

UNIVERZITA PARDUBICE

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A
INFORMATIKY

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

2025

Patrik Spejchal

UNIVERZITA PARDUBICE
Fakulta elektrotechniky a informatiky

Řízení laboratorní soustavy spojitým PID regulátorem
navrženým pomocí metody umístění pólů
Bakalářská práce

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Akademický rok: 2024/2025

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Patrik Spejchal**
Osobní číslo: **I22029**
Studijní program: **B0714A150008 Automatizace**
Téma práce: **Řízení laboratorní soustavy spojitým PID regulátorem navrženým pomocí metody umístění pólů**
Zadávající katedra: **Katedra automatizace a matematiky**

Zásady pro vypracování

Cíl práce: Navrhnout a aplikovat metodu, která umožní na základě umístění pólů uzavřeného regulačního obvodu vypočítat parametry spojitého PID regulátoru.
Teoretická část: Tvorba dynamických matematických modelů soustav a identifikace neznámých parametrů, jednoduchý regulační obvod, spojitý PID regulátor, metoda umístění pólů.
Praktická část: Dynamický model laboratorní soustavy. Návrh metody umístění pólů pro určení parametrů spojitého PID regulátoru. Simulační ověření návrhu a aplikace regulátoru. Použití metody pro řízení laboratorní soustavy. Diskuze a zhodnocení výsledků.

Rozsah pracovní zprávy: **50**
Rozsah grafických prací:
Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

BALÁTĚ, Jaroslav. Automatické řízení. Praha: BEN – technická literatura, 2003. ISBN 80-730-0020-2.
VÍTEČKOVÁ, Miluše a VÍTEČEK, Antonín. Základy automatické regulace. Přeprac. 2. vyd. Ostrava: VŠB –
Technická univerzita Ostrava, 2008. ISBN 978-80-248-1924-2.

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Daniel Honc, Ph.D.**
Katedra automatizace a matematiky

Datum zadání bakalářské práce: **15. prosince 2024**
Termín odevzdání bakalářské práce: **16. května 2025**

prof. Ing. Petr Doležel, Ph.D. v.r.
děkan

L.S.

Ing. Libor Kupka, Ph.D. v.r.
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 24. ledna 2025

Prohlašuji:

Práci s názvem Řízení laboratorní soustavy spojeným PID regulátorem navrženým pomocí metody umístění pólů

jsem vypracoval samostatně. Veškeré literární prameny a informace, které jsem v práci využil, jsou uvedeny v seznamu použité literatury.

Byl jsem seznámen s tím, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, zejména se skutečností, že Univerzita Pardubice má právo na uzavření licenční smlouvy o užití této práce jako školního díla podle § 60 odst. 1 autorského zákona, a s tím, že pokud dojde k užití této práce mnou nebo bude poskytnuta licence o užití jinému subjektu, je Univerzita Pardubice oprávněna ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které na vytvoření díla vynaložila, a to podle okolností až do jejich skutečné výše.

Beru na vědomí, že v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů, a směrnicí Univerzity Pardubice č. 7/2019 Pravidla pro odevzdávání, zveřejňování a formální úpravu závěrečných prací, ve znění pozdějších dodatků, bude práce zveřejněna prostřednictvím Digitální knihovny Univerzity Pardubice.

V Pardubicích dne 19.05.2025

Patrik Spejchal v.r.

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu své bakalářské práce, Ing. Danielu Honcovi, Ph.D., za odborné vedení, cenné rady a trpělivost, které mi poskytl během zpracování této práce.

Dále děkuji své rodině a blízkým za jejich podporu a motivaci po celou dobu studia

ANOTACE

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem spojitého PID regulátoru pro řízení laboratorní soustavy. Regulátor je navržen pomocí metody umístění pólů, která umožňuje ovlivnit dynamické vlastnosti uzavřeného regulačního obvodu. V práci bude nejprve provedena identifikace soustavy na základě měřených dat. Následně bude navržen P a PI regulátor, přičemž správnost návrhu bude ověřena simulací a porovnána s reálnou odezvou systému.

KLÍČOVÁ SLOVA

metoda umístění pólů, Automatické řízení, PID regulátor, , laboratorní soustava, přenosová funkce, identifikace systému, MATLAB

TITLE

Control of a Laboratory System Using a Continuous PID Controller Designed by Pole Placement Method

ANNOTATION

This bachelor thesis deals with the design of a continuous PID controller for a laboratory system. The controller is designed using the pole placement method, which allows the desired dynamic behavior of the closed-loop system to be achieved. The work will include system identification based on measured data and the design of P and PI controllers. The proposed solutions will be verified by simulation and compared with real system responses.

KEYWORDS

automatic control, PID controller, pole placement method, laboratory system, transfer function, system identification, MATLAB

OBSAH

SEZNAM ILUSTRACÍ A TABULEK.....	10
SEZNAM ZKRATEK A ZNAČEK	11
ÚVOD.....	13
1 TEORETICKÁ ČÁST	14
1.1 Úvod do řízení, jednoduchý uzavřený regulační obvod	14
1.1.1 Princip zpětné vazby	14
1.1.2 Struktura jednoduchého uzavřeného regulačního obvodu.....	15
1.2 Model soustavy	17
1.2.1 Přenosová funkce soustavy	17
1.2.2 Parametry soustavy z přenosové funkce	18
1.2.3 Grafické znázornění odezvy na skokovou funkci.....	19
1.3 PID Regulátor	20
1.3.1 Základní rovnice PID regulátoru	20
1.3.2 Rozbor jednotlivých složek PID regulátoru.....	21
1.4 Metoda umístění pólů	22
1.4.1 Návrh P regulátoru.....	22
1.4.2 Návrh PI regulátoru	23
2 Praktická část	26
2.1 Experimentální identifikace přenosu	26
2.1.1 Identifikace modelu ve tvaru proporcionálního systému prvního řádu	27
2.1.2 Identifikace systému druhého řádu	28
2.2 Návrh regulátorů metodou umístění pólů	29
2.2.1 Návrh PI regulátoru pro soustavu 1. řádu	29
2.2.2 Návrh PI regulátoru pro soustavu 2. řádu	33
2.3 Simulace řízení	34
2.3.1 Modelování soustav v prostředí Simulink	34
2.3.2 Použité řídicí strategie	41
2.3.3 Výsledky simulace	42
2.3.4 Prvotní zhodnocení výsledků.....	46
2.4 Reálné řízení	48
2.4.1 Experimentální zapojení	48

2.4.2 Výsledky reálného řízení	48
2.4.3 Porovnání reálné a simulované soustavy	51
Závěr	54
POUŽITÁ LITERATURA	55

SEZNAM ILUSTRACÍ A TABULEK

Obrázek 1 Diagram řízení s otevřenou a uzavřenou smyčkou.	15
Obrázek 2 Blokové schéma jednoduchého uzavřeného regulačního obvodu.....	16
Obrázek 3 Ukázka rozmístění pólů.....	19
Obrázek 4 Odezva systému prvního řádu na skokovou jednotkovou funkci.	19
Obrázek 5 Příklad použitého kódu (zdroj: autor)	32
Obrázek 6 Celkové schéma modelu se soustavou prvního řádu.....	35
Obrázek 7 Nastavení bloku Repeating Sequence Stair.....	36
Obrázek 8 Nastavení masky PI regulátoru	36
Obrázek 9 Kód uvnitř masky PI regulátoru	37
Obrázek 10 Vnitřní schéma PI regulátoru	38
Obrázek 11 Nastavení masky subsystému soustavy 1. řádu.....	38
Obrázek 12 Vnitřní uspořádání modelu soustavy 1. řádu.....	39
Obrázek 13 Nastavení subsystému soustavy 2. řádu	40
Obrázek 14 Vnitřní struktura subsystému soustavy 2. řádu	40
Obrázek 15 Simulace řízení soustavy 1. řádu pro $T_2=3,2$	42
Obrázek 16 Simulace řízení soustavy 1. řádu pro $T_2=2$	43
Obrázek 17 Simulace řízení soustavy 1. řádu pro $T_2=1$	43
Obrázek 18 Simulace řízení soustavy 2. řádu pro $T_2=3,2$	44
Obrázek 19 Simulace řízení soustavy 2. řádu pro $T_2=2$	45
Obrázek 20 Simulace řízení soustavy 2. řádu pro $T_2=1$	45
Obrázek 21 Reálné řízení pro $T_2=3,2$	49
Obrázek 22 Reálné řízení pro $T_2=2$	49
Obrázek 23 Reálné řízení pro $T_2=1$	50
Tabulka 1 Navržené parametry PI regulátoru 1.řádu.....	32
Tabulka 2 Použité hodnoty pro nastavení PI regulátoru.....	41

SEZNAM ZKRATEK A ZNAČEK

PID	Proporcionálně-Integračně-Derivační (regulátor)
PI	Proporcionálně-Integrační (regulátor)
P	Proporcionální (regulátor)
URO	Uzavřený regulační obvod
SISO	Single Input Single Output (systém s jedním vstupem a jedním výstupem)
MIMO	Multiple Input Multiple Output (systém s více vstupy a více výstupy)
G.U.N.T.	Gerätebau GmbH
t	Čas
$y(t)$	Regulovaná veličina
$y_m(t)$	Měřená hodnota regulované veličiny
y_0	Počáteční hodnota výstupní veličiny
$w(t)$	Žádaná hodnota
$e(t)$	Regulační odchylka
$u(t)$	Řídicí zásah
u_0	Počáteční hodnota vstupní veličiny
$v(t)$	Poruchová veličina
k	Statické zesílení soustavy
T	Časová konstanta soustavy
T_1, T_2	Časové konstanty
S	Komplexní proměnná
$G(s)$	Přenosová funkce soustavy
$R(s)$	Přenosová funkce regulátoru
$F_{URO}(s)$	Přenosová funkce uzavřeného regulačního obvodu
r_0	Zesílení regulátoru
r_I	Integrační zesílení regulátoru
r_D	Derivační zesílení regulátoru
T_i	Integrační časová konstanta regulátoru
T_D	Derivační časová konstanta regulátoru
k_{URO}	Zesílení uzavřeného regulačního obvodu

T_{URO}	Časová konstanta uzavřeného regulačního obvodu
s_1, s_2	Póly systému
τ	Integrační proměnná
$u_P(t)$	Proporcionální složka
$u_I(t)$	Integrační složka
$u_D(t)$	Derivační složka
ess	Trvalá regulační odchylka

ÚVOD

V této bakalářské práci se budu zabývat návrhem spojitého PID regulátoru pro laboratorní soustavu s využitím metody umístění pólů. Automatické řízení patří mezi základní nástroje pro dosažení stabilního a přesného chodu technických systémů a PID regulátory jsou jedním z nejrozšířenějších prostředků, jak těchto vlastností lze dosáhnout. Správný návrh a naladění těchto regulátorů však vyžaduje hlubší pochopení dynamiky řízeného systému i volby vhodné metody návrhu.

V první části práce představím základní teoretické principy automatického řízení, popíšu strukturu zpětnovazebního regulačního obvodu a vysvětlím funkci jednotlivých složek PID regulátoru. Dále se budu věnovat metodě umístění pólů, jejímž prostřednictvím bude možné navrhnout parametry regulátoru tak, aby uzavřený regulační obvod splňoval požadované dynamické vlastnosti.

V praktické části nejprve identifikuji přenosovou funkci řízené soustavy na základě její odezvy na skokový vstup. Poté navrhnu regulátory typu P a PI, jejichž parametry vypočtu pomocí metody umístění pólů. Správnost návrhu ověřím simulací odezvy uzavřeného regulačního obvodu v prostředí MATLAB a porovnáním s výsledky experimentů na reálném zařízení.

1 TEORETICKÁ ČÁST

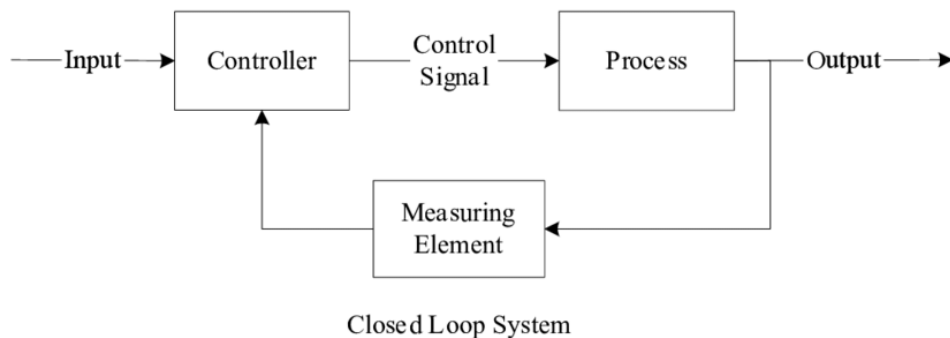
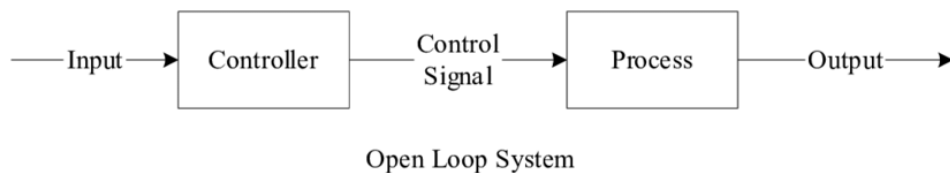
1.1 Úvod do řízení, jednoduchý uzavřený regulační obvod

V moderním inženýrství hraje řízení klíčovou roli v zajištění efektivního, bezpečného a spolehlivého provozu široké škály dynamických systémů. V obecném smyslu představuje řízení cílevědomé ovlivňování chování systému tak, aby jeho výstupní veličiny dosahovaly požadovaných hodnot nebo sledovaly žádané hodnoty i za přítomnosti vnějších poruch a vnitřních změn parametrů systému (Šulc, 2004). Úspěšné řízení vyžaduje pochopení dynamiky řízeného systému a aplikaci vhodných řídicích strategií. Řízení vyžaduje nejen pochopení dynamiky řízeného systému, ale také schopnost navrhnout a implementovat strategie, které aktivně kompenzují nežádoucí vlivy a adaptují se na měnící se podmínky. Cílem je dosáhnout požadovaného stavu systému, udržet ho stabilní a optimalizovat jeho výkon.

1.1.1 Princip zpětné vazby

Základním prvkem automatického řízení je zpětná vazba. Rozlišujeme dva základní typy: pozitivní a negativní (Åström, c2008).

- Pozitivní zpětná vazba zesiluje jakoukoli odchylku od rovnovážného stavu. Může vést k růstu signálů a často způsobuje nestabilitu systému (například nekontrolované kmitání). V řídicích systémech primárně nevyužívá pro dosažení cílové hodnoty.
- Negativní zpětná vazba naopak působí proti odchylce od žádané hodnoty. Aktuální hodnota regulované veličiny je měřena a porovnávána s žádanou hodnotou. Rozdíl, označovaný jako regulační odchylka, je následně využit ke generování řídicího zásahu, který směřuje k minimalizaci této odchylky. Tento princip je základem uzavřených regulačních obvodů a umožňuje systému automaticky reagovat na změny a poruchy.



Obrázek 1 Diagram řízení s otevřenou a uzavřenou smyčkou.

Zdroj: (Alleman, 2002)

Zavedení negativní zpětné vazby do řízení přináší řadu výhod, mezi které patří:

- Zvýšení přesnosti: Schopnost minimalizovat nebo zcela eliminovat statickou chybu(ess), tedy trvalou odchylku mezi žádanou a regulovanou veličinou v ustáleném stavu.
- Potlačení vlivu poruch: Efektivní kompenzace vnějších rušivých vlivů, které by jinak negativně ovlivnily výstup systému.

Na druhou stranu zavedení zpětné vazby může vést k:

- Potenciální ztráta stability: Při nevhodném návrhu regulátoru může zpětná vazba vést k nestabilitě celého regulačního obvodu.
- Citlivost na šum měření: Šum v měřicím signálu se může prostřednictvím zpětné vazby promítnout do řídicího zásahu a ovlivnit kvalitu řízení.

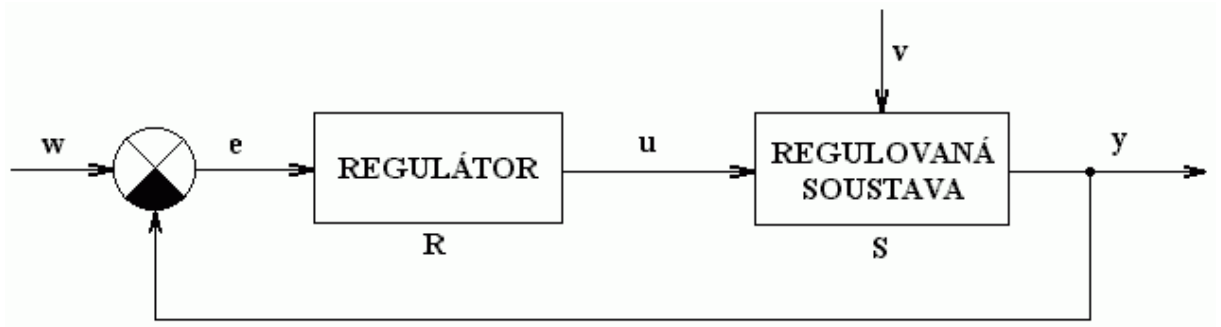
1.1.2 Struktura jednoduchého uzavřeného regulačního obvodu

Jak již bylo naznačeno, základní prvky jednoduchého uzavřeného regulačního obvodu jsou:

- Regulátor: Jeho úkolem je na základě regulační odchylky $e(t)$ generovat řídicí zásah $u(t)$, který ovlivňuje řízenou soustavu. Klíčové požadavky na regulátor zahrnují zajištění stability, dosažení požadované přesnosti a rychlosti odezvy (Zywno, *n.d.*)
- Řízená soustava: Jedná se o dynamický systém, jehož výstupní veličinu $y(t)$ chceme řídit (Goodwin, c2001). Soustavy mohou být různého typu – statické (výstup závisí pouze na aktuálním vstupu), dynamické (výstup závisí i na minulých vstupech

a stavech), lineární (platí princip superpozice (x-Engineer.org, 2025)), nelineární, s jedním vstupem a výstupem (SISO) nebo s více vstupy a výstupy (MIMO).

- Snímač: Měří aktuální hodnotu regulované veličiny $y(t)$ a převádí ji na signál $y_m(t)$, který je srovnatelný s žádanou hodnotou.
- Akční člen: převádí řídicí signál $u(t)$ z regulátoru na fyzikální zásah, který ovlivňuje řízenou soustavu (např. nastavení ventilu) (Goodwin, c2001).



Obrázek 2 Blokové schéma jednoduchého uzavřeného regulačního obvodu

Zdroj: (Noskievič et al., 2006)

$w(t)$ (žádaná hodnota): Představuje požadovanou hodnotu, kterou má regulovaná veličina sledovat.

Sumátor (+/-): Porovnává žádanou hodnotu $w(t)$ se zpětnou vazbou výstupního signálu $y(t)$ a vytváří regulační odchylku:

$$e(t) = w(t) - y(t) \quad (1)$$

$e(t)$ (regulační odchylka): Představuje rozdíl mezi žádanou hodnotou a aktuální (nebo změřenou) hodnotou regulované veličiny.

R (Regulátor): Blok představující regulátor, který na základě regulační odchylky $e(t)$ generuje řídicí zásah $u(t)$ s cílem minimalizovat tuto odchylku.

$u(t)$ (řídicí zásah): Signál, který regulátor vysílá do řízené soustavy, aby ovlivnil její chování.

S (Soustava): Blok představující řízený systém, jehož výstup $y(t)$ chceme regulovat.

$v(t)$ (porucha): Vnější rušivý vliv, který může ovlivňovat chování řízené soustavy.

$y(t)$ (regulovaná veličina): Výstupní veličina řízené soustavy, jejíž hodnotu se snažíme řízením udržet na žádané úrovni.

1.2 Model soustavy

V teorii řízení je klíčové mít matematický model řízené soustavy, abychom mohli analyzovat její chování a navrhnout vhodný regulátor. Model nám umožňuje předvídat, jak se bude soustava chovat v různých situacích a jak bude reagovat na řídicí zásahy. V této kapitole se zaměříme na jednoduchý, ale často se vyskytující model dynamického systému popsany lineární diferenciální rovnicí prvního řádu:

$$T \frac{dy}{dt} + y = ku \quad (2)$$

Tento model představuje lineární diferenciální rovnici prvního řádu, která popisuje dynamické chování proporcionálních systémů prvního řádu.

Význam jednotlivých členů rovnice:

$y(t)$: Výstupní veličina soustavy.

dy/dt : První derivace výstupní veličiny podle času.

$u(t)$: Vstupní veličina (řídicí zásah) do soustavy.

k : Statické zesílení soustavy.

T : Časová konstanta soustavy. Tato konstanta určuje rychlost odezvy systému.

1.2.1 Přenosová funkce soustavy

Pro analýzu ve frekvenční oblasti a návrh regulátorů je často výhodné reprezentovat dynamické systémy pomocí jejich přenosové funkce (Goodwin, c2001). Přenosová funkce $G(s)$ je definována jako podíl Laplaceovy transformace výstupního signálu $Y(s)$ a Laplaceovy transformace vstupního signálu $U(s)$ za nulových počátečních podmínek:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (3)$$

Aplikací Laplaceovy transformace za nulových počátečních podmínek získáme přenosovou funkci:

$$G(s) = \frac{k}{Ts+1} \quad (4)$$

Přenosová funkce $G(s)$ tedy plně popisuje dynamické vlastnosti systému v Laplaceově transformaci.

1.2.2 Parametry soustavy z přenosové funkce

V přenosové funkci (4) jsou parametry, které charakterizují chování dynamického systému prvního řádu.

Statické zesílení (k): Tento parametr udává, jak velká bude ustálená změna výstupní veličiny $y(t)$ v reakci na jednotkovou změnu vstupní veličiny $u(t)$ v ustáleném stavu.

Pól systému (s): Pól přenosové funkce je hodnota komplexní proměnné s , pro kterou je jmenovatel přenosové funkce roven nule. Pro systém prvního řádu (4) je jmenovatel $Ts+1$. Pól tedy získáme řešením rovnice:

$$Ts + 1 = 0 \quad (5)$$

$$s = -\frac{1}{T} \quad (6)$$

Poloha pólu (6) na reálné ose v levé polorovině komplexní roviny s je určující pro stabilitu systému (pro $T>0$ je systém stabilní) a také přímo souvisí s časovou konstantou. Čím dále je pól od imaginární osy (tj. čím je T menší), tím rychlejší je odezva systému. Jak je vidět na Obrázku 3, pól $s_2=-1/T_2$, který je dále od imaginární osy, odpovídá rychlejší odezvě $f_2(t)$ (menší časová konstanta T_2). Naopak pól $s_1=-1/T_1$, který je blíže k imaginární ose, odpovídá pomalejší odezvě $f_1(t)$ (větší časová konstanta T_1).

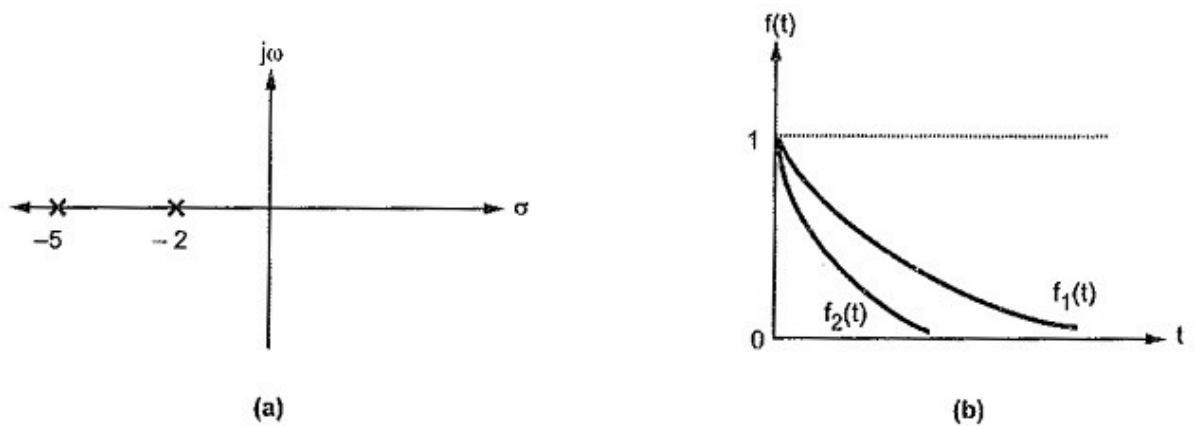


Fig. 3.18

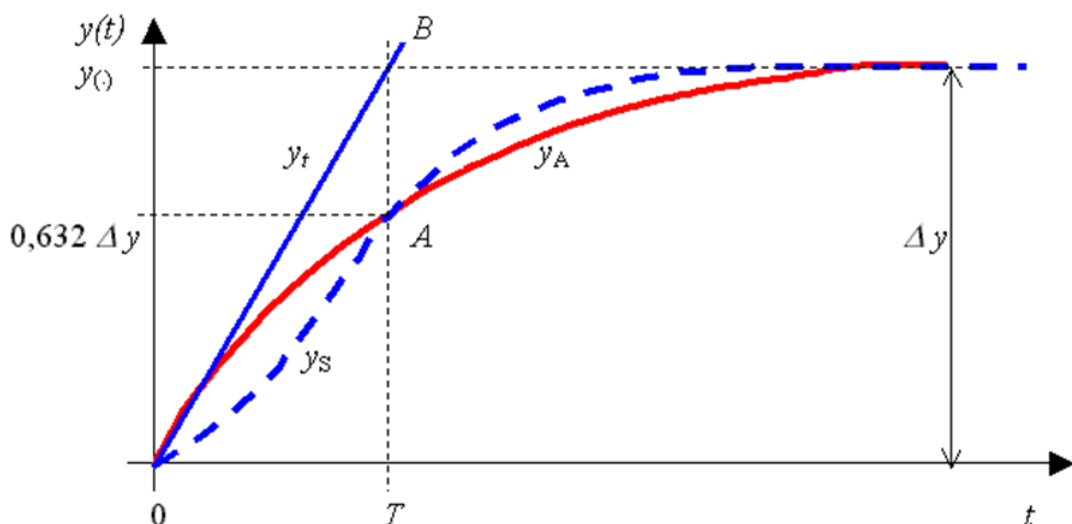
Obrázek 3 Ukázka rozmístění pólů

Vlevo (a) rozmístění dvou reálných pólů $s_1 = -2$ a $s_2 = -5$ v komplexní rovině s . Vpravo (b) odpovídající časové odezvy $f_1(t)$ (pomalejší, pro pól s_1) a $f_2(t)$ (rychlejší, pro pól s_2) na skokový vstup. Zdroj: (EEE GUIDE. b.d)

Čím menší je T , tím strmější bude počáteční nárůst nebo pokles výstupu při skokové změně vstupu a tím rychleji se výstup ustálí na nové hodnotě. Systém rychleji reaguje na změny.

Čím větší je T , tím pomalejší bude odezva systému. Systém reaguje na změny pomaleji a ustálení trvá déle.

1.2.3 Grafické znázornění odezvy na skokovou funkci



Obrázek 4 Odezva systému prvního řádu na skokovou jednotkovou funkci.

Zdroj (Šerý, b.d)

Obrázek 4 znázorňuje typickou odezvu systému prvního řádu na skokovou změnu vstupu. Je patrný exponenciální nárůst výstupu k ustálené hodnotě. Dále je možné určit aproximovanou soustavu y_A a reálnou soustavu y_s .

1.3 PID Regulátor

V předchozích kapitolách jsme definovali základní principy řízení (kapitola 1.1) a představili matematický model řízené soustavy prvního řádu (kapitola 1.2), který budeme v této práci dále využívat. Nyní se zaměříme na jeden z nejrozšířenějších a nejuniverzálnějších typů regulátorů používaných v průmyslové praxi i v laboratorních aplikacích – PID regulátor (Balátě, 2003; Vítečková, 2008).

PID regulátor patří do skupiny lineárních regulátorů pracujících se zpětnou vazbou. Jeho hlavním úkolem v uzavřeném regulačním obvodu (viz Obrázek 2) je minimalizovat regulační odchylku $e(t)$:

$$e(t) = w(t) - y(t) \quad (7)$$

Na základě této regulační odchylky generuje PID regulátor řídicí (akční) zásah $u(t)$, který je přiveden na vstup řízené soustavy s cílem přiblížit regulovanou veličinu $y(t)$ k žádané $w(t)$.

1.3.1 Základní rovnice PID regulátoru

Akční zásah $u(t)$ spojitého PID regulátoru je dán součtem tří složek, které závisí na aktuální regulační odchylce $e(t)$, jejím integrálu a její derivaci (Balátě, 2003; Vítečková, 2008).

$$u(t) = uP(t) + uI(t) + uD(t) \quad (8)$$

kde:

- $uP(t)$ je proporcionální složka
- $uI(t)$ je integrační složka
- $uD(t)$ je derivační složka

Matematicky lze vztah pro akční zásah PID regulátoru vyjádřit ve tvaru:

$$u(t) = r0 * e(t) + rI \int_0^t e(\tau) d\tau + rD \frac{de(t)}{dt} \quad (9)$$

V této rovnici představují $r0$, rI a rD nastavitelné parametry regulátoru:

- $r0$: **Proporcionální zesílení**
- rI : **Integrační zesílení**
- rD : **Derivační zesílení**

Správné nastavení těchto tří parametrů, známé jako **ladění regulátoru**, je klíčové pro dosažení požadovaného chování uzavřeného regulačního obvodu (Åström, c2006).

1.3.2 Rozbor jednotlivých složek PID regulátoru

Každá ze tří složek PID regulátoru přispívá k celkovému akčnímu zásahu specifickým způsobem a ovlivňuje dynamické a statické vlastnosti regulačního obvodu (Šulc, 2004).

Proporcionální složka (P) a P regulátor

Proporcionální složka $u_P(t)$ je přímo úměrná aktuální hodnotě regulační odchylky $e(t)$:

$$u_P(t) = r_0 * e(t) \quad (10)$$

Regulátor generuje akční zásah, který je tím větší, čím větší je aktuální chyba. Reaguje tedy "na přítomnost". Proporcionální zisk r_0 , správná volba je kompromisem mezi rychlostí odezvy a stabilitou/kmitavostí. Samotný P regulátor je nejjednodušší, ale často nedokáže zajistit nulovou ustálenou regulační odchylku pro proporcionální soustavy (Balátě, 2003).

Integrační složka (I)

Integrační složka $u_I(t)$ je úměrná integrálu regulační odchylky od počátečního času (nebo od posledního resetu) do aktuálního času t :

$$u_I(t) = r_I \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (11)$$

Tato složka akumuluje (sčítá) regulační odchylku v čase. Dokud existuje nenulová odchylka $e(t)$, integrál roste (nebo klesá) a tím se zvyšuje (nebo snižuje) příspěvek $u_I(t)$ k celkovému akčnímu zásahu. Volba r_I ovlivňuje rychlost eliminace ustálené odchylky a stabilitu. Někdy se místo r_I používá integrační časová konstanta T_i , kde platí $r_I = r_0/T_i$. Menší T_i (větší r_0/r_I) znamená silnější integrační účinek (Vítečková, 2008).

Proporcionálně-integrační regulátor (PI regulátor) kombinuje proporcionální a integrační složku. Jeho akční zásah je dán vztahem:

$$u(t) = r_0 e(t) + r_I \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (12)$$

S tím je spojen také s problémem Integral Windup, ke kterému dochází, pokud je akční zásah saturovaný akčním členem, a i přes to dochází k další integraci v regulátoru. I když se pak odchylka zmenší, trvá dlouho, než se integrátor "odbaví" a regulátor začne správně reagovat. Tomuto jevu se říká "integral windup" (IACS Engineering, b.d).

Derivační složka (D)

Derivační složka $uD(t)$ je úměrná rychlosti změny regulační odchylky, tedy její časové derivaci:

$$uD(t) = rD \frac{de(t)}{dt} \quad (13)$$

Tato složka reaguje na to, jak rychle se chyba mění. Pokud se chyba rychle zmenšuje, derivační složka přidá "brzdící" akční zásah, a naopak, pokud se chyba rychle zvětšuje, přidá "urychlující" zásah. Snaží se tedy předvídat budoucí chování chyby a působit proti nežádoucím změnám. Reaguje "na budoucnost" (predikuje) (Balátě, 2003).

1.4 Metoda umístění pólů

Metoda umístění pólů (angl. Pole Placement) je jednou ze základních analytických metod návrhu regulátorů. Cílem této metody je navrhnout parametry regulátoru tak, aby póly uzavřeného regulačního obvodu (URO) ležely v předem definovaných (požadovaných) pozicích v komplexní rovině (Balátě, 2003). Poloha pólů URO přímo ovlivňuje dynamické vlastnosti uzavřeného regulačního obvodu, jako jsou rychlost odezvy, překmit, doba ustálení a stabilita. Umístěním pólů na vhodná místa můžeme dosáhnout požadovaného chování regulované soustavy.

Princip metody spočívá v porovnání charakteristického polynomu uzavřeného regulačního obvodu, který obsahuje neznámé parametry regulátoru, s požadovaným charakteristickým polynomem, jehož kořeny (póly) odpovídají požadované dynamice.

1.4.1 Návrh P regulátoru

Proporcionální (P) regulátor má přenosovou funkci, kterou značíme jako $R(s)$:

$$R(s) = r0 \quad (14)$$

Soustava $S(s)$ je dána přenosem:

$$S(s) = \frac{k}{Ts+1} \quad (15)$$

Přenosová funkce uzavřeného regulačního obvodu F_{URO} je dána vztahem:

$$F_{URO} = \frac{R(s)S(s)}{1+R(s)S(s)} \quad (16)$$

Dosazením rovnic (14) a (15) do rovnice (16) dostaneme:

$$F_{URO} = \frac{\frac{r0k}{Ts+1}}{1+\frac{r0k}{Ts+1}} \quad (17)$$

Po úpravě (vynásobení čitatele i jmenovatele výrazem $Ts+1$):

$$F_{URO} = \frac{r_0 k}{Ts+1+r_0 k} \quad (18)$$

Následně vynásobíme $1 + r_0 k$:

$$F_{URO} = \frac{\frac{r_0 k}{T}}{\frac{1+r_0 k}{1+r_0 k} s+1} \quad (19)$$

Tento přenos uzavřeného obvodu chceme vyjádřit ve tvaru standardního systému prvního řádu:

$$F_{URO} = \frac{k_{URO}}{T_{URO} s+1} \quad (20)$$

kde k_{URO} je zesílení uzavřeného obvodu a T_{URO} je časová konstanta uzavřeného obvodu.

Naším cílem je navrhnout parametr regulátoru r_0 tak, abychom dosáhli požadované časové konstanty uzavřeného obvodu kde, když zvolíme T_{URO} dostaneme hodnoty r_0

$$T_{URO} = \frac{T}{1+r_0 k} \quad (21)$$

$$r_0 = \frac{T-T_{URO}}{k T_{URO}} \quad (22)$$

1.4.2 Návrh PI regulátoru

Proporcionálně-integrační (PI) regulátor má přenosovou funkci $R(s)$ ve tvaru:

$$R(s) = r_0 \left(1 + \frac{1}{Tis} \right) \quad (23)$$

Dosažením rovnic (15) a (23) do rovnice přenosové funkce F_{URO} (16) dostaneme:

$$F_{URO} = \frac{\frac{r_0 T i s + r_0}{T i s} * \frac{k}{T s + 1}}{1 + \frac{r_0 T i s + r_0}{T i s} * \frac{k}{T s + 1}} \quad (24)$$

Vynásobením čitatele i jmenovatele společným jmenovatelem $Tis (Ts+1)$ dostaneme:

$$F_{URO} = \frac{kr_0(Tis+1)}{(Ts+1)Tis+kr_0(Tis+1)} \quad (25)$$

$$F_{URO} = \frac{kr_0 T i s + kr_0}{T T i s^2 + T i (1 + kr_0) s + kr_0} \quad (26)$$

Charakteristický polynom uzavřeného regulačního obvodu je jmenovatelem přenosové funkce F_{URO} .

Abychom mohli porovnat koeficienty s požadovaným charakteristickým polynomem (26), vydělením členem TTi

$$s^2 + \frac{Ti(1+kr_0)}{TTi} s + \frac{kr_0}{TTi} = 0 \quad (27)$$

$$s^2 + \frac{1+kr_0}{T} s + \frac{kr_0}{TTi} = 0 \quad (28)$$

Toto je charakteristický polynom druhého řádu. Uzavřený regulační obvod se soustavou prvního řádu a PI regulátorem je tedy systémem druhého řádu. To znamená, že můžeme umístit dva póly uzavřeného obvodu, s_1 a s_2 ve tvaru:

$$(s - s_1)(s - s_2) \quad (29)$$

Porovnáním koeficientů u jednotlivých mocnin dostaneme:

1. Koeficienty u s^1 :

$$\frac{1+kr_0}{T} = -(s_1 + s_2) \quad (30)$$

2. Koeficienty u s^0 (absolutní členy):

$$\frac{kr_0}{Ti} = s_1 s_2 \quad (31)$$

Z těchto dvou rovnic můžeme vypočítat neznámé parametry regulátoru r_0 a T_i .

$$r_0 = \frac{-T(s_1+s_2)-1}{k} \quad (32)$$

$$T_i = \frac{kr_0}{s_1 s_2 T} \quad (33)$$

Integrační složka PI regulátoru zajišťuje nulovou trvalou regulační odchylku pro skokové změny žádané hodnoty a poruchy působící na vstup soustavy, pokud je uzavřený obvod stabilní.

Pokud budeme chtít místo pólu s používat časové konstanty T_1 a T_2 upravíme (26) a dostaneme:

$$\frac{Ti s + 1}{\frac{Ti * T}{k * r_0} s^2 + Ti \frac{1 + k * r_0}{k * r_0} s + 1} \quad (34)$$

Jmenovatel této přenosové funkce představuje charakteristický polynom uzavřeného regulačního obvodu:

$$T_1 T_2 s^2 + (T_1 + T_2) s + 1 \quad (35)$$

Porovnáním koeficientů u jednotlivých mocnin s v a dostáváme dvě rovnice:

$$\frac{Ti * T}{k * r_0} = T_1 T_2 \quad (36)$$

$$Ti \frac{1 + k * r_0}{k * r_0} = T_1 + T_2 \quad (37)$$

Z (36) vyjádříme integrační časovou konstantu T_i :

$$T_i = \frac{T_1 T_2 k r_0}{T} \quad (38)$$

Nyní dosadíme (38) do (37) a dopočítáme r_0 :

$$r_0 = \frac{T(T_1 + T_2) - T_1 T_2}{T_1 T_2 k} \quad (39)$$

Nyní dosadíme (39) zpět do (36) a vyjádříme T_i :

$$T_i = \frac{T(T_1+T_2)-T_1T_2}{T} \quad (40)$$

Tím jsme odvodili vzorce pro výpočet parametrů PI regulátoru r_0 a T_i na základě časové konstanty soustavy T , jejího zesílení k a požadovaných časových konstant uzavřeného regulačního obvodu T_1 a T_2 .

2 Praktická část

2.1 Experimentální identifikace přenosu

Cílem této kapitoly je vytvořit matematický model řízené soustavy na základě jejího chování při skokové změně vstupu. Identifikace systému je zásadní, neboť kvalitní model slouží jako základ pro návrh vhodného regulátoru. V této práci byly použity metody identifikace systémů prvního a druhého řádu, a to s využitím prostředí MATLAB.

Význam identifikace v řízení

Identifikace představuje proces nalezení matematického popisu (modelu) systému na základě měřených dat. Pro účely této práce se jedná o popis ve formě přenosové funkce, která umožňuje analyzovat chování systému v časové nebo frekvenční oblasti. Nejčastěji používaným typem testu je odezva systému na jednotkový skok, protože poskytuje jednoduché, a přitom velmi informativní chování systému. Ze získaných dat lze určit např. statické zesílení, časovou konstantu nebo tlumení.

Příprava a předzpracování dat

Naměřená data pocházejí z laboratorního experimentu, kde byla na vstup systému přivedena skoková změna. Výstupem byla odezva měřená v čase. Z dat byl vybrán úsek, ve kterém je patrná změna odezvy a její následné ustálení. Pro zajištění relevantních výsledků bylo nutné upravit data:

- Časový vektor byl převeden na relativní čas od nuly.
- Od vstupního i výstupního signálu byla odečtena počáteční hodnota, aby odezva odpovídala skutečnému rozdílu způsobenému změnou vstupu.

Tyto úpravy umožnily správně aplikovat metodu identifikace založenou na minimalizaci chyby mezi výstupem modelu a skutečným výstupem systému.

2.1.1 Identifikace modelu ve tvaru proporcionálního systému prvního řádu

Jako první byla testována identifikace pomocí jednoduchého modelu systému prvního řádu ve tvaru:

$$G(s) = \frac{k}{Ts+1} \quad (41)$$

kde:

- k je statické zesílení,
- T časová konstanta systému.

Použitý program:

```
clear

load data % Načtení dat z. mat souboru s proměnnou "data"
z=101; k=1951;
t=data.Time(z:k)-data.Time(z); % Časový vektor od nuly
u=data.Data(z:k,1); % Vstupní veličina
y=data.Data(z:k,2); % Výstupní veličina
plot(t,u,t,y), grid % Náhled na signály

u0=2.5; y0=4.1; % Počáteční hodnoty (pravděpodobně ustálený stav)
% Optimalizace: hledáme parametry X = [k T]
X=fminsearch('krit1',[1 1],[],t,u-u0,y-y0);
k=X(1)
T=X(2)
S=tf(k,[T 1]) % Přenosová funkce s nalezenými parametry
yo=lsim(S,u-u0,t,'zoh')+y0; % Simulace odezvy a posun zpět o y0

stairs(t,u), hold, plot(t,y,t,yo) % Vykreslení vstupu, výstupu a modelu
```

Tento model popisuje základní dynamickou odezvu na skokový vstup. Optimalizační algoritmus `fminsearch` z MATLABu byl použit k nalezení optimálních parametrů k a T tak, aby se minimalizovala kvadratická chyba mezi měřenou odezvou a simulovanou odezvou modelu. Simulace byla provedena funkcí `lsim`, která zajišťuje numerické řešení diferenciálních rovnic na základě vstupního signálu a modelu systému.

Po nalezení parametrů byla sestavena přenosová funkce pomocí funkce `tf` a následně byla porovnána simulovaná odezva s reálným měřením.

Výsledky identifikace

Z optimalizace byly získány následující parametry:

- Statické zesílení: $k=2,0$
- Časová konstanta: $T=3,2$

Na základě těchto parametrů byla sestavena přenosová funkce:

$$G(s) = \frac{2}{3,2s+1} \quad (42)$$

2.1.2 Identifikace systému druhého řádu

Pro přesnější popis dynamiky reálného systému byla dále provedena identifikace přenosové funkce druhého řádu:

$$G(s) = \frac{k}{(T_1s+1)(T_2s+1)} \quad (43)$$

kde:

k je statické zesílení,

T_1 a T_2 jsou časové konstanty.

Použitý program:

```
|clear

load data
z=101; k=1951;
t=data.Time(z:k)-data.Time(z);
u=data.Data(z:k,1);
y=data.Data(z:k,2);
plot(t,u,t,y), grid

u0=2.5; y0=4.1;

X=fminsearch('krit2',[1 1 1],[],t,u-u0,y-y0);
k=X(1)
T1=X(2)
T2=X(3)
S=tf(k,[T1*T2 T1+T2 1]);
yo=lsim(S,u-u0,t,'zoh')+y0;

stairs(t,u), hold, plot(t,y,t,yo)
```

Tato forma lépe zachycuje setrvačné vlastnosti a případné kmitavé chování reálné soustavy. Opět byl použit algoritmus fminsearch spolu s vlastním chybovým kritériem implementovaným ve funkci krit2.m. Parametry k , T_1 a T_2 byly optimalizovány tak, aby výstup simulace odpovídal co nejpřesněji měřenému výstupu.

Výsledky identifikace:

Zesílení systému: $k = 2$

Časové konstanty: $T_1 = 1,5$; $T_2 = 1,5$

Výsledná přenosová funkce identifikovaného systému je tedy:

$$G(s) = \frac{2}{2,25s^2 + 3s + 1} \quad (44)$$

$$G(s) = \frac{2}{(1,5s + 1)^2} \quad (45)$$

2.2 Návrh regulátorů metodou umístění pólů

Po experimentální identifikaci přenosových funkcí soustavy v kapitole 2.1 přistoupíme v této kapitole k samotnému návrhu regulátorů. Cílem je navrhnout parametry proporcionálně-integračních (PI) regulátorů pro oba identifikované modely – systém prvního i druhého řádu. Pro další analýzu a experimentální ověření byl z důvodu dosažení přesnějších výsledků a eliminace trvalé regulační odchylky použit PI regulátor. K návrhu bude využita metoda umístění pólů, která umožňuje na základě požadovaných dynamických vlastností uzavřeného regulačního obvodu, definovaných pomocí cílových časových konstant, stanovit odpovídající parametry regulátoru. Tento přístup nám umožní systematicky ovlivnit chování regulované soustavy tak, aby splňovala zadané požadavky na rychlost a stabilitu odezvy.

2.2.1 Návrh PI regulátoru pro soustavu 1. řádu

V této podkapitole se zaměříme na návrh parametrů proporcionálně-integračního (PI) regulátoru pro identifikovaný model soustavy prvního řádu. Jak bylo uvedeno v kapitole 2.1.1, přenosová funkce identifikované soustavy je:

$$G(s) = \frac{2}{3,2s + 1} \quad (46)$$

Přenosová funkce PI regulátoru je dána vztahem (viz kapitola 1.3.2):

$$R(s) = r_0 \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (47)$$

Charakteristický polynom uzavřeného regulačního obvodu se soustavou prvního řádu a PI regulátorem je druhého řádu (viz odvození v kapitole 1.4.2, rovnice (28)). Cílem metody umístění pólů je navrhnout parametry regulátoru r_0 a T_i tak, aby kořeny charakteristického polynomu (póly uzavřeného obvodu) odpovídaly požadované dynamice. Místo přímého umístění pólů s_1, s_2 budeme definovat požadovanou dynamiku pomocí dvou požadovaných časových konstant uzavřeného obvodu, T_1 a T_2 .

Požadovaný charakteristický polynom má pak tvar:

$$s^2 + \left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} \right) s + \frac{1}{T_1 T_2} \quad (48)$$

Porovnáním koeficientů skutečného a požadovaného charakteristického polynomu (36) a (37), upravené pro časové konstanty získáme vztahy pro výpočet parametrů regulátoru r_0 a T_i .

Z těchto rovnic lze odvodit:

$$r_0 = \frac{T \left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} \right) - 1}{k} \quad (49)$$

$$T_i = \frac{k r_0 T_1 T_2}{T} \quad (50)$$

Pro návrh regulátoru byla určena volba kde jedna z požadovaných časových konstant uzavřeného obvodu, T_1 , se volí rovna časové konstantě regulované soustavy T . Tedy:

$$T_1 = T = 3,2 \quad (51)$$

Tato volba má za následek, že integrační časová konstanta regulátoru T_i je také rovna časové konstantě soustavy T :

$$T_i = T = 3,2 \quad (52)$$

Toto plyne z porovnání koeficientů, konkrétně z rovnice pro T_i , pokud se $T_1=T$ dosadí do rovnic pro r_0 a následně do T_i , nebo přímým odvozením, že $T_i=T_1$ při této specifické volbě, aby se zkrátil jeden z pólů soustavy nulou regulátoru, což zde zjednodušuje návrh.

Parametr zesílení regulátoru r_0 pak můžeme vypočítat dosazením $T_1=T$ do obecného vzorce pro r_0 :

$$r_0 = \frac{T}{k T_2} \quad (53)$$

Nyní přistoupíme k výpočtu parametrů regulátoru pro tři různé hodnoty druhé požadované časové konstanty T_2 (T_2 zde reprezentuje požadovanou druhou časovou konstantu uzavřeného obvodu, která určuje rychlost odezvy):

1. $T_2=3,2$
2. $T_2=2,0$
3. $T_2=1,0$

Případ 1: Požadované časové konstanty $T_1=3,2$ a $T_2=3,2$

V tomto případě jsou obě požadované časové konstanty uzavřeného regulačního obvodu (T_1 a T_2) zvoleny shodně a jsou rovny časové konstantě samotné regulované soustavy $T=3,2$. Integrační časová konstanta regulátoru T_i je dle naší volby ($T_1=T$) rovna: $T_i=T=3,2$.

Zesílení regulátoru r_0 vypočteme pomocí zjednodušeného vztahu (47) s dosazením $T_2=3,2$:

$$r_0 = 0,5$$

Výsledné parametry PI regulátoru pro tento případ jsou tedy:

- Zesílení regulátoru: $r_0=0,5$
- Integrační časová konstanta: $T_i=3,2$

Případ 2: $T_1=3,2$ a $T_2=2,0$

Integrační časová konstanta: $T_i=3,2$

Parametry PI regulátoru: $r_0=0,8$ a $T_i=3,2$

Případ 3: $T_1=3,2$ a $T_2=1,0$

Integrační časová konstanta: $T_i=3,2$

Parametry PI regulátoru: $r_0=1,6$ a $T_i=3,2$

Pro ilustraci, výpočet parametrů pro Příklad 3 pomocí obecných vztahů, jak byl realizován v prostředí MATLAB, je následující:

```

1 k=2; % Zesílení identifikované soustavy (-)
2 T=3.2; % Časová konstanta identifikované soustavy (s)
3 T1 = 3.2; % První požadovaná časová konstanta (s), zvolena rovna T soustavy
4 T2 = 1.0; % Druhá požadovaná časová konstanta (s), pro tento konkrétní příklad
5 r0=(T*(T1+T2)-T1*T2)/T1/T2/k % Výpočet zesílení regulátoru r0
6 Ti=(T*(T1+T2)-T1*T2)/T % Výpočet integrační časové konstanty Ti

```

Obrázek 5 Příklad použitého kódu (zdroj: autor)

Spuštění tohoto kódu s uvedenými hodnotami poskytne výsledky $r_0=1,6$ a $T_i=3,2$, což přesně odpovídá hodnotám uvedeným pro Příklad 3, vypočítaným pomocí zjednodušených vzorců.

Shrnutí navržených parametrů PI regulátoru pro soustavu 1. řádu

Následující tabulka shrnuje vypočtené parametry PI regulátoru (r_0 , T_i) pro identifikovanou soustavu při volbě $T_1=T=3,2$ a různých hodnotách T_2 :

Tabulka 1 Navržené parametry PI regulátoru 1.řádu

Požadovaná T1	Požadovaná T2	Vypočítané r0	Vypočítané Ti
3,2	3,2	0,5	3,2
3,2	2	0,8	3,2
3,2	1	1,6	3,2

Volba jedné z požadovaných časových konstant uzavřeného obvodu T_1 rovné časové konstantě soustavy T (a s tím související volba $T_i=T$) zjednodušuje návrh. Zesílení regulátoru r_0 se pak nastavuje podle druhé požadované časové konstanty T_2 , která ovlivňuje rychlost odezvy – menší T_2 vede k většímu zesílení r_0 a potenciálně rychlejší odezvě, avšak také k většímu řídicímu zásahu.

2.2.2 Návrh PI regulátoru pro soustavu 2. řádu

V této podkapitole se zaměříme na návrh parametrů proporcionálně-integračního (PI) regulátoru pro model soustavy druhého řádu (44). Pro účely výpočtů v této kapitole budeme uvažovat zesílení soustavy $k=2$ (převzaté z identifikace soustavy 2. řádu) a časovou konstantu $T=3,2$. Dále budeme pracovat s první požadovanou časovou konstantou uzavřeného regulačního obvodu T_1 a druhou požadovanou časovou konstantou uzavřeného regulačního obvodu T_2 , která se bude měnit pro jednotlivé případy.

Pro výpočet parametrů regulátoru se použijí vztahy odvozené v teoretické části této práce. Zesílení regulátoru r_0 je dáno rovnicí (39) a integrační časová konstanta T_i rovnicí (40). Vzhledem k tomu, že $T=T_1=3,2$, dochází k zjednodušení čitatele ve vzorcích (39) a (40). Zjednodušené vzorce pro tuto specifickou volbu ($T=T_1$) jsou:

$$r_0 = \frac{T_1}{T_2 k} \quad (54)$$

$$T_i = T_1 \quad (55)$$

Při této specifické volbě parametrů ($T=3,2$, $T_1=3,2$) a použití uvedených zjednodušených vzorců jsou výsledné parametry r_0 a T_i pro regulaci identifikované soustavy druhého řádu identické s parametry, které byly získány v kapitole 2.2.1 při návrhu PI regulátoru pro identifikovanou soustavu prvního řádu (46), za předpokladu použití stejných hodnot k , T , T_1 a T_2 .

Z tohoto důvodu zde pro ilustraci uvedeme výpočet pouze pro jeden případ hodnoty T_2 . Pro ostatní hodnoty T_2 by byly výsledky shodné s těmi, které již byly prezentovány pro soustavu prvního řádu a nebudou proto detailně opakovány.

Ilustrativní příklad: Požadované časové konstanty $T_1=3,2$ a $T_2=1,0$

Při hodnotách $k=2$, $T=3,2$ a $T_1=3,2$ a volbě $T_2=1,0$ vypočteme parametry regulátoru následovně:

$$r_0 = \frac{T_1}{T_2 k} \quad (56)$$

Výsledné parametry PI regulátoru pro tento konkrétní případ jsou tedy $r_0=1,6$ a $T_i=3,2$. Pro jiné volby T_2 (např. 3,2 nebo 2,0) by výpočty poskytly parametry shodné s návrhem pro soustavu 1. řádu (viz Tabulka 1).

2.3 Simulace řízení

V této kapitole je provedena simulace řízení laboratorní soustavy v prostředí Simulink na základě přenosových funkcí identifikovaných v předchozí části práce. Cílem simulace je analyzovat chování řízených systémů prvního (42) a druhého řádu (45) s použitím navrženého PI regulátoru a porovnat jejich odezvu s reálným systémem. Simulace byla provedena pro oba matematické modely – soustavu prvního řádu a soustavu druhého řádu – s využitím hodnot zesílení a časových konstant získaných během identifikace. Tyto modely byly řízeny navrženým PI regulátorem s parametry vypočtenými pomocí metody umístění pólů.

Výsledkem simulace jsou časové průběhy výstupní veličiny pro různé hodnoty parametrů regulátoru. Tyto průběhy umožňují analyzovat dynamické vlastnosti jednotlivých systémů, jako je rychlost ustálení, překmit nebo kvalita regulace. Následně budou výsledky použity v další kapitole k porovnání s chováním reálné laboratorní soustavy.

2.3.1 Modelování soustav v prostředí Simulink

Simulace řízení byla realizována v prostředí MATLAB Simulink, které umožňuje grafické modelování dynamických systémů a testování různých řídicích strategií. Pro účely této práce byly vytvořeny dva modely: jeden pro soustavu prvního řádu (Obrázek 6) a druhý pro soustavu druhého řádu. Přenosové funkce těchto systémů byly určeny na základě experimentální identifikace (viz kapitola 2.1).

Stručné připomenutí přenosových funkcí

Použité přenosové funkce byly získány identifikací podle reakce na skokový signál. Pro soustavu prvního řádu byla určena následující přenosová funkce:

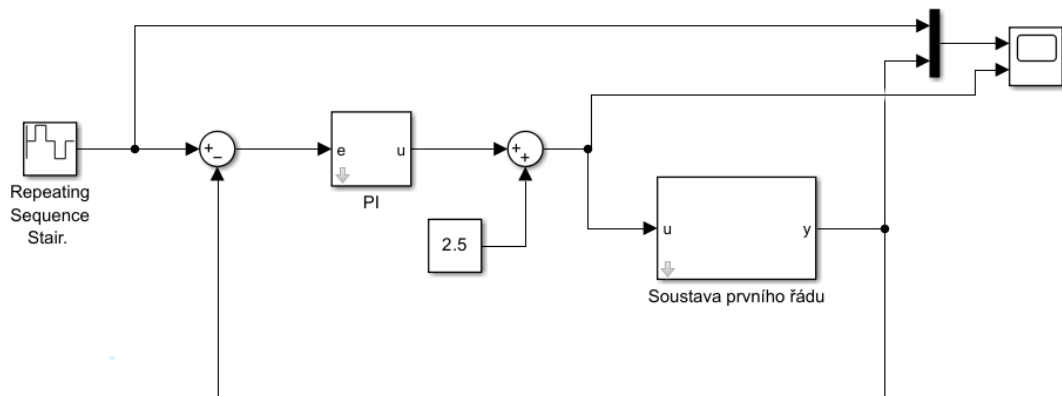
$$G(s) = \frac{2}{3,2s+1} \quad (57)$$

Pro soustavu druhého řádu

$$G(s) = \frac{2}{(1,5s+1)^2} \quad (58)$$

Popis struktury modelu v Simulinku

Na obr. 6 je zobrazeno celkové schéma modelu v prostředí Simulink. Model je koncipován jako uzavřený regulační obvod se zpětnou vazbou, PI regulátorem a bloky pro vizualizaci výstupní odezvy systému.



Obrázek 6 Celkové schéma modelu se soustavou prvního řádu

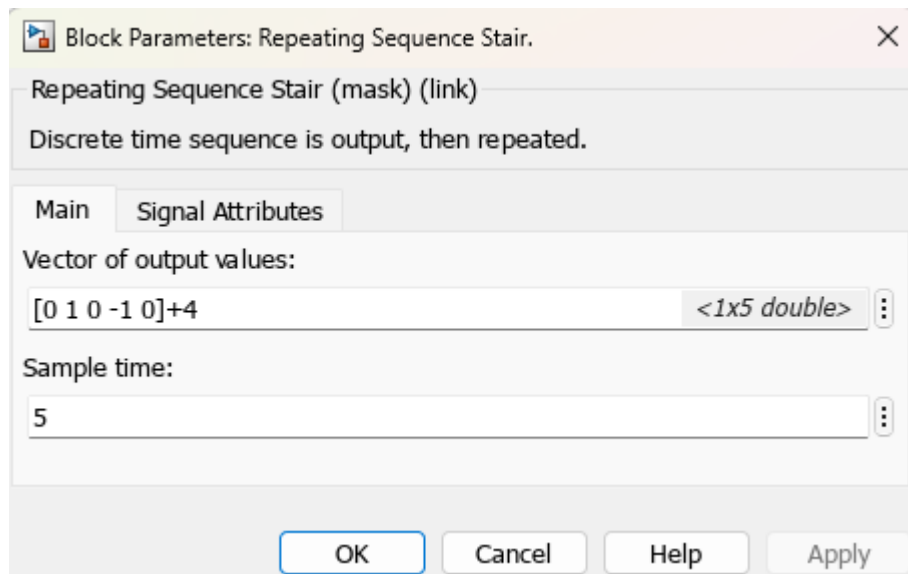
V následujícím textu jsou popsány jednotlivé části modelu, jejich funkce a nastavení.

Vstupní signál (Obrázek 7)

Jako vstupní signál byl použit blok Repeating Sequence Stair, který byl nastaven tak, aby periodicky generoval skokové změny mezi různými hodnotami. Parametr „Vector of output values“ byl nastaven na:

$$[0,1,0,-1,0] + 4$$

což znamená, že výsledný signál osciluje mezi hodnotami [4, 5, 4, 3, 4]. Vzorkovací doba byla nastavena na 5 sekund, čímž se docílilo pravidelného střídání hodnot a možnost pozorovat různé regulační přechody (kladný skok, záporný skok, návrat na původní hodnotu atd.).

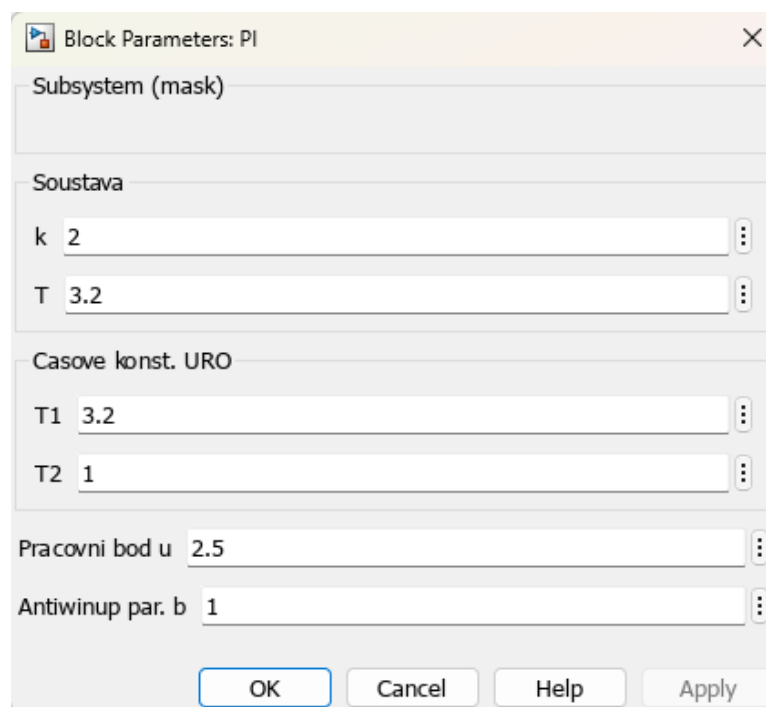


Obrázek 7 Nastavení bloku Repeating Sequence Stair

Tento typ signálu umožňuje vyhodnotit chování řízené soustavy v různých situacích a porovnat, jak systém reaguje na změny žádané hodnoty v obou směrech.

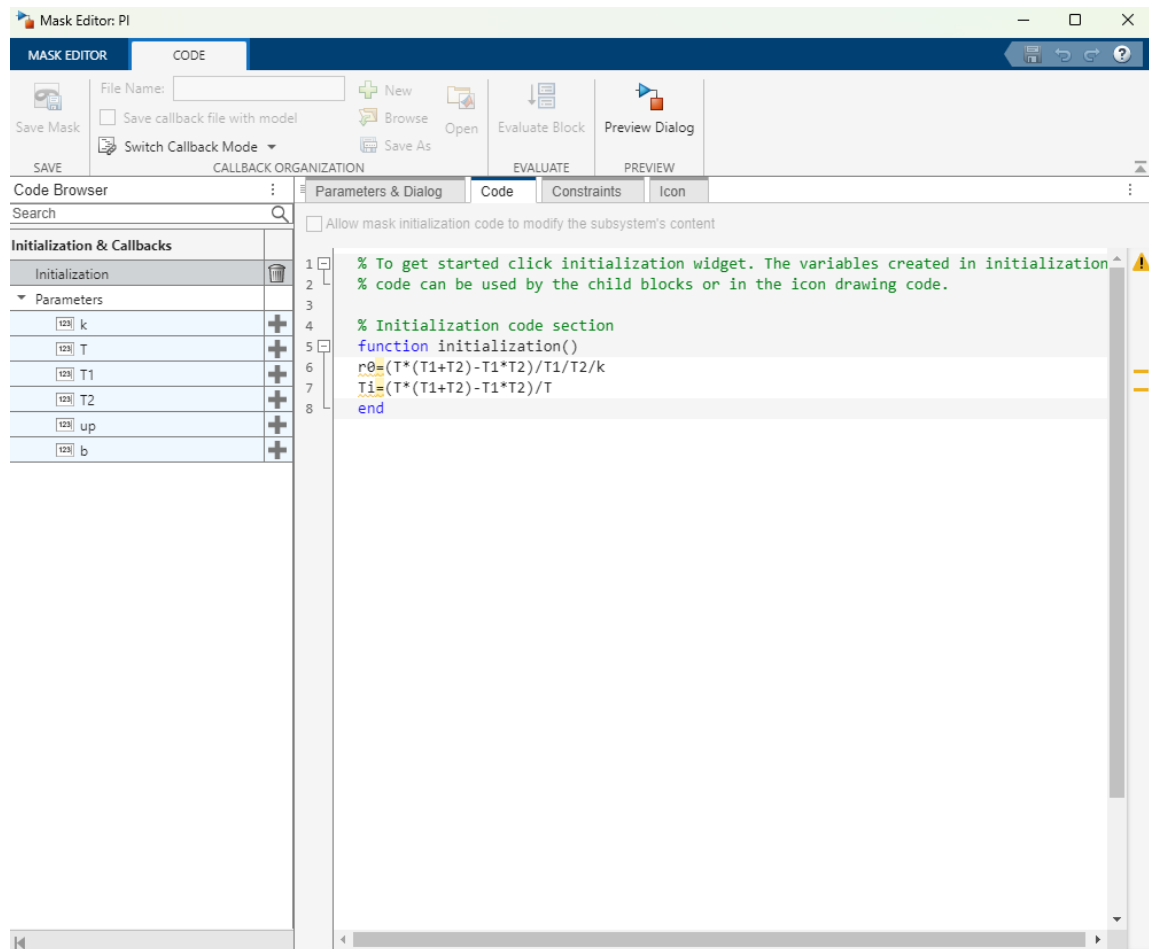
Regulátor – PI regulátor (subsystém s maskou)

PI regulátor je implementován jako **subsystém s maskou** (Obrázek 8), která umožňuje snadné zadání parametrů regulátoru r_0 (zesílení) a T_i (integrační časová konstanta). Maskování přináší výhodu jednoduché změny parametrů bez nutnosti zasahovat do vnitřní struktury.



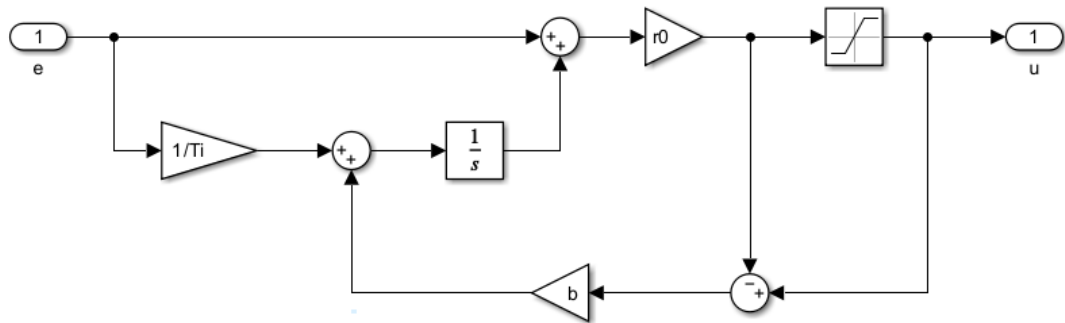
Obrázek 8 Nastavení masky PI regulátoru

Uvnitř masky se nachází jednoduchý kód (Obrázek 9), který předává hodnoty parametrů přímo do jednotlivých bloků uvnitř subsystému (Obrázek 10).



Obrázek 9 Kód uvnitř masky PI regulátoru

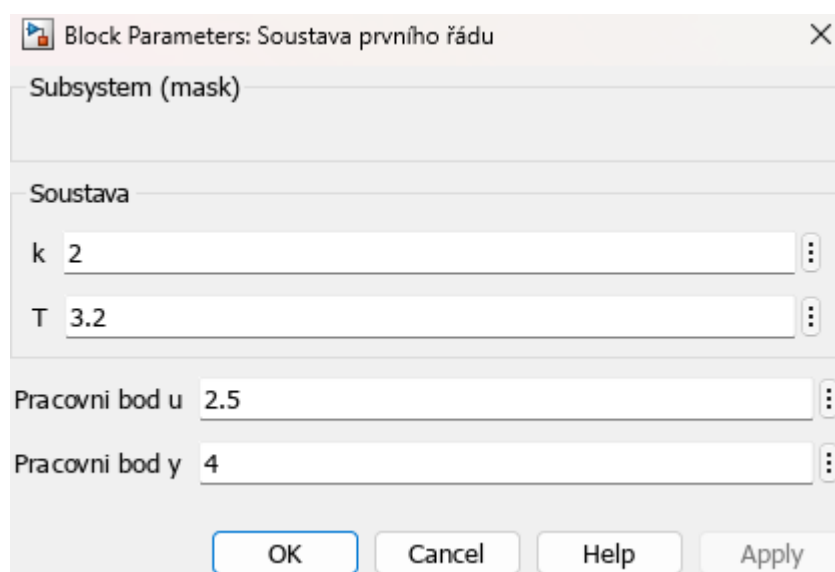
Vlastní PI regulátor (Obrázek 10) je tvořen bloky Gain, Integrator a Sum. Proporcionální a integrační složka jsou zde jasně odděleny, což usnadňuje sledování vlivu jednotlivých částí na akční zásah.



Obrázek 10 Vnitřní schéma PI regulátoru

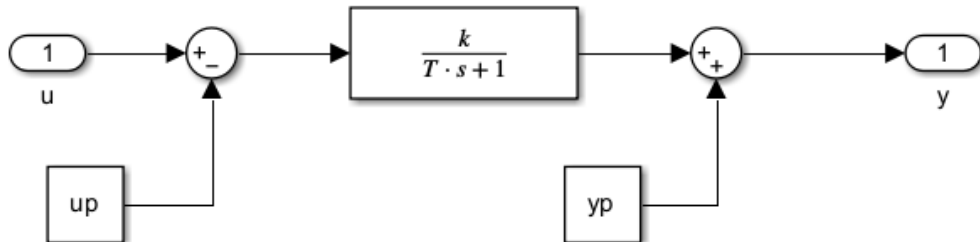
Řízená soustava – model 1. řádu (subsystém s maskou)

Soustava prvního řádu je reprezentována jako maskovaný subsystém (Obrázek 11) obsahující blok Transfer Fcn s parametry podle identifikace z kapitoly 2.1.1. Maska umožňuje zadat zesílení systému a časovou konstantu.



Obrázek 11 Nastavení masky subsystému soustavy 1. řádu

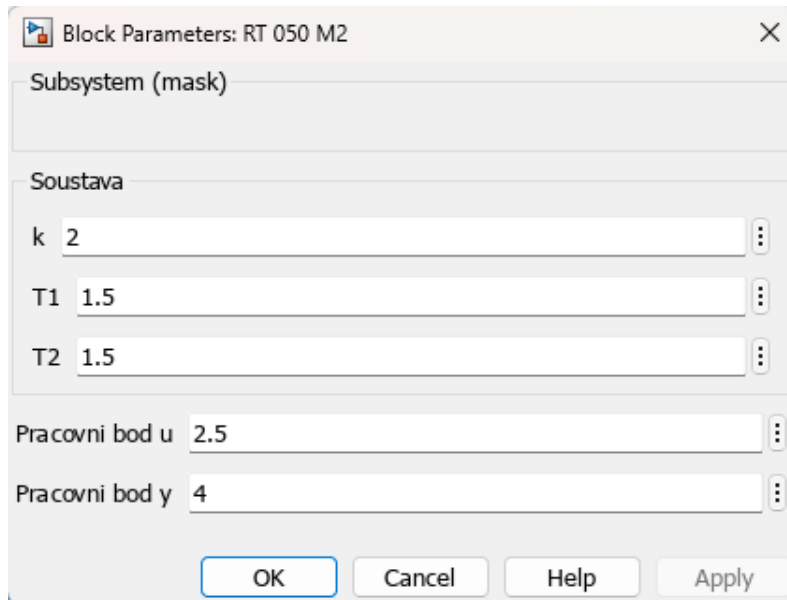
Uvnitř subsystému se nachází blok Transfer Fcn, do kterého jsou proměnné z masky automaticky dosazeny. Výsledkem je jednoduchý a přehledný model pro simulaci regulační odezvy.



Obrázek 12 Vnitřní uspořádání modelu soustavy 1. řádu

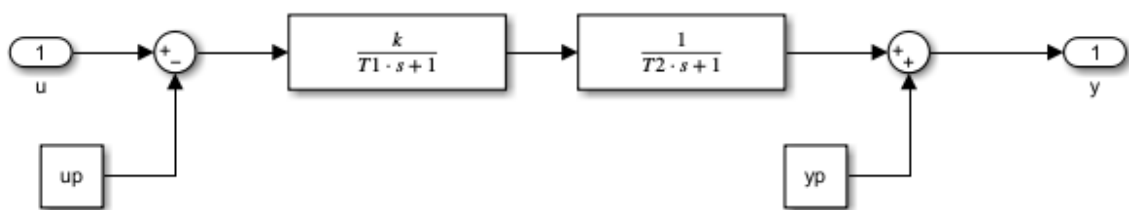
Řízená soustava – model 2. řádu (subsystem s maskou)

Model soustavy druhého řádu byl vytvořen obdobně – jako samostatný maskovaný subsystem. Zde je navíc použita dvojnásobná časová konstanta pro lepší aproximaci dynamiky reálného systému, která může mít setrvačnější charakter.



Obrázek 13 Nastavení subsystému soustavy 2. řádu

I v tomto případě je uvnitř subsystému použit blok Transfer Fcn, jehož parametry jsou zadány skrze masku. Díky tomu je možné jednoduše přepínat mezi různými modely řízené soustavy.



Obrázek 14 Vnitřní struktura subsystému soustavy 2. řádu

2.3.2 Použité řídicí strategie

Pro řízení obou modelovaných soustav (1. i 2. řádu) byl použit proporcionálně-integrační (PI) regulátor. Tento typ regulátoru byl zvolen zejména kvůli jeho schopnosti eliminovat statickou chybu a zároveň zachovat relativně jednoduchou implementaci.

Návrh regulátoru

Parametry regulátoru byly navrženy pomocí metody umístění pólů, která umožňuje ovlivnit dynamické vlastnosti uzavřeného regulačního obvodu zadáním požadovaných časových konstant.

Pro oba modely (1. i 2. řádu) byly použity stejné výpočtové vztahy, přičemž cílové póly systému byly definovány pomocí časových konstant:

$T_1=3,2$ (shodná s časovou konstantou soustavy)

T_2 měněna v jednotlivých variantách

Simulované varianty

Pro vyhodnocení vlivu návrhu regulátoru na chování soustavy byly zvoleny tři varianty hodnot časové konstanty T_2 :

Tabulka 2 Použité hodnoty pro nastavení PI regulátoru

Varianta	T_2	r_0	T_i
A	3,2	0,5	3,2
B	2	0,8	3,2
C	1	1,6	3,2

Tyto hodnoty byly postupně dosazeny do maskovaného subsystému PI regulátoru a použity pro simulace u obou modelů soustav.

2.3.3 Výsledky simulace

V této části jsou prezentovány výsledky simulací řízení obou soustav – systému 1. řádu a systému 2. řádu – pomocí navrženého PI regulátoru. Simulace byly provedeny pro tři různé varianty nastavení regulátoru podle tabulky 2 (hodnoty $T_2 = 3,2; 2,0; 1,0$). Cílem bylo posoudit vliv změny parametrů regulátoru na chování řízené soustavy a připravit podklad pro porovnání s reálným řízením v následující kapitole.

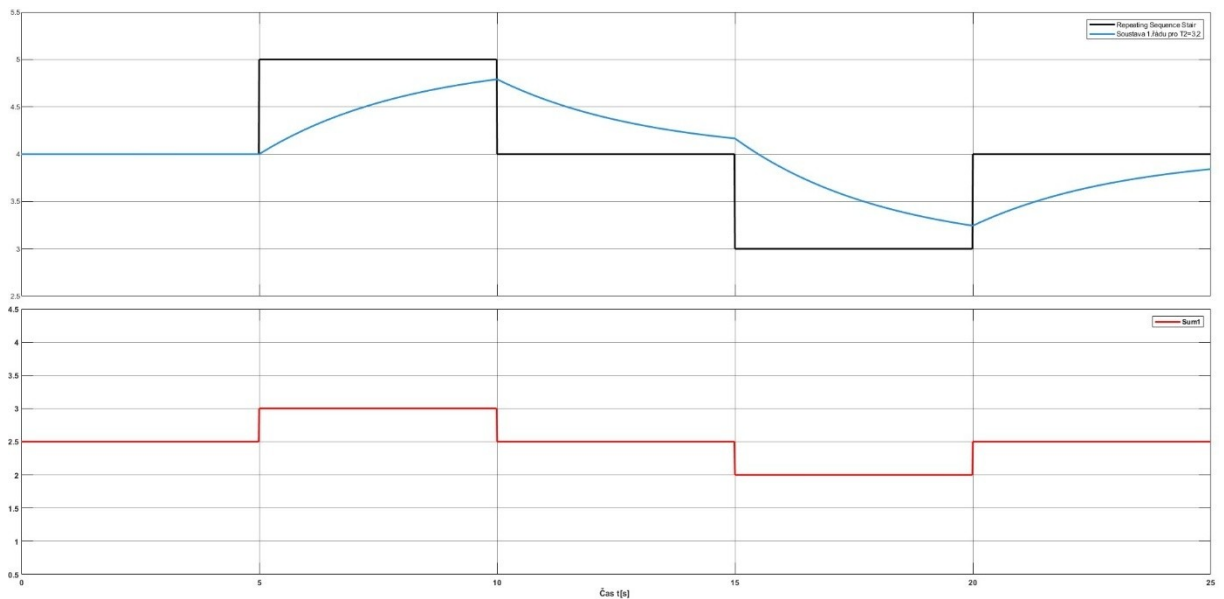
Popis grafů

Každý graf zobrazuje hodnoty na časové ose od 0 do 25 s:

- Černá křivka – vstupní signál z bloku Repeating Sequence Stair
- Červená křivka – regulační odchylka z výstupu prvního sumátoru (Sum1)
- Modrá křivka – výstup řízené soustavy

Soustava 1. řádu

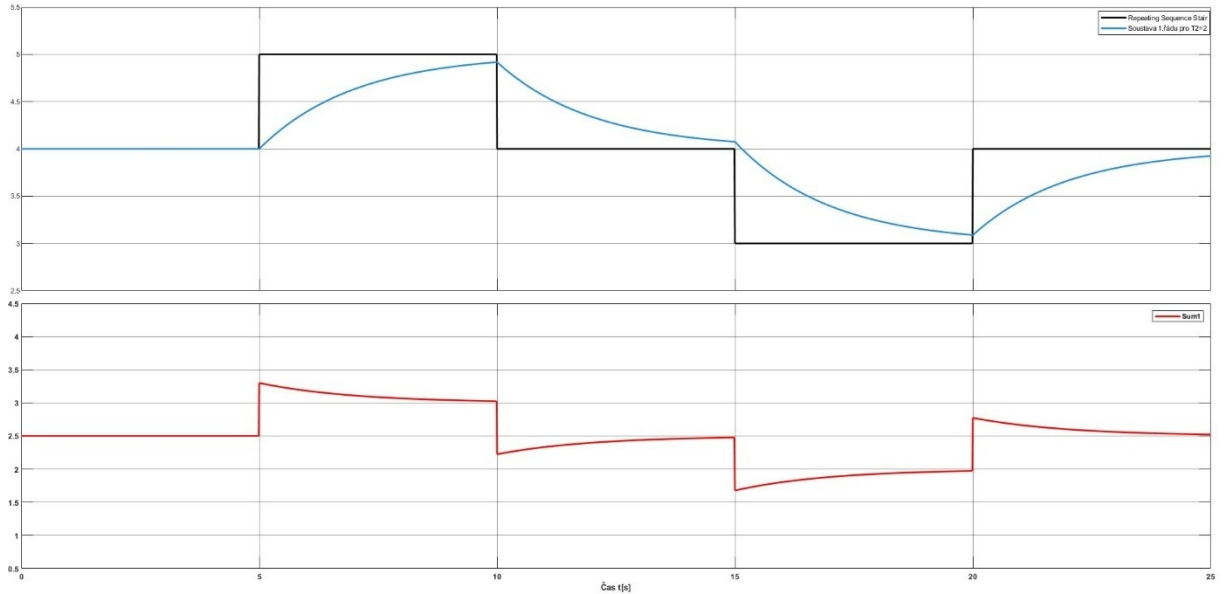
Varianta A: $T_2=3,2$, $r_0=0,5$, $T_i=3,2$



Obrázek 15 Simulace řízení soustavy 1. řádu pro $T_2=3,2$

Snižené zesílení způsobuje pomalejší odezvu systému. Přechodová charakteristika je hladká, bez překmitu, ale výstup zaostává za vstupem déle než v následujících variantách. Regulační odchylka dosahuje při skokové změně větších hodnot a k jejímu vynulování dochází pomaleji.

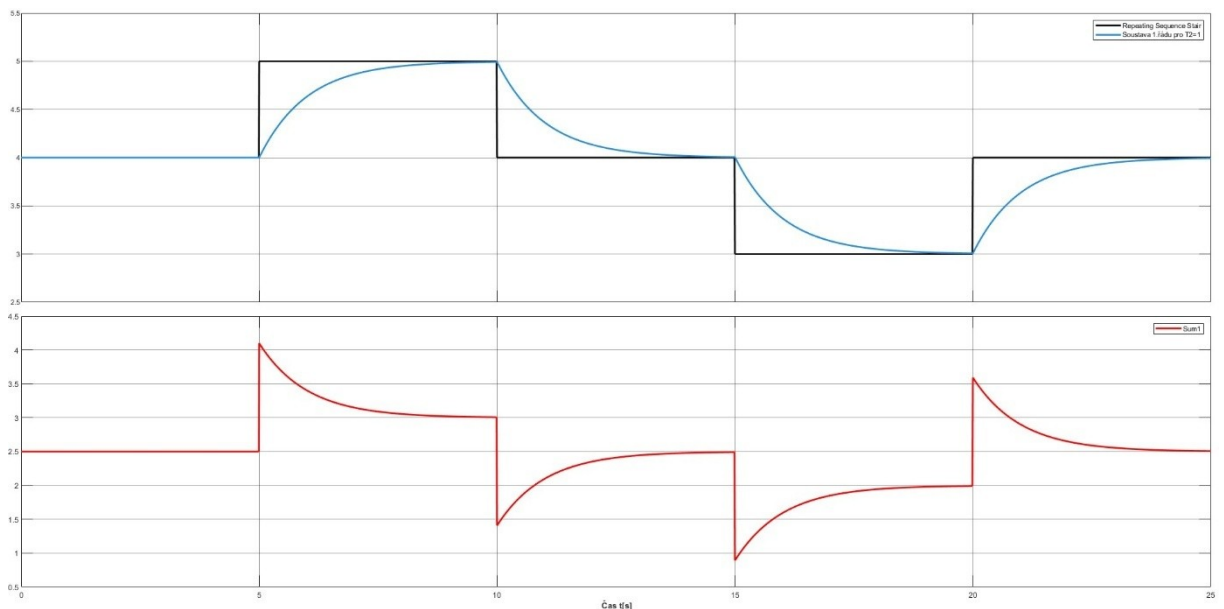
Varianta B: $T_2=2,0$, $r_0=0,8$, $T_i=3,2$



Obrázek 16 Simulace řízení soustavy 1. řádu pro $T_2=2$

Se zvýšením zesílení r_0 na 0,8 je odezva systému viditelně rychlejší než ve variantě A (Obrázek 15), přičemž si zachovává plynulý průběh bez zjevného překmitu. Doba ustálení na požadovanou hodnotu je kratší. Regulační odchylka je rychleji eliminována.

Varianta C: $T_2=1$, $r_0=1,6$, $T_i=3,2$



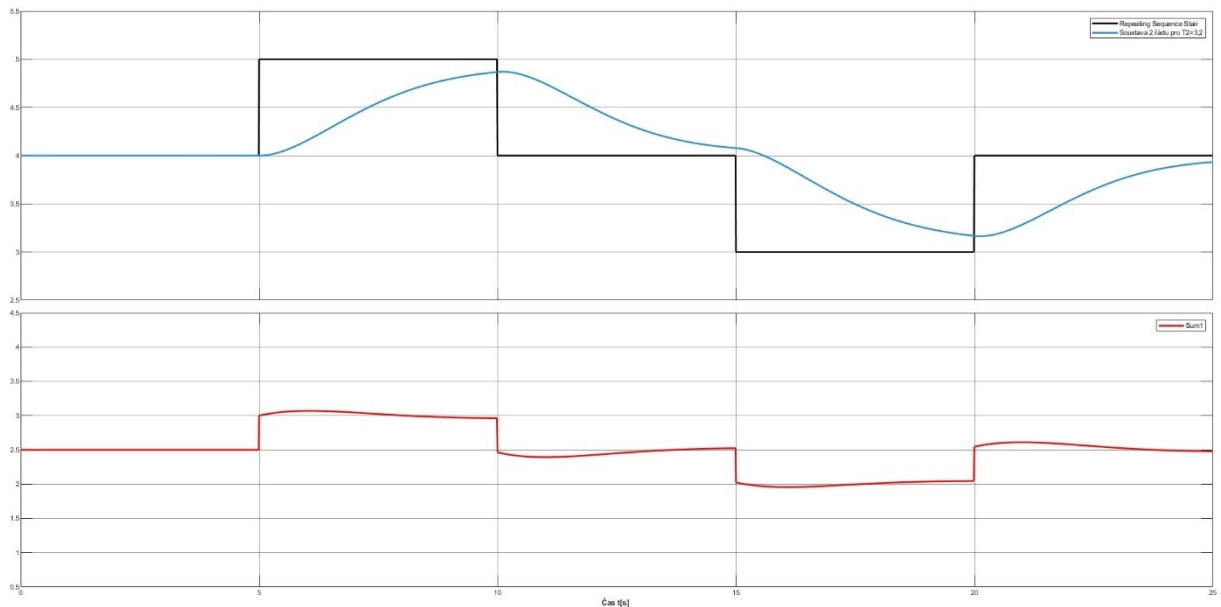
Obrázek 17 Simulace řízení soustavy 1. řádu pro $T_2=1$

System vykazuje nejrychlejší odezvu z testovaných variant, která je doprovázena mírným překmitem regulované veličiny. Regulační odchylka dosahuje při skocích výrazných

počátečních špiček, ale je rychle potlačena. Systém je citlivější na změny díky vyššímu zesílení regulátoru, avšak zůstává stabilní.

Soustava 2. řádu

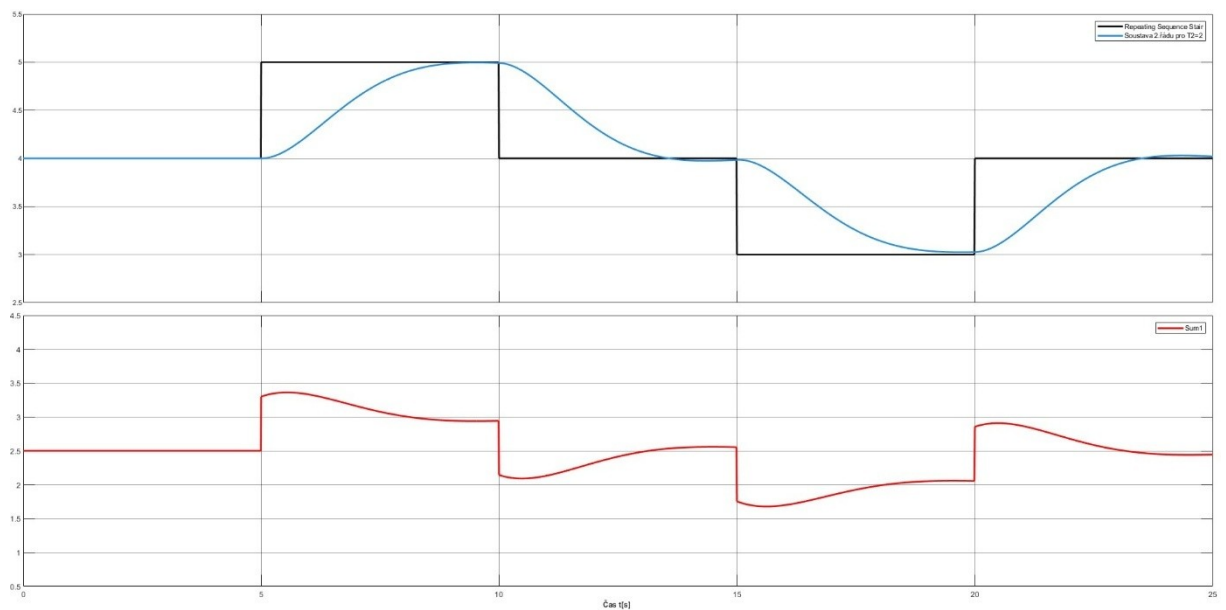
Varianta A: $T_2=3,2$, $r_0=0,5$, $T_i=3,2$



Obrázek 18 Simulace řízení soustavy 2. řádu pro $T_2=3,2$

Tato konfigurace vede k nejpomalejší odezvě na žádanou hodnotu. Výstup se ustaluje pozvolna a vykazuje zřetelný překmit (zejména při náběhu na vyšší hodnotu). Nižší zesílení r_0 způsobuje pomalejší reakci na změny a pomalejší eliminaci regulační odchylky.

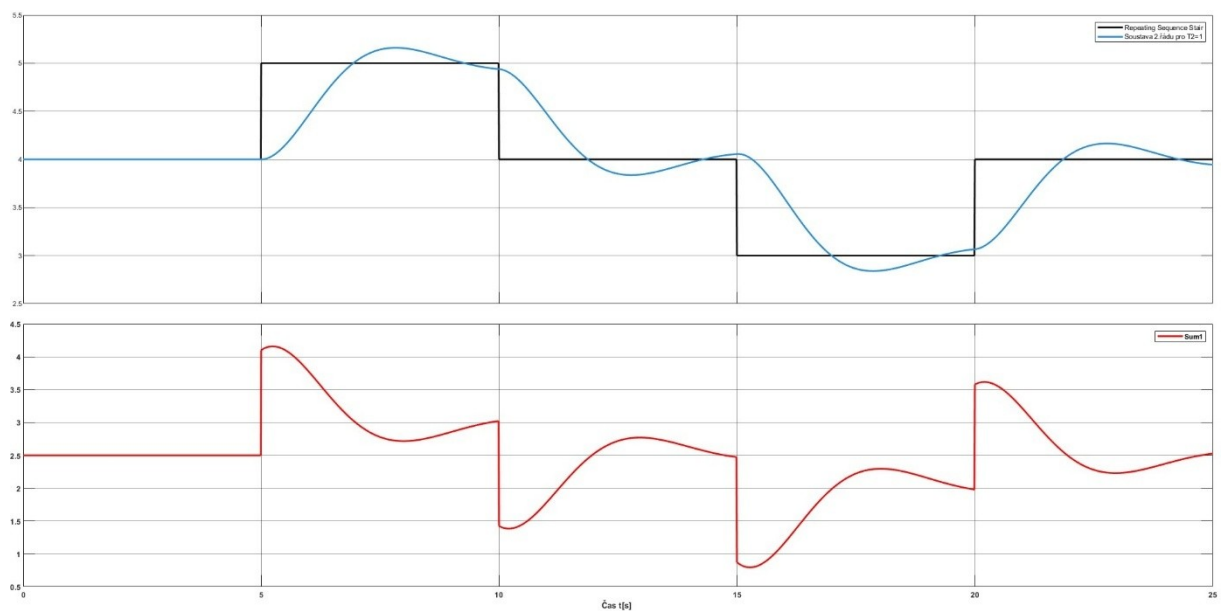
Varianta B: $T_2=2,0$, $r_0=0,8$, $T_i=3,2$



Obrázek 19 Simulace řízení soustavy 2. řádu pro $T_2=2$

Zvýšení zesílení r_0 na 0,8 vede k rychlejší počáteční reakci systému ve srovnání s variantou A. Průběh však vykazuje výraznější překmit a tendenci k zakmitání, což může ovlivnit celkovou dobu ustálení. Odezva je méně tlumená než u varianty A (Obrázek 18).

Varianta C: $T_2=1$, $r_0=1,6$, $T_i=3,2$



Obrázek 20 Simulace řízení soustavy 2. řádu pro $T_2=1$

Nejvyšší použité zesílení $r_0=1,6$ zajišťuje velmi rychlou počáteční reakci, která je však doprovázena výrazným překmitem a následným kmitáním regulované veličiny. Oproti řízení

systemu 1. řádu je odezva podstatně dynamičtější a méně utlumená. Řídící zásahy jsou razantní a systém vykazuje zřetelné oscilace, což naznačuje přiblížení se k hranici stability.

2.3.4 Prvotní zhodnocení výsledků

Na základě provedených simulací lze vyvodit několik důležitých závěrů týkajících se vlivu použitého modelu řízené soustavy a parametrů PI regulátoru na výsledné chování systému.

Porovnání soustavy 1. a 2. řádu

- Soustava 1. řádu vykazuje hladší a stabilnější odezvu, i při vyšším zesílení regulátoru. Přechodová charakteristika je méně náchylná k překmitům nebo oscilacím. Regulační odchylka je zpravidla nižší a rychleji potlačena.
- Soustava 2. řádu se projevuje dynamičtější odezvou, která může při vyšším zesílení vést k výrazným překmitům a oscilacím. Tento model lépe vystihuje reálné dynamické chování soustavy, ale je náročnější na správné nastavení regulátoru.

Vliv parametrů regulátoru

Změnou časové konstanty T_2 (a tím i zesílení r_0) se mění vlastnosti regulace:

- **Varianta C (nejmenší T_2 , nejvyšší r_0)**

Pro soustavu 1. řádu (Obrázek 17): Tato varianta poskytla nejrychlejší odezvu na změnu žádané hodnoty. Byl pozorován mírný překmit regulované veličiny. Regulační odchylka vykazovala výrazné počáteční špičky, ale byla rychle eliminována.

Pro soustavu 2. řádu (Obrázek 20): Odezva byla rovněž velmi rychlá, avšak za cenu výrazného překmitu a následného kmitání regulované veličiny. Tento průběh naznačuje, že pro dynamičtější systém 2. řádu je toto nastavení již příliš agresivní a blíží se hranici stability, případně ji u reálného systému může i překročit. Regulační odchylka kmitá déle kolem nulové hodnoty.

- **Varianta B (střední $T_2=2,0$, střední $r_0=0,8$):**

Pro soustavu 1. řádu (Obrázek 16): Odezva byla stále rychlá, plynulá a bez zjevného překmitu. Doba ustálení byla kratší než u varianty A. Tato varianta představovala dobrý kompromis mezi rychlostí a klidným průběhem regulace.

Pro soustavu 2. řádu (Obrázek 19): Odezva byla rychlejší než u varianty A, ale již s výraznějším překmitem a zřetelným kmitáním. Přestože systém dosáhl žádané hodnoty rychleji, celková doba ustálení v tolerančním pásmu mohla být prodloužena kvůli tomuto kmitavému chování. Odezva byla zřetelně méně tlumená než ve variantě A pro tentýž model.

- **Varianta A (největší T_2 , nejnižší r_0)**

Pro soustavu 1. řádu (Obrázek 15): Tato varianta vedla k nejpomalejší odezvě. Průběh byl velmi plynulý, bez jakéhokoliv překmitu. Výhodou je minimální namáhání akčního členu a robustnost vůči šumu (což se projeví až u reálného systému), avšak za cenu delší doby regulace. Regulační odchylka byla eliminována nejpomaleji.

Pro soustavu 2. řádu (Obrázek 18): Odezva byla nejpomalejší a nejvíce tlumená z testovaných variant pro tento model, avšak i zde byl pozorován zřetelný překmit, zejména při náběhu na vyšší žádanou hodnotu. Eliminace regulační odchylky byla pomalá.

Očekávání pro reálný systém

Z výsledků simulace lze očekávat, že reálná soustava se bude chovat podobně jako model druhého řádu, tedy:

bude vykazovat větší setrvačnost, při vyšším zesílení může být náchylná k překmitům nebo oscilacím, citlivá na přesnost nastavení parametrů PI regulátoru.

Z tohoto důvodu bude v následující kapitole 2.4 provedeno reálné řízení s použitím stejných hodnot parametrů regulátoru jako při simulaci, a výsledky budou porovnány s modely, aby bylo možné posoudit přesnost a využitelnost navržené metody v praxi.

2.4 Reálné řízení

2.4.1 Experimentální zapojení

Pro reálné řízení laboratorní soustavy bylo využito vývojové prostředí MATLAB Simulink. V simulačního schématu byl zaměněn blok simulace soustavy za blok volající DLL knihovnu akvizitní karty LabJack, který současně zajišťoval běh algoritmu v reálném čas.

Řízen byl tréninkový systém RT 050 od výrobce G.U.N.T. Gerätebau GmbH, určený pro experimenty v oblasti regulace otáček (G.U.N.T. Gerätebau GmbH, 2025). Tento systém se skládá ze stejnosměrného motoru, který pohání hřídel se setrvačником.

Řídicí signál $u(t)$ z cílového hardwaru ovlivňoval buzení motoru systému RT 050 a tím jeho otáčky.

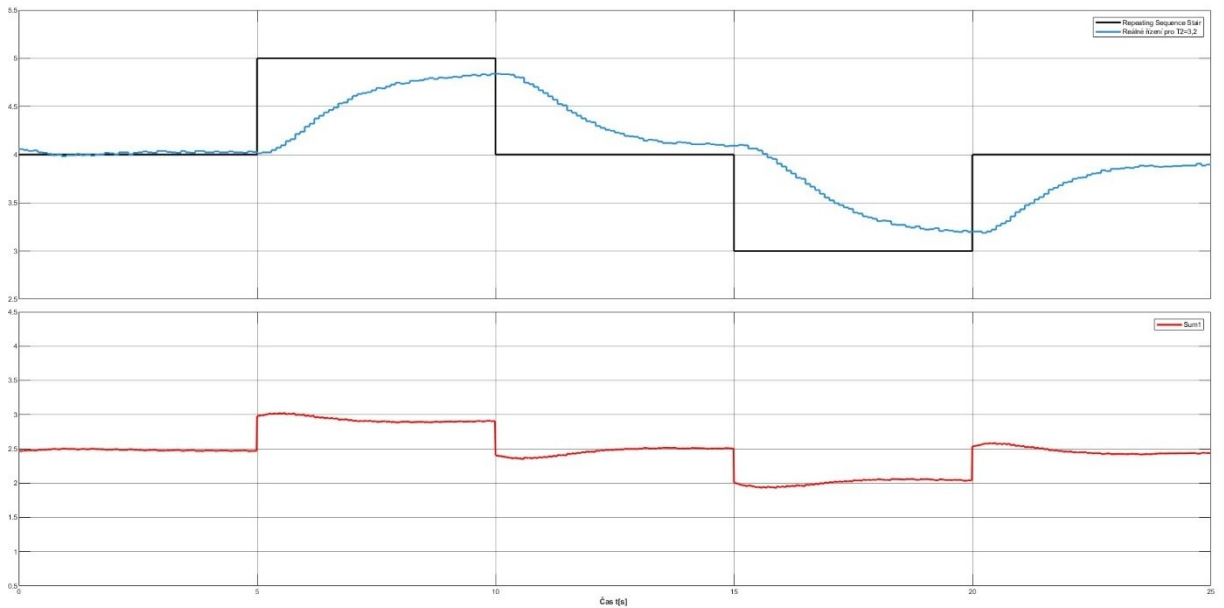
Vstupním signálem byla opět posloupnost skokových změn generovaná blokem Repeating Sequence Stair, stejně jako při simulaci (Obrázek 10). Řízení bylo testováno postupně pro všechny tři varianty nastavení regulátoru (A, B, C) uvedené v kapitole 2.3.2.

2.4.2 Výsledky reálného řízení

V této části jsou prezentovány výsledky reálného řízení soustavy pomocí navrženého PI regulátoru pro tři různé varianty parametrů. V každém případě byl použit shodný vstupní signál i vzorkovací čas jako v předchozí simulaci. V grafech je opět vyznačena:

- černá křivka – vstupní signál (Repeating Sequence Stair),
- červená křivka – regulační odchylka (Sum1),
- modrá křivka – výstup řízené soustavy

Varianta A: $T_2=3,2$, $r_0=0,5$, $T_i=3,2$

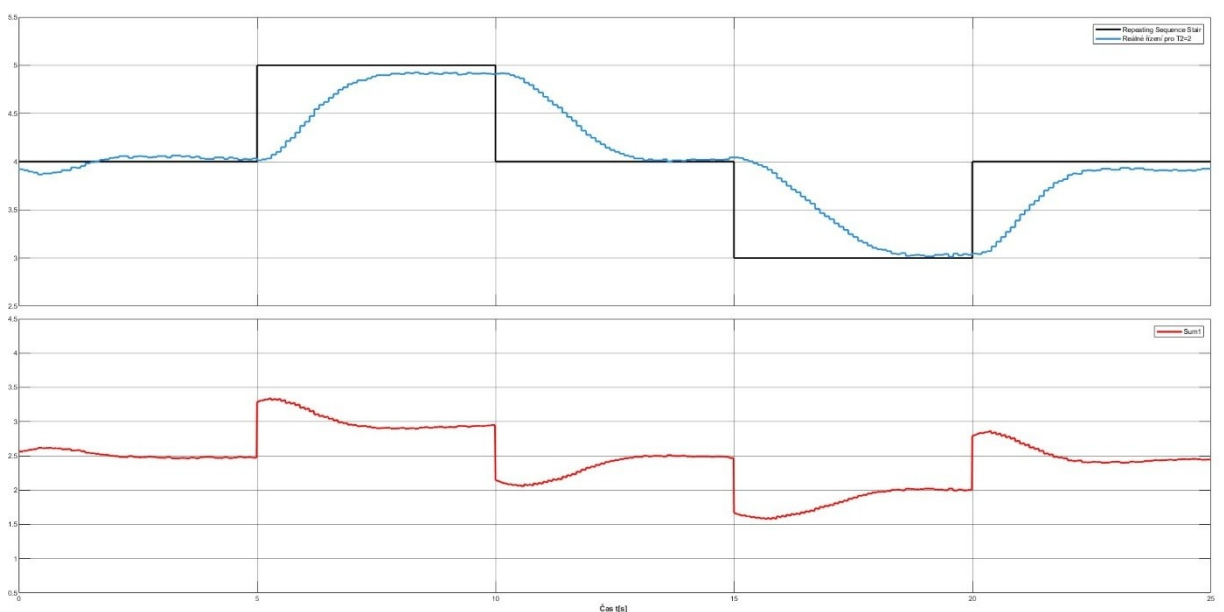


Obrázek 21 Reálné řízení pro $T_2=3,2$

V této variantě se projevuje nejpomalejší odezva ze všech tří případů. Výstupní signál systému reaguje na změny vstupní hodnoty plynule, bez viditelných překmitů nebo oscilací. Regulační odchylka se sice postupně snižuje, ale celý přechod trvá delší dobu.

Z hlediska stability je chování velmi dobré, ale reakce systému může být v praxi příliš pomalá. Tento průběh odpovídá předpokladu ze simulace – menší zesílení r_0 vede k utlumené, ale pomalejší regulaci.

Varianta B: $T_2=2,0$, $r_0=0,8$, $T_i=3,2$

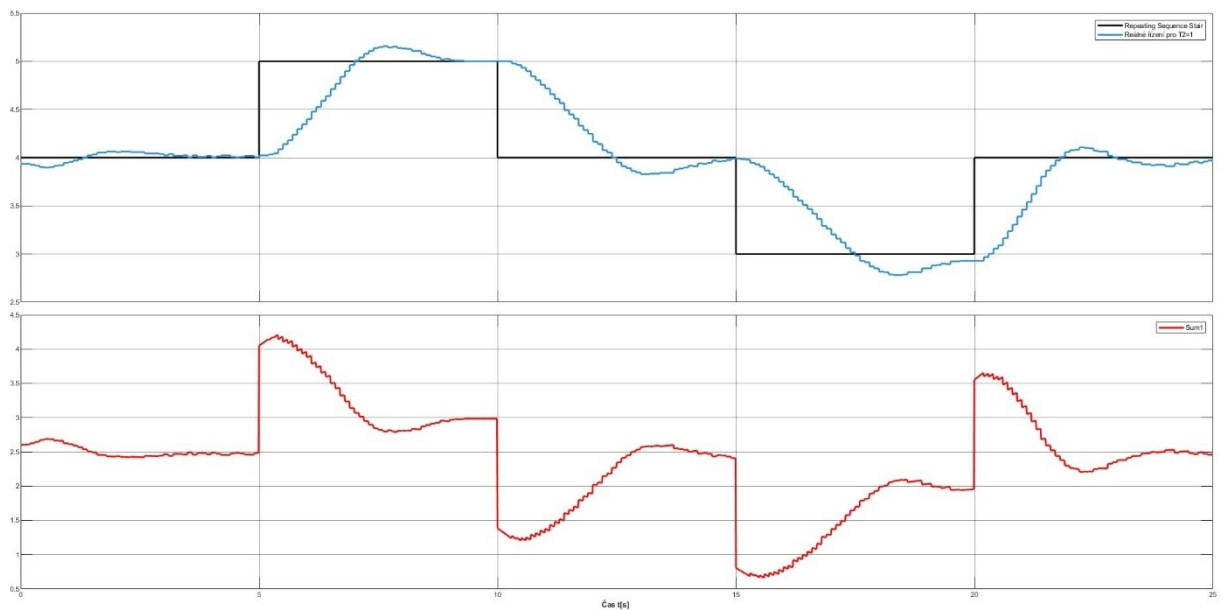


Obrázek 22 Reálné řízení pro $T_2=2$

Zvýšení zesílení na hodnotu $r_0=0,8$ vedlo k rychlejší odezvě systému. Výstup kopíruje vstupní signál s malým zpožděním a pouze mírným překmitem při náhlých změnách. Regulační odchylka se rychle potlačuje a výstup se ustaluje bez výraznějších oscilací.

Tato konfigurace představuje dobrý kompromis mezi rychlostí odezvy a stabilitou systému. Reálné výsledky se v tomto případě velmi dobře shodují se simulací, a to jak ve tvaru výstupního signálu, tak i v dynamice.

Varianta C: $T_2=1$, $r_0=1,6$, $T_i=3,2$



Obrázek 23 Reálné řízení pro $T_2=1$

Nejvyšší zesílení $r_0=1,6$ vedlo k nejrychlejší reakci řízeného systému. Výstup okamžitě reaguje na změnu žádané hodnoty, nicméně tento rychlý zásah je vykoupen výrazným překmitem a zřetelnými oscilacemi před ustálením výstupu.

Zejména při záporném skoku žádané hodnoty je patrný výkyv za požadovanou hodnotu. Chování systému je na hranici stability, což potvrzuje předpoklad simulace – příliš vysoké zesílení může vést k nestabilnímu nebo příliš citlivému systému.

2.4.3 Porovnání reálné a simulované soustavy

V této podkapitole provedeme srovnání chování reálné laboratorní soustavy, jak bylo zdokumentováno v kapitole 2.4.2, s výsledky simulací modelů prvního a druhého řádu prezentovanými v kapitole 2.3.3. Cílem je zhodnotit, do jaké míry jednotlivé modely odpovídají skutečnosti při různých nastaveních PI regulátoru. Porovnání bude provedeno pro všechny tři testované varianty parametrů regulátoru (A, B, C).

Varianta A: $T_2=3,2$, $r_0=0,5$, $T_i=3,2$

- Reálná soustava (Obrázek 21): Vykazovala nejpomalejší, avšak velmi plynulou odezvu bez viditelných překmitů či oscilací. Toto chování odpovídá nízkému zesílení regulátoru r_0 , které vede k utlumené, ale pomalejší regulaci.
- Simulace 1. řádu (Obrázek 15): Model prvního řádu rovněž ukázal pomalou a hladkou odezvu bez překmitu, kde výstup déle zaostával za vstupem.
- Simulace 2. řádu (Obrázek 18): Model druhého řádu při tomto nastavení predikoval také pomalou odezvu, avšak se zřetelným překmitem, zejména při náběhu na vyšší hodnotu.

Srovnání pro Variantu A: Reálná soustava se v této variantě svým plynulým průběhem bez překmitu více podobala chování modelu prvního řádu. Model druhého řádu predikoval překmit, který na reálné soustavě nebyl výrazně pozorován. To naznačuje, že při velmi konzervativním nastavení regulátoru mohou být dominantní dynamické vlastnosti soustavy dobře aproximovány i jednodušším modelem, případně reálná soustava vykazuje silné tlumení.

Varianta B: $T_2=2,0$, $r_0=0,8$, $T_i=3,2$

- Reálná soustava (Obrázek 22): Se zvýšeným zesílením r_0 reagovala rychleji, s malým zpožděním a pouze mírným překmitem. Toto nastavení představovalo dobrý kompromis mezi rychlostí a stabilitou. V kapitole 2.4.2 bylo konstatováno, že reálné výsledky se v tomto případě velmi dobře shodují se simulací.
- Simulace 1. řádu (Obrázek 16): Odezva byla rychlejší než ve variantě A, stále plynulá a bez zjevného překmitu.
- Simulace 2. řádu (Obrázek 19): Ukázala rychlejší počáteční reakci, ale s výraznějším překmitem a tendencí k zakmitání ve srovnání s modelem 1. řádu.

Srovnání pro Variantu B: Mírný překmit pozorovaný na reálné soustavě ji přibližuje chování predikovanému modelem druhého řádu. Zatímco model prvního řádu zůstal bez překmitu, model druhého řádu již naznačoval dynamičtější chování s překmitem, i když možná o něco výraznějším než v realitě. Shoda reálného systému s modelem druhého řádu je zde patrnější než ve variantě A.

Varianta C: $T_2=1$, $r_0=1,6$, $T_i=3,2$

- Reálná soustava (Obrázek 23): Při nejvyšším zesílení r_0 reagovala nejrychleji, avšak za cenu výrazného překmitu a znatelných oscilací, což naznačovalo chování na hranici stability.
- Simulace 1. řádu (Obrázek 17): I zde byla odezva nejrychlejší pro tento model, doprovázená mírným překmitem.
- Simulace 2. řádu (Obrázek 20): Predikovala velmi rychlou počáteční reakci s výrazným překmitem a následným kmitáním, což odpovídalo přiblížení se k hranici stability.

Srovnání pro Variantu C: V této variantě s agresivním nastavením regulátoru se chování reálné soustavy (výrazný překmit, oscilace) nejvíce shodovalo s predikcemi modelu druhého řádu. Model prvního řádu sice také ukázal překmit, ale celkově byl jeho průběh výrazně utlumenější a neodpovídal tak dobře dynamice reálné soustavy jako model druhého řádu.

Celkové zhodnocení a výsledky

Porovnáním výsledků reálného řízení se simulacemi lze vyvodit následující závěry:

1. Přesnost modelů: Model druhého řádu obecně lépe vystihoval dynamické chování reálné laboratorní soustavy, zejména při agresivnějším nastavení regulátoru (vyšší zesílení r_0). To se projevilo především ve schopnosti modelu druhého řádu predikovat překmity a oscilační tendence, které byly pozorovány na reálné soustavě (viz kapitola 2.4.2, Obrázek 22 a 23) a které model druhého řádu (Obrázek 19 a 20) dokázal lépe predikovat než model prvního řádu. Model prvního řádu poskytoval dobrou aproximaci pro pomalejší, utlumené odezvy (Obrázek 15), ale nedokázal zachytit složitější dynamické jevy.
2. Vliv nastavení regulátoru: S rostoucím zesílením regulátoru r_0 (tj. s klesající hodnotou T_2) se odezva reálné soustavy i modelu druhého řádu stávala rychlejší, ale také náchylnější k překmitům a kmitání. Model prvního řádu tyto tendence nevystihnul.
3. Omezení modelů: Žádný z použitých modelů není dokonalou reprezentací reálné soustavy. Reálná soustava může obsahovat další nelinearity, tření, šum nebo dynamiku vyššího řádu, které nebyly v modelech prvního a druhého řádu plně zohledněny. Například jemné "schodovité" artefakty v odezvě reálné soustavy (viditelné např. na Obrázku 22 a 23) nejsou přítomny v hladkých simulovaných křivkách a mohou být způsobeny diskretizací měření, kvantováním v akčním členu nebo jinými faktory.
4. Význam identifikace: Výsledky ukazují, že i relativně jednoduché modely získané identifikací mohou poskytnout cenný vhled do chování systému a být užitečné pro návrh

regulátorů. Přesnější model (v tomto případě model 2. řádu) umožňuje lépe predikovat chování systému, zejména v dynamicky náročnějších režimech.

Závěrem lze konstatovat, že zatímco model prvního řádu může postačovat pro návrh regulátoru, ale model druhého řádu poskytuje věrnější obraz regulačních pochodů reálné soustavy. Reálné experimenty potvrdily, že s rostoucí agresivitou regulátoru se chování systému přibližuje predikcím modelu druhého řádu, včetně nežádoucích jevů jako jsou výrazné překmity a oscilace.

Závěr

Cílem této bakalářské práce bylo navrhnout a experimentálně ověřit funkci spojitého PI regulátoru pro laboratorní soustavu s využitím metody umístění pólů. Postupně byla provedena identifikace soustavy podle odezvy na skokový vstup, ze které byly odvozeny přenosové funkce proporcionálních systémů 1. a 2. řádu. Na základě modelu prvního řádu byly navrženy parametry PI regulátoru pro různé požadované dynamické vlastnosti uzavřeného regulačního obvodu, zatímco model druhého řádu byl použit pro zpřesnění simulace.

Funkce navrženého regulátoru byla nejprve ověřena simulací v prostředí MATLAB Simulink. Byly testovány tři varianty parametrů regulátoru, které se lišily hodnotou druhé časové konstanty uzavřeného regulačního obvodu T_2 . Výsledky simulací ukázaly očekávaný vliv jednotlivých nastavení na dynamické chování soustavy – čím nižší byla hodnota T_2 , tím rychlejší byla odezva, avšak za cenu většího překmitu a případného kmitání.

V další fázi byl regulátor nasazen na reálnou laboratorní soustavu (motor RT 050) a provedeno řízení v reálném čase se stejnými parametry jako v simulaci. Výstupy reálného systému byly porovnány s výsledky simulace, přičemž bylo zjištěno, že reálné chování soustavy lépe odpovídalo simulaci s modelem 2. řádu. Při vyšším zesílení regulátoru (varianta C) se objevily výraznější překmity a oscilace, zatímco u konzervativnějších nastavení (varianta A) byla odezva stabilní, ale pomalejší.

Z pohledu praxe se jako nejvhodnější varianta ukázala varianta B, která poskytla kompromis mezi rychlou odezvou a dobrou stabilitou, a to jak v simulaci, tak v reálném řízení.

Práce prokázala, že metoda umístění pólů je účinným nástrojem pro návrh regulátorů, který umožňuje systematicky ovlivnit chování systému podle požadovaných dynamických parametrů. Zároveň bylo ověřeno, že simulace v prostředí Simulink je vhodným prostředkem pro ověření návrhu před nasazením na reálný systém.

POUŽITÁ LITERATURA

- [1] ALLEMAN, Glen, 2002/10/01. Is There an Underlying Theory of Software Project Management? (A critique of the transformational and normative views of project management). s. 22. Dostupné také z: https://www.researchgate.net/publication/2537163_Is_There_an_Underlying_Theory_of_Software_Project_Management_A_critique_of_the_transformational_and_normative_views_of_project_management [cit. 2025-05-15].
- [2] ÅSTRÖM, K.J. a Richard MURRAY, 2008/01/30. Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers: An Introduction for Scientists and Engineers. In: Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers [online]. Princeton University Press, s. 408. Dostupné z: https://www.cds.caltech.edu/~murray/books/AM08/pdf/am08-complete_22Feb09.pdf [cit. 2025-05-15].
- [3] ÅSTRÖM, Karl J. a HÄGGLUND, Tore, c2006. Advanced PID control. Research Triangle Park: ISA. ISBN 1-55617-942-1. Dostupné také z: <http://www.loc.gov/catdir/toc/ecip0513/2005014664.html>.
- [4] BALÁTĚ, Jaroslav, 2003. Automatické řízení. Praha: Ben. ISBN 80-7300-020-2. Dostupné také z: <http://krameriusndk.nkp.cz/search/handle/uuid:0f4d0930-cbee-11e5-a590-005056827e51>.
- [5] EEE GUIDE. b.d. Time Domain Response From Pole Zero Plot [online]. Dostupné z: <https://www.eeeguide.com/time-domain-response-from-pole-zero-plot/> [cit. 2025-05-15].
- [6] GOODWIN, Graham C.; GRAEBE, Stefan F. a SALGADO, Mario E., c2001. Control system design. Online. Ilustrované vydání. Upper Saddle River: Prentice Hall. ISBN 0-13-958653-9. Dostupné z: <http://caaelotel.elo.utfsm.cl/home/wp-content/uploads/Control-System-Design-SalgadoGoodwinGraebe.pdf>. [cit. 2025-05-15].
- [7] G.U.N.T. GERÄTEBAU GMBH. RT 050 Training system speed control, HSI [online]. Barsbüttel: G.U.N.T. Gerätebau GmbH, Produktový list. Dostupné z: https://www.gunt.de/images/datasheet/1046/RT-050-Training-system-speed-control-HSI-gunt-1046-pdf_1_en-GB.pdf [cit. 2025-05-19].
- [8] IACS Engineering. Integral Windup. [online]. Dostupné z: <https://www.iacsengineering.com/integral-windup/> [cit. 2025-05-05].

- [9] NOSKIEVIČ, Petr, Jiří BLAŽA a Martin KUCHAR, 2006. 2. Matematický popis systémů. In: NOSKIEVIČ, Petr, Jiří BLAŽA a Martin KUCHAR. *Syntéza regulátorů (řešené a komentované příklady)* [online]. Ostrava: VŠB - Technická univerzita Ostrava, Fakulta strojní. Publikováno 2006 [cit. 2025-05-19]. Dostupné z: <http://books.fs.vsb.cz/SyntezaReg/text02.htm>
- [10] ŠERÝ, Michal. b.d. 9. Aproximace přenosových funkcí pomocí přechodové charakteristiky [online]. České Budějovice: Jihočeská univerzita v Českých Budějovicích. Dostupné z: https://home.pf.jcu.cz/~kyklop/SERYM/automatizace/jer/Kap09/Kap_09.htm [cit. 2025-05-15].
- [11] ŠULC, Bohumil a Miluše VÍTEČKOVÁ, 2004. Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů. Praha: Vydavatelství ČVUT. ISBN 80-01-03007-5.
- [12] VÍTEČKOVÁ, Miluše a VÍTEČEK, Antonín, 2008. Základy automatické regulace. Preprac. 2. vyd. Ostrava: VŠB – Technická univerzita Ostrava. ISBN 978-80-248-1924-2.
- [13] X-ENGINEER.ORG. 2025. The principle of superposition – x-engineer.org [online]. Dostupné z: <https://x-engineer.org/principle-superposition/> [cit. 2025-04-20].
- [14] ZYWNO, Malgorzata. Introduction to Control Systems. Online. Toronto: Toronto Metropolitan University Pressbooks. Dostupné z: <https://pressbooks.library.torontomu.ca/controlsystems/>. [cit. 2025-05-15].