość wzmocnienia $k_p = k_{p0}$ (patrz punkt 1.1).
- 1.13** W środowisku MATLAB zestawić na jednym wykresie charakterystykę Bodego toru otwartego URA bez korektora oraz samego korektora (7) przyjmując początkowo $a = 5$ i stałą czasową $T = 0.01[s]$.
- Ile wynosi maksymalne przesunięcie fazy wprowadzane przez korektor (maksymalne przesunięcie fazowe wyznaczyć analitycznie korzystając z zależności (7) oraz odczytać je z charakterystyk częstotliwościowych)?
 - Ile wynosi wzmocnienie korektora dla pulsacji przy której korektor wprowadza największe przesunięcie fazy?
 - Czy zwiększenie zapasów stabilności uzyskuje się poprzez zwiększanie, czy zmniejszanie stałej a ?
- 1.14** Wykreślić charakterystykę Bodego toru otwartego URA z korekcją, przyjmując wartości a oraz T jak w punkcie poprzednim. Następnie zmieniając stałą czasową T określić jej wartość, tak aby spełnić założenia projektowe podane w zadaniu 1.
- Czy zwiększenie zapasów stabilności osiąga się poprzez zwiększanie czy zmniejszanie stałej czasowej T ?
- 1.15** Proces syntezy korektora powtórzyć dla układu z elementem forsującym. Porównać oddziaływanie korektora z elementem forsującym oraz korektora z przesuwnikiem fazowym (6) na charakterystykę częstotliwościową toru otwartego URA z rysunku 2.
- Który korektor łatwiej jest zaprojektować? Dlaczego?
 - Który korektor łatwiej jest zrealizować w praktyce? Z czego to wynika?
- 1.16** Wykreślić charakterystyki Bodego układu zamkniętego dla URA odpowiednio z korektorem w postaci elementu forsującego oraz przesuwnika fazowego i porównać je. Wyznaczyć pasmo przenoszenia zamkniętego układu regulacji (analogicznie jak w punkcie 1.6) w obu przypadkach. Porównać otrzymane charakterystyki częstotliwościowe uzyskane dla URA bez korekcji, z korekcją całkową oraz korekcją różniczkową.
- W którym zakresie częstotliwości uwidacznia się wpływ korekcji różniczkowej? Na czym polega istota tej korekcji?
 - Czy jest możliwe dobranie takich parametrów rozważanego korektora (przesuwnika fazowego lub elementu forsującego) aby możliwa była dalsza poprawa dokładności statycznej URA bez pogorszenia stabilności układu (tj. przy zachowaniu zadanych zapasów stabilności)? Czy dokładność statyczną można zwiększać bez ograniczeń?
 - Który typ korekcji (tj. całkową, czy różniczkową) może zapewnić lepszą dokładność statyczną URA? Dlaczego?

- 1.17** W środowisku SIMULINK zamodelować URA bez korekcji oraz URA z korekcją całkową i różniczkową (zastosować korektory zaprojektowane w punktach 1.8, 1.9, 1.14, 1.15) a następnie wykreślić przebieg sygnału uchybu regulacji $e(t)$ podając skok jednostkowy na wejście URA. Porównać uzyskane przebiegi uchybu dla URA z korektorem różniczkowym, całkowym i bez korekcji (porównanie przeprowadzić podobnie jak w punkcie 1.11).
- Dla której korekcji (tj. całkowej, czy różniczkowej) osiąga się lepsze właściwości dynamiczne?
- 1.18** Zaproponować transmitancję korektora szeregowego, pozwalającego uzyskać korekcję całkowo-różniczkową.

2 Regulacja kaskadowa

W poprzednich rozważaniach zakładaliśmy, że jedynym wyjściem obiektu regulacji jest sygnał, którym sterujemy. Często jednak w procesie sterowania możemy zmierzyć dodatkowe sygnały pomocnicze – np. w silniku prądu stałego możemy bezpośrednio mierzyć zarówno jego prędkość obrotową jak i prąd twornika. Obecność dodatkowych mierzalnych sygnałów można wykorzystać w projekcie układu regulacji. Typowym przykładem takiego rozwiązania jest układ regulacji kaskadowej, w którym oprócz głównej pętli regulacji wyodrębnia się pomocnicze, lokalne obwody regulacji, spełniające rolę układów korekcyjnych (rys. 3).



Rysunek 3: Układ regulacji kaskadowej.

2.1 Model obiektu regulacji

W ćwiczeniu rozważamy układ regulacji prędkości obrotowej tarczy napędzanej silnikiem prądu stałego. Jak pokazano na rysunku 4 silnik napędza tarczę za pośrednictwem mechanicznej przekładni redukcyjnej o przełożeniu n . Prędkość kątowna ω tarczy jest w liniowej relacji w prędkością silnika ω_s , tzn.

$$\omega_s = n\omega. \quad (9)$$

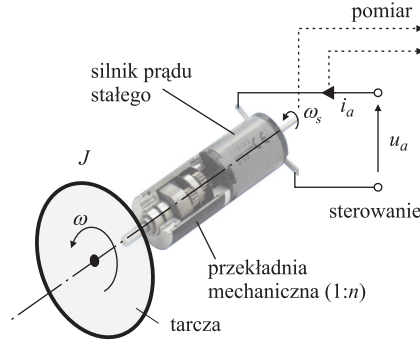
Z uwagi na luzy oraz podatności przekładni napędowej w układach serwomechanizmów przyjęło się sterowanie po stronie silnika a nie po stronie elementu wykonawczego. Dlatego projektując układ regulacji przyjmujemy, że sygnałem regulowanym będzie prędkość ω_s .

Zakładając liniowy model silnika prądu stałego możemy zapisać następujące równanie prądowo-napięciowe obwodu twornika

$$u_a - e_a = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a, \quad (10)$$

gdzie u_a jest napięciem twornika, i_a prądem twornika, e_a siłą przeciwelektromotoryczną, L_a oraz R_a określają odpowiednio indukcyjność i rezystancję uzwojeń. Wiadomo, że napięcie e_a jest liniowo zależne od prędkości obrotowej wirnika silnika

$$e_a = k_e \omega_s, \quad (11)$$



Rysunek 4: Układ wykonawczy serwomechanizmu.

gdzie k_e oznacza stałą elektromagnetyczną silnika.

Ponadto zakładamy, że moment napędowy wytwarzany przez silnik jest liniową funkcją prądu twornika, tzn.

$$\tau = k_i i_a, \quad (12)$$

przy czym k_i jest stałą momentową.

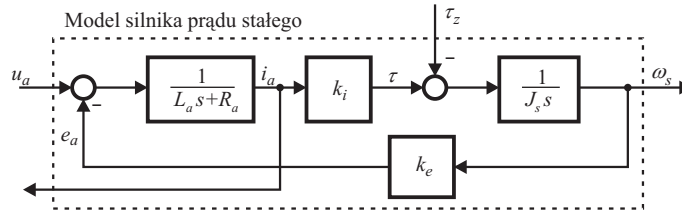
Uwzględniając moment zakłócający τ_z możemy zapisać równanie równowagi momentów sił po stronie silnika⁵

$$\tau = J_s \frac{d\omega_s}{dt} + \tau_z, \quad (13)$$

gdzie J_s jest zredukowanym momentem bezwładności po stronie wału silnika definiowanym jako

$$J_s = \frac{1}{n^2} J + J_m \quad (14)$$

przy czym J , J_m określają odpowiednio moment bezwładności tarczy oraz wirnika silnika z przekładnią.



Rysunek 5: Schemat blokowy modelu silnika prądu stałego.

Poddając równania różniczkowe silnika (10)–(13) transformacji Laplace'a definiujemy schemat strukturalny silnika przedstawiony na rysunku 5.

Dla celów syntezy układu regulacji dogodnie jest przedstawić model napędu w innej postaci (rys. 6) opisywanej przez poniższe zależności

$$I_a(s) = \underbrace{\frac{\frac{T_m}{R_a} s}{T_a T_m s^2 + T_m s + 1}}_{G_1(s) = \frac{I_a(s)}{U_a(s)} |_{\tau_z=0}} U_a(s) + \underbrace{\frac{\frac{1}{k_i}}{T_a T_m s^2 + T_m s + 1}}_{G_2(s) = \frac{I_a(s)}{\tau_z(s)} |_{U_a=0}} \tau_z(s), \quad (15)$$

⁵Pominięto zjawisko tarcia.

$$\omega_s(s) = \frac{1}{J_s s} [k_i I_a(s) - \tau_z(s)], \quad (16)$$

gdzie

$$T_m = \frac{J_s R_a}{k_i k_e}, \quad T_a = \frac{L_a}{R_a} \quad (17)$$

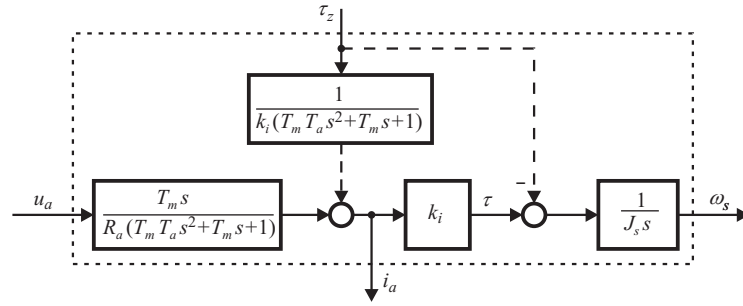
określają odpowiednio stałą czasową elektromechaniczną i elektryczną. Z uwagi na to, że zwykle $T_m \gg T_a$ rozważając wielomian mianownika we wzorze (15) można przyjąć, że

$$T_a T_m s^2 + T_m s + 1 \approx (T_m s + 1)(T_a s + 1). \quad (18)$$

Na tej podstawie równanie (15) możemy przybliżyć następująco

$$I_a(s) \approx \frac{\frac{T_m}{R_a} s}{(T_m s + 1)(T_a s + 1)} U_a(s) + \frac{\frac{1}{k_i}}{(T_m s + 1)(T_a s + 1)} \tau_z. \quad (19)$$

Relacja (19) wykorzystana zostanie w procesie syntezy układu regulacji.

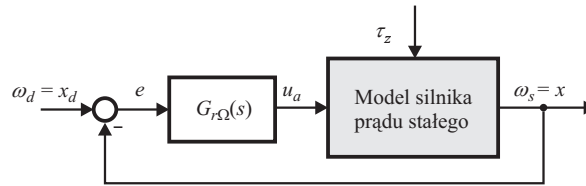


Rysunek 6: Zmodyfikowany schemat blokowy modelu silnika prądu stałego.

2.2 Badanie i projektowanie układu regulacji kaskadowej

Parametry zastosowanego napędu są następujące:

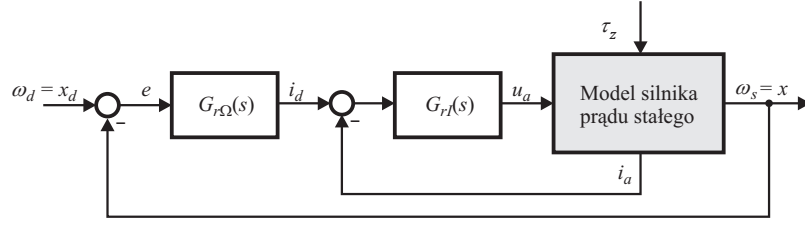
$$R_a = 0.1[\Omega]; \quad L_a = 10^{-2}[H]; \quad k_i = 2 \cdot 10^{-2}[\frac{N \cdot m}{A}]; \quad k_e = 2 \cdot 10^{-2}[\frac{rad}{s \cdot V}]; \quad J_s = 10^{-2}[kg \cdot m^2].$$



Rysunek 7: Prosty układ regulacji prędkości z silnikiem prądu stałego (A).

Rozważmy dwa układy regulacji przedstawione na rysunkach 7 i 8. W obu URA zastosowano regulatory proporcjonalno-całkujące o transmitancjach

$$G_{r\Omega} = k_{p\Omega} \left(1 + \frac{1}{T_{i\Omega} s} \right), \quad G_{rI} = k_{pI} \left(1 + \frac{1}{T_{iI} s} \right). \quad (20)$$



Rysunek 8: Układ regulacji prędkości z silnikiem prądu stałego w układzie kaskadowym (B).

Parametry regulatora prądu zostały dobrane w oparciu o przybliżony model opisany transmitancją (19) (na podstawie tzw. kryterium modułu) w sposób następujący

$$T_{iI} = T_m, \quad k_{pI} = \frac{R_a}{2T_a}. \quad (21)$$

- 2.1 W środowisku SIMULINK zamodelować silnik prądu stałego zgodnie ze schematem przedstawionym na rysunku 5. Następnie zbudować klasyczny (A – rys. 7) i kaskadowy (B – rys. 8) model układu regulacji i zapisać go w jednym pliku.
- 2.2 Wykazać analitycznie, że modele przedstawione na rysunkach 5 i 6 są równoważne.
- 2.3 W układzie B wskazać nadrzędną i podrzędną pętlę regulacji oraz sygnał uchybu prędkości i prądu.
- 2.4 Obliczyć wartości nastaw dla regulatora prądu w układzie B (na podstawie zależności (21)). Wyznaczyć analitycznie transmitancję zastępczą układu objętego pomocniczym sprzężeniem zwrotnym przyjmując, że zakłócenie jest zerowe $\tau_z = 0$.
 - Jaki wpływ ma stała czasowa T_{iI} na transmitancję układu otwartego? Wyjaśnić zastosowane kryterium wyboru wartości T_{iI} . Wskazówka: wykorzystać przybliżenie (18). Uzasadnić, że podrzędny układ regulacji można traktować jako rodzaj korekcji dynamicznej.
- 2.5 Przyjąć początkowe wartości nastaw dla regulatorów prędkości dla układów A i B – $k_{pΩ} = 20$, $T_{iΩ} = 0.25[s]$. Zaobserwować i porównać przebieg sygnału i uchybu prędkości dla układów A i B dla skokowej zmiany sygnału zadanego $\omega_d = 1(t)$ (przy zerowym sygnale zakłócającym τ_z).
 - Jaka jest wartość ustalona uchybu regulacji dla obu układów?
 - Który układ wykazuje lepsze właściwości dynamiczne? Odpowiedź uzasadnić (zastosować kryteria porównawcze wykorzystywane w punkcie 1.11).
- 2.6 Zmieniając nastawy regulatorów prędkości $k_{pΩ}$ oraz $T_{iΩ}$ skrócić czasu narastania sygnału wyjściowego dla obu układów (rozpocząć od zwiększania wzmocnienia regulatorów). Porównać jakość odpowiedzi dla obu układów regulacji.
- 2.7 Zbadać zdolność układów regulacji do tłumienia zakłóceń zewnętrznych. W tym celu doprowadzić skok momentu zakłócającego o wartości $1[N \cdot m]$ i zaobserwować uchyb i przebieg prądu silnika dla obu układów (przyjąć zerowy sygnał zadany $\omega_d = 0$). Określić wartość uchybu w stanie ustalonym (przyjąć nastawy regulatorów jak w punkcie 2.5).
 - Jaka jest praktyczna interpretacja zakłócenia momentu? Który układ charakteryzuje większa zdolność tłumienia zakłóceń skokowych?

□