

Srovnání metod nastavení PID regulátoru pro systémy se zpožděním

Milan Hrstka

Bakalářská práce
2022



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky

Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky
Ústav automatizace a řídicí techniky

Akademický rok: 2021/2022

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Milan Hrstka**
Osobní číslo: **A19575**
Studijní program: **B3902 Inženýrská informatika**
Studijní obor: **Informační a řídicí technologie**
Forma studia: **Prezenční**
Téma práce: **Srovnání metod nastavení PID regulátoru pro systémy se zpožděním**
Téma práce anglicky: **A Comparison of PID Controller Tuning Methods for Delayed Systems**

Zásady pro vypracování

1. Uvedte popis a vlastnosti lineárních dynamických systémů se vstupně-výstupním a vnitřním zpožděním.
2. Uvedte popis a vlastnosti standardních spojitých PID regulátorů.
3. Popište vybrané metody nastavení parametrů PID regulátorů pro systémy se zpožděním.
4. Popište programové prostředí Matlab/Simulink a možnosti tvorby grafického uživatelského prostředí v něm.
5. Vytvořte grafické uživatelské prostředí pro simulaci řízení systémů se zpožděním pomocí PID regulátorů.
6. Ve vytvořeném prostředí implementujte zvolené metody nastavení parametrů PID regulátorů pro různé modely řízených systémů a proveďte srovnání a vyhodnocení výsledků.

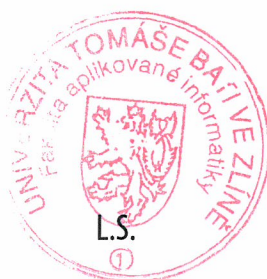
Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

1. Aström a Hägglund. Automatic tuning of PID controllers. Research Triangle Park, NC: Instrument Society of America, c1988. ISBN 978-1556170812.
2. BALÁTĚ, Jaroslav. Automatické řízení. 2., přeprac. vyd. Praha: BEN – technická literatura, 2004, 663 s. ISBN 8073001489.
3. GOODWIN, Graham C., Stefan F. GRAEBE a Mario E. SALGADO. Control System Design. Pearson, 2000, 944 s. ISBN 978-0139586538.
4. O'DWYER, Aidan. Handbook of PI and PID controller tuning rules. 3rd ed. Hackensack, NJ: Distributed by World Scientific Pub., c2009. ISBN 978-1848162426.
5. PEKAŘ, Libor. Řízení systémů se zpožděním – Algebraický přístup. Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, 2007, 324 s. Dostupné také z: <http://hdl.handle.net/10563/35298>. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně. Fakulta aplikované informatiky, Ústav automatizace a řídicí techniky.
6. ZÍTEK, Pavel a Antonín VÍTEČEK. Návrh řízení podsystémů se zpožděními a nelinearitami. Praha: Vydavatelství ČVUT, 1999. ISBN 80-01-01939-x.

Vedoucí bakalářské práce: **doc. Ing. Libor Pekař, Ph.D.**
Ústav automatizace a řídicí techniky

Datum zadání bakalářské práce: **15. ledna 2022**
Termín odevzdání bakalářské práce: **20. května 2022**



doc. Mgr. Milan Adámek, Ph.D. v.r.
děkan

prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc. v.r.
ředitel ústavu

Ve Zlíně dne 15. ledna 2022

Prohlašuji, že

- beru na vědomí, že odevzdáním bakalářské práce souhlasím se zveřejněním své práce podle zákona č. 111/1998 Sb. o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších právních předpisů, bez ohledu na výsledek obhajoby;
- beru na vědomí, že bakalářská práce bude uložena v elektronické podobě v univerzitním informačním systému dostupná k prezenčnímu nahlédnutí, že jeden výtisk bakalářské práce bude uložen v příruční knihovně Fakulty aplikované informatiky Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně;
- byl/a jsem seznámen/a s tím, že na moji bakalářskou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon) ve znění pozdějších právních předpisů, zejm. § 35 odst. 3;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 1 autorského zákona má UTB ve Zlíně právo na uzavření licenční smlouvy o užití školního díla v rozsahu § 12 odst. 4 autorského zákona;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 2 a 3 autorského zákona mohu užít své dílo – bakalářskou práci nebo poskytnout licenci k jejímu využití jen připouští-li tak licenční smlouva uzavřená mezi mnou a Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně s tím, že vyrovnání případného přiměřeného příspěvku na úhradu nákladů, které byly Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně na vytvoření díla vynaloženy (až do jejich skutečné výše) bude rovněž předmětem této licenční smlouvy;
- beru na vědomí, že pokud bylo k vypracování bakalářské práce využito softwaru poskytnutého Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně nebo jinými subjekty pouze ke studijním a výzkumným účelům (tedy pouze k nekomerčnímu využití), nelze výsledky bakalářské práce využít ke komerčním účelům;
- beru na vědomí, že pokud je výstupem bakalářské práce jakýkoliv softwarový produkt, považují se za součást práce rovněž i zdrojové kódy, popř. soubory, ze kterých se projekt skládá. Neodevzdání této součásti může být důvodem k neobhájení práce.

Prohlašuji,

- že jsem na bakalářské práci pracoval samostatně a použitou literaturu jsem citoval. V případě publikace výsledků budu uveden jako spoluautor.
- že odevzdaná verze bakalářské práce a verze elektronická nahraná do IS/STAG jsou totožné.

Ve Zlíně, dne 11. 5. 2022

Milan Hrstka, v.r.
podpis studenta

ABSTRAKT

Práce se zaměřuje na různé metody nastavení PID regulátoru pro systémy se zpožděním, přičemž je rozdělena na teoretickou a praktickou část. V teoretické části jsou rozebrány pojmy spojené s lineárními dynamickými systémy, regulací, metodami nastavení regulátorů, identifikací systémů a programem *MATLAB/SIMULINK*. V praktické části jsou vybrané metody (metoda Cohen-Coon, metoda vyváženého nastavení, metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability, metoda optimálního modulu, metoda požadovaného modelu a metoda racionální aproximace zpožďujících členů) implementovány v grafickém uživatelském prostředí vytvořeném v programu *MATLAB* a *SIMULINK*.

Klíčová slova: PID regulátor, metody nastavení PID regulátoru, systém s dopravním zpožděním, lineární dynamický systém, regulace, identifikace systému, *MATLAB* a *SIMULINK*

ABSTRACT

This bachelor's thesis focuses on various methods of setting the PID controller for delayed systems. The thesis is divided into the theoretical and practical parts. The theoretical part discusses the concepts associated with linear dynamical systems, control, controller tuning methods, system identification, and *MATLAB/SIMULINK* software. In the practical part, selected methods (Cohen-Coon method, Balanced Tuning method, Analytical Tuning method Based on Gain and Phase Margins, Optimal Modulus method, Required Model method and method of Rational Approximation of Delay Terms) are implemented in a graphical user interface created in *MATLAB/SIMULINK*.

Keywords: PID controller, PID tuning methods, delayed system, linear dynamic system, control, system identification, *MATLAB/SIMULINK*

Mé poděkování patří panu doc. Ing. Liboru Pekařovi, Ph.D., za odborné vedení, pomoc, podporu, věcné připomínky, poskytnutou literaturu a vstřícnost při konzultacích v průběhu zpracovávání bakalářské práce. Poděkování patří i mé rodině a přítelkyni za jejich podporu nejen v průběhu vypracovávání této práce, ale především po celou dobu studia.

Prohlašuji, že odevzdaná verze bakalářské práce a verze elektronická nahraná do IS/STAG jsou totožné.

OBSAH

ÚVOD	7
I TEORETICKÁ ČÁST	8
1 LINEÁRNÍ DYNAMICKÉ SYSTÉMY	9
1.1 DOPRAVNÍ ZPOŽDĚNÍ.....	10
1.2 VSTUPNĚ-VÝSTUPNÍ ZPOŽDĚNÍ.....	10
1.3 VNITŘNÍ ZPOŽDĚNÍ.....	11
2 REGULACE	13
2.1 ZÁKLADNÍ POJMY	13
2.2 REGULÁTORY	14
2.2.1 Členění regulátorů	14
2.3 KVALITA REGULACE.....	14
2.4 PID REGULÁTORY	18
2.4.1 Složky PID regulátoru.....	20
3 METODY NASTAVENÍ PID REGULÁTORU	22
3.1 METODA COHEN-COON	22
3.2 METODA VYVÁŽENÉHO NASTAVENÍ	23
3.3 METODA NASTAVENÍ AMPLITUDOVÉ A FÁZOVÉ REZERVY STABILITY	24
3.4 METODA OPTIMÁLNÍHO MODULU	25
3.5 METODA POŽADOVANÉHO MODELU	26
3.6 RACIONÁLNÍ APROXIMACE ZPOŽDUJÍCÍCH ČLENŮ	27
3.6.1 Možnosti aproximace zpoždění.....	28
4 IDENTIFIKACE ŘÍZENÝCH SYSTÉMŮ	30
4.1 APROXIMACE SOUSTAVOU PRVNÍHO ŘÁDU S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM	30
4.2 APROXIMACE TŘÍBODOVOU METODOU	31
4.3 PŘÍMÁ ÚPRAVA PŘENOSU	31
5 MATLAB	34
5.1 ZÁKLADNÍ KOMPONENTY	34
5.2 PRACOVNÍ PLOCHA.....	35
5.2.1 Funkce oken pracovní plochy	35
5.3 OPERÁTORY	36
5.4 PROMĚNNÉ A ZÁKLADNÍ DATOVÉ TYPY	36
5.4.1 Řetězce znaků.....	37
5.4.2 Číselné.....	37
5.4.3 Ostatní	38
5.5 MATICE A VEKTORY	39
5.6 SKRIPTY	40
5.7 TVORBA GRAFICKÉHO UŽIVATELSKÉHO PROSTŘEDÍ	40
6 SIMULINK	42
6.1 POPIS PROSTŘEDÍ.....	42
II PRAKTICKÁ ČÁST	44

7	GRAFICKÉ UŽIVATELSKÉ PROSTŘEDÍ	45
7.1	PRÁCE V PROSTŘEDÍ <i>APP DESIGNER</i> – DESIGN VIEW	45
7.2	SCHÉMA V <i>SIMULINKU</i>	46
7.3	POPIS KÓDU	48
7.3.1	Aproximace soustavou prvního řádu se zpožděním.....	48
7.3.2	Aproximace třibodovou metodou	51
7.3.3	Přímá aproximace.....	52
7.4	POPIS A OVLÁDÁNÍ VYTVOŘENÉHO PROSTŘEDÍ	54
8	SIMULACE VYBRANÝCH METOD	56
8.1	METODA COHEN-COON	57
8.2	METODA VYVÁŽENÉHO NASTAVENÍ	59
8.3	METODA NASTAVENÍ AMPLITUDOVÉ A FÁZOVÉ REZERVY STABILITY	62
8.4	METODA OPTIMÁLNÍHO MODULU	68
8.5	METODA POŽADOVANÉHO MODELU	69
8.6	RACIONÁLNÍ APROXIMACE ZPOŽDUJÍCÍCH ČLENŮ	72
	ZÁVĚR	78
	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY.....	80
	SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK	83
	SEZNAM OBRÁZKŮ	86
	SEZNAM TABULEK.....	88
	SEZNAM PŘÍLOH.....	90

ÚVOD

Systemy obsahující dopravní zpoždění můžeme najít v nejrůznějších průmyslových odvětvích. Dopravní zpoždění bývá nejčastěji způsobeno dobou potřebnou pro dopravu hmoty, energie nebo pro přenos informace. Přítomnost zpoždění s sebou přináší obtížnější návrh řízení a analýzu systému. Zařízení tak nemohou velmi často být bez uvažování dopravního zpoždění řízena standardními metodami návrhu regulátoru.

Dopravní zpoždění tedy negativním a nežádoucím způsobem ovlivňuje vlastnosti řízeného systému, přičemž běžné zpoždění v klasickém zpětnovazebním řízení „tlačí“ systém do nestability. „Velikost“ dopravního zpoždění a nestabilita systému jsou v přímé úměře – větší dopravní zpoždění tedy znamená větší sklon k nestabilitě řízeného systému, kdy „velikost“ zpoždění bývá vztažena k hodnotám časových konstant systému a vlastnostem signálů na tento systém působících.

Cílem této bakalářské práce je vytvořit grafické uživatelské prostředí v programu *MATLAB/SIMULINK*, ve kterém bude uživateli umožněno pro vybrané metody nastavení PID regulátoru provádět simulační procesy pro systémy se zpožděním.

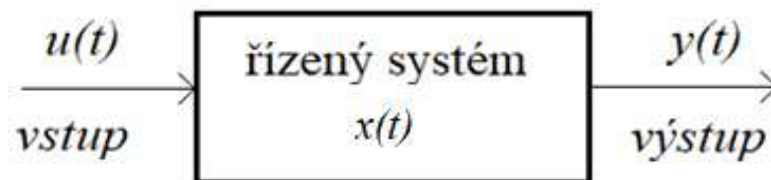
V teoretické části práce je v první kapitole rozebrána oblast lineárních dynamických systémů a v nich nacházející se typy dopravního zpoždění, přičemž tato práce klade větší důraz na klasické vstupně-výstupní zpoždění, jehož vliv na chování systému je výrazně „jednodušší“ než v případě vnitřního zpoždění. Ve druhé kapitole se teorie zabývá regulací, regulátory a s tím souvisejícími pojmy. Tato kapitola se zaměřuje především na popis regulátoru typu PID, o něhož se celá práce opírá. Třetí kapitola je rešerší vybraných metod nastavení parametrů regulátoru a představuje tak nosný matematický základ pro implementaci těchto metod do grafického uživatelského prostředí. Čtvrtá kapitola popisuje metody identifikace systémů. Zmíněny a blíže diskutovány jsou pouze ty metody identifikace, které jsou v práci aplikovány. Poslední úsek teoretické části (kapitola 5 a kapitola 6) je věnován programu *MATLAB* a jeho nadstavbě *SIMULINK*, přičemž je kladen důraz na popis těchto prostředí a na možnosti práce v nich.

Praktická část obsahuje podrobnější popis toho, jak probíhala tvorba výsledného grafického uživatelského prostředí, a jakých prostředků k tomu bylo využito. Vysvětleny jsou i některé klíčové dílčí části algoritmu (kódu). V závěru celé práce (viz kapitola 8) je zkoumána funkčnost všech implementovaných metod nastavení PID regulátoru, načež jsou dosažené výsledky diskutovány a vyhodnoceny.

I. TEORETICKÁ ČÁST

1 LINEÁRNÍ DYNAMICKÉ SYSTÉMY

Dynamické systémy (viz Obrázek 1) mají obecně vstupní veličiny $u(t)$, výstupní veličiny $y(t)$ a stavové (vnitřní) veličiny $x(t)$. Rozlišujeme systémy s jednou vstupní a výstupní veličinou – jednorozměrné systémy a systémy s více vstupními a výstupními veličinami – mnohorozměrové systémy. [1]



Obrázek 1 – Řízený dynamický systém

Pro stanovení vlastností dynamického systému je důležité zjišťovat, jakým způsobem na sebe působí jednotlivé části systému, jaký dopad mají tyto interakce na chování systému v daném prostředí a jak systém působí na okolní prostředí a jiné systémy. Podstatnou roli při zkoumání těchto účinků představuje matematický model, který reprezentuje reálný objekt. Matematický model dynamických vlastností lineárního systému může být popsán několika způsoby, jež je možné členit do dvou skupin – vnější popis systému a vnitřní popis systému. [1] [2]

Vnější popis systému

Představuje vyjádření dynamických vlastností systému pomocí relací mezi vstupní a výstupní veličinou. Vnější popis nenesení informaci o vnitřních stavech systému a získává se měřením vstupní a výstupní veličiny. Relace mezi vstupem a výstupem potom může být vyjádřena různými způsoby – diferenciální rovnicí, přenosovou funkcí, impulsní funkcí, přechodovou funkcí, frekvenčním přenosem nebo frekvenční charakteristikou. Specifický případ vnějšího popisu představuje statická charakteristika, která je grafickou závislostí výstupní veličiny na vstupní veličině v ustáleném stavu. [1]

Vnitřní popis systému

Rozumíme jí vztah mezi vstupní veličinou, stavem systému a výstupní veličinou. Vnitřní popis systému je vyjádřen stavovými rovnicemi. [1]

V této kapitole se dále budeme zabývat popisem systému zejména pomocí diferenciálních, případně stavových rovnic.

1.1 Dopravní zpoždění

Dopravní (časové) zpoždění je vlastností fyzických systémů, u kterých má odezva na aplikovanou „akci“ zpožděný účinek. Ať už mluvíme o přesunu materiálu, informace či energie z jednoho místa na druhé, je s tím spojeno zpoždění. Některá zpoždění jsou malá, některá zase velmi velká, přičemž „velikost“ zpoždění bývá poměřována vzhledem k hodnotám časových konstant systému a vlastnostem signálů působících na daný systém. Přítomnost velkých zpoždění způsobuje podstatně horší návrh řízení a analýzu systému. Vlivem velkého časového zpoždění může dojít k tomu, že regulátor zareaguje na působení poruchové veličiny pozdě – např. v momentě, kdy poruchová veličina působí již opačně, čímž dojde k přeregulování a regulační pochod tak může vykazovat nestabilitu nebo může být kmitavý. [2] [3]

Zpoždění se objevují v různých systémech, nejčastěji v biologické, ekologické, ekonomické, sociální a inženýrské sféře. Praktickým, ačkoliv nepříliš pěkným příkladem, může být např. nadměrné vystavení radiaci, kdy k potížím (např. odmírání buněk) dochází až po nějakém čase.

V regulačních obvodech zastupuje člen dopravního zpoždění exponenciální výraz e^{-Ls} , kde L je velikost dopravního zpoždění. Výraz vychází z Laplaceovy transformace časově posunutých argumentů u veličin $L\{f(t - L)\} \rightarrow e^{-Ls}F(s)$. [2]

1.2 Vstupně-výstupní zpoždění

V matematickém pojetí je zpoždění časové posunutí a systém je tak popisován diferenciálními rovnicemi s posunutím v argumentu. U vstupně-výstupního zpoždění je výstupní veličina posunuta vůči vstupní veličině o čas L . [4]

Lineární spojitý dynamický systém se vstupně-výstupním zpožděním má diferenciální rovnici ve tvaru

$$a_n y^{(n)}(t) + \dots + a_0 y(t) = b_m u^{(m)}(t - L) + \dots + b_0 u(t - L), \quad (1.1)$$

kde a_n a b_m jsou konstantní koeficienty, L je dopravní zpoždění, $u(t - L)$ je vstupní veličina a $y(t)$ je výstupní veličina. Můžeme si povšimnout, že systém reaguje na vstupní signál až po jisté době L . Rozdíl $n - m$ se nazývá relativní řád systému a platí-li $n \geq m$, nazýváme systém ryzí, a tedy fyzikálně realizovatelný. [2] [4]

Statický systém s čistým dopravním zpožděním, tj. systém s výstupem rovným zpožděnému vstupu lze popsat rovnicí

$$y(t) = u(t - L). \quad (1.2)$$

Pro přenos systému (1.1) je možné psát

$$G_s(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{\sum_{j=0}^m b_j s^j}{\sum_{i=0}^n a_i s^i} e^{-Ls}, \quad (1.3)$$

kde $Y(s)$ je L-obraz (Laplaceův obraz) výstupního signálu a $U(s)$ je L-obraz vstupního signálu. [2]

1.3 Vnitřní zpoždění

Systémy, které obsahují vnitřní zpoždění, tedy zpoždění ve vnitřních zpětných vazbách, přinášejí matematickou složitost související s modelováním a analýzou takovýchto systémů. Vliv těchto zpoždění na samotné chování systému je výrazně složitější než u zpoždění pouze na vstupu či výstupu. [5]

Mějme například přenosovou funkci druhého řádu

$$G_s(s) = \frac{K e^{-Ls}}{(T_1 s + 1)(T s + e^{-\vartheta s})} \quad (1.4)$$

se zpožděním v čitateli i ve jmenovateli, tedy ve zpětné vazbě (vnitřní zpoždění). K představuje koeficient statické citlivosti, T určuje nejrychlejší fázi přechodu, L je klasické dopravní zpoždění na vstupu modelu, T_1 formuje počáteční rozběh přechodu a ϑ zpožďuje zpětnou vazbu. [6]

Přenosu (1.4) odpovídá diferenciální rovnice s posunutím v argumentu ve tvaru

$$T_1 T y''(t) + T y'(t) + T_1 y'(t - \vartheta) + y(t - \vartheta) = K u(t - L). \quad (1.5)$$

Pro počítačovou realizaci a další aplikace je nutné model převést na stavové rovnice. K převodu lze využít např. metodu postupné integrace. Výsledkem jsou potom rovnice

$$\begin{aligned} \frac{dx_1(t)}{dt} &= \frac{1}{T} [K u(t - L) - x_2(t - \vartheta)] \\ \frac{dx_2(t)}{dt} &= \frac{1}{T_1} \left[x_1(t) - x_2(t) - \frac{T_1}{T} x_2(t - \vartheta) \right], \end{aligned} \quad (1.6)$$

kde $y \equiv x_2$. [6]

Rovnice (1.6) jsou lineární a lze na ně aplikovat Laplaceovu transformaci. Rovnice lze v obraze vyjádřit maticovým způsobem, přičemž obrazy je možné stanovit i pro obecné počáteční podmínky, nicméně ve většině úloh se předpokládají počáteční podmínky nulové. Obraz soustavy (1.6) je tak možné zapsat jedinou vektorovou rovnicí pro $\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T$ jako

$$s\mathbf{x}(s) = \mathbf{A}(s)\mathbf{x}(s) + \mathbf{B}(s)\mathbf{u}(s), \quad (1.7)$$

kde jsou tzv. funkcionální matice $\mathbf{A}(s)$ a $\mathbf{B}(s)$ ve tvaru

$$\mathbf{A}(s) = \begin{bmatrix} 0, & -\frac{1}{T}e^{-\vartheta s} \\ \frac{1}{T_1}, & -\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T}e^{-\vartheta s} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}(s) = \begin{bmatrix} \frac{K}{T}e^{-Ls} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (1.8)$$

Exponenciální funkce v maticích představují příslušná dopravní zpoždění. [6]

Při předpokladu nulových počátečních podmínek je řešení obrazové rovnice (1.7) dáno vztahem

$$\mathbf{x}(s) = [s\mathbf{I} - \mathbf{A}(s)]^{-1} \mathbf{B}(s)\mathbf{u}(s) = \mathbf{G}(s)\mathbf{u}(s), \quad (1.9)$$

kde $\mathbf{G}(s)$ představuje matici přenosových funkcí. Z matic (1.8) můžeme obrazové řešení (1.9) najít úpravou, kde pro $x_2 = y$ obdržíme

$$x_2(s) = \frac{\det \begin{bmatrix} s, & \frac{K}{T}e^{-Ls}u(s) \\ \frac{1}{T_1}, & 0 \end{bmatrix}}{\det [s\mathbf{I} - \mathbf{A}(s)]} = \frac{Ke^{-Ls}u(s)}{T_1Ts^2 + Ts + T_1se^{-\vartheta s} + e^{-\vartheta s}}. \quad (1.10)$$

Získaný výsledek souhlasí s přenosovou funkcí modelu (1.4). [6]

Co se spektrálních vlastností systémů se zpožděním týče, je spektrum¹ těchto systémů vždy nekonečné.

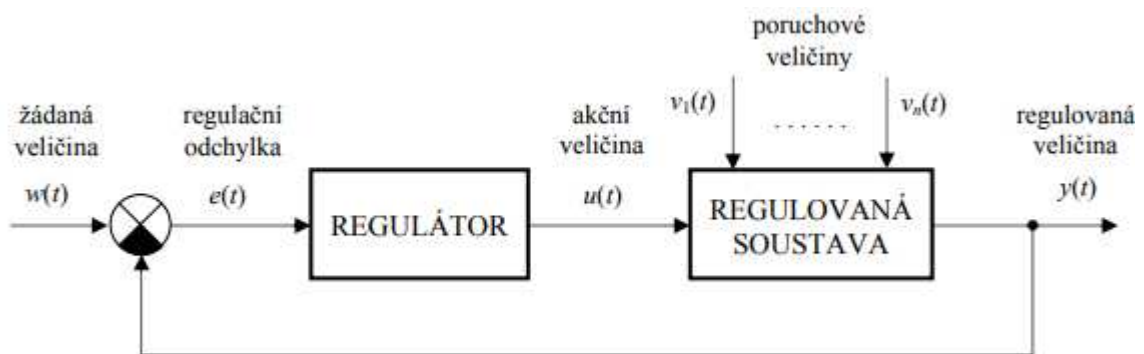
¹ Spektrum představuje množinu všech pólů systému

2 REGULACE

Regulací rozumíme jistý druh řízení, který umožňuje udržování regulované veličiny na žádaných hodnotách. Regulace se oproti přímému řízení (ovládání) systému liší v tom, že obsahuje klíčovou zpětnou vazbu, která poskytuje mnohem širší možnosti.

2.1 Základní pojmy

Základní schéma regulace nastiňuje schéma níže (viz Obrázek 2). Praktické provedení bývá však zpravidla složitější.



Obrázek 2 – Blokové schéma obvodu s regulátorem [2]

Žádaná veličina $w(t)$ vstupuje do součtového (resp. rozdílového) členu, kde je porovnávána s veličinou $y(t)$ (regulovaná veličina). Výsledkem je regulační odchylka $e(t)$, která vstupuje do regulátoru. Regulátor může na základě poskytnuté informace reagovat na změnu žádané veličiny a na důsledky působících poruch. [7]

Mezi základní pojmy vyskytující se v oblasti automatického řízení patří: [7]

- **Řídicí systém (regulátor)** – zařízení k uskutečnění řízení (regulace)
- **Regulovaná soustava** – též řízený systém, je zařízení, na které působí regulátor
- **Řídicí veličina, $w(t)$** – jedná se o žádanou veličinu (hodnotu)
- **Regulovaná veličina, $y(t)$** – jedná se o veličinu výstupní (vystupuje z řízeného systému)
- **Regulační odchylka, $e(t)$** – vyjadřuje rozdíl mezi řídicí a regulovanou veličinou
- **Akční veličina, $u(t)$** – je výstupní hodnotou regulátoru, respektive vstupní hodnotou do regulované soustavy
- **Porucha, $v(t)$** – tato veličina může působit v libovolném místě regulované soustavy nebo na vstupu/výstupu. V jeden okamžik může působit více poruch současně.

2.2 Regulátory

Regulátory představují zařízení porovnávající regulovanou veličinu s hodnotou žádanou. Základní části regulátoru jsou: měřící člen, ústřední člen a akční člen. Měřící člen snímá hodnotu řízené veličiny a na základě toho stanovuje velikost regulační odchylky. Změnami vlastností ústředního členu lze splnit požadavky na regulační obvod. Akční člen přímo působí na regulovanou soustavu. V zásadě se tedy regulátory snaží působit na regulovanou soustavu takovým způsobem, aby byla regulační odchylka minimální (ideálně nulová). Jejich aplikace umožňuje automatickou regulaci. [1] [2]

2.2.1 Členění regulátorů

Na rozdělení regulátorů je možné nahlížet z různých hledisek. Vzhledem k průběhu výstupního signálu lze regulátory dělit základním způsobem na *spojité* a *nespojité* (diskrétní), přičemž tato práce se zaměřuje na typ spojité. Na základě nositele signálu se regulátory mohou dělit na *pneumatické*, *hydraulické* či *elektrické*. Rozdělení na *nepřímé* a *přímé* potom zohledňuje, zda je ke správnému fungování regulátoru zapotřebí vnější energie či nikoliv. Nepřímé regulátory, jichž je v průmyslu valná většina, působení vnější energie vyžadují, kdežto regulátory přímé jsou schopné vykazovat správnou činnost bez vlivu vnější energie. Existuje i dělení podle dynamických vlastností na regulátory *proporcionální*, *integrační*, *derivační* a kombinace předešlých. [1]

Nejčastěji používaný typ regulátoru s pevně danou strukturou je PID (proporcionálně-integračně-derivační). Oproti tomu regulátory s obecnou strukturou se vyznačují tím, že jejich struktura se stanoví dle požadavků na chování uzavřeného regulačního obvodu, eventuelně dalšími speciálními požadavky, jimiž je možné přechodový děj optimalizovat. [2]

2.3 Kvalita regulace

Cílem při návrhu regulačního obvodu je dosažení a následné udržení jisté jakosti regulace – ta se posuzuje zejména z průběhu regulované veličiny, nejčastěji z odezvy na jednotkový skok řídicí či poruchové veličiny. Obecně se dá říci, že kvalita regulace se hodnotí dle různých kritérií, jejichž charakter se liší. Využívají se matematicky definovaná i empiricky odvozená hlediska, která se do hodnocení jakosti regulace snaží promítnout více aspektů zároveň. Ze závěrů hodnocení pak lze dosáhnout optimálního nastavení regulátoru v různé

míře rozsahu i efektu. Na optimalizaci chování regulačního obvodu je možné nahlížet ze dvou různých pohledů. [8] [9]

Globální pohled

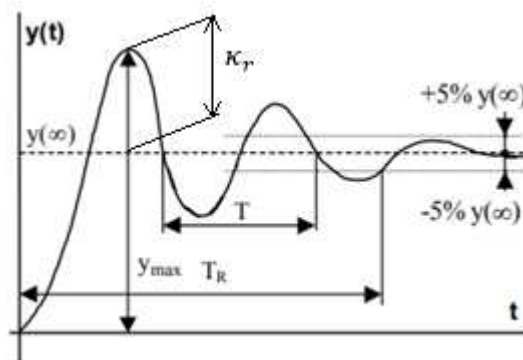
Sleduje pouze základní charakteristické vlastnosti a ukazatele chování regulačního obvodu. Pod tímto pohledem si lze představit ukazatele spjaté s charakteristickým polynomem a jeho formami, jako např. rozložení pólů nebo Michajlovova křivka. Výhoda globálního pohledu spočívá ve vyšší obecné platnosti závěrů. [8]

Odezvový pohled

Pro odezvový pohled je typické hodnocení optimálního průběhu konkrétních odezev. Výhodu přináší v případě znalosti typických poruch či změny žádaných hodnot. [8]

Velmi často se vychází z modelu regulačního obvodu, ve kterém hraje klíčovou roli model regulované soustavy. Získání modelu je však složité a komplikované, a proto se často přechází k experimentálním přístupům. Výstupy experimentálního přístupu jsou ve většině případů bohužel pouze informativního charakteru. Kompromis o velmi dobré vypovídající hodnotě přináší simulace. Programy jako *MATLAB/SIMULINK*, které jsou ostatně dominantou této práce, značně ulehčují obtížné matematické obraty a zároveň dávají výsledky blízké realitě. [8]

Z hlediska časového průběhu dynamických vlastností regulačního pochodu jsou nejdůležitějšími parametry hodnota maximálního překmitu regulované veličiny y_{max} a doba regulace T_R (viz Obrázek 3 popisující regulační děj). Doba regulace vyjadřuje čas, za který se trvale sníží odchylka regulované veličiny y pod 5 % její ustálené hodnoty (v některé literatuře se pracuje s hodnotou 1 %). Doplnujícím parametrem může být eventuelně perioda kmitů T . [9]



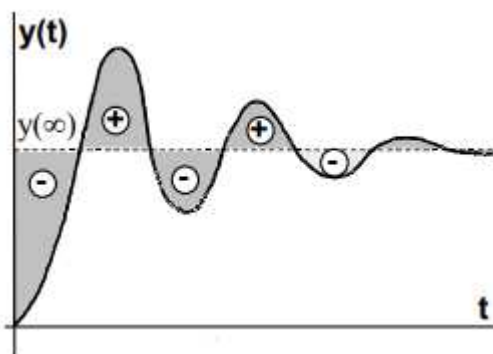
Obrázek 3 – Přechodová charakteristika řízení [9]

Relativní překmit κ_r se stanoví ze vztahu (2.1). [2]

$$\kappa_r = \frac{y_{max} - y(\infty)}{y(\infty)} \quad (2.1)$$

Pro vysvětlení důležitosti zmíněných parametrů si můžeme představit např. řízení otáček motoru. Motor musí být konstrukčně schopen zvládnout hodnotu y_{max} . Otáčky y_{max} se však nesmí dostat do kritického stavu. Stejně tak perioda kmitů T se nesmí ocitnout v nežádoucím pásmu a u doby regulace T_R je žádoucí, aby nebyla nadměrně dlouhá. [9]

Při regulačním ději se „pracuje“ s energií. Regulovaná soustava má nedostatek energie v oblasti „podregulování“ a v té chvíli je nutné energii dodat, aby dosáhla hodnota regulované veličiny úrovně požadované hodnoty. Naopak v případě „přeregulování“ má soustava přebytek energie, která musí být předána okolí, aby hodnota regulované veličiny klesla na úroveň žádané hodnoty. Energetické stavy jsou znázorněny na obrázku níže (viz Obrázek 4). [9]



Obrázek 4 – Regulační pochod (výměna energie) [9]

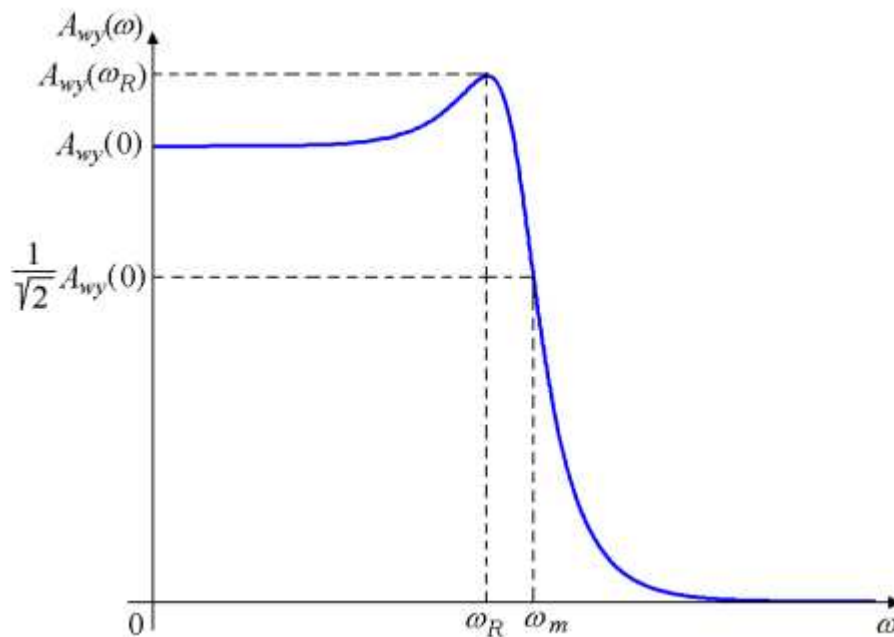
Logicky je cílem snížit regulační plochu na minimum – to popisuje tzv. IAE (*Integral of Absolute Error*) kritérium. Existují však i další kritéria jako např. IE (*Integral of Error*) kritérium, které je nejjednodušší, ale nevhodné pro kmitavé regulační pochody. Alternativně je možné zohlednit i kvadrát plochy – tzv. ISE (*Integral of Squared Error*) kritérium, které odstraňuje nevýhody obou předchozích integrálních kritérií, ale výsledný průběh regulované veličiny bývá velmi kmitavý. Posledním možným kritériem je tzv. ITAE (*Integral of Time multiplied by Absolute Error*) kritérium, které zohledňuje vliv časové osy. [7] [9] [10]

Pro výpočet integrálních kritérií platí vztahy

$$\begin{aligned} IE &= \int_0^{\infty} e(t) dt, & ISE &= \int_0^{\infty} e^2(t) dt, \\ IAE &= \int_0^{\infty} |e(t)| dt, & ITAE &= \int_0^{\infty} t|e(t)| dt, \end{aligned} \quad (2.2)$$

kde $e(t) = y(\infty) - y(t)$. [2]

Kvalitu regulace lze posuzovat nejen z přechodové charakteristiky, ale také z frekvenční charakteristiky. Jakost regulace vyplývající z frekvenční charakteristiky uzavřeného regulačního obvodu je dána amplitudovým rezonančním převýšením $A_{wy}(\omega_R)$ – přičemž $A_{wy}(\omega)$ je frekvenční přenos řízení (tj. frekvenční přenos z přenosu řízení $w \rightarrow y$), rezonančním úhlovým kmitočtem ω_R a mezním úhlovým kmitočtem ω_m (viz Obrázek 5). [10]



Obrázek 5 – Ukazatele kvality regulace z frekvenční charakteristiky [10]

Amplitudové rezonanční převýšení představuje maximální hodnotu zesílení na frekvenční charakteristice. Veliké amplitudové rezonanční převýšení přináší větší překmit na přechodové charakteristice. [10]

2.4 PID regulátory

Název vychází ze tří složek, které regulátor tvoří. Jedná se o složku proporcionální (P), integrační (I) a derivační (D). Nejčastěji si lze tento typ regulátoru představit jako paralelní zapojení regulátorů P, I a D (tzv. zapojení „bez interakce“). Méně často můžeme narazit na různé typy částečně sériových zapojení („s interakcí“). Rovnice, popisující chování skutečného PID regulátoru (PID regulátor se setrvačnými členy) je ve tvaru

$$\dots + T_2^2 u''(t) + T_1 u'(t) + u(t) = r_0 e(t) + r_{-1} \int_0^t e(\tau) d\tau + r_1 \frac{de(t)}{dt}, \quad (2.3)$$

kde $r_0 e(t)$ je proporcionální složka regulátoru, $r_{-1} \int_0^t e(\tau) d\tau$ je integrační složka regulátoru, $r_1 \frac{de(t)}{dt}$ je derivační složka regulátoru a $T_2^2 u''(t) + T_1 u'(t) + u(t)$ jsou členy přinášející setrvačnost. [1]

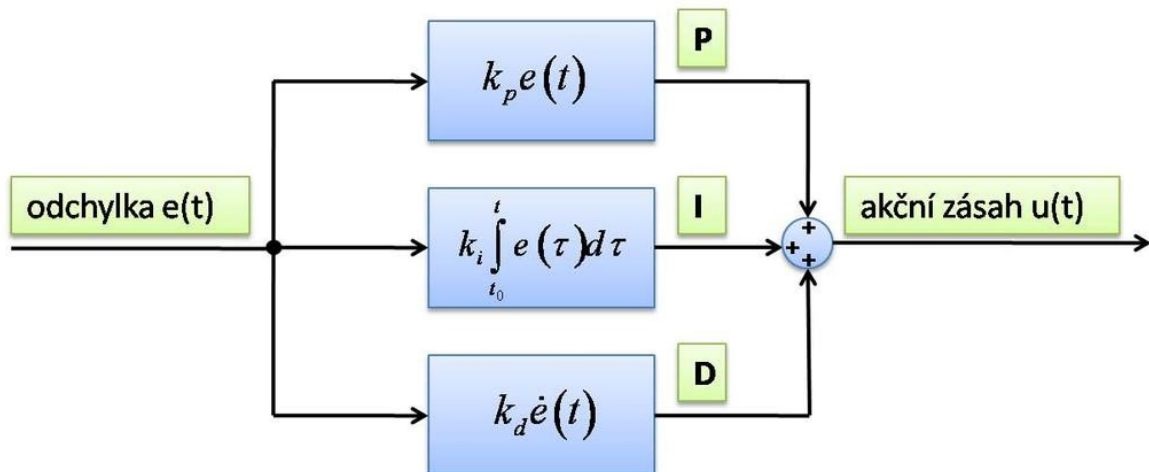
Aplikuje-li se Laplaceova transformace na rovnici (2.3) za předpokladu, že jsou splněny nulové počáteční podmínky, lze přenos skutečného PID regulátoru psát jako

$$G_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{r_0 \left(1 + \frac{r_{-1}}{r_0} \frac{1}{s} + \frac{r_1}{r_0} s\right)}{1 + T_1 s + T_2^2 s^2 + \dots} = \frac{k_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s\right)}{1 + T_1 s + T_2^2 s^2 + \dots}, \quad (2.4)$$

kde r_0 je proporcionální konstanta regulátoru, r_{-1} je integrační konstanta regulátoru, r_1 je derivační konstanta regulátoru, T_I je integrační časová konstanta regulátoru, T_D je derivační časová konstanta regulátoru a $k_p = r_0$ je zesílení regulátoru. [1]

Položením časových konstant setrvačných členů rovno nule ($T_1 = T_2 = T_3 = \dots = 0$), obdržíme přenos ideálního PID regulátoru ve tvaru (2.5). [1]

$$G_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = r_0 \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s\right). \quad (2.5)$$

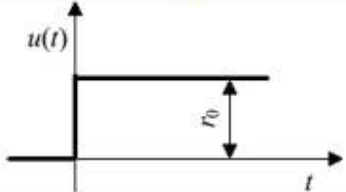
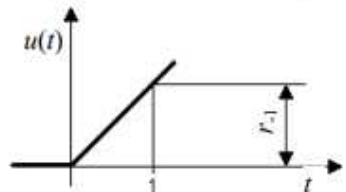
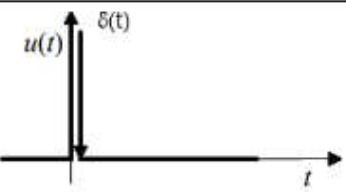
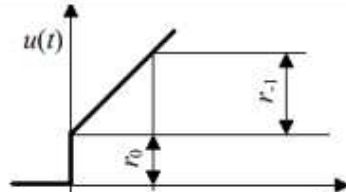
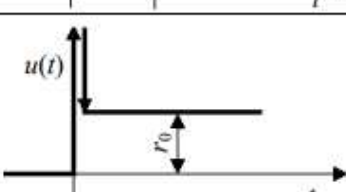
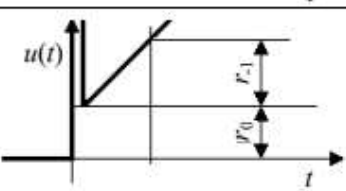


Obrázek 6 – Blokové schéma PID regulátoru [11]

Existují i redukované varianty PID regulátoru, u kterých je některá ze složek vyřazena. Mezi takové typy patří regulátory P, I, PI a PD. D regulátory neexistují, protože vstupní signál je úměrný první derivaci (rychlost odchylky). D regulátor by tak nevěděl, jaká je skutečná hodnota regulační odchylky. [1]

Nevýhoda PID regulátorů spočívá v obtížném vhodném nastavení, protože je zapotřebí nastavit 3 parametry (konstantu zesílení, integrační časovou konstantu a derivační časovou konstantu). Proto se v praxi často používají regulátory typu P nebo PI. Další nevýhodou je, že fungují nejlépe v systémech s jedním vstupem a jedním výstupem. V systémech s několika vstupy a výstupy je implementace řešení značně nesnadná. [12] [13]

Obrázek 7 znázorňuje vlastnosti a charakteristiky ideálních regulátorů. U regulátorů skutečných působí setrvačné členy a jejich chování je tak odlišné.

Typ	Rovnice	Přechodová charakteristika	Přenos $G_R(s)$
P	$u(t) = r_0 e(t)$		$G_R(s) = r_0$
I	$u(t) = r_{-1} \int_0^t e(\tau) d\tau$		$G_R(s) = \frac{r_{-1}}{s}$
D - člen	$u(t) = r_1 \frac{de(t)}{dt}$		$G_R(s) = r_1 s$
PI	$u(t) = r_0 e(t) + r_{-1} \int_0^t e(\tau) d\tau$		$G_R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s}$
PD	$u(t) = r_0 e(t) + r_1 \frac{de(t)}{dt}$		$G_R(s) = r_0 + r_1 s$
PID	$u(t) = r_0 e + r_{-1} \int_0^t e(\tau) d(\tau) + r_1 \frac{de(t)}{dt}$		$G_R = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} + r_1 s$

Obrázek 7 – Vlastnosti ideálních regulátorů [2]

2.4.1 Složky PID regulátoru

Proporcionální

Složka proporcionální v zásadě představuje pouze zesílení. V tomto případě je akční veličina (výstupní signál) úměrná regulační odchylce (vstupní signál). Zvyšováním proporcionálního zesílení lze dosáhnout lepší přesnosti regulace, zvýšení rychlosti odezvy a potlačení nízkofrekvenčních poruch. Proporcionální složka v zásadě reprezentuje nedynamický P regulátor. [14] [15]

V souvislosti s proporcionální složkou je důležité zmínit tzv. pásmo proporcionality, které je nastavitelným parametrem regulace a udává, o kolik procent je nutné změnit vstupní signál, aby se výstup přestavil z jedné krajní hodnoty do druhé. Pro pásmo proporcionality platí

$$pp [\%] = \frac{1}{r_0} \cdot 100. \quad (2.6)$$

Poloha se tak může změnit z 0 % na 100 % či opačně. [2]

Integrační

Integrační člen integruje vstupní signál. Tato složka zajišťuje stabilizaci regulačního obvodu bez trvalé regulační odchylky. Po celou dobu výskytu regulační odchylky dochází k její integraci. Účinek integrační složky je o to rychlejší (lepší), čím větší je regulační odchylka a zároveň menší integrační časová konstanta, jež je měřítkem, jak moc do integrace vstupuje regulační odchylka. Účinek integrace na výstupní hodnotu se zvyšuje s dobou přítomnosti regulační odchylky. [14] [15]

Derivační

Derivační složka definuje reakci regulátoru na rychlost změny hodnoty regulační odchylky. Zkoumá tedy, jak moc rostla či naopak klesala odchylka v „poslední době“. Na základě této znalosti je schopna přenastavit svůj výstup. V momentě, kdy se odchylka blíží nulové hodnotě, je vliv této složky nejvíce zřetelný. Jak již bylo zmíněno, samotný derivační regulátor nelze realizovat, protože nezesiluje regulační odchylku – je tak proto vždy zapojen v kombinaci s proporcionálním regulátorem, v níž jednak zrychluje regulační pochod, jednak zvyšuje stabilitu. [14] [15]

3 METODY NASTAVENÍ PID REGULÁTORU

Nastavení parametrů PID regulátoru není primitivní záležitostí a v dnešní době existuje již celá řada metod, jak toho docílit. Jedna z historicky prvních metod je metoda *experimentální*, která vychází z pokusů (experimentů) na řízené soustavě nebo z vyhodnocení experimentálně získaných dat. Hlavním zástupcem experimentálních metod je metoda „*pokus-omyl*“, která vyplývá z nastavení parametrů přímo na fyzickém reálném obvodu. Postupem času vznikly metody *empirické*, do kterých řadíme všeobecně známou metodu *Ziegler-Nichols*², jež má v současnosti několik modifikací, a i dnes je poměrně často používána. Metody *analytické* využívají matematického modelu řízeného systému a v praxi se využívají zřídka. Dalšími metodami jsou metody *optimalizační*, které jsou obvykle založeny na simulaci (viz rozebírané a řešené metody v této práci). V poslední řadě je potřeba zmínit metody *automatického seřizování*³, které jsou novější a „pokročilé“. Dnešní typy regulátorů bývají funkcí automatického seřizování vybaveny a umožňují tak nastavení parametrů dle požadavků uživatele. [3]

3.1 Metoda Cohen-Coon

Tato metoda je určena pro tříparametrový model ve tvaru

$$G_s(s) = \frac{k}{T_S + 1} e^{-Ls} \quad (3.1)$$

s časovou konstantou T a dopravním zpožděním L . Tří parametrový model je v zásadě přechodová odezva soustavy prvního řádu. Pokud však není tento model k dispozici, je potřeba provést aproximaci – např. z přechodové charakteristiky nebo jednoduchou aproximací z časových konstant (viz kapitola 4). [2]

Jedná se o metodu tzv. čtvrtinového tlumení, která je vhodná pro systémy s dopravním zpožděním nebo pro systémy vyšších řádů. Regulátor tak skýtá regulační pochod, u kterého bude mít odezva druhého kmitu čtvrtinu první amplitudy. Jednotlivé parametry regulátoru mohou být získány dvěma různými způsoby (viz Tabulka 1 a Tabulka 2). Druhý způsob však počítá s využitím tzv. normalizovaného dopravního zpoždění τ . [2]

² Metoda Ziegler-Nichols byla poprvé publikována v roce 1942

³ Anglická literatura pracuje s výrazy *auto-tuning* nebo *self-tuning*

Tabulka 1 – Nastavení parametrů regulátoru pro metodu Cohen-Coon (a)

	k_p	T_I	T_D
P	$\frac{1}{kr} \left(1 + \frac{r}{3}\right)$	-	-
PI	$\frac{1}{kr} \left(0,9 + \frac{r}{12}\right)$	$\frac{30 + 3r}{9 + 20r} L$	-
PID	$\frac{1}{kr} \left(\frac{4}{3} + \frac{r}{4}\right)$	$\frac{32 + 6r}{13 + 8r} L$	$\frac{4}{11 + 2r} L$

kde $r = \frac{L}{T}$

Tabulka 2 - Nastavení parametrů regulátoru pro metodu Cohen-Coon (b)

	k_p	T_I	T_D
P	$\frac{1}{a} \left(1 + \frac{0,35\tau}{1 - \tau}\right)$	-	-
PI	$\frac{0,9}{a} \left(1 + \frac{0,092\tau}{1 - \tau}\right)$	$\frac{3,3 - 3\tau}{1 + 1,2\tau} L$	-
PID	$\frac{1,35}{a} \left(1 + \frac{0,18\tau}{1 - \tau}\right)$	$\frac{2,5 - 2\tau}{1 - 0,39\tau} L$	$\frac{0,37 - 0,37\tau}{1 - 0,81\tau} L$

kde $a = \frac{kL}{T}$ a $\tau = \frac{L}{L+T}$

3.2 Metoda vyváženého nastavení

Stejně jako metoda Cohen-Coon vychází metoda vyváženého nastavení z tříparametrového modelu ve tvaru (3.1). K onomu vyváženému nastavení dochází mezi proporcionálními a integračními zásahy. Metoda šetří akční členy a umožňuje dosažení minimálního překmitu. Výpočty parametrů regulátorů jsou uvedeny níže (viz Tabulka 3), kde T_{ar} představuje průměrnou dobu ustálení. [2]

Tabulka 3 – Nastavení parametrů regulátoru pro metodu vyváženého nastavení

	k_p	T_I	T_D
PI	$\frac{1}{k} \left[1 - \frac{2\tau}{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}}\right]$	$\left[\frac{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}}{2} - \tau\right] T_{ar}$	-
PID	$\frac{1}{k} \left[1 - \frac{2\tau}{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}}\right]$	$\left[\frac{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}}{2} - \tau\right] T_{ar}$	$\leq \frac{T_I}{4}$

kde $T_{ar} = L + T$ a $\tau = \frac{L}{L+T}$

3.3 Metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability

Řídicí systémy bývají navrženy, aby splňovaly určité amplitudové a fázové vlastnosti tak, aby byl systém robustně stabilní. [3] Metoda může být použita pro systém ve tvaru (3.1) pro PI regulátor, nikoliv však pro regulátor typu PID. Pro PID regulátor ve tvaru (2.5) uvažujme systém ve tvaru (3.2). [16]

$$G_s(s) = \frac{k}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} e^{-Ls}. \quad (3.2)$$

Pro amplitudovou rezervu stability A_m platí

$$A_m = \frac{1}{|G_s(j\omega_p)G_R(j\omega_p)|}, \quad (3.3)$$

kde fázová kritická úhlová frekvence ω_p splňuje

$$\arg[G_s(j\omega_p)G_R(j\omega_p)] = -\pi. \quad (3.4)$$

Fázová rezerva stability ϕ_m je definována jako

$$\phi_m = \arg[G_s(j\omega_g)G_R(j\omega_g)] + \pi, \quad (3.5)$$

kde amplitudová kritická úhlová frekvence ω_g splňuje podmínku

$$|G_s(j\omega_g)G_R(j\omega_g)| = 1. \quad (3.6)$$

Vztahy (3.3) až (3.6) platí pro stabilní otevřený regulační obvod.

Pro danou amplitudovou rezervu stability A_m a fázovou rezervu stability ϕ_m lze parametry regulátoru vypočítat jako

$$\begin{aligned} k_p &= \frac{\omega_p T_1}{A_m k}, \\ T_I &= \left(2\omega_p - \frac{4\omega_p^2 L}{\pi} + \frac{1}{T_1} \right), \\ T_D &= T_2, \end{aligned} \quad (3.7)$$

kde pro ω_p platí

$$\omega_p = \frac{A_m \phi_m + 0,5A_m(A_m - 1)}{(A_m^2 - 1)L}. \quad (3.8)$$

Nehledě na přístup k návrhu, metody nastavování regulátorů, které jsou založené na amplitudové a fázové rezervě stability, poskytují robustnost i stabilitu regulačního obvodu. [16]

3.4 Metoda optimálního modulu

Metoda optimálního modulu představuje jednu z klasických metod syntézy regulátoru a může být modifikována i na systémy se zpožděním. Metoda je charakteristická specifickou volbou parametrů regulátoru, kterou lze získat co nejplošší tvar amplitudové frekvenční charakteristiky v pásmu nízkých frekvencí, a tím tedy kvalitní přenos řízení. Plochosti dosáhneme splněním podmínek nulových derivací modulu přenosu regulační smyčky v limitě pro $\omega \rightarrow 0$, tedy splněním identit

$$\frac{d^i}{d\omega^i} |G_{wy}(j\omega)|^2 \Big|_{\omega=0} = 0, \quad i = 1, 2, \dots, l \quad (3.9)$$

kde

$$G_{wy}(j\omega) = \frac{G_s(j\omega)G_R(j\omega)}{[1 + G_s(j\omega)G_R(j\omega)]} \quad (3.10)$$

přičemž $G_s(\omega)$ a $G_R(\omega)$ představují přenosové funkce přenosu a regulátoru. Platné podmínky syntézy vztahu (3.9) dávají pouze sudé hodnoty ($i = 2, 4, 6, \dots$), protože pro liché i je podmínka splněna vždy. [6]

Derivace lomené funkce

$$[G_{wy}(j\omega)]^2 = \frac{N(\omega)}{M(\omega)} \quad (3.11)$$

je výpočetně náročná a složitá. Z praktického hlediska je tedy výhodné pracovat s ekvivalentními podmínkami pro funkce čitatele $N(\omega)$ a jmenovatele $M(\omega)$ odděleně. Podmínky vyplývají z pravidla o derivaci lomené funkce. [6]

$$N(0)M^{(i)}(0) = M(0)N^{(i)}(0). \quad i = 2, 4, \dots \quad (3.12)$$

Metoda optimálního modulu může být aplikována i na jiné funkce než standardní polynomy, nicméně výrazy pro derivace mohou být značně komplikované. [6]

3.5 Metoda požadovaného modelu

Metodu požadovaného modelu lze využít pouze pro stabilní a integrační systémy. Stejně jako u předchozích metod, platí, že pokud nejsou tyto modely k dispozici, je zapotřebí provést aproximaci. Touto metodou je obecně možné rychle a poměrně snadno seřadit standardní typy analogových a digitálních regulátorů pro základní druhy regulovaných soustav s dopravním zpožděním. [2]

Metoda požadovaného modelu vychází z principů inverze dynamiky. Z toho důvodu se jí také někdy přezdívá metoda inverze dynamiky. Tato metoda je velice efektivní a umožňuje nastavit regulátor se zárukou žádaného relativního překmitu přechodové charakteristiky regulačního obvodu, a to v rozmezí 0-50 %, což je z praktického hlediska zcela dostačující. [8]

Uvažujme zpětnovazební regulační obvod, ve kterém se vyskytuje regulátor, jehož přenos je $G_R(s)$. Pro použití metody je zapotřebí, aby byl přenos regulované soustavy $G_S(s)$ v některém ze základních stavů (viz Tabulka 5). Pokud v žádném ze základních stavů přenos regulované soustavy není, provede se aproximace a následně lze metodu aplikovat. [2]

Přenos regulátoru je ve tvaru

$$G_R(s) = \frac{1}{G_S(s)} \frac{G_{wy}(s)}{1 - G_{wy}(s)}, \quad (3.13)$$

kde přenos řízení $G_{wy}(s)$ je ve tvaru

$$G_{wy}(s) = \frac{1}{T_W(s) + 1} \quad (3.14)$$

pro systém bez dopravního zpoždění a ve tvaru

$$G_{wy}(s) = \frac{a_0}{s + a_0} e^{-Ls} \quad (3.15)$$

pro systém s dopravním zpožděním, kde a_0 představuje zesílení otevřeného regulačního obvodu se spojitým regulátorem, L je dopravní zpoždění a T_W je požadovaná časová konstanta regulačního obvodu. [2]

U systémů bez dopravního zpoždění je při volbě časové konstanty důležité brát v úvahu omezení akční veličiny a maximální nastavitelnou hodnotu zesílení regulátoru k_{p_max} .

U soustav s dopravním zpožděním je zase nutné zvolit hodnotu překmitu κ tak, abychom mohli zjistit zesílení otevřeného regulačního obvodu a_0 . [2]

a_0 se pro zadaný překmit κ určí jako

$$a_0 = \frac{1}{\beta L}, \quad (3.16)$$

kde koeficient β se získá z následující tabulky (viz Tabulka 4). [2]

Tabulka 4 – Stanovení koeficientu β

κ	0	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,35	0,40	0,45	0,50
β	2,718	1,944	1,720	1,561	1,437	1,337	1,248	1,172	1,104	1,045	0,992

Parametry pro jednotlivé typy regulátorů s odpovídajícími soustavami jsou uvedeny v tabulce níže (viz Tabulka 5). [2]

Tabulka 5 – Nastavení parametrů regulátoru pro metodu požadovaného modelu

Regulovaná soustava	Typ	k_p		T_I	T_D
		$L = 0$	$L > 0$		
$G_s(s) = \frac{c_s}{s} e^{-Ls}$	P	$\frac{1}{c_s T_W}$	$\frac{a_0}{c_s}$	-	-
$G_s(s) = \frac{k}{T_1 s + 1} e^{-Ls}$	PI	$\frac{T_I}{k T_W}$	$\frac{a_0 T_I}{k}$	T_1	-
$G_s(s) = \frac{c_s}{s(T_1 s + 1)} e^{-Ls}$	PD	$\frac{1}{c_s T_W}$	$\frac{a_0}{c_s}$	-	T_1
$G_s(s) = \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-Ls}; T_1 \geq T_2$	PID	$\frac{T_I}{k T_W}$	$\frac{a_0 T_I}{k}$	$T_1 + T_2$	$\frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2}$
$G_s(s) = \frac{k}{(T_0^2 s^2 + 2\xi T_0 s + 1)} e^{-Ls}; 0,5 < \xi \leq 1$	PID	$\frac{T_I}{k T_W}$	$\frac{a_0 T_I}{k}$	$2\xi T_0$	$\frac{T_0}{2\xi}$

kde T_i jsou časové konstanty ($i = 0, 1, 2$), ξ je koeficient poměrného tlumení, k je koeficient zesílení a c_s je statický činitel rychlosti. [2]

3.6 Racionální aproximace zpožďujících členů

Obecně může zpoždění (respektive zpožďující členy) způsobovat nestabilitu uzavřeného regulačního obvodu, nebo opačně vhodně „nucenou“ hodnotou zpoždění lze dosáhnout stability uzavřeného regulačního obvodu. [17] Představme si otevřený obvod ve tvaru

$$G_o(s) = G_R(s)G_s(s) = G_R(s)\overline{G_s}(s)e^{-Ls}, \quad (3.17)$$

charakteristická rovnice zpětnovazebního obvodu potom bude

$$1 + G_o(s) = 0. \quad (3.18)$$

Rovnice tedy obsahuje exponenciální členy a má tudíž nekonečně mnoho kořenů. Řešení spočívá v racionální (polynomiální) aproximaci zpoždění. [17]

Po aplikaci aproximace zpoždění lze využít některou z dříve uvedených metod, např. metodu požadovaného modelu (viz kapitola 3.5) – jako je tomu v této práci.

3.6.1 Možnosti aproximace zpoždění

Aproximace zpoždění se hodí převážně pro „malá“ zpoždění, přičemž „velikost“ zpoždění se posuzuje vzhledem k hodnotám časových konstant systému a vzhledem k vlastnostem signálů na systém působících. V této práci jsou uvedeny jen ty nejznámější způsoby aproximace zpoždění. [17]

McLaurinův rozvoj

McLaurinův rozvoj je v podstatě Taylorův rozvoj, ovšem na okolí bodu $x = 0$

$$f(x) = f(0) + f'(0)x + \frac{1}{2}f''(0)x^2 + \frac{1}{3}f'''(0)x^3 + \dots \quad (3.19)$$

Pro zpožďující člen tak platí

$$e^{-Ls} \approx 1 - Ls + \frac{(Ls)^2}{2} - \frac{(Ls)^3}{6} + \dots \quad (3.20)$$

Rovnice (3.20) představuje tzv. „aproximaci v čitateli“.

V rovnici (3.21) představuje uvedená aproximace tzv. „aproximaci ve jmenovateli“.

$$e^{-Ls} = \frac{1}{e^{Ls}} \approx \frac{1}{1 + Ls + \frac{(Ls)^2}{2} + \dots} \quad (3.21)$$

Padé aproximace

Obecná Padé aproximace je ve tvaru

$$p(s) = \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} \frac{(2n-k)!}{(2n)!} (Ls)^k, \quad (3.22)$$

kde $e^{-Ls} \approx \frac{p(-s)}{p(s)}$.

Padé aproximace se řadí mezi nejčastěji používané metody. Pro zpožďující člen platí

$$e^{-Ls} = \frac{e^{-\frac{Ls}{2}}}{e^{\frac{Ls}{2}}} \approx \frac{1 - \frac{Ls}{2} + \frac{(Ls)^2}{2} - \dots}{1 + \frac{Ls}{2} + \frac{(Ls)^2}{2} + \dots}. \quad (3.22)$$

V práci je využito Padé aproximace, kde se řád čitatele m liší od řádu jmenovatele n a výpočetní vztah pro tento případ lze psát v intencích rovnice (3.22).

Diagonální Padé aproximace

Tato aproximace je v podstatě zjednodušenou verzí klasické Padé aproximace. Platí vztah

$$p(s) = \sum_{k=0}^n \frac{(2n-k)!}{k!(n-k)!} (Ls)^k. \quad (3.23)$$

Laguerreův posun

Tato metoda spadá do skupiny aproximace pomocí operátoru posunu. Výhodu představuje u nestabilních systémů. Platí vztah

$$e^{-Ls} = \left(\frac{1 - \frac{Ls}{2n}}{1 + \frac{Ls}{2n}} \right)^n. \quad (3.24)$$

Kauztův posun

Stejně jako Laguerreův posun se řadí do skupiny aproximace pomocí operátoru posunu, přičemž pro zpožďující člen lze psát

$$e^{-Ls} = \left(\frac{1 - \frac{Ls}{2n} + \frac{L^2s^2}{8n^2}}{1 + \frac{Ls}{2n} + \frac{L^2s^2}{8n^2}} \right)^n. \quad (3.25)$$

4 IDENTIFIKACE ŘÍZENÝCH SYSTÉMŮ

Z praktického hlediska se velice často stává, že přenos regulované soustavy (řízeného systému) není znám, a proto je nutné provést tzv. identifikaci řízeného systému, s jejíž pomocí lze parametry regulované soustavy získat. Nejčastěji se vychází ze znalosti přechodové charakteristiky řízeného systému, kterou je možné vhodným modelem (přenosem) aproximovat. Zde uváděné metody identifikace jsou pouze ty, které byly v této práci uplatněny. Další metody, které nejsou zmíněny a uplatňují se, jsou např. Strejcova metoda, aproximace pomocí tečny či sečny v inflexním bodě, aproximace dvoubodovou metodou, aproximace metodou ploch aj. Kromě „grafických“ metod pro určení parametrů regulované soustavy existují i metody numerické, mezi které se řadí např. gradientní nebo Gauss-Newtonova metoda. [1] [2] [9] [18]

4.1 Aproximace soustavou prvního řádu s dopravním zpožděním

Aproximací soustavou prvního řádu s dopravním zpožděním je cílem získat přenos ve tvaru (3.1). Pro stanovení časové konstanty T a dopravního zpoždění L se uplatňují dva body (označme je A a B), kterými výsledná aproximační křivka prochází. Bod A se volí na přechodové charakteristice řízeného systému v oblasti před inflexním bodem a bod B v oblasti za inflexním bodem. Pro tyto body pak platí vztahy uvedené níže. [2]

$$y_A = \Delta y_{max} \left(1 - e^{-\frac{t_A - L}{T}}\right), y_B = \Delta y_{max} \left(1 - e^{-\frac{t_B - L}{T}}\right). \quad (4.1)$$

Zesílení k se určí jako

$$k = \frac{\Delta y_{max}(t)}{\Delta u(t)} = \frac{y(\infty) - y(0)}{\Delta u(t)}. \quad (4.2)$$

Dopravní zpoždění L se určí ze vzorce

$$L = \frac{t_B \ln\left(1 - \frac{y_A}{\Delta y_{max}}\right) - t_A \ln\left(1 - \frac{y_B}{\Delta y_{max}}\right)}{\ln\left(1 - \frac{y_A}{\Delta y_{max}}\right) - \ln\left(1 - \frac{y_B}{\Delta y_{max}}\right)} \quad (4.3)$$

a časová konstanta T potom ze vztahu

$$L = \frac{L - t_A}{\ln\left(1 - \frac{y_A}{\Delta y_{max}}\right)}. \quad (4.4)$$

4.2 Aproximace tříbodovou metodou

Tato aproximace umožňuje převést přenos na tvar (3.2), přičemž parametry požadovaného přenosu se zjistí z přechodové charakteristiky následujícím postupem. [18]

1. Nejdříve se stanoví časové konstanty pro 9 %, 26 % a 70 % ustálené hodnoty odezvy systému (tj. $t_{0,09}$, $t_{0,26}$ a $t_{0,7}$).
2. Dále se určí časová konstanta dopravního zpoždění jako

$$L = 2t_{0,09} - t_{0,26}. \quad (4.5)$$

3. Koeficienty B a C se určí z následujících vzorců:

$$\begin{aligned} B &= 0,83t_{0,7} - 0,24t_{0,26} + 0,48t_{0,09} - L, \\ C &= 4(t_{0,26} - t_{0,09})^2. \end{aligned} \quad (4.6)$$

4. Nakonec se stanoví časové konstanty T_1 a T_2 a zesílení k jako

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{B + \sqrt{B^2 - 4C}}{2}, & T_2 &= \frac{B - \sqrt{B^2 - 4C}}{2}, \\ k &= \frac{y(\infty)}{u(\infty)}. \end{aligned} \quad (4.7)$$

4.3 Přímá úprava přenosu

S využitím tabulek uvedených níže je možné upravit přenos řízeného systému přímo na tvary, z nichž se dá vycházet při seřizování regulátorů. Tyto úpravy nevychází ze znalosti přechodové charakteristiky řízeného systému. [1] [2] [8]

1. Převod obecného přenosu proporcionálního členu se setrvačností n -tého řádu s dopravním zpožděním na přenos se setrvačností prvního nebo druhého řádu s dopravním zpožděním.

Přenos se setrvačností n -tého řádu s dopravním zpožděním má obecně tvar

$$G_s(s) = \frac{k}{(T_n s + 1)^n} e^{-L_n s}. \quad (4.8)$$

Úprava přenosu (4.8) je tedy možná na tvar

$$G_1(s) = \frac{k}{(T_1 s + 1)} e^{-L_1 s} \quad (4.9)$$

nebo

$$G_2(s) = \frac{k}{(T_2s + 1)^2} e^{-L_2s}. \quad (4.10)$$

Tabulka pro převod je pak získána numericky (viz Tabulka 6).

Tabulka 6 – Tabulka pro převod přenosu proporcionálního členu se setrvačností n -tého řádu s dopravním zpožděním na jiné typy [2]

č.	$G_s(s) = \frac{k}{(T_n s + 1)^n} e^{-L_n s}$	n	1	2	3	4	5	6
1	$G_1(s) = \frac{k}{(T_1 s + 1)} e^{-L_1 s}$	$\frac{T_1}{T_n}$	1	1,568	1,980	2,320	2,615	2,881
		$\frac{L_1 L_n}{T_n}$	0	0,552	1,232	1,969	2,741	3,537
2	$G_2(s) = \frac{k}{(T_2 s + 1)^2} e^{-L_2 s}$	$\frac{T_2}{T_n}$	0,638	0,1	1,263	1,480	1,668	1,838
		$\frac{L_2 L_n}{T_n}$	-0,352 *	0	0,535	1,153	1,821	2,523

* použitelné pouze pro $L_1 > 0,352T_1$

2. Jiné převody spočívající v aproximaci malých časových konstant náhradní časovou konstantou a náhradním dopravním zpožděním. Platí přibližné rovnosti uvedené v tabulkách níže (viz Tabulka 7 a Tabulka 8)

Tabulka 7 – Tabulka pro převod přenosů řízených systémů na jednodušší tvary [2]

1	$\frac{k}{(T_1 s + 1) \prod_{n=2}^m (T_n s + 1)} \approx \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_x s + 1)}$	$T_x = \sum_{n=2}^m T_n \quad T_1 \gg T_n \quad n = 2, 3, \dots, n$
2	$\frac{k}{(T_1 s + 1) \prod_{n=2}^m (T_n s + 1)} \approx \frac{k}{(T_1 s + 1)} e^{-Ls}$	$L = \sum_{n=2}^m T_n \quad T_1 \gg T_n \quad n = 2, 3, \dots, n$
3	$\frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1) \prod_{n=3}^m (T_n s + 1)} \approx \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-Ls}$	$L = \sum_{n=3}^m T_n \quad T_1 \gg T_n \quad n = 3, 4, \dots, n$
4	$\frac{k}{(T_0 s^2 + 2\zeta T_0 s + 1) \prod_{n=1}^m (T_n s + 1)} \approx \frac{k}{(T_0 s^2 + 2\zeta T_0 s + 1)} e^{-Ls}$	$L = \sum_{n=1}^m T_n \quad T_0 \gg T_n \quad n = 1, 2, \dots, n$

Tabulka 8 – Tabulka pro převod přenosů řízených integračních systémů na jednodušší tvary [2]

1	$\frac{k}{s \prod_{n=1}^m (T_n s + 1)} \approx \frac{k}{s(T_x s + 1)}$	$T_x = \sum_{n=1}^m T_n \quad n = 1, 2, \dots, m$
2	$\frac{k}{s \prod_{n=1}^m (T_n s + 1)} \approx \frac{k}{s} e^{-Ls}$	$L = \sum_{n=1}^m T_n \quad n = 1, 2, \dots, m$
3	$\frac{k}{s(T_1 s + 1) \prod_{n=2}^m (T_n s + 1)} \approx \frac{k}{s(T_2 s + 1)} e^{-Ls}$	$L = \sum_{n=2}^m T_n \quad T_1 \gg T_n \quad n = 2, 3, \dots, m$

Bývá také výhodné využít kombinace náhradní součtové časové konstanty T_x a náhradního dopravního zpoždění L . [2]

5 MATLAB

Aplikace *MATLAB* je od svého vzniku v roce 1984 vyvíjena společností *MathWorks* a představuje výkonné interaktivní prostředí pro matematické výpočty, modelování, analýzu a vizualizaci dat, měření a zpracování dat, vývoj algoritmů atd. [19] Název vychází z anglického *MATrix LABoratory* (v překladu „maticová laboratoř“) – jedná se tedy o maticově orientovaný jazyk. Mezi silné stránky prostředí *MATLAB* patří řešení technických problémů, které je oproti jiným programovacím jazykům podstatně jednodušší, zejména vzhledem k široké škále vestavěných funkcí. [20] V současné době je *MATLAB* používán zejména vědeckotechnickými pracovníky, zaměstnanci a studenty vysokých škol.

Aktuální verze programu je k dispozici pro operační systémy Linux (32bit, 64bit), Windows (32bit, 64bit) a Mac OS X (64bit). [20]

5.1 Základní komponenty

Mezi hlavní součásti aplikace patří výpočetní jádro, grafický subsystém, pracovní nástroje, toolboxy a otevřená architektura. [19]

Výpočetní jádro

Stará se o provádění numerických operací s maticemi. *MATLAB* umožňuje mimo jiné pracovat i se strukturou typu *pole buněk*, kde každý prvek může nabývat jiného datového typu.

Grafický subsystém

Slouží k zobrazení výpočtů a výsledků. Je umožněno vytvářet 2D i 3D grafy s mnoha modifikacemi.

Pracovní nástroje

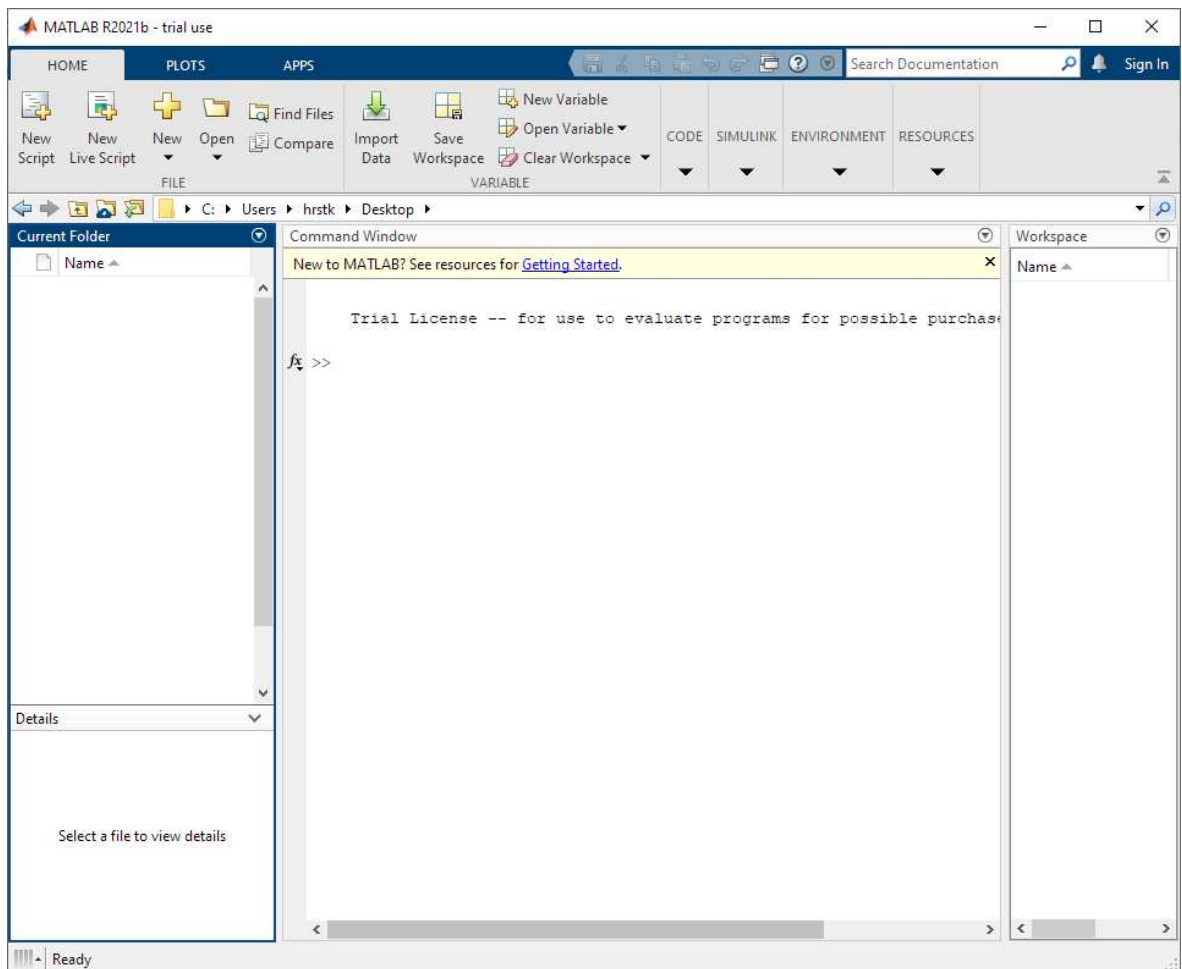
Jedná se o balíček nástrojů, kterými lze provádět úplné programování aplikací. Uživatel má k dispozici potřebné nástroje k programování i ladění zdrojových kódů a je umožněna taktéž vestavená podpora tvorby grafických prvků.

Toolboxy

Tímto anglickým pojmem rozumíme knihovny, které mohou výrazně posílit možnosti jádra *MATLABu*. Tyto knihovny je možné libovolně dokupovat a přidávat.

5.2 Pracovní plocha

Současná nejnovější verze *MATLABu* je R2022a, starší verze se mohou svým vzhledem a funkcemi drobně odlišovat, základ je však stále stejný. Jak je vidět (viz Obrázek 8), prostředí se skládá ze tří hlavních oken – *Command Window*, *Workspace* a *Current Folder*. [19]



Obrázek 8 – Pracovní plocha MATLABu

5.2.1 Funkce oken pracovní plochy

Command Window

Jedná se o nejdůležitější okno pracovní plochy. Slouží k zapisování příkazů a zobrazují se zde systémová hlášení.

Workspace

Okno, udržující přehled o aktuálních používaných proměnných. Poklepáním na proměnnou je možné o ní zjistit podrobné informace.

Current Folder

Okno, v němž je vidět seznam souborů v aktuální složce.

Kromě výše uvedených existuje také okno *Command History*, ve kterém nalezneme veškeré příkazy, které uživatel zapsal a potvrdil v okně *Command Window*. Umožňuje již použité příkazy použít znovu prostřednictvím poklepání či tažení myši. Opětovné použití příkazů je však možné i v okně *Command Window* pomocí šipek nahoru a dolů. [19]

5.3 Operátory

Operátorem se rozumí symbol předepisující provedení určité operace nad danými hodnotami. Dělí se do skupin na aritmetické, relační a logické. [19] [21]

Aritmetické

Aritmetické operátory slouží k základním matematickým operacím jako je sčítání, odčítání, násobení, dělení, umocnění atd.

Relační

V této skupině nalezneme operátory menší než, větší než, rovná se, menší než nebo rovná se, větší než nebo rovná se či nerovná se. Jejich návratová hodnota je *true* nebo *false*.

Logické

Do této skupiny řadíme operátory *OR* (`|`), *AND* (`&`) či *NOT* (`~`), které stejně jako relační operátory navrací logickou hodnotu *true* nebo *false*.

5.4 Proměnné a základní datové typy

Proměnná představuje identifikátor složený z alfanumerických znaků, které reprezentují určitou hodnotu. Obdobně jako v ostatních programovacích jazycích, i zde platí jistá pravidla pro pojmenování proměnné. Důležitým aspektem je *case-sensitivita* proměnných – to znamená, že se rozlišují malá a velká písmena u názvů proměnných. Lze je rozdělit na *lokální* (není třeba je deklarovat ani definovat, jedná se o výchozí formát), *globální* (jsou přístupné v každé funkci) a *persistentní* (proměnná, která je k dispozici pouze ve funkci, v níž byla deklarována). Persistentní proměnné jsou analogie lokálních proměnných, ale navíc si uchovávají hodnotu mezi voláními funkce. [20]

MATLAB disponuje celkem 15 základními datovými typy, které mohou být zapsány jako matice nebo jako pole. [20] Níže jsou hlavní datové typy podrobněji popsány a vysvětleny.

5.4.1 Řetězce znaků

Jsou dva způsoby zápisu textu – *string* a *char*. Text se umísťuje do apostrofů jako u většiny programovacích jazyků. Použitím příkazu *double* lze zjistit ASCII ekvivalent daného textového řetězce a opačně – příkazem *char* je možné z čísel obnovit textové pole. [20] [22]

5.4.2 Číselné

Veškeré výpočty v *MATLABu* se provádějí s tzv. dvojitou přesností (*double precision*). Pokud tedy u proměnné není definována její velikost, automaticky se přiřadí typ *double*. Číselné datové typy se dělí na dvě skupiny: [19] [20]

- Pracující s celými čísly
 - Záporné/nezáporné
- Pracující s reálnými čísly

Soubor datových typů a jejich rozsahů je vidět na následující tabulce (viz Tabulka 9). [22]

Tabulka 9 – Číselné datové typy

Typ	Datový typ	Velikost
<i>Celá čísla</i>	<i>int8</i>	1 B
	<i>int16</i>	2 B
	<i>int32</i>	3 B
	<i>int64</i>	4 B
<i>Nezáporná celá čísla</i>	<i>uint8</i>	1 B
	<i>uint16</i>	2 B
	<i>uint32</i>	3 B
	<i>uint64</i>	4 B
<i>Reálná čísla</i>	<i>single</i>	2 B
	<i>double</i>	4 B

Komplexní čísla:

Často využívanou funkcí *MATLABu* je jeho možnost pracovat s komplexními čísly. Zápis se provádí ve tvaru $a + bi$, kde a je reálná část a b je imaginární část. Imaginární část se zapisuje znakem i nebo j za číslicí. [19]

5.4.3 Ostatní

Mezi další datové typy lze zařadit tabulku (*table*), která má v řádcích a sloupcích uložené jednotlivé proměnné, které mohou nabývat různých datových typů. Datový typ *cell* potom umožňuje vytvářet tzv. pole buněk o různé velikosti.

Příklad použití datového typu *table*:

```
LastName = {'Novotný'; 'Suchý'; 'Král'; 'Veselý'};
Age = [19; 42; 35; 22];
Height_in_cm = [191; 168; 177; 185];
T = table(LastName, Age, Height_in_cm)
```

Vytvořená tabulka v tomto případě udržuje informace o lidech – příjmení, věk a výška v centimetrech. Výsledná tabulka pak vypadá následovně:

LastName	Age	Height_in_cm
{'Novotný'}	19	191
{'Suchý' }	42	168
{'Král' }	35	177
{'Veselý' }	22	185

Obrázek 9 – Náhled na vytvořenou tabulku v *MATLABu***Příklad použití datového typu *cell*:**

```
C = {'one', 'two', 'three'; 1, 2, 3}
```

Výsledné pole buněk pak vypadá následovně:

```
C =
2x3 cell array

{'one'}    {'two'}    {'three'}
{[ 1]}     {[ 2]}     {[ 3]}
```

Obrázek 10 – Náhled na vytvořené pole buněk (*cell*) v *MATLABu*

Datový typ struktura (*struct*) je podobný poli, ovšem adresace jednotlivých prvků struktury probíhá na základě textových identifikátorů. Strukturu lze vytvořit přiřazením obsahu jednotlivým polím.

Příklad použití datového typu *struct*:

```
s = struct('Strings', {'Ahoj', 'Ano', 'Ne'}, 'Lengths', [5 3 2])
```

Vytvořená struktura obsahuje slova a jejich délku ve tvaru:

```
s =
  struct with fields:
    Strings: {'Ahoj' 'Ano' 'Ne'}
    Lengths: [5 3 2]
```

Obrázek 11 – Náhled na vytvořenou strukturu v *MATLABu*

Zajímavý datový typ potom představuje tzv. *function handle*, který obsahuje informace pro odkázání se na funkci a definuje se znakem @.

5.5 Matice a vektory

Matice i vektory představují dominantní prvek *MATLABu* – to vyplývá již ze samotného názvu aplikace. Matice představuje obdélníkové pole čísel, přičemž pozice jednotlivých čísel je velice důležitá. Velikost matice určuje počet řádků a sloupců. Prvky matice se indexují dvojitým indexem – číslem řádku a číslem sloupce. Matice s m řádky a n sloupci je znázorněna níže. [19] [20]

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2n} \\ \vdots & & & \\ a_{m1} & a_{m2} & \cdots & a_{mn} \end{bmatrix} = [a_{ij}] \quad (5.1)$$

Příklad definice matice v *MATLABu*:

```
matice = [1 2 3; 4 5 6; 7 8 9]
```

Vektor je matice o jednom sloupci či jednom řádku. Pokud mluvíme o vektoru, většinou se myslí vektor sloupcový, představující tedy matici o jednom sloupci. Indexy prvků vektoru jsou převážně jednomístné. [20]

Příklad definice vektoru v *MATLABu*:

vektor = [1 2 3] nebo vektor = prvniprvek:krok:posledniprvek

Nad maticemi i vektory lze provádět základní aritmetické operace. V *MATLABu* je celá řada příkazů pro práci s maticemi či vektory. Mezi základní maticové funkce patří inverze matice, transpozice matice nebo zjištění determinantu matice. [19] [20]

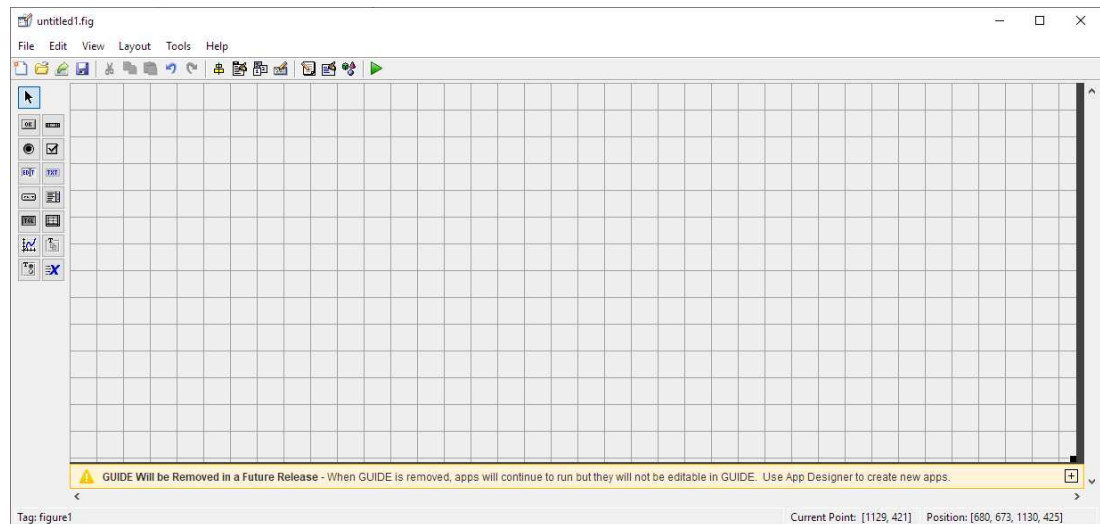
5.6 Skripty

Prostředí *MATLAB* umožňuje, stejně jako jiné programovací jazyky, zadávání příkazů přímo do příkazového okna (*Command Window*), ovšem toto použití se vyplatí pouze pro jednoduché problémy. Pro komplexnější problémy je výhodné vytvoření tzv. skriptu. Skript představuje textový soubor, ve kterém je zapsána posloupnost příkazů, které se po spuštění vykonávají od shora dolů.

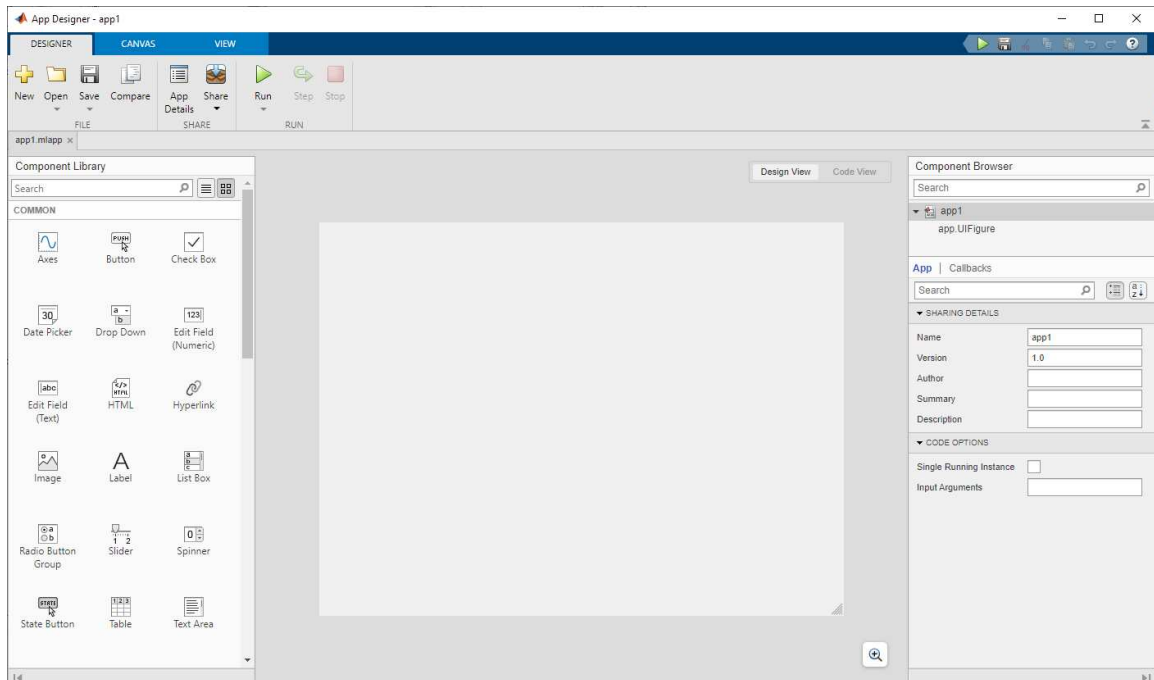
Skript lze vytvořit kliknutím na položku *New Script* v nabídce hlavního okna v záložce *Home*. Textový soubor se poté ukládá ve formátu *nazev_souboru.m*. Skripty lze spouštět příkazem *Run* nebo klávesovou zkratkou *F5*. Alternativní spuštění je také možné zadáním názvu skriptu do příkazového okna a potvrzením klávesou *Enter*. [20]

5.7 Tvorba grafického uživatelského prostředí

MATLAB umožňuje různé přístupy ve vytváření grafického uživatelského prostředí. Dnes již zastaralým a nedoporučovaným způsobem je tzv. *GUIDE* (*Graphical User Interface Development Environment*), který představuje nástroj pro vytváření uživatelského rozhraní a aplikací. Nevýhodou prostředí *GUIDE* je fakt, že bude v nejbližších verzích *MATLABu* odstraněn. [23]

Obrázek 12 – Vývojové prostředí *GUIDE*

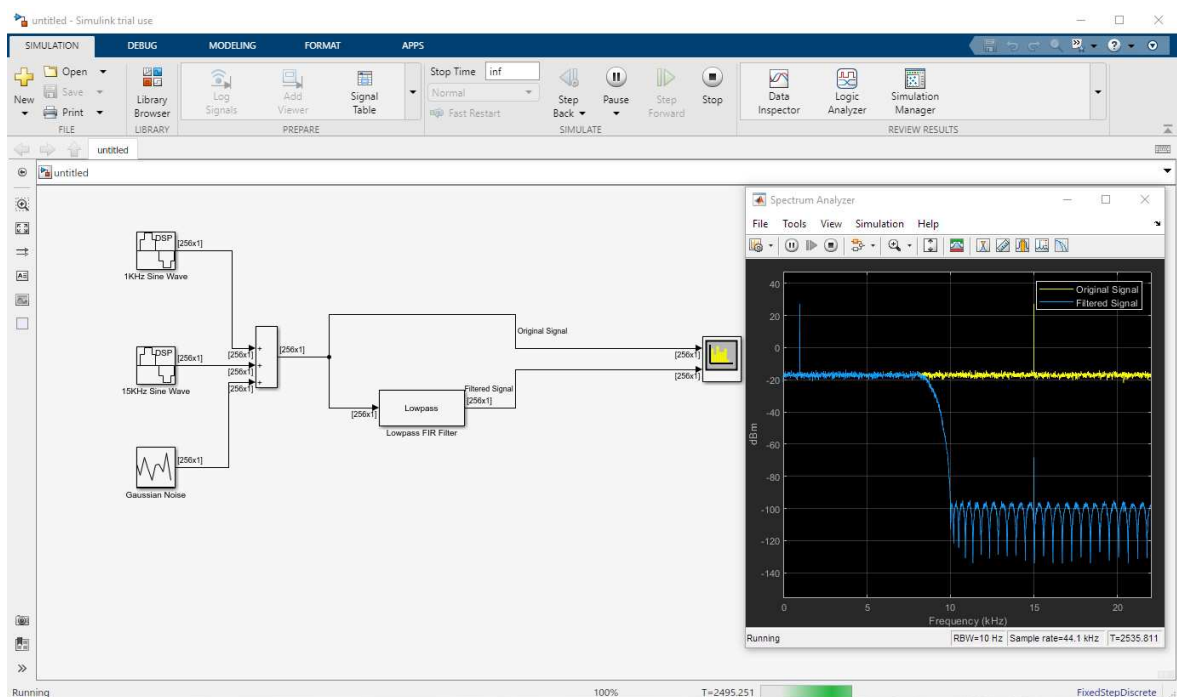
Novějším interaktivním prostředím, které spojuje rozložení grafických prvků a programování samotné aplikace do jedné části je *App Designer*. Toto prostředí skýtá více funkcí, mezi které patří např. vytváření vlastních ikon nebo možnost sdílení webové aplikace a z programátorského hlediska přináší možnost tvorby profesionálních aplikací bez větších znalostí softwarového vývoje. [24]

Obrázek 13 – Vývojové prostředí *App Designer*

Alternativní možností, jak vytvořit grafické uživatelské prostředí, může být čistě programátorský přístup. Uživatel tak bez použití pomocného prostředí napíše kód, jehož výsledkem je spustitelná aplikace. [25]

6 SIMULINK

Patrně jde o jedno z nejrozšířenějších a nejznámějších rozšíření aplikace *MATLAB*. Název pochází z anglického *Simulation and Link*, tedy simulace a spojení. Tento rozšiřující nástroj je využíván pro modelování, simulaci a analýzu dynamických systémů. [20] Vše je zobrazeno v grafickém uživatelském prostředí (viz Obrázek 14).

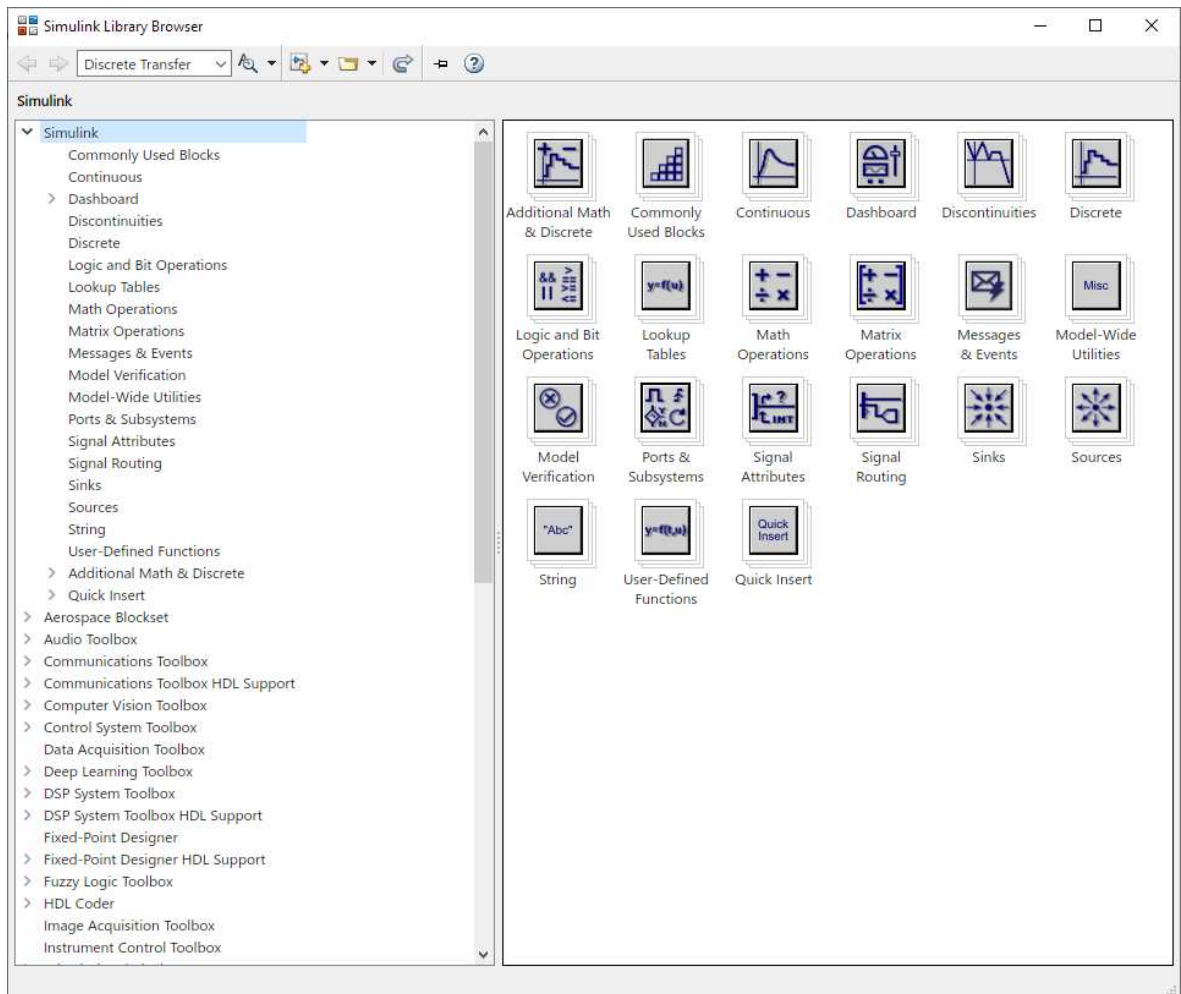


Obrázek 14 – Okno s modelem v *SIMULINKu*

Model je možné složit z předdefinovaných bloků pro lineární i nelineární analýzu systémů. Přechod mezi prostředími *MATLAB* a *SIMULINK* je jednoduchý a umožňuje tak maximální efektivitu. [20]

6.1 Popis prostředí

Spuštění *SIMULINKu* je možné příkazem *simulink* či tlačítkem z nástrojové lišty. Po spuštění si lze zvolit z již vytvořených ukázkových modelů nebo prázdný (nový) model. Po výběru modelu se zobrazí okno, ve kterém je důležitou položkou *Simulink Library Browser* (knihovna funkčních bloků), kde má uživatel k dispozici širokou škálu bloků.



Obrázek 15 – Knihovna funkčních bloků

Mezi základní bloky patří *Constant*, *Sine*, *Cosine*, *Gain*, *Integrator*, *Sum*, *Step*, *State-Space*, *Transfer Fcn*, *Scope*, *Input*, *Output*, *XY Graph*, *Transport Delay* a *Iddata Sink*. [19] Kromě základních bloků jsou k dispozici i bloky pro logické a bitové operace, matematické operace, diskrétní aj.

Parametry jednotlivých bloků lze měnit a upravovat dvojitým kliknutím na daný blok. Po sestavení modelu a přiřazení parametrů lze spustit simulaci tlačítkem *Run* na hlavní liště. Získané výsledky je možné případně exportovat do souboru prostřednictvím příkazového řádku v *MATLABu*.

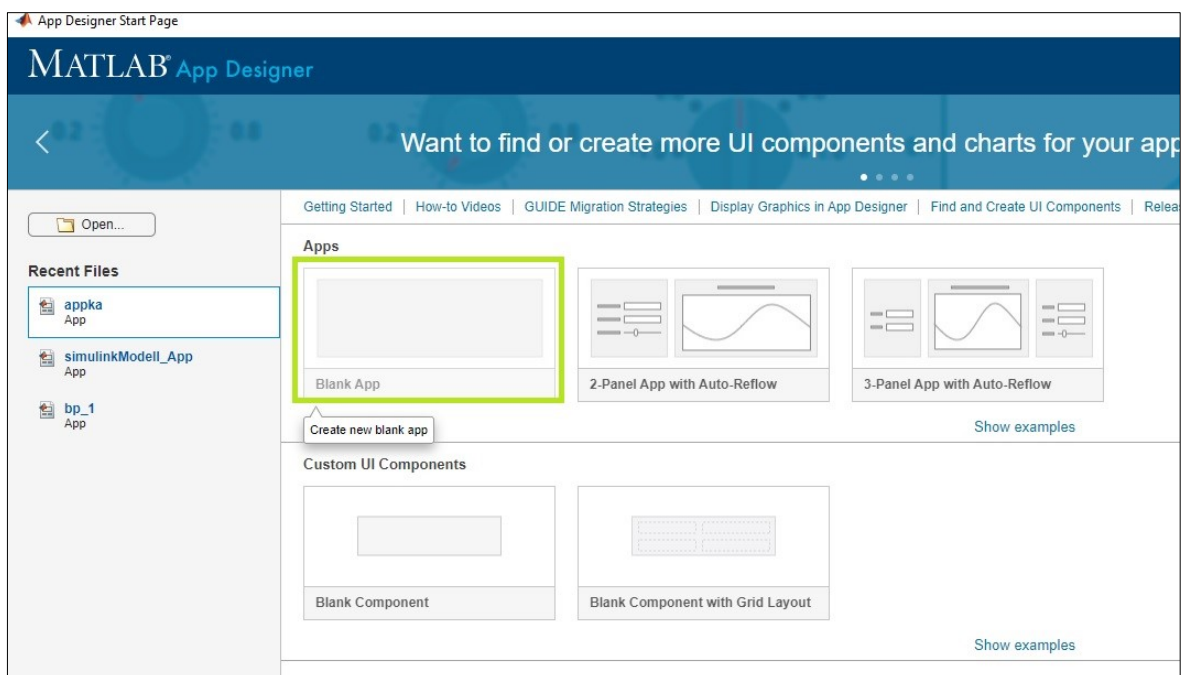
II. PRAKTICKÁ ČÁST

7 GRAFICKÉ UŽIVATELSKÉ PROSTŘEDÍ

Grafické rozhraní pro simulaci vybraných metod nastavení parametrů PID regulátoru bylo vytvořeno v programu *MATLAB* za využití nadstavby *SIMULINK* a prostředí *App Designer*. Interaktivní prostředí *App Designer* bylo zvoleno z důvodu širších možností, které poskytuje např. oproti prostředí *GUIDE* (viz kapitola 5.7). Tvorba vizuální stránky grafického uživatelského prostředí proběhla v *App Designeru* (podrobněji viz kapitola 7.1). Simulace je realizována v *SIMULINKu*, do kterého vstupují hodnoty zadané uživatelem. *SIMULINK* po výpočtu vrací data z regulačního pochodu do *Workspace*. Data jsou následně využita pro vykreslení regulačního děje v grafickém uživatelském rozhraní.

7.1 Práce v prostředí *App Designer* – Design View

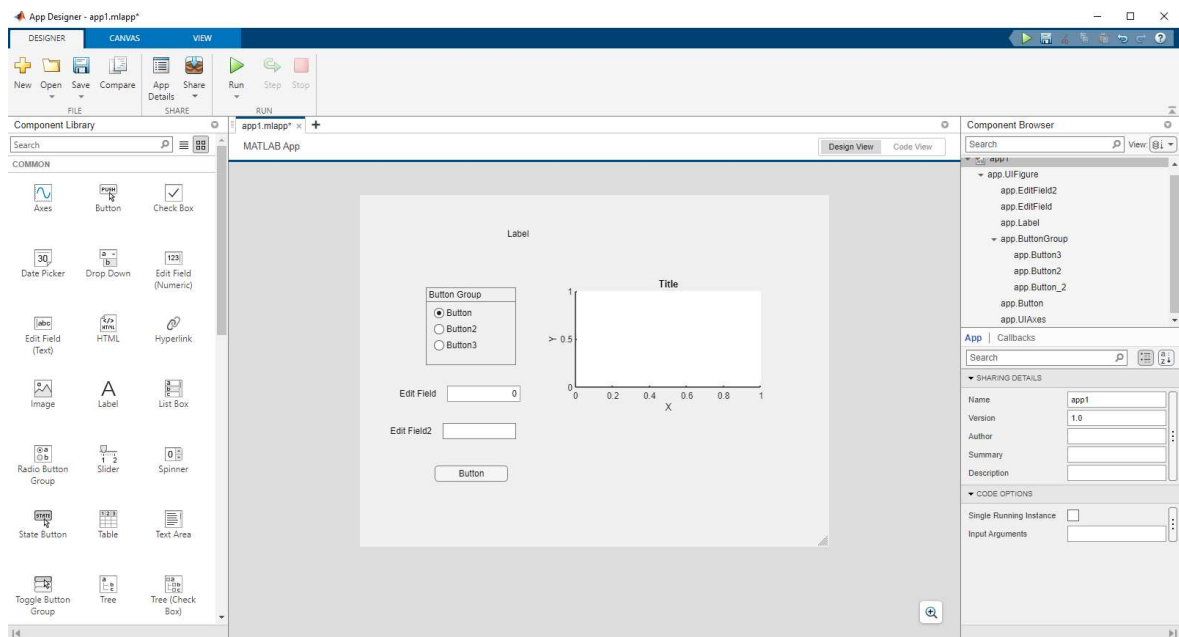
V programu *MATLAB* se lze zadáním příkazu „*appdesigner*“ do *Command Window* dostat do prostředí *App Designer*, kde je následně možnost zvolit „prázdnou aplikaci“ (viz Obrázek 16).



Obrázek 16 – Vytvoření prázdné aplikace v prostředí *App Designer*

Po spuštění lze vidět v levé části obrazovky jednotlivé prvky, které je možné při tvorbě grafického uživatelského prostředí využít (viz Obrázek 13 nebo Obrázek 17). Daný prvek se v aplikaci použije jeho přesunutím do „pracovní plochy“. Prvek se poté objeví i v pravé části obrazovky v tzv. *Component Browseru* (viz Obrázek 17), ve kterém je umožněno

použité prvky přejmenovat a dále s nimi pracovat jako s proměnnými. Jednotlivým prvkům lze po jejich označení nastavit i další vlastnosti týkající se viditelnosti, barvy, písma atd.



Obrázek 17 – Základní prvky prostředí *App Designer* použité pro tvorbu GUI

V této práci je využito prvku *Label* pro nadpis a další „obyčejná“ textová pole, prvku *Button Group* pro výběr z nabízených metod, prvků *Edit Field (Text)* a *Edit Field (Numeric)* pro zadání jednotlivých vstupů a pro zobrazení výstupů, tedy jednotlivých parametrů regulátoru a ukazatelů kvality regulace. *Slider* slouží pro volbu amplitudové a fázové rezervy stability. Tlačítka *Button* se využívá pro zahájení výpočetního algoritmu. V poslední řadě je pro vykreslení regulačního pochodu použit prvek *Axes*.

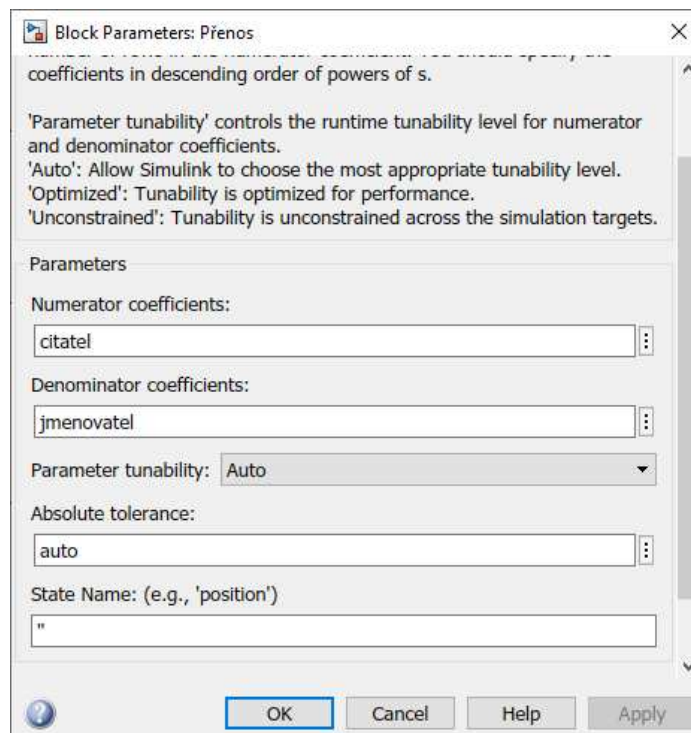
7.2 Schéma v *SIMULINKu*

Jak bylo zmíněno výše, prostředí *SIMULINK* přebírá parametry (viz Obrázek 18) z rozhraní *App Designer*, ze kterých následně vykreslí regulační pochod. Data z regulačního pochodu pak využívá grafické uživatelské prostředí pro vlastní vykreslení tohoto děje.

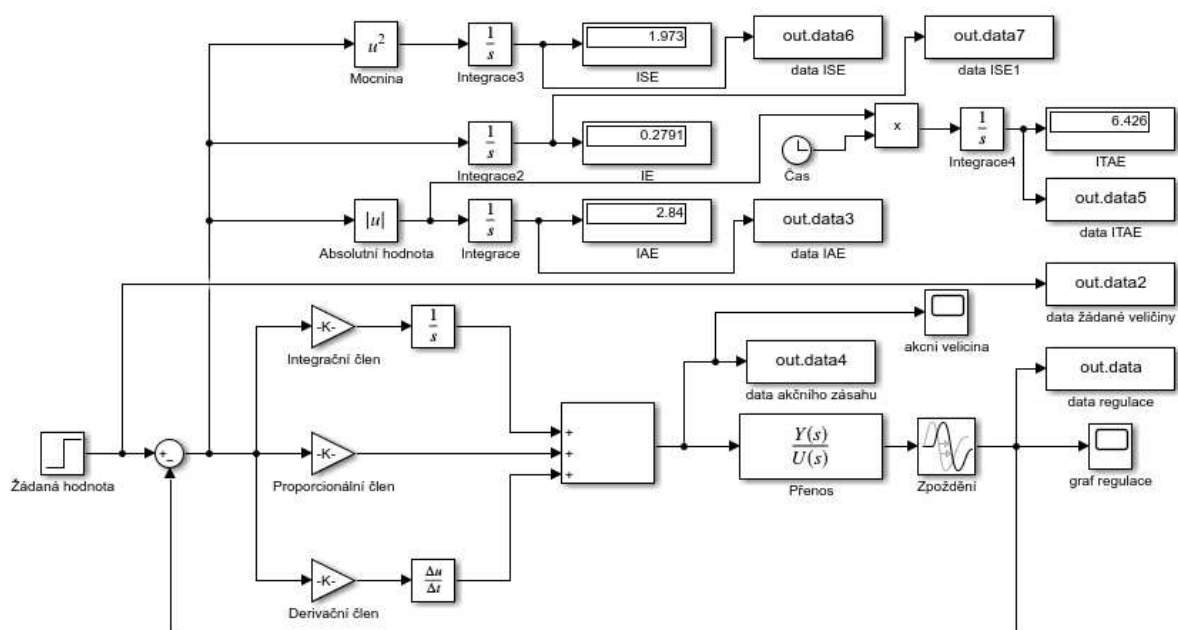
Schéma uzavřeného regulačního obvodu se skládá z několika prvků (viz Obrázek 19). Blok *Step* přivádí na vstup žádanou hodnotu. Skupina prvků představujících PID regulátor přebírá tři parametry („proporcionální, integrační a derivační“). Blok *Transfer Function* představuje přenos systému a přebírá dva parametry z rozhraní *App Designer* – čitatele a jmenovatele přenosu. Blok *Transport Delay* představuje dopravní zpoždění, jehož hodnota je dána volbou v grafickém uživatelském prostředí. Z bloku *Transport Delay* vede zpětná

vazba do součtového, respektive rozdílového členu. Další propojení tohoto bloku je pak s blokem exportujícím data do *Workspace* a s blokem *Scope*, ve kterém se vykresluje regulační pochod. Dále se získávají data pro vykreslení akční veličiny a využívá se bloků pro absolutní hodnotu, integraci a mocniny pro výpočet integrálních kritérií.

PID regulátor je realizován bloky *Gain*, *Integrator* a *Derivative*.



Obrázek 18 – Ukázka předání parametrů čitatele a jmenovatele přenosu



Obrázek 19 – Schéma uzavřeného regulačního obvodu v *SIMULINKu*

7.3 Popis kódu

App Designer poskytuje kromě „*Design View*“ (viz kapitola 7.1) i tzv. „*Code View*“, ve kterém se výsledná aplikace programuje. Mezi těmito okny se lze libovolně přepínat.

Na začátku programu je ošetřena správnost vstupních parametrů. Pro zadaný přenos se kontrolují mimo jiné i imaginární nuly, respektive póly – v případě jejich detekce není uživateli vykreslení regulačního pochodu umožněno.

Jednotlivé algoritmy pro stanovení parametrů regulátoru pro vybrané metody nejsou blíže rozebírány, protože se o matematické vztahy a výpočty, které jsou podrobně popsány v teoretické části práce (viz kapitola 3). Kód aplikace je uveden v příloze.

Vzhledem k tomu, že některé vybrané metody nastavení parametrů PID regulátoru vycházejí z přenosu ve tvaru (3.1) nebo (3.2), je nutné počítat s tím, že uživatel nemusí zadat přenos právě v tomto tvaru. Z toho důvodu je u patřičných metod využito aproximace pro úpravu přenosu do požadovaného tvaru (viz kapitola 4). Konkrétně se využívá aproximace soustavou prvního řádu s dopravním zpožděním – pro metodu Cohen-Coon (viz kapitola 3.1) a metodu vyváženého nastavení (viz kapitola 3.2) a aproximace třibodovou metodou – pro metodu nastavení amplitudové a fázové rezervy stability (viz kapitola 3.3) a metodu požadovaného modelu (viz kapitola 3.5). U metody racionální aproximace zpožďujících členů byla využita aproximace z tabulky.

7.3.1 Aproximace soustavou prvního řádu se zpožděním

Tento způsob aproximace vychází z přechodové charakteristiky, přičemž je pro převod na zmiňovaný tříparametrový model ve tvaru (3.1) důležité získání tří klíčových parametrů (zesílení, časové konstanty a dopravního zpoždění).

V prvním kroku algoritmu dochází k vykreslení přechodové charakteristiky zadaného systému, přičemž se získaná data ukládají do proměnných y a t . Velikost zesílení (k) se stanovuje z ustálené hodnoty přechodové funkce.

```
prenos = tf(citatel, jmenovatel);
prenos.InputDelay = zpozdeni_citatel;
[y, t] = step(prenos);
velikost = length(y);
k = y(velikost); % zesileni
```

Následně je u přechodové funkce kontrolován případný větší překmit, respektive podkmit, který by vedl při aproximaci k značným nepřesnostem.

```
nejvetsi_prekmit = max(y);
nejvetsi_podkmit = min(y);
if (nejvetsi_prekmit >= (k + (1/10)*k))
    message = warndlg('Přechodová charakteristika obsahuje značný
    překmit, aproximace bude nepřesná!', 'Chyba');
    return;
elseif (nejvetsi_podkmit <= (y(1) - (1/10)*k))
    message = warndlg('Přechodová charakteristika obsahuje značný
    podkmit, aproximace bude nepřesná!', 'Chyba');
    return;
end
```

V případě překmitu, respektive podkmitu větším než 10 % je uživatel o této skutečnosti informován a je mu zamezen další postup. Hodnota 10 % byla stanovena experimentálně na základě zkoumání aproximačních průběhů pro různé systémy.

Následně se přistupuje k hledání souřadnic inflexního bodu. K tomu jsou využity funkce *gradient()* a *interp1()* – viz zdrojový kód.

```
d1y = gradient(y,t);
d2y = gradient(d1y,t);
t_infl = interp1(d1y,t,max(d1y));
y_infl = interp1(t, y, t_infl);
inflex_p = y_infl;
```

Dále postup počítá s definováním bodů *A* a *B*, přičemž se body volí tak, jak bylo zmíněno dříve (viz kapitola 4.1). Stanoví se nejdříve horní mez pro bod *B*, která je vypočítána odečtením hodnoty 0,1 od hodnoty zesílení *k*. Časová souřadnice bodu *B* je pak vypočítána jako polovina ze součtu časové souřadnice horní meze a časové souřadnice inflexního bodu. Časová souřadnice bodu *A* je spočítána jako součet časové souřadnice počátečního bodu přechodové funkce a časové souřadnice inflexního bodu podělený dvěma. K časovým souřadnicím jsou patřičně dopočítány souřadnice *y*.

```
for n = 1 : length(y)
    if (y(n) >= (y(length(y)) - 0.1))
        horni_mez_y = y(n);
        horni_mez_t = t(n);
        break;
    end; end
```

```

A_t = (t(1) + t_infl) / 2;
B_t = (t_infl + horni_mez_t) / 2;
A_y = interp1(t, y, A_t);
B_y = interp1(t, y, B_t);

```

Ze znalosti souřadnic bodů A a B je již dle zavedených vztahů (4.3) a (4.4) možné dopočítat zbylé dva parametry – dopravní zpoždění L a časovou konstantu T .

```

L = ((B_t * log(1-(A_y/K)) - A_t * log(1-(B_y/K))) / (log(1-(A_y/K)) -
log(1-(B_y/K)))));
T = (L - A_t) / log(1-(A_y/K));

```

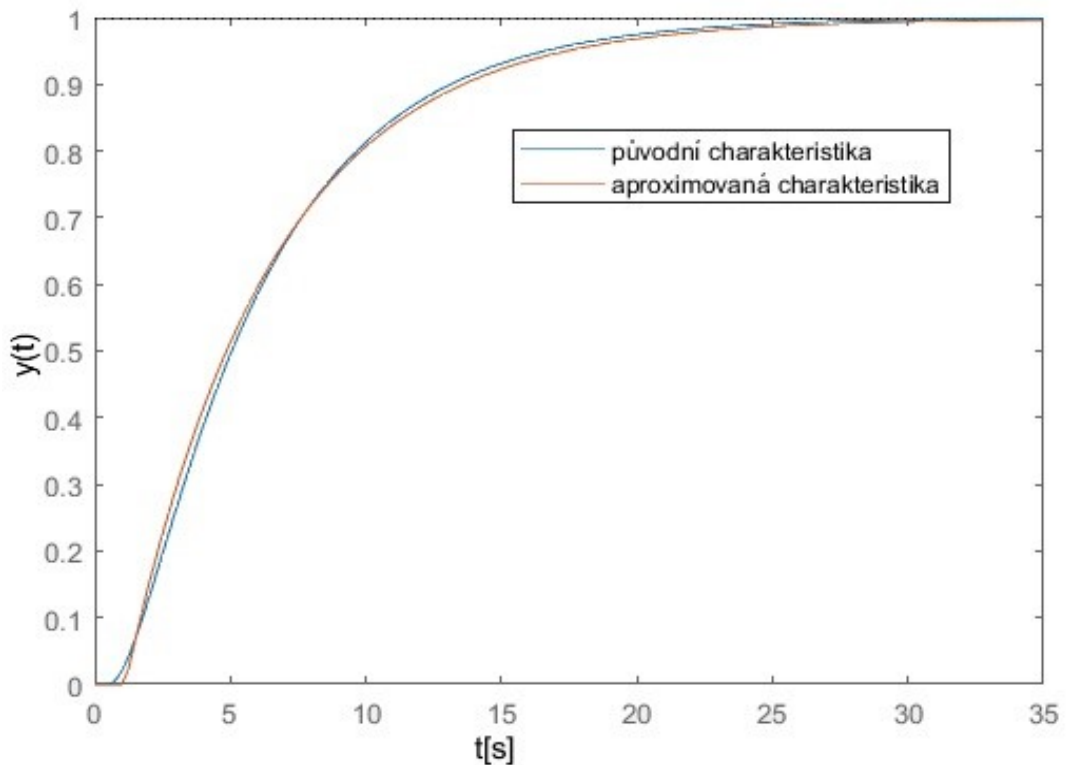
Ukázka aproximace:

Uvažovaný přenos:

$$G_s(s) = \frac{1}{5s^2 + 6s + 1} e^{-0.5}. \quad (7.1)$$

Uvažovaný přenos byl aproximován soustavou prvního řádu s dopravním zpožděním a dosaženo bylo následujícího výsledku:

$$G_{approx}(s) = \frac{0,9984}{5,38s + 1} e^{-1,12}. \quad (7.2)$$



Obrázek 20 – Aproximace soustavou prvního řádu se zpožděním

7.3.2 Aproximace třibodovou metodou

Podobně jako u metody aproximace soustavou prvního řádu se zpožděním (viz kapitola 4.1), i tato metoda vychází z přechodové charakteristiky. Cílem je obdržet přenos systému ve tvaru (3.2). Na začátku je opět vykreslena přechodová charakteristika zadaného přenosu a její data jsou uložena do proměnných y a t . Zjištění velikosti zesílení (k) i ošetření překmitu, respektive podkmitu probíhá stejným způsobem jako bylo uvedeno v předchozí podkapitole.

Další krok spočívá v určení časových konstant pro 9 %, 26 % a 70 % ustálené hodnoty odezvy systému.

```
hodnota_9_y = 0.09 * k;
pomocna = 1;
```

Nejdříve se do proměnné $hodnota_9_y$ uloží hodnota 9 % ze zesílení k a pomocná proměnná se nastaví na hodnotu 1.

```
for n = 1 : velikost
    if (abs(hodnota_9_y - y(n))) < pomocna
        pomocna = abs(hodnota_9_y - y(n));
        hledana_9_n = n;
    end
end
```

Následně se cyklem prochází pole s hodnotami uloženými v proměnné y , přičemž se hledá nejbližší záznam k hodnotě uložené v proměnné $hodnota_9_y$. Tento záznam je uložen do pomocné proměnné a index, na kterém se hodnota nachází je uložen do proměnné $hledana_9_n$. Stejným způsobem se postupuje i pro určení 26 % a 70 % ustálené hodnoty (proměnné $hledana_26_n$ a $hledana_70_n$).

Ze zavedených vztahů (4.5) a (4.6) lze dopočítat dopravní zpoždění L a koeficienty B a C .

```
L = 2 * t(hledana_9_n) - t(hledana_26_n);
B = 0.83 * t(hledana_70_n) - 0.24 * t(hledana_26_n) + 0.48 *
t(hledana_9_n) - L;
C = 4 * ((t(hledana_26_n)-t(hledana_9_n)) * (t(hledana_26_n)-
t(hledana_9_n)));
```

Ze znalosti koeficientů B a C se v závěru dopočítají časové konstanty T_1 a T_2 .

```
T_1 = (B + sqrt((B*B) - 4 * C)) / 2;
T_2 = (B - sqrt((B*B) - 4 * C)) / 2;
```

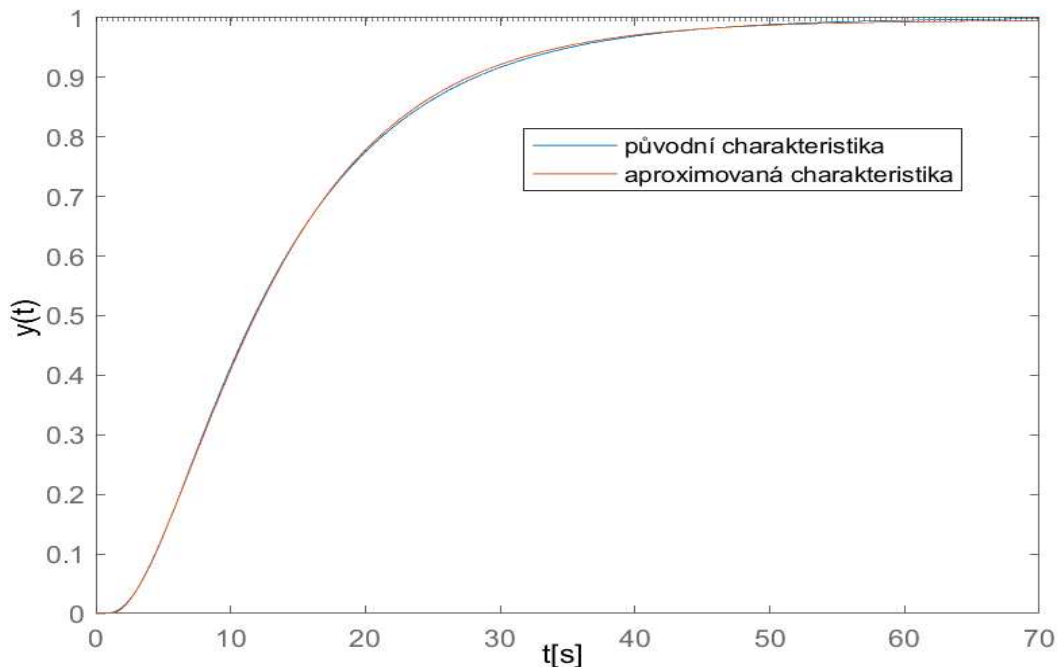
Ukázka aproximace:

Uvažovaný přenos:

$$G_s(s) = \frac{1}{30s^3 + 43s^2 + 14s + 1} e^{-0.5}. \quad (7.3)$$

Uvažovaný přenos byl aproximován soustavou prvního řádu s dopravním zpožděním a dosaženo bylo následujícího výsledku:

$$G_{approx}(s) = \frac{0,996}{36,95s^2 + 13,15s + 1} e^{-1,11s}. \quad (7.4)$$



Obrázek 21 – Aproximace třítbodovou metodou

7.3.3 Přímá aproximace

Tato metoda byla využita u metody racionální aproximace zpožďujících členů, kde se nejdříve provádí Padé aproximace, čímž vznikne nový přenos (již bez zpožďujících členů), který je převáděn právě touto metodou na tvar (3.2), jenž je možné použít pro metodu požadovaného modelu (viz kapitola 3.5).

Nejdříve se stejným způsobem jako v předchozích metodách získá zesílení k . Zesílení zde určíme z charakteristiky získané Padé aproximací.

```
[y, t] = step(pade_prechodova_funkce);
velikost = length(y);
k = y(velikost); % zesileni
```

Poté je separován čítec a jmenovatel přenosu Padé aproximace. Ze jmenovatele jsou určeny kořeny (póly) polynomu, ze kterých jsou stanoveny časové konstanty T_1, T_2, \dots, T_n , které jsou následně uloženy do proměnné koreny.

```
[ci jm] = tfdata(pade_prechodova_funkce, 'v');
koreny = roots(abs(jm));
koreny = abs(koreny);
for n = 1:length(koreny)
    koreny(n) = 1/koreny(n); end
```

Pole obsahující póly přenosu je seřazeno od největšího po nejmenší specifikujícím příkazem 'descend' a následně se vypočítá souhrnná časová konstanta T_x – ta se stanoví sečtením všech časových konstant kromě té největší (T_1).

```
koreny = sort(koreny, 'descend');
```

```
Tx = 0;
for n = 2:length(koreny)
    Tx = Tx + koreny(n);
end
```

Po tomto kroku je získán přenos v požadovaném tvaru a může se přistoupit k aplikaci metody požadovaného modelu, čímž jsou získány parametry regulátoru.

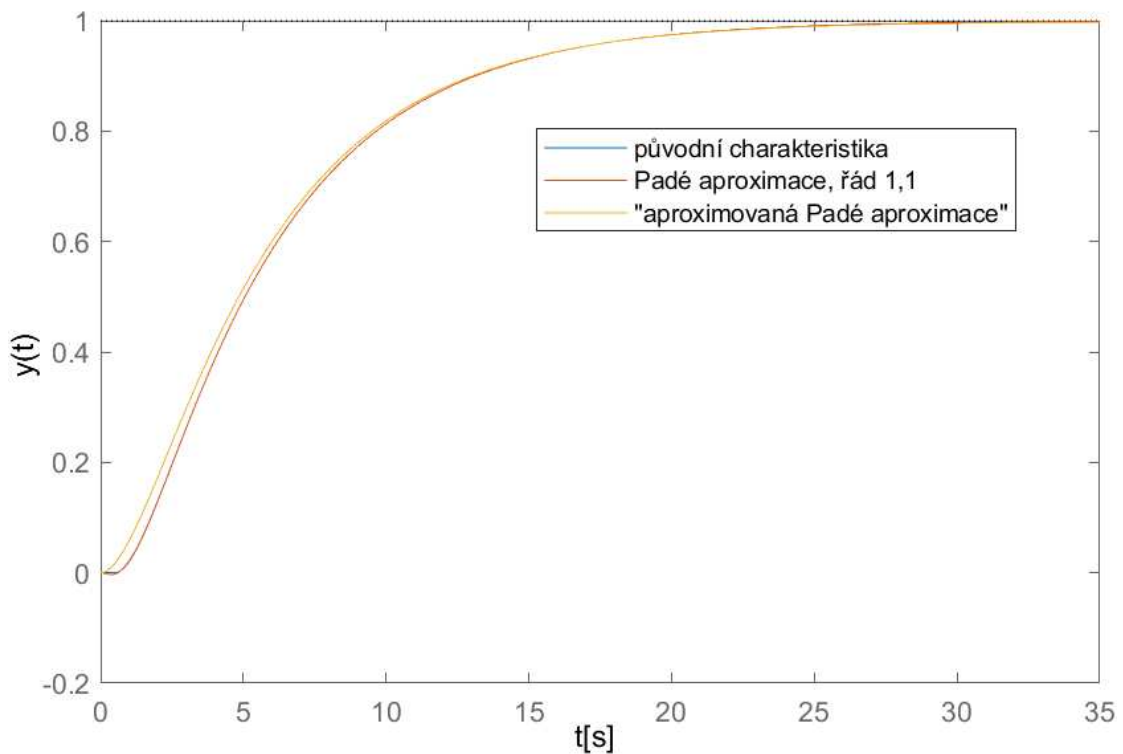
Ukázka aproximace:

Aproximací přenosu (7.1) byl získán následující výsledný průběh (viz Obrázek 22), přičemž přenos po Padé aproximaci 1. řádu (1, 1) vypadal následovně:

$$G_s(s) = \frac{-s + 4}{5s^3 + 26s^2 + 25s + 4}. \quad (7.5)$$

Po aplikaci přímé aproximace byl získán přenos ve tvaru:

$$G_{approx}(s) = \frac{0,9984}{6,25s^2 + 6,25s + 1}. \quad (7.6)$$

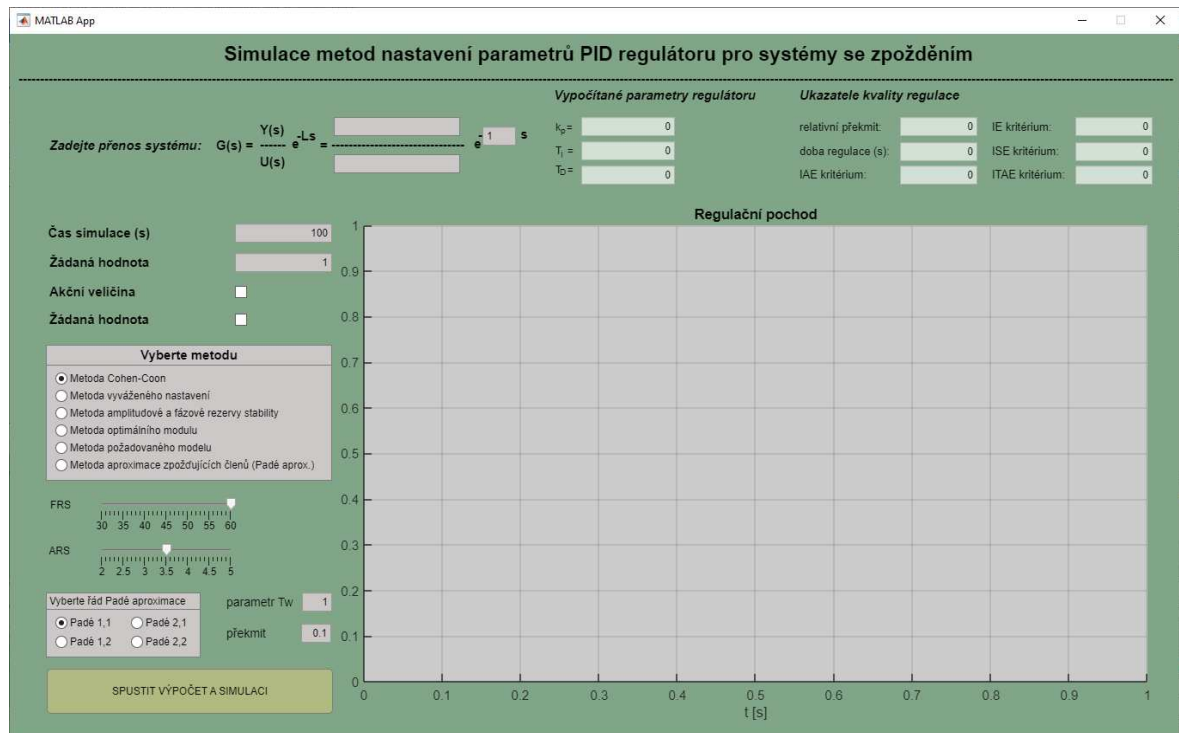


Obrázek 22 – Aproximace přímou metodou

7.4 Popis a ovládání vytvořeného prostředí

Obsluha vytvořené aplikace je velice jednoduchá. První krok spočívá v zadání přenosu systému se zpožděním. Čítec a jmenovatel přenosu se zadává do vyznačených textových polí. Pro čítec i jmenovatel platí, že se zadávají pouze jednotlivé koeficienty přenosu, které se oddělují mezerou či čárkou. Např. pro systém $G_s(s) = \frac{2s-1}{6s^2+5s+1}$ bude do textového pole představujícího čítec přenosu zadáno: „2 1“ a do textového pole představujícího jmenovatel přenosu se zadá: „6 5 1“. Ekvivalentní zápis je možný s použitím hranatých závorek. V případě špatného zápisu čítele nebo jmenovatele systému nebude uživateli umožněno pokračovat a bude o této skutečnosti upozorněn prostřednictvím chybové hlášky. Upozorněn bude i v případě zadání nedostatečného množství parametrů přenosu.

Zpoždění přenosu se zadává do číselného pole, ve kterém je přednastavena hodnota 1. Toto pole taktéž nesmí zůstat prázdné a povoluje zadání číselných hodnot v rozsahu $(0; +\infty)$. Do pole se žádanou hodnotou se zadává číselný parametr, který je po spuštění aplikace automaticky nastaven na hodnotu 1. Prostředí umožňuje měnit čas regulace, který je předem nastaven na hodnotu 100 s a lze také zvolit vykreslení žádané, popřípadě akční veličiny.



Obrázek 23 – Výsledné grafické uživatelské prostředí

V tabulce pro výběr metody je na výběr z celkem šesti metod pro seřízení PID regulátoru, které uživatel může použít. Tlačítko „SPUSTIT VÝPOČET A SIMULACI“ slouží k potvrzení zadaných vstupů, na základě kterých dojde k výpočtu jednotlivých parametrů PID regulátoru, které se zobrazí do příslušných polí (viz „Vypočítané parametry regulátoru“ - Obrázek 23) a vykreslí se graf regulačního pochodu. Zároveň se do příslušných polí (viz „Ukazatele kvality regulace“ - Obrázek 23) zobrazí ukazatele kvality regulace (doba regulace, relativní překmit a integrální kritéria).

Hodnoty překmitu se využívá pouze u metody požadovaného modelu (viz kapitola 3.5) a hodnot amplitudové (ARS) a fázové rezervy stability (FRS) se využívá u metody nastavení amplitudové a fázové rezervy stability (viz kapitola 3.3). Amplitudová rezerva stability se doporučuje volit z rozsahu $\langle 2; 5 \rangle$ a fázová rezerva stability ve stupních v rozsahu $\langle 30; 60 \rangle$. [10]

Metoda racionální aproximace zpoždujících členů, kde je využita Padé aproximace a následně metoda požadovaného modelu, umožňuje nastavit řád aproximace a parametr T_W (požadovaná časová konstanta regulačního obvodu), kterým lze ladit průběh regulačního pochodu a který se volí v závislosti na dynamice řízeného systému.

8 SIMULACE VYBRANÝCH METOD

Ve vytvořeném grafickém uživatelském prostředí byly otestovány všechny naprogramované metody nastavení parametrů PID regulátoru pro vybrané přenosy (8.1) až (8.3). Každá metoda byla porovnávána zvlášť, protože vzhledem k množství dodatečných stavitelných parametrů u jistých metod (metoda požadovaného modelu, metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy a metoda racionální aproximace zpožďujících členů) bylo porovnávání více metod v jednom grafu složité a nesrozumitelné. U každé metody byla snaha znázornit vliv stavitelných parametrů na regulační pochod. V simulacích byly použity systémy prvního, druhého a třetího řádu s různými časovými zpožděními.

V grafech je oranžovou (respektive červenou) barvou znázorněna žádaná hodnota, která je po celou dobu simulací nastavena na hodnotu 1. Modrou barvou jsou znázorněny regulační pochody, s výjimkou srovnávacích grafů, ve kterých jsou od sebe regulační pochody jednotlivých metod nastavení regulátoru barevně odlišeny. Žlutá barva značí průběh akční veličiny – opět platí výjimka značení v grafech, ve kterých vystupuje více průběhů této veličiny.

Vyhodnoceny jsou i některé ukazatele kvality regulace (doba regulace - T_R , relativní překmit - κ_r , a integrální kritérium IAE).

Testované systémy (přenosy):

Systém 1:

$$G_s(s) = \frac{1}{6s + 1} e^{-1,5s}. \quad (8.1)$$

Systém 2:

$$G_s(s) = \frac{5}{s^2 + 2s + 1} e^{-s}. \quad (8.2)$$

Systém 3:

$$G_s(s) = \frac{5s + 6}{10s^3 + 49s^2 + 38s + 8} e^{-2s}. \quad (8.3)$$

8.1 Metoda Cohen-Coon

První testovanou metodou pro řízené systémy (8.1) až (8.3) byla metoda Cohen-Coon. Pouze u prvního systému (8.1) nebyla prováděna aproximace, protože tento systém se již nachází v požadovaném tvaru. U zbylých dvou řízených systémů se nejdříve provedla aproximace soustavou prvního řádu se zpožděním a až poté došlo k aplikaci metody a byly tak dopočítány parametry regulátoru.

Vypočítané parametry regulátoru, tvary systémů (přenosů) po aproximaci a ukazatele kvality regulace jsou uvedeny v tabulkách níže (viz Tabulka 10 a Tabulka 11).

Metoda byla testována pro řízené systémy různých řádů a na všech grafech (viz Obrázek 24 až Obrázek 26) si lze povšimnout kmitavého regulačního průběhu, který splňuje charakteristickou vlastnost metody Cohen-Coon – tedy amplituda druhého kmitu je zhruba čtvrtinová oproti amplitudě prvního kmitu.

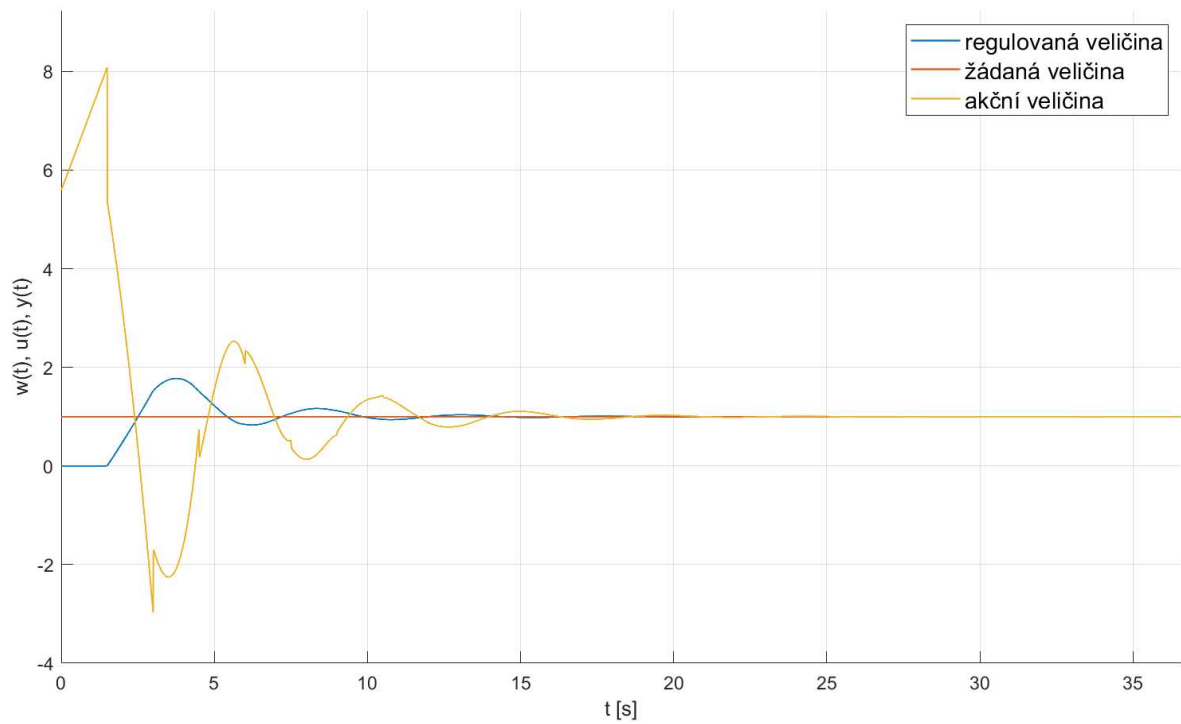
Tabulka 10 – Vypočítané parametry regulátoru – metoda Cohen-Coon

Systém	k_p	T_I	T_D	aproximace systému (přenosu)
Systém 1	5,583	3,35	0,5217	-
Systém 2	0,362	2,534	0,4262	$G_s(s) = \frac{2,995}{5,25s + 1} e^{-1,13s}$
Systém 3	3,139	4,714	0,7757	$G_s(s) = \frac{0,7497}{3,754s + 1} e^{-2,3791s}$

Tabulka 11 – Ukazatele kvality regulace – metoda Cohen-Coon

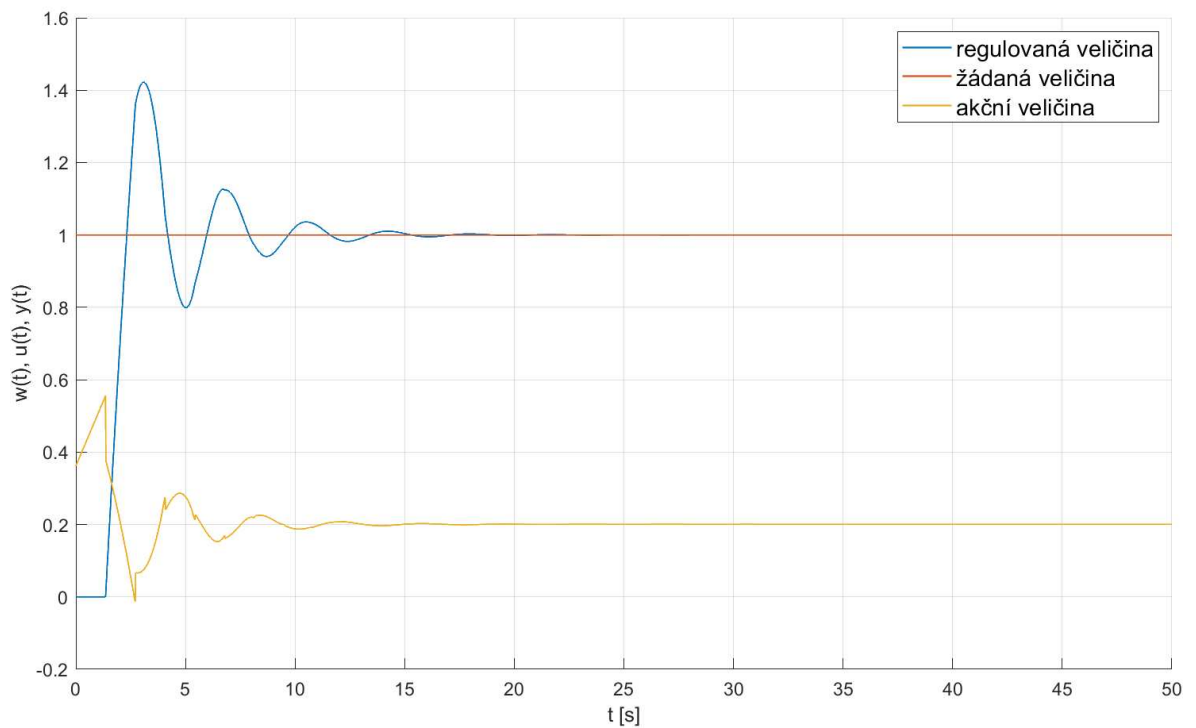
Systém	T_R	κ_r	IAE
Systém 1	11,23	0,7761	4,066
Systém 2	9,03	0,4218	2,869
Systém 3	16,34	0,5246	5,418

Systém 1:

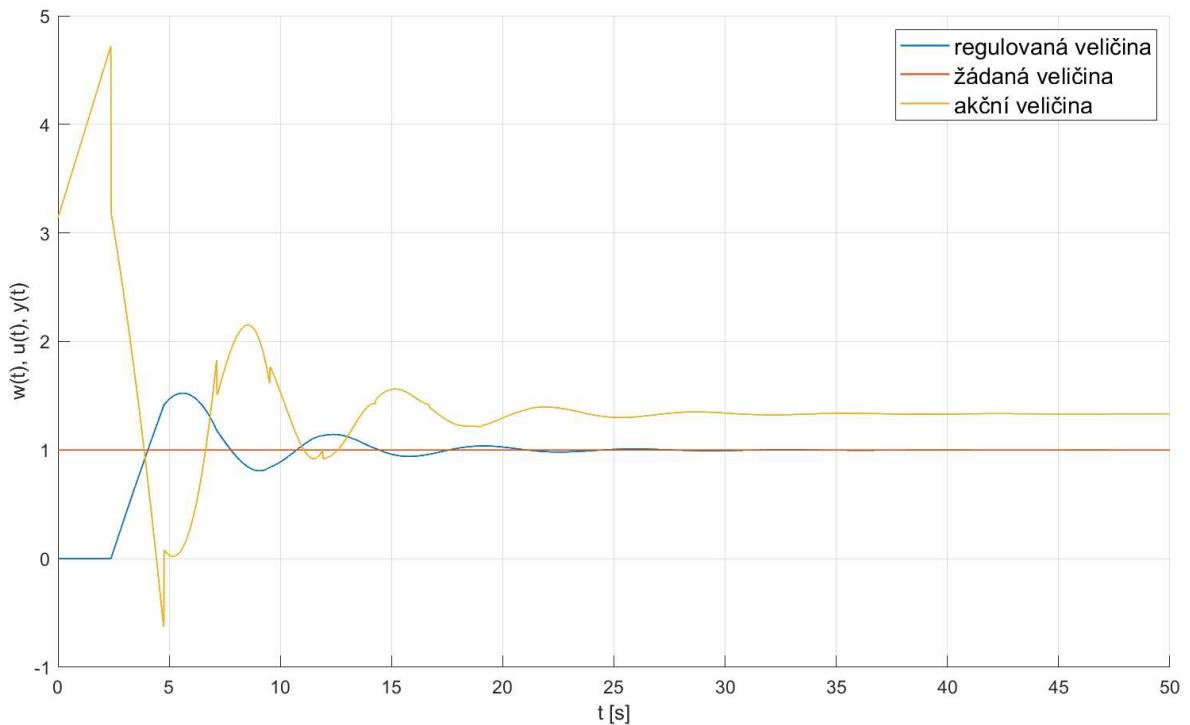


Obrázek 24 – Regulační pochod – metoda Cohen-Coon (Systém 1)

Systém 2:



Obrázek 25 – Regulační pochod – metoda Cohen-Coon (Systém 2)

Systém 3:

Obrázek 26 – Regulační pochod – metoda Cohen-Coon (Systém 3)

8.2 Metoda vyváženého nastavení

Další testovanou metodou pro řízené systémy (8.1) až (8.3) byla metoda vyváženého nastavení. Systém 1 (8.1) odpovídá tříparametrovému modelu, ze kterého metoda vychází a nebylo tak potřeba provádět aproximaci. Pro ostatní testované systémy musela být aproximace použita.

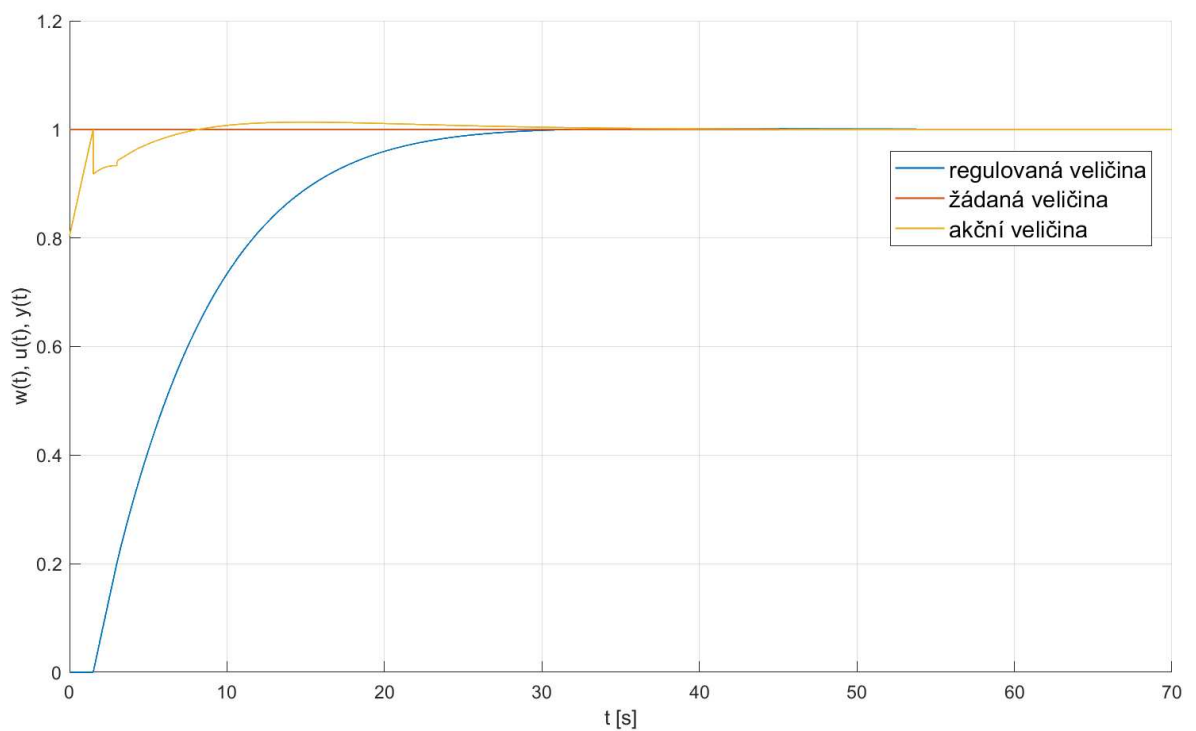
Vypočítané parametry regulátoru a ukazatele kvality regulace jsou uvedeny v tabulce níže (viz Tabulka 12). Tvary přenosů po aproximaci nebyly uváděny, protože jsou totožné s přenosy uvedenými v předchozí metodě (viz Tabulka 10).

Metoda vyváženého nastavení vykazuje ve všech případech nekmitavý (aperiodický) charakter, jenž je této metodě zcela vlastní, protože zajišťuje minimální překmit. Průběh regulačního pochodu k žádané hodnotě je tak velmi plynulý.

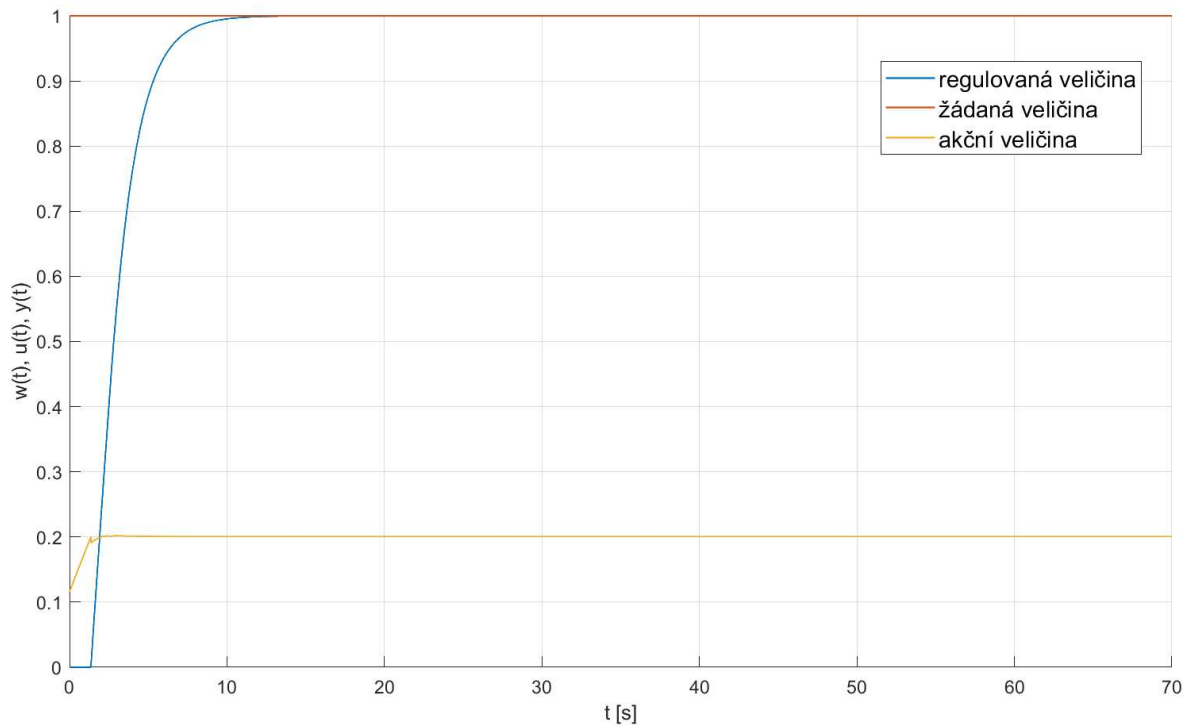
Tabulka 12 – Vypočítané parametry regulátoru a ukazatele kvality regulace – metoda vyváženého nastavení

System	k_p	T_I	T_D	T_R	κ_r	IAE
System 1	0,8038	6,147	0,7684	19,02	0,0016	7,701
System 2	0,1162	1,866	0,2333	6,38	0	3,221
System 3	0,8503	4,185	0,5231	14,01	0,0004	6,573

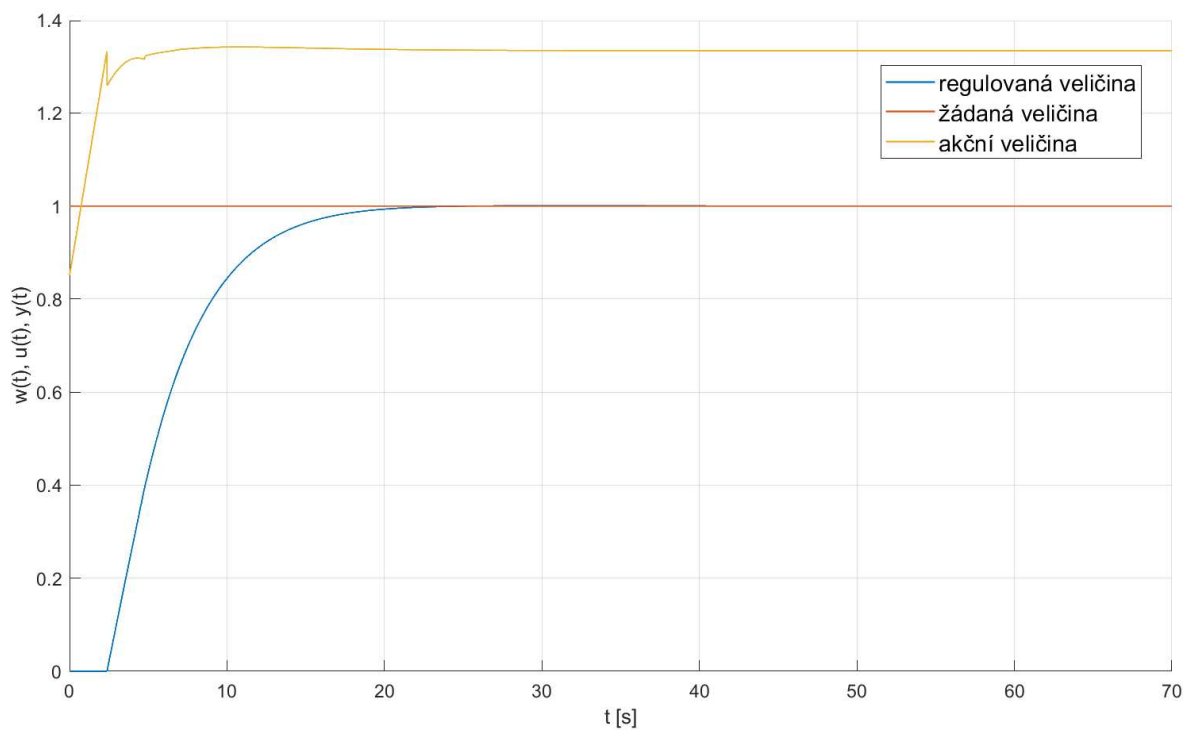
System 1:



Obrázek 27 – Regulační pochod – metoda vyváženého nastavení (System 1)

Systém 2:

Obrázek 28 – Regulační pochod – metoda vyváženého nastavení (Systém 2)

Systém 3:

Obrázek 29 – Regulační pochod – metoda vyváženého nastavení (Systém 3)

8.3 Metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability

Tato metoda umožňuje volbu amplitudové a fázové rezervy stability (ARS a FRS). Metoda byla otestována pro řízené systémy (8.2) a (8.3) pro různé nastavení obou stavitelných parametrů.

Tvary řízených systémů po aproximaci, vypočítané parametry regulátoru a ukazatele kvality regulace jsou uvedeny níže (viz Tabulka 13 až Tabulka 15).

Tabulka 13 – Tvary systémů po aproximaci (a)

Systém	Aproximace systému (přenosu)
Systém 2	-
Systém 3	$G_s(s) = \frac{0,7497}{3,393s^2 + 4,238s + 1} e^{-1,84s}$

Tabulka 14 – Vypočítané parametry regulátoru – metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability

ARS	FRS	Systém 2			Systém 3		
		k_p	T_I	T_D	k_p	T_I	T_D
3	30	0,0916	1,344	1	2,322	0,7538	1,111
3	45	0,0982	1,184	1	1,125	0,4158	1,072
3	60	0,1047	1	1	1,2	0,3158	1,072
2,1	60	0,1628	0,699	1	1,866	0,1526	1,072
3,5	60	0,0884	1,046	1	1,014	0,3407	1,072
5	60	0,0611	1,085	1	0,7002	0,3619	1,072

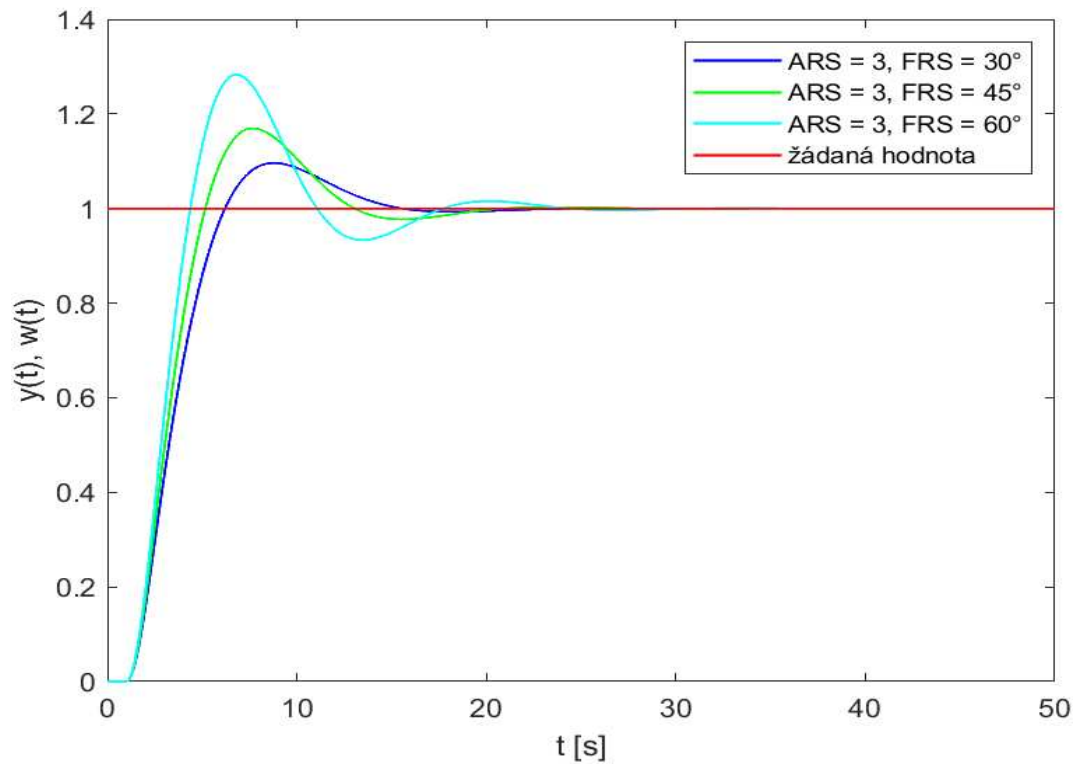
Tabulka 15 – Ukazatele kvality regulace – metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability

ARS	FRS	Systém 2			Systém 3		
		T_R	κ_r	IAE	T_R	κ_r	IAE
3	30	11,89	0,096	3,919	54,04	0,446	15,91
3	45	11,35	0,170	3,986	99,23	0,643	23,44
3	60	15,04	0,283	4,327	1942	0,9682	407,5
2,1	60	32,69	0,777	8,447	-	-	-
3,5	60	11,39	0,201	4,211	136,7	0,737	31,8
5	60	13,03	0,080	4,439	55,57	0,419	15,75

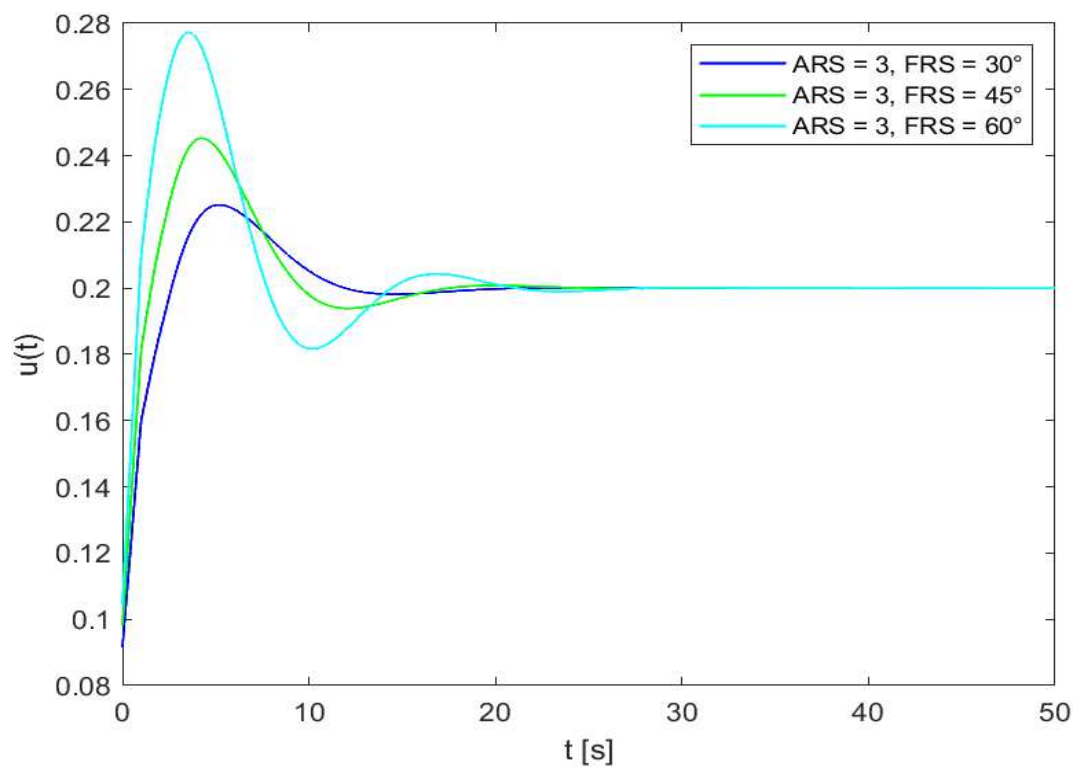
Pro systém 2 (8.2) i pro systém 3 (8.3) lze říci, že vyšší hodnota fázové rezervy stability přináší větší překmit (viz Obrázek 30 a Obrázek 34) a naopak volbou vyšší hodnoty amplitudové rezervy stability je překmit minimalizován (viz Obrázek 32 a Obrázek 36).

U systému 3 je pro nastavení $ARS = 3$ a $FRS = 60^\circ$ průběh velice kmitavý a k ustálení dojde až za velmi dlouhou dobu. Pro tentýž systém a nastavení hodnoty $ARS = 2,1$ je regulátor zcela nepoužitelný – z tohoto důvodu není v grafu vykreslen.

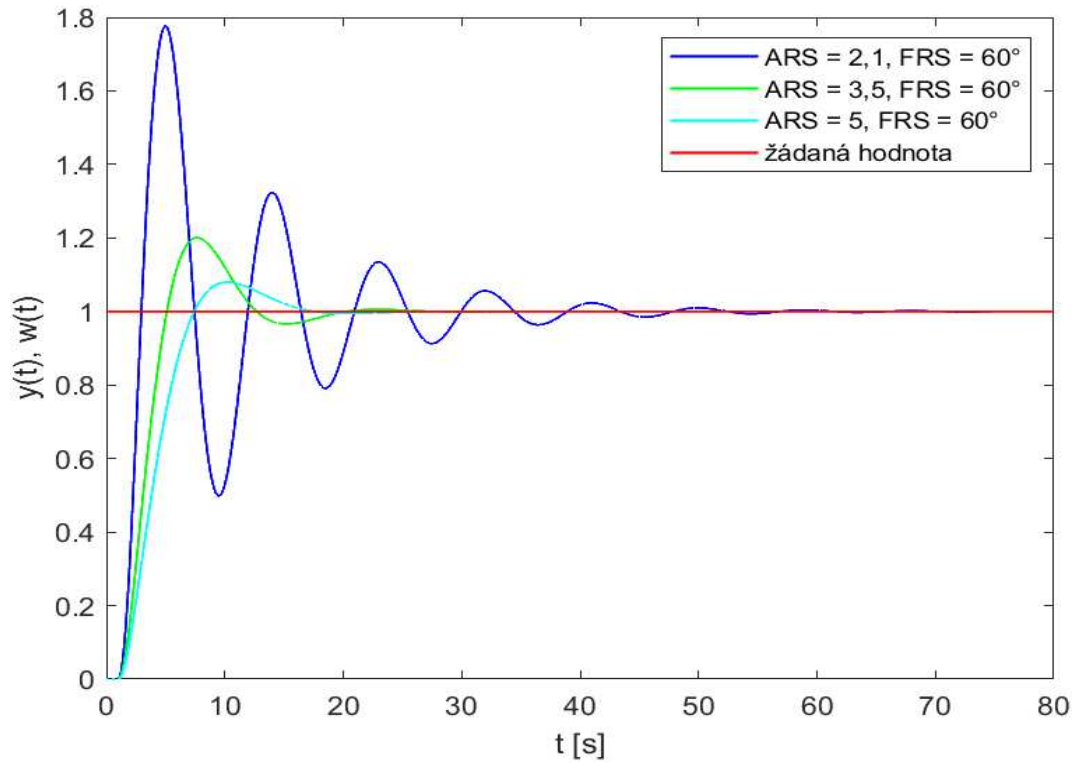
Systém 2:



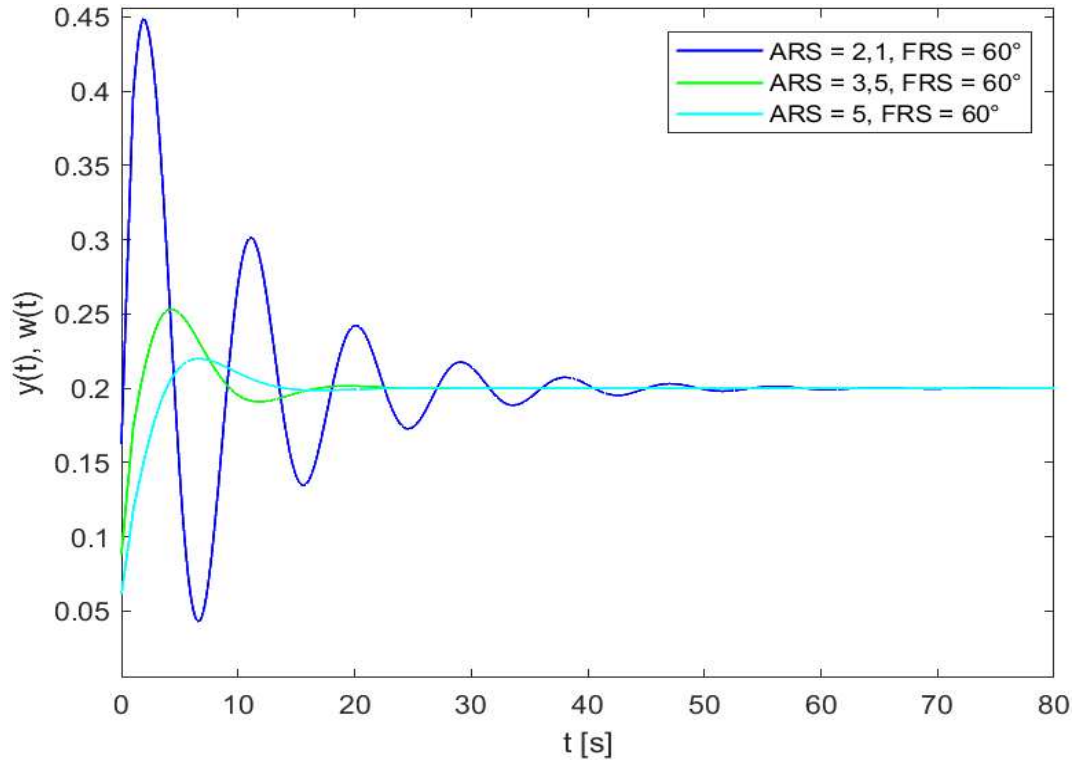
Obrázek 30 – Regulační pochod – metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability (Systém 2) (a)



Obrázek 31 – Průběh akční veličiny – metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability (Systém 2) (a)

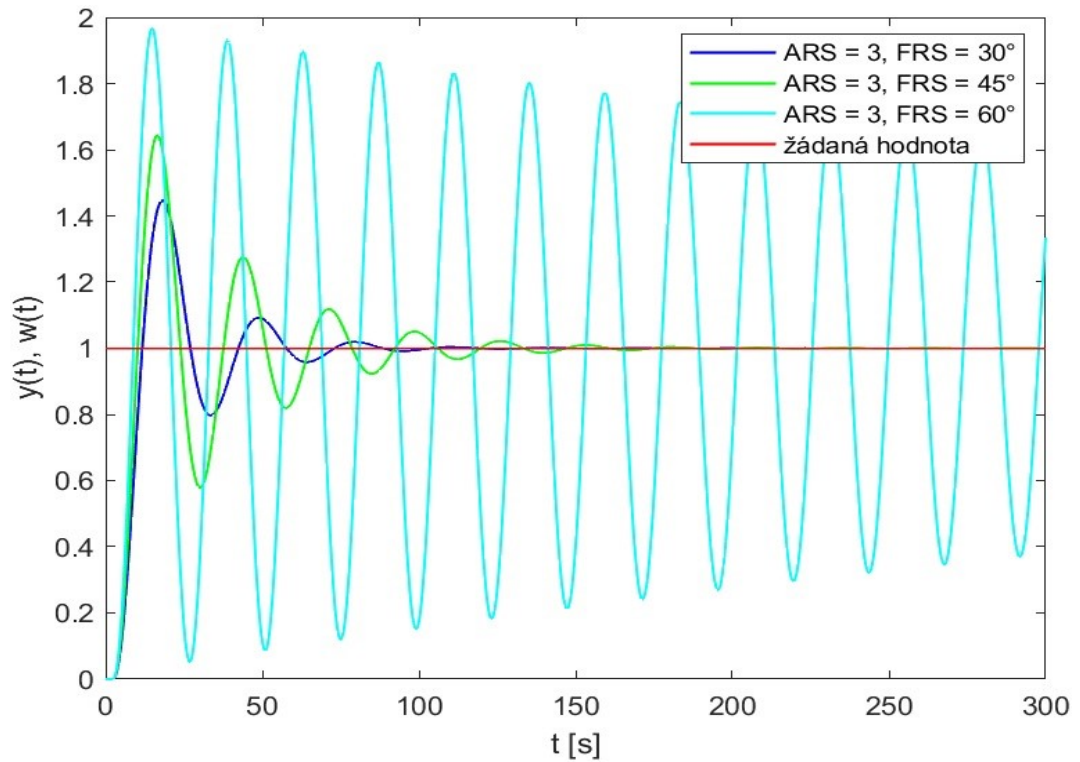


Obrázek 32 – Regulační pochod – metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability (System 2) (b)

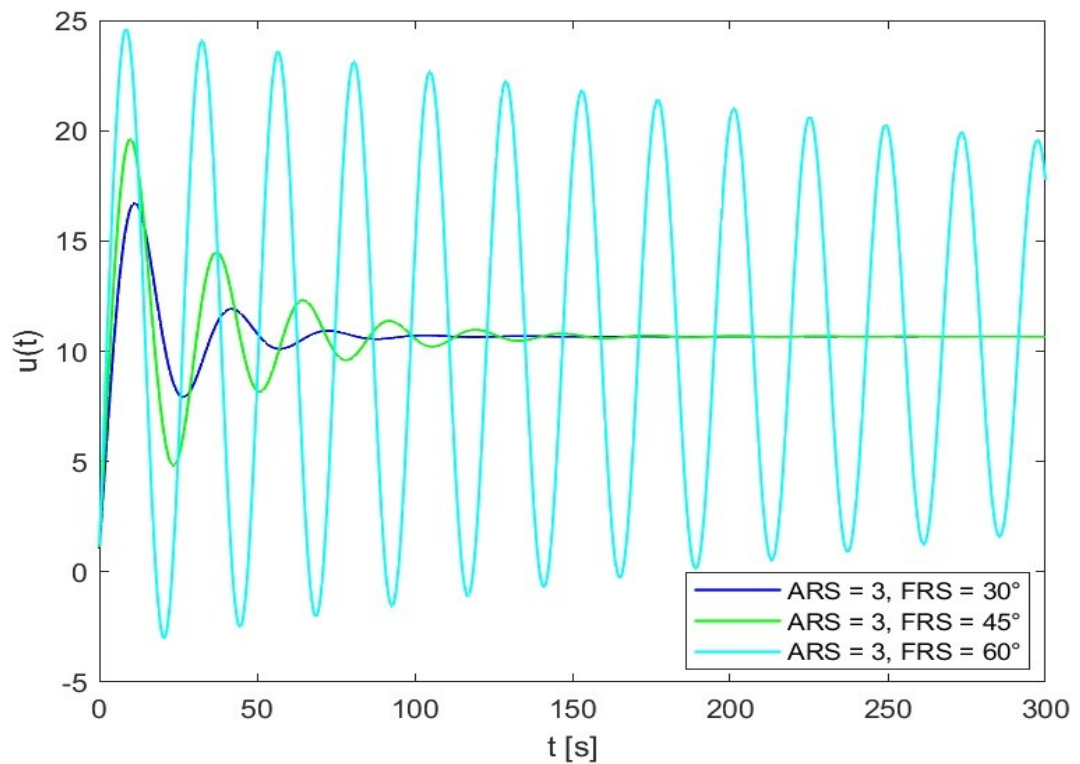


Obrázek 33 – Průběh akční veličiny – metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability (System 2) (b)

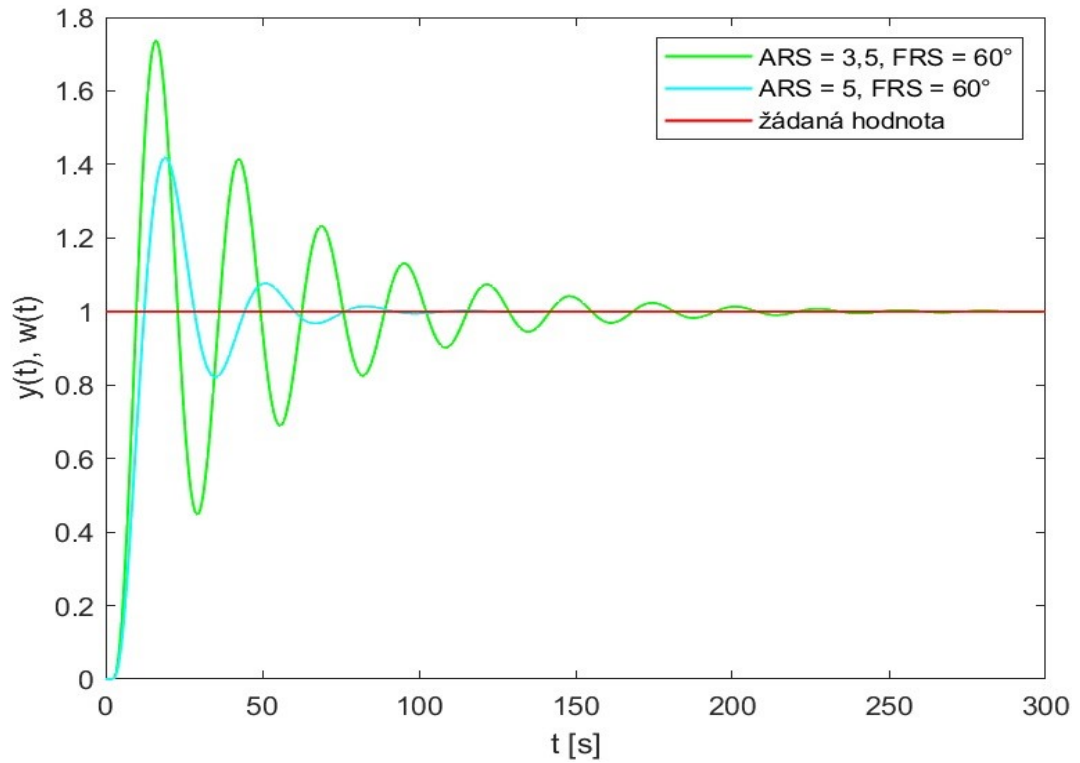
System 3:



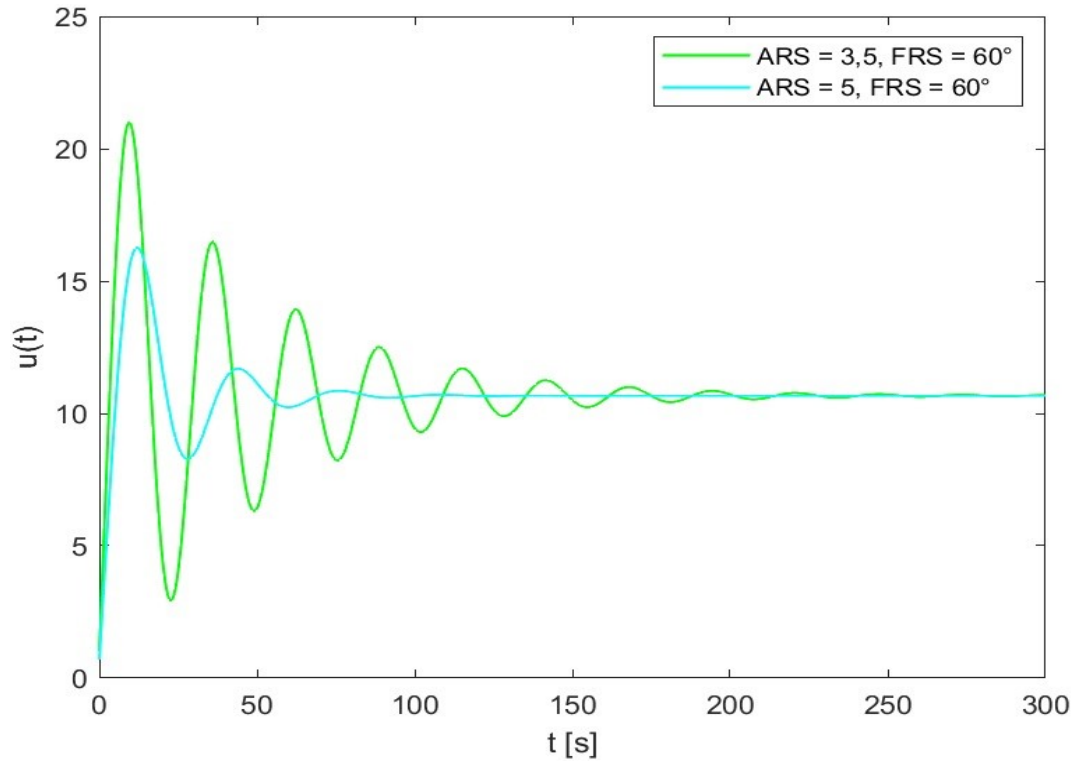
Obrázek 34 – Regulační pochod – metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability (System 3) (a)



Obrázek 35 – Průběh akční veličiny – metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability (System 3) (a)



Obrázek 36 – Regulační pochod – metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability (System 3) (b)



Obrázek 37 – Průběh akční veličiny – metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability (System 3) (b)

8.4 Metoda optimálního modulu

Metoda optimálního modulu byla aplikována na systémy (8.2) a (8.3). Podstata metody spočívá v tom, že volbou parametrů se směřuje k co nejploššímu tvaru amplitudové frekvenční charakteristiky. Plochého tvaru se dosahuje splněním identit (3.9), přičemž implementovaný algoritmus počítá derivaci nejvýše šestého řádu. Výsledkem druhé, čtvrté a šesté derivace jsou tři rovnice, jejichž neznámé představují hledané parametry regulátoru.

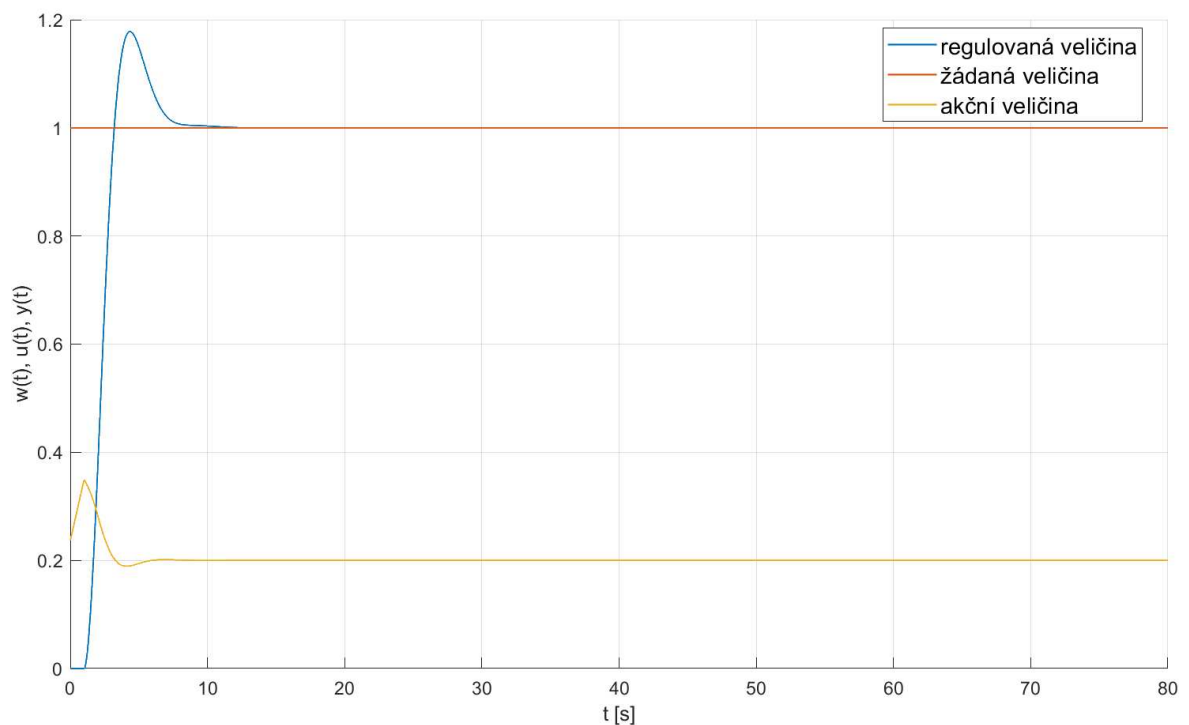
Vypočítané parametry regulátoru a ukazatele kvality regulace jsou uvedeny v tabulce níže (viz Tabulka 16).

Tato metoda přináší v obou případech nekmitavý průběh s překmitem na začátku. Většího zploštění průběhu bychom dosáhli výpočtem vyšších derivací, které už jsou velmi složité.

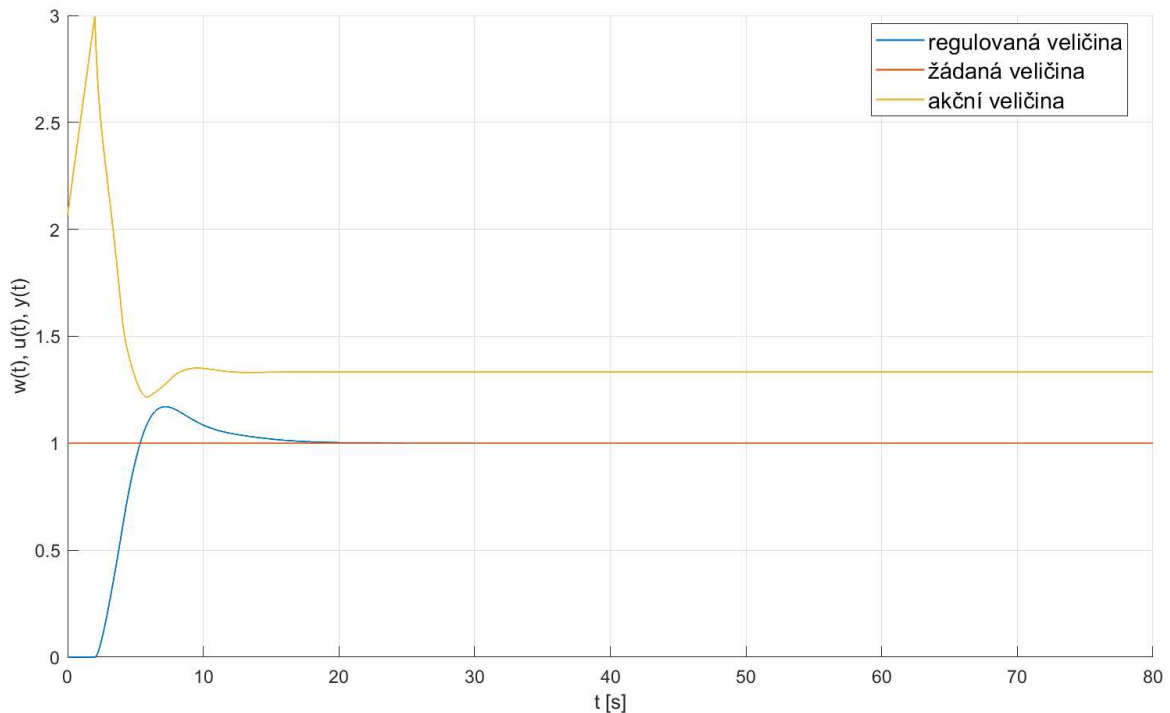
Tabulka 16 – Vypočítané parametry regulátoru a ukazatele kvality regulace – metoda optimálního modulu

System	k_p	T_I	T_D	T_R	κ_r	IAE
System 2	0,2366	2,109	0,5424	6,32	0,178	2,636
System 3	2,069	4,475	1,102	11,76	0,171	4,622

System 2:



Obrázek 38 – Regulační pochod – metoda optimálního modulu (System 2)

Systém 3:

Obrázek 39 – Regulační pochod – metoda optimálního modulu (Systém 3)

8.5 Metoda požadovaného modelu

Metoda požadovaného modelu byla otestována na řízených systémech (8.2) a (8.3) pro různé hodnoty překmitu κ . Z výsledků je patrné, že pro systém druhého řádu (8.2) je nejvýhodnější použít hodnotu překmitu 0,1 – dochází tak k nejrychlejšímu ustálení.

U systému (8.3) je výsledek odlišný – v tomto případě se jeví jako nejlepší hodnota překmitu 0,5. Ustálení na žádané hodnotě u této hodnoty překmitu proběhne nejrychleji.

Tvary přenosů po aproximaci jsou totožné jako u metody nastavení amplitudové a fázové rezervy stability (viz Tabulka 13). Vypočítané parametry regulátoru a ukazatele kvality regulace jsou uvedeny v tabulkách níže (viz Tabulka 17 a Tabulka 18).

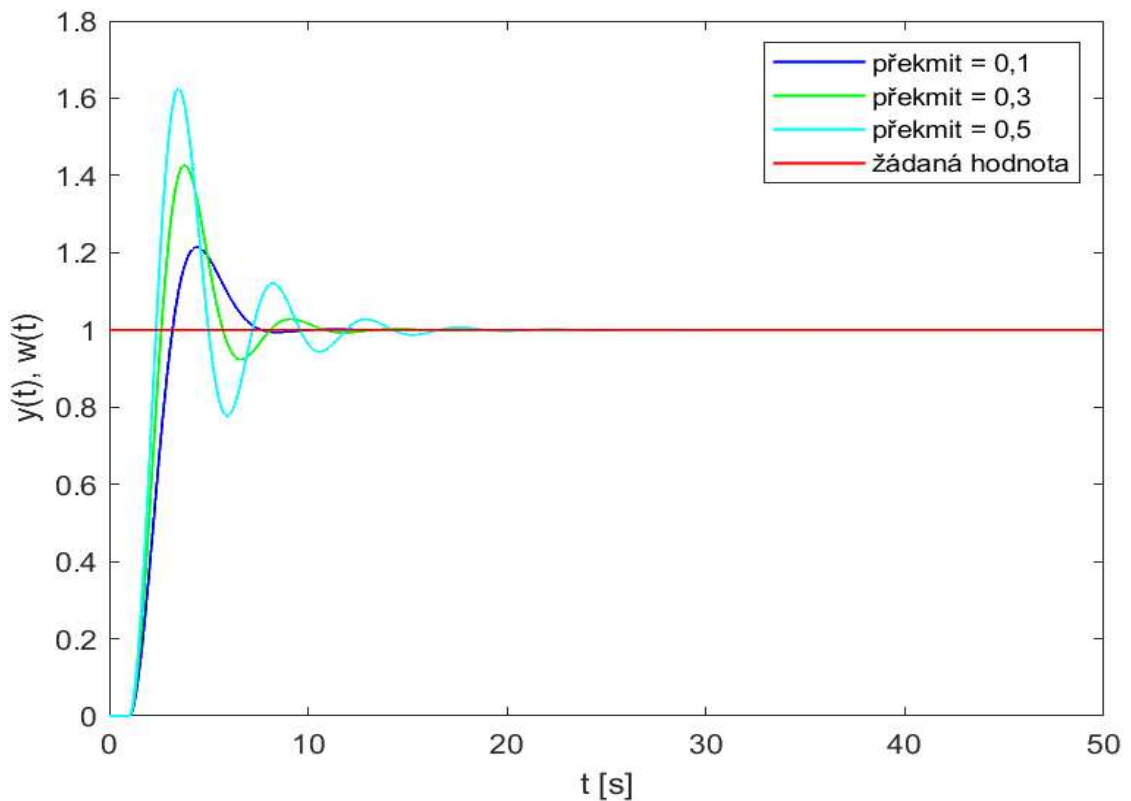
Tabulka 17 – Vypočítané parametry regulátoru – metoda požadovaného modelu

κ	Systém 2			Systém 3		
	k_p	T_I	T_D	k_p	T_I	T_D
0,1	0,2326	2	0,5	1,784	4,238	0,8007
0,3	0,3205	2	0,5	2,459	4,238	0,8007
0,5	0,4032	2	0,5	3,093	4,238	0,8007

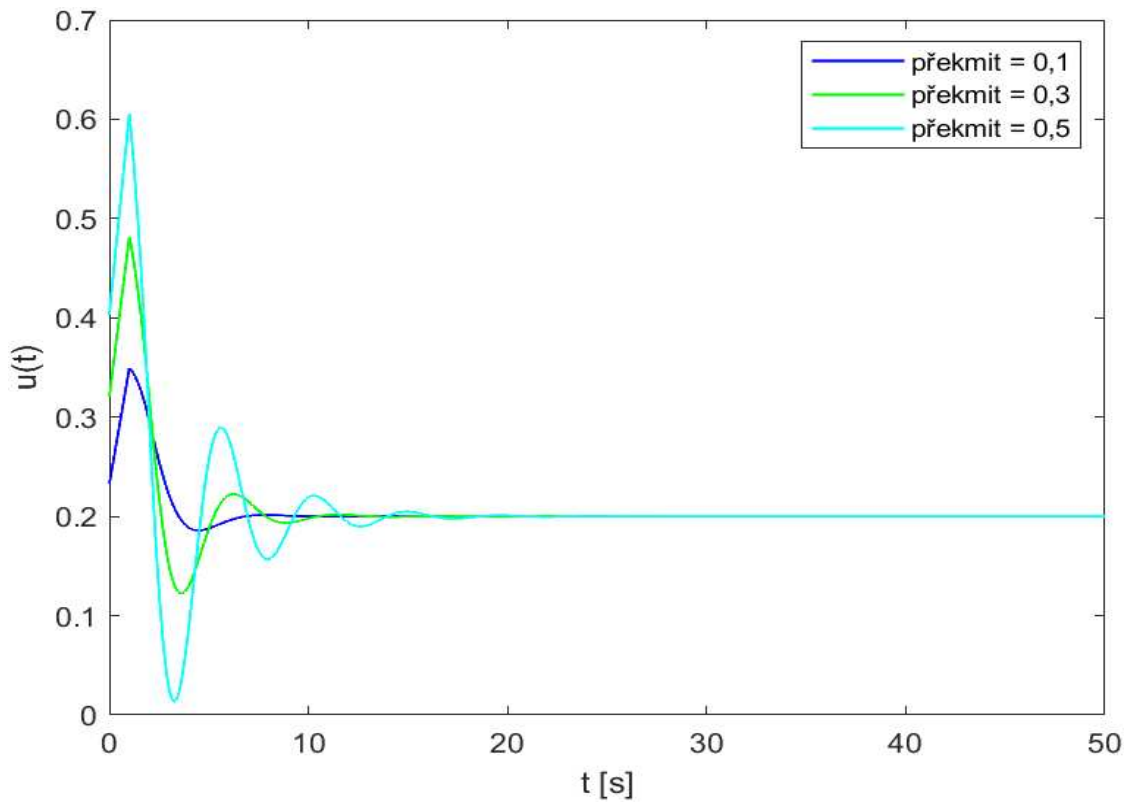
Tabulka 18 – Ukazatele kvality regulace – metoda požadovaného modelu

κ	Systém 2			Systém 3		
	T_R	κ_r	IAE	T_R	κ_r	IAE
0,1	6,49	0,214	2,72	70,41	0	25,34
0,3	7,33	0,426	2,926	49,41	0	18,39
0,5	10,95	0,625	3,5	37,83	0	14,62

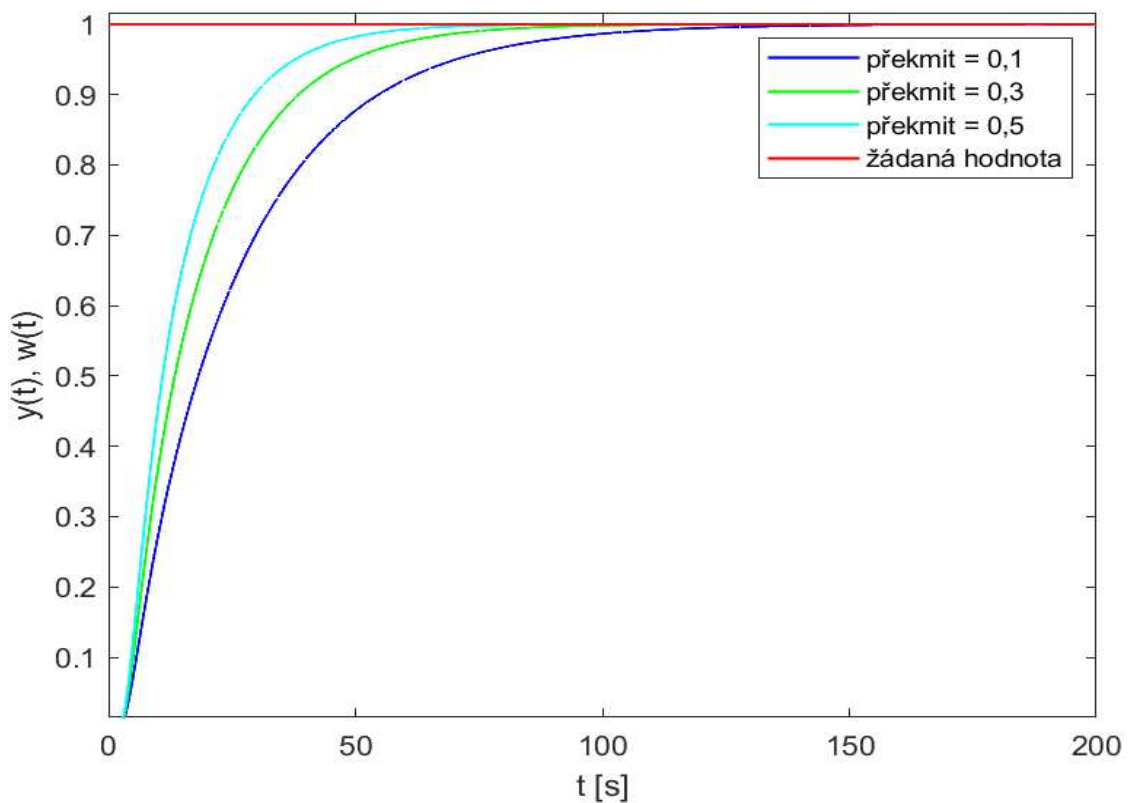
Systém 2:



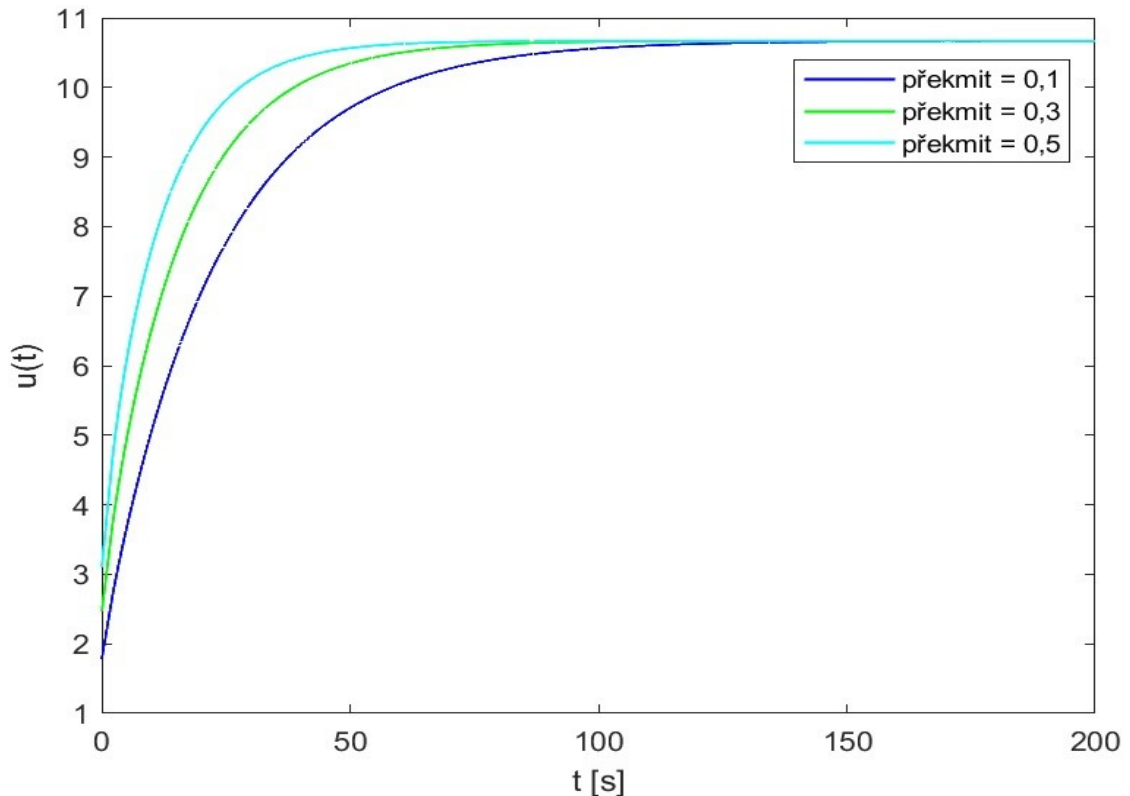
Obrázek 40 – Regulační pochod – metoda požadovaného modelu (Systém 2)



Obrázek 41 – Průběh akční veličiny – metoda požadovaného modelu (Systém 2)

Systém 3:

Obrázek 42 – Regulační pochod – metoda požadovaného modelu (Systém 3)



Obrázek 43 – Průběh akční veličiny – metoda požadovaného modelu (Systém 3)

8.6 Racionální aproximace zpožďujících členů

U metody racionální aproximace zpožďujících členů byla využita konkrétně Padé aproximace s nastavením maximálně druhého řádu, což je pro praktické účely zcela dostačující. Využívá se přímé aproximace (z tabulek), proto je uveden i aproximovaný tvar systému (přenosu).

Po přímé aproximaci se pro nastavení regulátoru využilo metody požadovaného modelu, kde hraje důležitou roli parametr T_W , jehož nastavením lze měnit průběh regulačního pochodu. Vzhledem k počtu možností volby řádu samotné Padé aproximace a nastavení parametru T_W byla tato metoda otestována pouze řízeným systémem (8.2), přičemž bylo poukázáno na rozdíly ve volbě řádu Padé aproximace. Rozdíly ve volbě hodnoty parametru T_W byly poukázány na řízeném systému (8.1).

Všechny výsledky simulací přinesly značně kmitavé průběhy a ustálení na žádané hodnotě tak někdy trvá poměrně dlouho. Kmitavý průběh je možné vyladit, respektive do jisté míry odstranit, vhodným nastavením parametru T_W (viz Obrázek 48). Ideálním nastavením tohoto parametru tak lze dosáhnout regulačního pochodu bez výraznějšího překmitu.

Tvary systému 2 po Padé a přímé aproximaci:

Tabulka 19 – Tvary systémů po aproximaci (b)

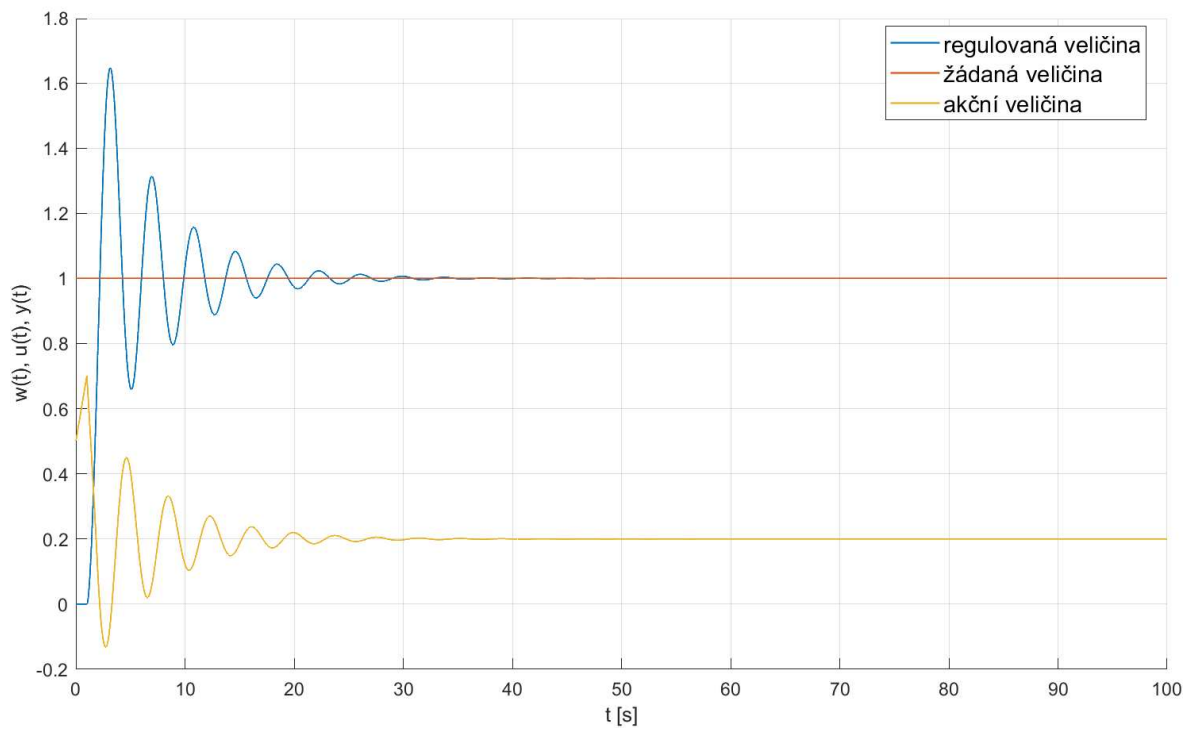
Řád	Aproximace systému (přenosu)
1,1	$G_s(s) = \frac{4,996}{1,5s^2 + 2,5s + 1}$
1,2	$G_s(s) = \frac{4,996}{1,816s^2 + 2,816s + 1}$
2,1	$G_s(s) = \frac{4,996}{1,333s^2 + 2,333s + 1}$
2,2	$G_s(s) = \frac{4,996}{1,577s^2 + 2,577s + 1}$

Vypočítané parametry:

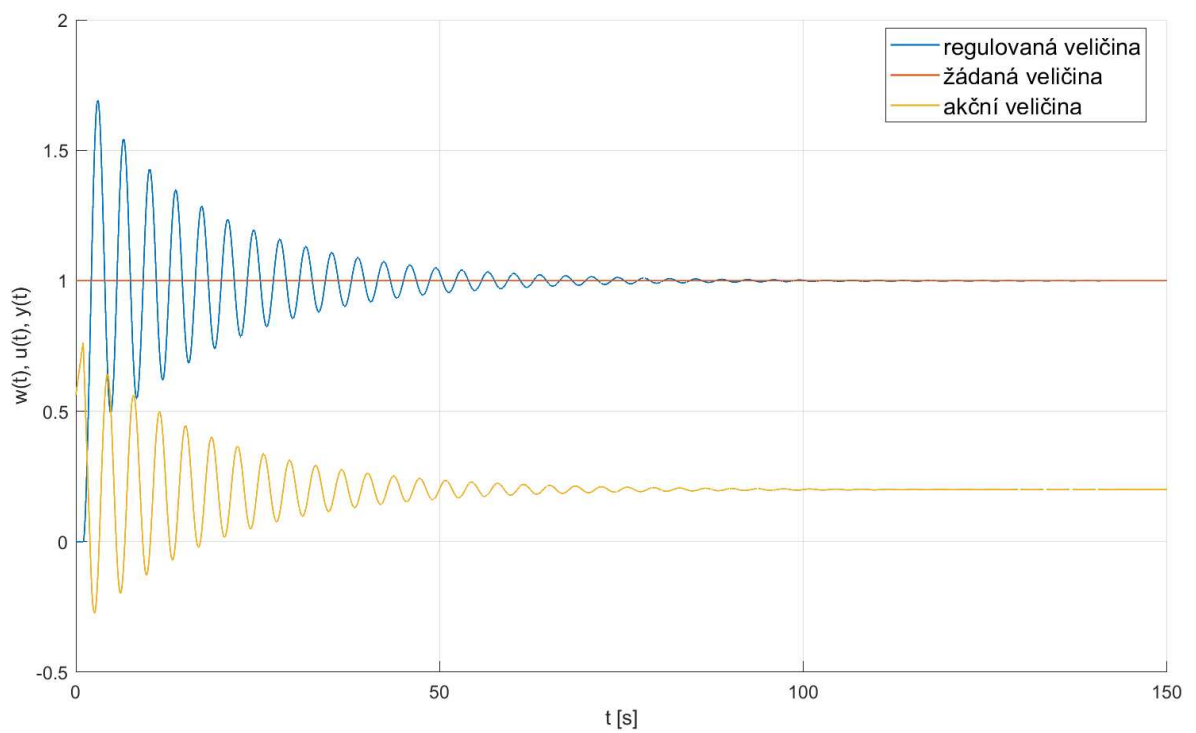
Tabulka 20 – Vypočítané parametry regulátoru a ukazatele kvality regulace – metoda racionální aproximace zpožďujících členů (Padé aproximace) + metoda požadovaného modelu – parametr $T_W = 1$

Řád	Systém 2					
	k_p	T_I	T_D	T_R	κ_r	IAE
1,1	0,5004	2,5	0,6	16,89	0,646	4,296
1,2	0,5637	2,816	0,6449	47,93	0,692	9,373
2,1	0,467	2,333	0,5714	13,55	0,629	3,721
2,2	0,5159	2,577	0,612	20,25	0,656	4,771

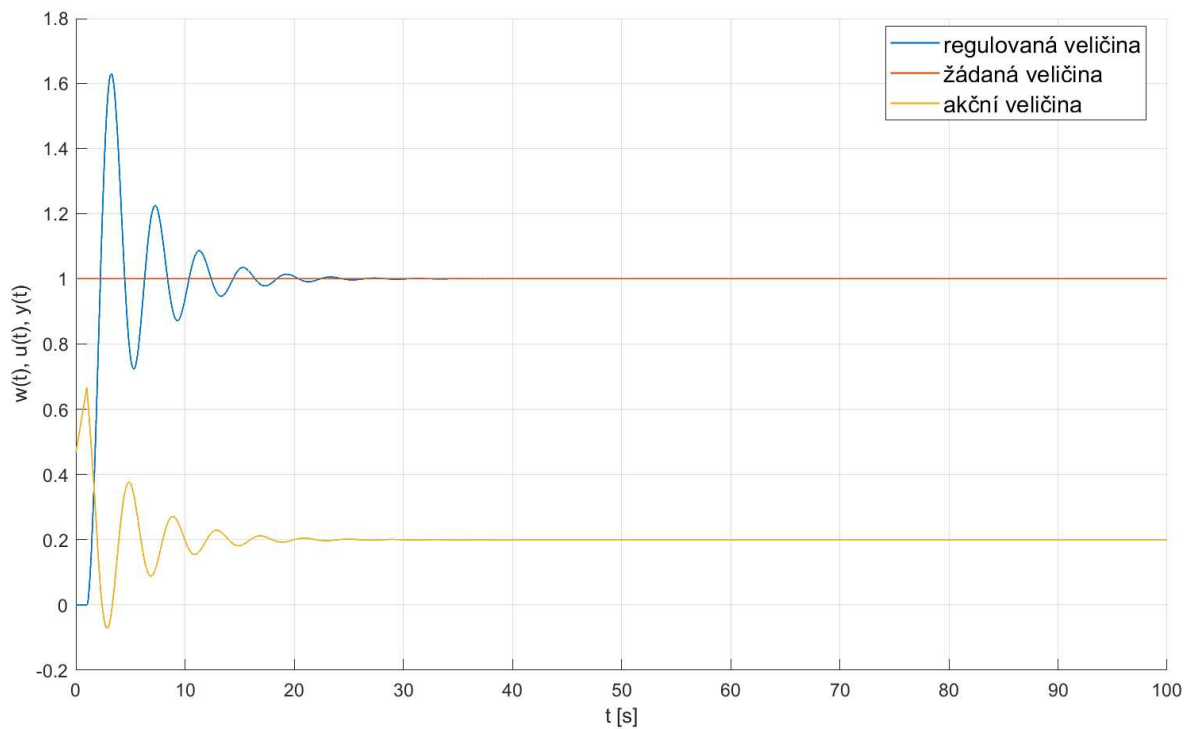
Výsledky simulace:



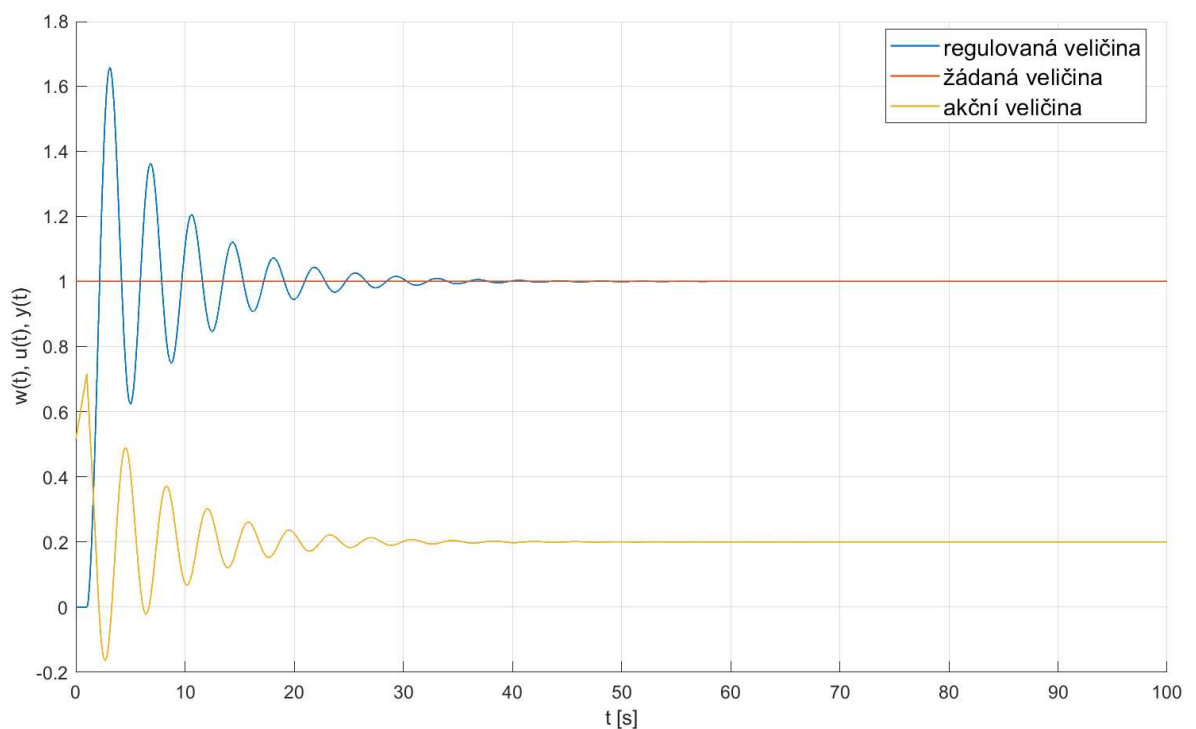
Obrázek 44 – Regulační pochod – Padé aproximace, řád 1,1 + metoda požadovaného modelu (Systém 2)



Obrázek 45 – Regulační pochod – Padé aproximace, řád 1,2 + metoda požadovaného modelu (Systém 2)



Obrázek 46 – Regulační pochod – Padé aproximace, řád 2,1 + metoda požadovaného modelu (System 2)



Obrázek 47 – Regulační pochod – Padé aproximace, řád 2,2 + metoda požadovaného modelu (System 2)

Vliv parametru T_W :

Vliv tohoto parametru byl zkoumán pouze pro řízený systém (8.1) a pro řád Padé aproximace 2,1.

Tvar systému 1 po Padé a přímé aproximaci:

Tabulka 21 – Tvary systémů po aproximaci (c)

Řád	Aproximace systému (přenosu)
2,1	$G_s(s) = \frac{0,9962}{3s^2 + 6,5s + 1}$

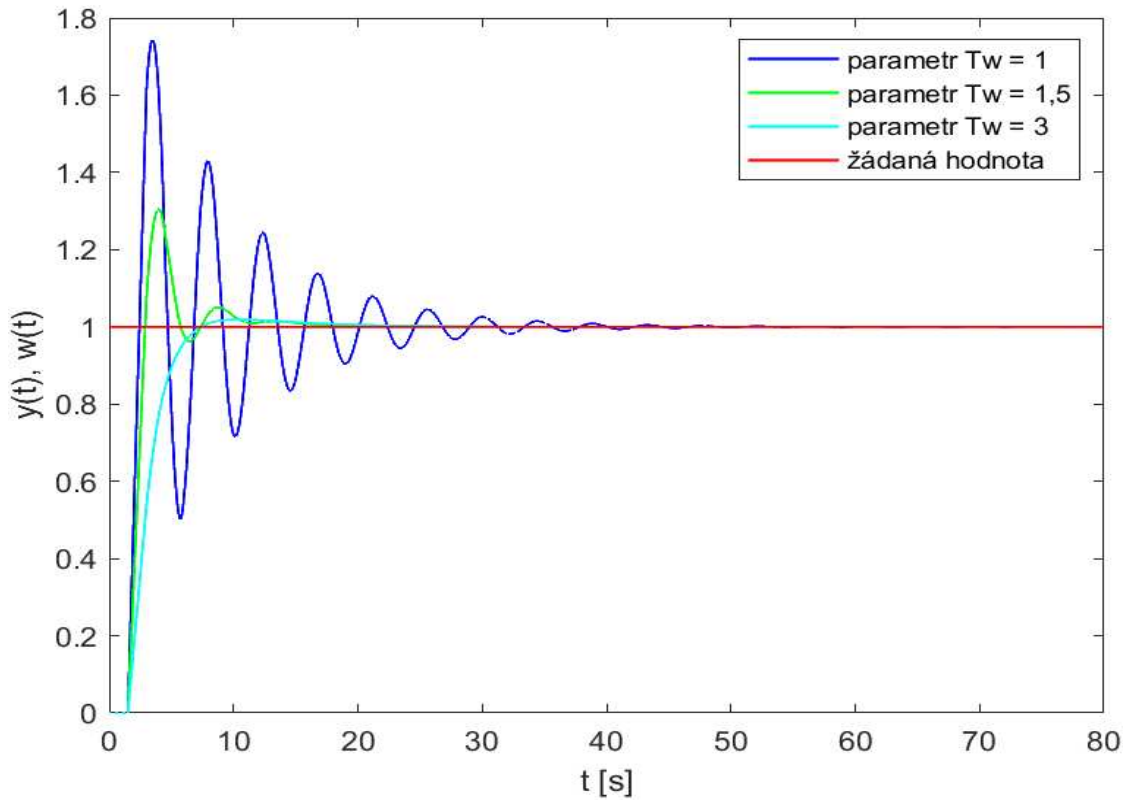
Vypočítané parametry:

Tabulka 22 – Vypočítané parametry regulátoru – metoda racionální aproximace zpožďujících členů (Padé aproximace, řád 2,1) + metoda požadovaného modelu – vliv parametru T_W

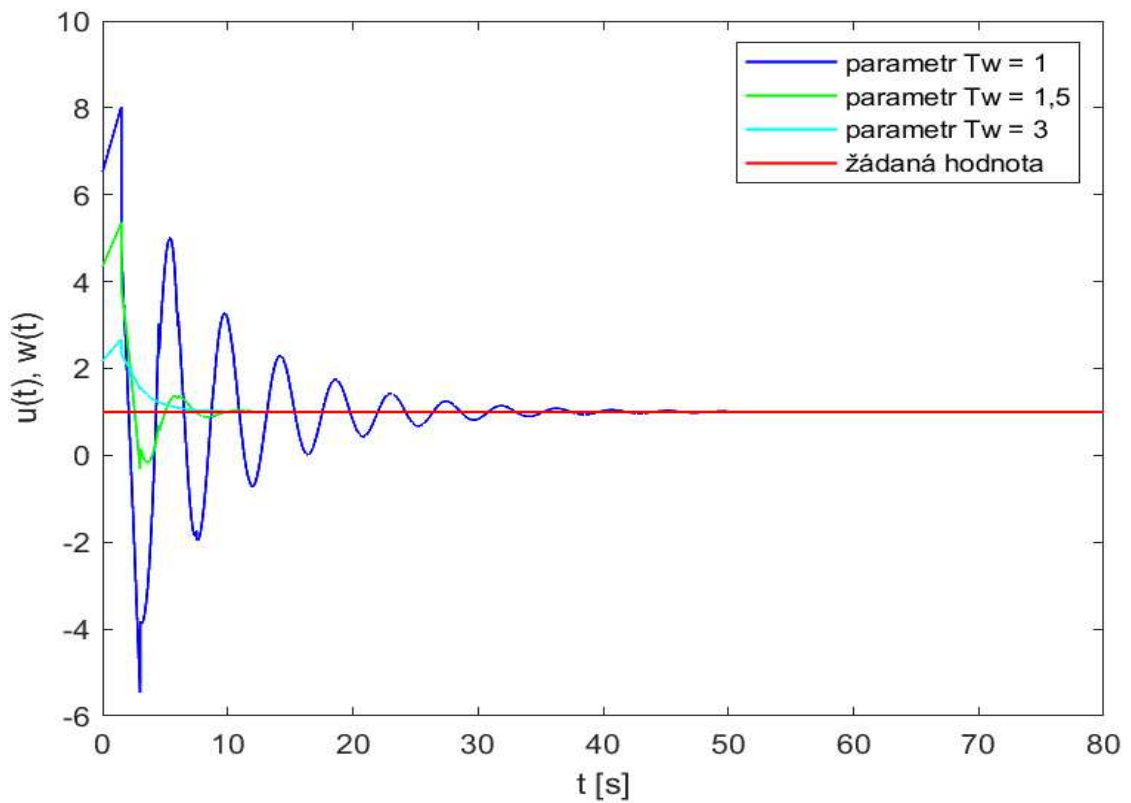
Systém 1								
$T_W = 1$			$T_W = 1,5$			$T_W = 3$		
k_p	T_I	T_D	k_p	T_I	T_D	k_p	T_I	T_D
6,525	6,5	0,4615	4,35	6,5	0,4615	2,175	6,5	0,4615

Tabulka 23 – Ukazatele kvality regulace – metoda racionální aproximace zpožďujících členů (Padé aproximace, řád 2,1) + metoda požadovaného modelu – vliv parametru T_W

Systém 1								
$T_W = 1$			$T_W = 1,5$			$T_W = 3$		
T_R	κ_r	IAE	T_R	κ_r	IAE	T_R	κ_r	IAE
23,72	0,742	6,081	8,81	0,305	2,97	5,83	0,019	3,375



Obrázek 48 – Regulační pochod – Padé aproximace, řád 2,1 + metoda požadovaného modelu – vliv parametru T_w (System 1)



Obrázek 49 – Průběh akční veličiny – Padé aproximace, řád 2,1 + metoda požadovaného modelu – vliv parametru T_w (System 1)

ZÁVĚR

Tato bakalářská práce se zabývá metodami nastavení parametrů PID regulátoru pro systémy se zpožděním. Cílem bylo v programu *MATLAB/SIMULINK* vytvořit grafické uživatelské prostředí umožňující simulaci vybraných metod nastavení PID regulátoru. Vzhledem k tomu, že zmiňovaný software podléhá licenčním omezením, nemůže s vytvořenou aplikací pracovat každý.

V praktické části práce bylo vytvořeno grafické uživatelské prostředí, jehož funkčnost byla na vybrané systémy (přenosy) se zpožděním ověřena pro všechny implementované metody nastavení regulátoru. Výsledkem testování (simulací) je přehledné grafické a tabulkové srovnání. Obdržené výsledky byly popsány a poukázáno se na základní poznatky z toho vyplývající. U metod využívajících různé stavitelné parametry byl zkoumán vliv těchto parametrů na regulační pochod. Právě počet těchto „přídavných“ parametrů neumožnil porovnání např. všech metod v jednom grafu, protože výsledky by byly značně nepřehledné, a tedy v zásadě o ničem nevypovídající.

Dosažené výsledky můžeme vztáhnout k jednotlivým řízeným systémům (8.1) až (8.3). Pro první systém reprezentovaný modelem (8.1) bylo navrženo řízení nejmenším počtem metod, přičemž nejmenšího relativního překmitu bylo dle očekávání dosaženo metodou vyváženého nastavení. Nejmenší doby regulace a nejmenší hodnoty IAE kritéria bylo dosaženo metodou racionální aproximace zpožďujících členů, ve které byla pro nastavení regulátoru použita metoda požadovaného modelu.

Druhý systém reprezentovaný modelem (8.2) byl testován všemi metodami. Nejlepší výsledky, co se doby regulace a integrálního kritéria IAE týče, byly dosaženy metodou optimálního modulu. Nulového relativního překmitu bylo dosaženo metodou vyváženého nastavení.

U posledního testovaného systému reprezentovaného modelem (8.3) dosáhla nejlepších výsledků stejně jako u druhého systému metoda optimálního modulu – pro dobu regulace a integrální kritérium IAE bylo dosaženo nejnižších hodnot. K žádnému překmitu potom nedošlo pouze u metody požadovaného modelu.

Regulátory PID jsou v současnosti nejvyužívanějším typem regulátoru a metod pro seřízení těchto regulátorů existuje celá řada, přičemž je z dosažených výsledků patrné, že každá metoda má své výhody a nevýhody, které vyplývají z jejich základních konceptů.

Od experimentálních a klasických metod stanovení jednotlivých složek regulátoru se svět automatizace posunul značným způsobem vpřed a s vývojem digitalizace přišla i snaha proces nastavení parametrů regulátoru automatizovat, aby se pro každý regulovaný obvod nemusely počítat jeho parametry. Většina dnešních průmyslových regulátorů, od kterých se vyžaduje zajištění dostatečné kvality a zároveň robustnosti regulačního procesu, je tak vybavena funkcí automatického seřizování. Dá se tedy předpokládat, že PID regulace se vzhledem ke své efektivnosti a použitelnosti na širokou škálu „problémů“ bude i nadále rozvíjet a používat.

Vhodným rozšířením této práce by mohla být možnost využít v grafickém uživatelském prostředí i systémy (přenosy) se zpožďujícími členy ve jmenovateli přenosu, přičemž by toto rozšíření zahrnovalo i implementaci dalších metod, které by pro takové přenosy bylo možné použít. Další nadstavba práce by mohla spočívat v použití některých sofistikovanějších moderních metod nastavení PID regulátoru, načež by se poukázalo na rozdíly v jejich efektivitě a použití. V poslední řadě by se od simulace dalo přikročit k praktickému ověření jednotlivých metod na nějakém reálném procesu.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] BALÁTĚ, Jaroslav. *Automatické řízení*. Praha: BEN - technická literatura, 2003. ISBN 80-7300-020-2.
- [2] NAVRÁTIL, Pavel. *Automatizace - Vybrané statě* [online]. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, 2011 [cit. 2022-03-26]. ISBN 978-80-7318-935-8. Dostupné z: <https://digilib.k.utb.cz/handle/10563/18581>. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, Fakulta aplikované informatiky.
- [3] ZHONG, Qing-Chang. *Robust Control of Time-delay Systems* [online]. Londýn: Springer, 2006 [cit. 2022-03-26]. ISBN 1-84628-264-0. Dostupné z: https://www.researchgate.net/publication/260353720_Robust_Control_of_Time-Delay_Systems
- [4] ŠTECHA, Jan a Vladimír HAVLENA. *Teorie dynamických systémů*. Vyd. 2. Praha: České vysoké učení technické, 1999. ISBN 80-010-1971-3.
- [5] PEKAŘ, Libor. On a quasioptimal spectrum assignment for delayed systems. KHOOBAN, Mohammad-Hassan a Tomislav DRAGICEVIC. *Control Strategy for Time-Delay Systems: Part I: Concepts and Theories*. Academic Press, 2020, s. 137-183. ISBN 978-0-12-820599-0.
- [6] ZÍTEK, Pavel a Antonín VÍTEČEK. *Návrh řízení podsystémů se zpožděními a nelinearitami*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 1999. ISBN 80-010-1939-X.
- [7] BLAHA, Petr a Jan PETR. *Řízení a regulace I: Základy regulace lineárních systémů - spojité a diskrétní* [online]. Brno: Nakladatelství VUT [cit. 2022-03-26]. Dostupné z: https://www.uamt.fekt.vut.cz/~richter/vyuka/1011_BRR1/texty/brr1.pdf
- [8] ŠULC, Bohumil a Miluše VÍTEČKOVÁ. *Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. ISBN 80-010-3007-5.
- [9] ŠVARC, Ivan. *Teorie automatického řízení* [online]. Brno, 2003 [cit. 2022-03-26]. Dostupné z: http://www.fsiforum.cz/upload/soubory/knihy/Automatizace/Teorie.automatickeho.rizeni_Svarc_2003.pdf

- [10] VÍTEČKOVÁ, Miluše a Antonín VÍTEČEK. *Vybrané metody seřizování regulátorů*. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita, 2011. ISBN 978-80-248-2503-8.
- [11] JINDRA, Tomáš. *Optimální nastavení PID regulátoru* [online]. Praha, 2009 [cit. 2022-04-06]. Dostupné z: <http://docplayer.cz/93497511-Fakulta-elektrotechnicka-katedra-ridici-techniky-optimalni-nastaveni-pid-regulatoru.html>. Bakalářská práce. České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická. Vedoucí práce Ing. Petr Hruška, Ph.D.
- [12] ČECH, Miroslav. *Prezentace. Základy regulace* [online]. Praha [cit. 2022-03-26]. Dostupné z: <https://people.fjfi.cvut.cz/cechmiro/Zaklady%20regulace-slide.pdf>
- [13] Zlepšení kvality PID regulace. *Automa* [online]. 2013, (8), 90-91 [cit. 2022-03-26]. Dostupné z: https://www.automa.cz/Aton/FileRepository/pdf_articles/10637.pdf
- [14] NOSKIEVIČ, Petr. *Modelování a identifikace systémů*. Ostrava: Montanex, 1999. ISBN 80-722-5030-2.
- [15] *Automatizace 2* [online]. Chomutov [cit. 2022-03-26]. Dostupné z: <https://vyuka.spscv.cz/automatizace/skra4.pdf>. Střední průmyslová škola a Vyšší odborná škola Chomutov.
- [16] HO, Weng Khuen, Chang Chieh HANG a Lisheng S. CAO. Tuning of PID controllers based on gain and phase margin specifications. *Automatica*. 1995, **31**(3), 497-502. ISSN 0005-1098. Dostupné z: [doi:https://doi.org/10.1016/0005-1098\(94\)00130-B](https://doi.org/10.1016/0005-1098(94)00130-B)
- [17] PEKAŘ, Libor. *Spojité řízení* [přednáška]. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, 2019.
- [18] Metody identifikace systémů z přechodových charakteristik: Aproximace tříbodovou metodou. *VŠB-TUO e-výuka* [online]. Ostrava, 2006 [cit. 2022-04-06]. Dostupné z: <http://books.fs.vsb.cz/Identifikace/str/metody.htm>
- [19] ZAPLATÍLEK, Karel a Bohuslav DOŇAR. *MATLAB pro začátečníky*. 2. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2005. ISBN 80-730-0175-6.

- [20] KARBAN, Pavel. *Výpočty a simulace v programech Matlab a Simulink*. Brno: Computer Press, 2006. ISBN 978-80-251-1448-3.
- [21] MATHWORKS. MATLAB Operators and Special Characters. *MathWorks* [online]. [cit. 2022-04-06]. Dostupné z: https://www.mathworks.com/help/matlab/matlab_prog/matlab-operators-and-special-characters.html
- [22] MATHWORKS. Data Types. *MathWorks* [online]. [cit. 2022-04-06]. Dostupné z: <https://www.mathworks.com/help/matlab/data-types.html>
- [23] MATHWORKS. Migrate GUIDE Apps. *MathWorks* [online]. [cit. 2022-04-06]. Dostupné z: <https://www.mathworks.com/help/matlab/migrate-guide-apps.html>
- [24] MATHWORKS. App Designer: Create desktop and web apps in MATLAB. *MathWorks* [online]. [cit. 2022-04-06]. Dostupné z: <https://www.mathworks.com/products/matlab/app-designer.html>
- [25] MATHWORKS. Matlab GUI: Create apps with graphical user interfaces in MATLAB. *MathWorks* [online]. [cit. 2022-04-06]. Dostupné z: <https://www.mathworks.com/discovery/matlab-gui.html>

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

Seznam symbolů

a_i	koeficienty levé strany diferenciální i diferenční rovnice, koeficienty mnohočlenů ve jmenovateli přenosu
a_o	zesílení otevřeného regulačního obvodu u metody požadovaného modelu
$A(s), B(s)$	funkcionální matice A , B
A_m	amplitudová rezerva stability
$A_{wy}(\omega)$	frekvenční přenos řízení
$A_{wy}(\omega_R)$	amplitudové rezonanční převýšení
b_i	koeficienty pravé strany diferenciální i diferenční rovnice, koeficienty mnohočlenů v čitateli přenosu
c_s	statický činitel rychlosti
$e(t)$	regulační odchylka
$E(s)$	L-obraz regulační odchylky
f	obecná funkce
$F(s)$	obraz definovaný v komplexní proměnné s
$G(s)$	matice přenosových funkcí
$G(j\omega)$	frekvenční (kmitočtový) přenos
G_{approx}	aproximovaný přenos
G_o	přenos otevřeného regulačního obvodu
G_s	přenos regulované soustavy
G_R	přenos regulátoru
G_{wy}	přenos řízení
I	jednotková matice typu (n, n)
j	imaginární jednotka ($j = \sqrt{-1}$)
k	zesílení regulované soustavy (řízeného systému)
K	koeficient statické citlivosti
L	dopravní zpoždění
L	operátor přímé L-transformace (Laplaceovy transformace)
m	stupeň čitatele přenosu, řád derivace nebo difference pravé strany lineární diferenciální nebo diferenční rovnice
M	mnohočlen ve jmenovateli přenosu (kořeny = póly)

n	stupeň jmenovatele přenosu, řád derivace nebo diference levé strany lineární diferenciální nebo diferenční rovnice
N	mnohočlen v čitateli přenosu (kořeny = nuly)
pp	pásmo proporcionality
r_0, k_p	proporcionální konstanta (váha proporcionální složky, zesílení) regulátoru
r_{-1}, k_i	integrační konstanta (váha integrační složky) regulátoru
r_1, k_d	derivační konstanta (váha derivační složky) regulátoru
s	komplexní proměnná ($s = \alpha + j\beta$), nezávisle proměnná v obrazu v L-transformaci (Laplaceově transformaci)
t	spojitý čas
t_A, t_B	časová hodnota odpovídající bodu A , respektive bodu B
T	perioda kmitů
T_{ar}	průměrná doba ustálení u metody vyváženého nastavení
T_D	derivační časová konstanta
T_i	setrvačná časová konstanta ($i = 0, 1, 2, \dots$)
T_I	integrační časová konstanta
T_R	doba regulace
T_w	požadovaná časová konstanta regulačního obvodu
T_x	náhradní součtová časová konstanta
$u(t)$	akční veličina, řídicí veličina (řízení), vstupní veličina (vstup)
$U(s)$	L-obraz (Laplaceův obraz) vstupního signálu, resp. veličiny
$v(t)$	poruchová veličina
$w(t)$	žádaná veličina
$x(t)$	stavová (vnitřní) veličina
x_1, x_2	stavové proměnné
x	vektor stavových veličin
$y(t)$	regulovaná veličina, výstupní veličina (výstup)
y_A, y_B	hodnota výstupní veličiny v bodě A , respektive v bodě B
y_{max}	maximální přeregulování regulační veličiny
$Y(s)$	L-obraz (Laplaceův obraz) výstupního signálu, resp. veličiny
β	koeficient u metody požadovaného modelu
Δ	operátor dopředné diference
ϕ_m	fázová rezerva stability

ξ	koeficient poměrného tlumení regulované soustavy
ϑ	zpoždění ve zpětné vazbě (ve jmenovateli přenosu)
κ	hodnota překmitu u metody požadovaného modelu
κ_r	relativní překmit
τ	normalizované dopravní zpoždění u metody Cohen-Coon a u metody vyváženého nastavení
ω	úhlový kmitočet
ω_g	amplitudová kritická úhlová frekvence
ω_m	mezní úhlový kmitočet
ω_p	fázová kritická úhlová frekvence
ω_R	rezonanční úhlový kmitočet

Seznam zkratek

aprox	aproximace, aproximovaný
ARS	amplitudová rezerva stability
D	derivační (diferenční) složka regulátoru
det	determinant
FRS	fázová rezerva stability
I	integrační regulátor, integrační složka regulátoru
IAE	kritérium absolutní regulační plochy
IE	kritérium lineární regulační plochy
ISE	kritérium kvadratické regulační plochy
ITAE	<i>Integral of time weighted absolute error</i>
Im	imaginární, imaginární část
konst	konstantní, konstanta
krit	kritický
max	maximální, maximum
P	proporcionální regulátor, proporcionální složka regulátoru
PI	proporcionálně integrační regulátor
PD	proporcionálně derivační regulátor
PID	proporcionálně integračně derivační spojitý regulátor
Re	reálný, reálná část

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1 – Řízený dynamický systém.....	9
Obrázek 2 – Blokové schéma obvodu s regulátorem [2].....	13
Obrázek 3 – Přechodová charakteristika řízení [9].....	15
Obrázek 4 – Regulační pochod (výměna energie) [9].....	16
Obrázek 5 – Ukazatele kvality regulace z frekvenční charakteristiky [10].....	17
Obrázek 6 – Blokové schéma PID regulátoru [11].....	19
Obrázek 7 – Vlastnosti ideálních regulátorů [2].....	20
Obrázek 8 – Pracovní plocha MATLABu.....	35
Obrázek 9 – Náhled na vytvořenou tabulku v <i>MATLABu</i>	38
Obrázek 10 – Náhled na vytvořené pole buněk (<i>cell</i>) v <i>MATLABu</i>	38
Obrázek 11 – Náhled na vytvořenou strukturu v <i>MATLABu</i>	39
Obrázek 12 – Vývojové prostředí <i>GUIDE</i>	41
Obrázek 13 – Vývojové prostředí <i>App Designer</i>	41
Obrázek 14 – Okno s modelem v <i>SIMULINKu</i>	42
Obrázek 15 – Knihovna funkčních bloků.....	43
Obrázek 16 – Vytvoření prázdné aplikace v prostředí <i>App Designer</i>	45
Obrázek 17 – Základní prvky prostředí <i>App Designer</i> použité pro tvorbu GUI.....	46
Obrázek 18 – Ukázka předání parametrů čitatele a jmenovatele přenosu.....	47
Obrázek 19 – Schéma uzavřeného regulačního obvodu v <i>SIMULINKu</i>	47
Obrázek 20 – Aproximace soustavou prvního řádu se zpožděním.....	50
Obrázek 21 – Aproximace třibodovou metodou.....	52
Obrázek 22 – Aproximace přímou metodou.....	54
Obrázek 23 – Výsledné grafické uživatelské prostředí.....	55
Obrázek 24 – Regulační pochod – metoda Cohen-Coon (Systém 1).....	58
Obrázek 25 – Regulační pochod – metoda Cohen-Coon (Systém 2).....	58
Obrázek 26 – Regulační pochod – metoda Cohen-Coon (Systém 3).....	59
Obrázek 27 – Regulační pochod – metoda vyváženého nastavení (Systém 1).....	60
Obrázek 28 – Regulační pochod – metoda vyváženého nastavení (Systém 2).....	61
Obrázek 29 – Regulační pochod – metoda vyváženého nastavení (Systém 3).....	61
Obrázek 30 – Regulační pochod – metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability (Systém 2) (a).....	64

Obrázek 31 – Průběh akční veličiny – metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability (Systém 2) (a)	64
Obrázek 32 – Regulační pochod – metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability (Systém 2) (b)	65
Obrázek 33 – Průběh akční veličiny – metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability (Systém 2) (b)	65
Obrázek 34 – Regulační pochod – metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability (Systém 3) (a)	66
Obrázek 35 – Průběh akční veličiny – metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability (Systém 3) (a)	66
Obrázek 36 – Regulační pochod – metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability (Systém 3) (b)	67
Obrázek 37 – Průběh akční veličiny – metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability (Systém 3) (b)	67
Obrázek 38 – Regulační pochod – metoda optimálního modulu (Systém 2)	68
Obrázek 39 – Regulační pochod – metoda optimálního modulu (Systém 3)	69
Obrázek 40 – Regulační pochod – metoda požadovaného modelu (Systém 2)	70
Obrázek 41 – Průběh akční veličiny – metoda požadovaného modelu (Systém 2)	71
Obrázek 42 – Regulační pochod – metoda požadovaného modelu (Systém 3)	71
Obrázek 43 – Průběh akční veličiny – metoda požadovaného modelu (Systém 3)	72
Obrázek 44 – Regulační pochod – Padé aproximace, řád 1,1 + metoda požadovaného modelu (Systém 2)	74
Obrázek 45 – Regulační pochod – Padé aproximace, řád 1,2 + metoda požadovaného modelu (Systém 2)	74
Obrázek 46 – Regulační pochod – Padé aproximace, řád 2,1 + metoda požadovaného modelu (Systém 2)	75
Obrázek 47 – Regulační pochod – Padé aproximace, řád 2,2 + metoda požadovaného modelu (Systém 2)	75
Obrázek 48 – Regulační pochod – Padé aproximace, řád 2,1 + metoda požadovaného modelu – vliv parametru TW (Systém 1)	77
Obrázek 49 – Průběh akční veličiny – Padé aproximace, řád 2,1 + metoda požadovaného modelu – vliv parametru TW (Systém 1)	77

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1 – Nastavení parametrů regulátoru pro metodu Cohen-Coon (a)	23
Tabulka 2 - Nastavení parametrů regulátoru pro metodu Cohen-Coon (b).....	23
Tabulka 3 – Nastavení parametrů regulátoru pro metodu vyváženého nastavení	23
Tabulka 4 – Stanovení koeficientu β	27
Tabulka 5 – Nastavení parametrů regulátoru pro metodu požadovaného modelu	27
Tabulka 6 – Tabulka pro převod přenosu proporcionálního členu se setrvačností n - tého řádu s dopravním zpožděním na jiné typy [2]	32
Tabulka 7 – Tabulka pro převod přenosů řízených systémů na jednodušší tvary [2]	32
Tabulka 8 – Tabulka pro převod přenosů řízených integračních systémů na jednodušší tvary [2]	33
Tabulka 9 – Číselné datové typy.....	37
Tabulka 10 – Vypočítané parametry regulátoru – metoda Cohen-Coon	57
Tabulka 11 – Ukazatele kvality regulace – metoda Cohen-Coon	57
Tabulka 12 – Vypočítané parametry regulátoru a ukazatele kvality regulace – metoda vyváženého nastavení.....	60
Tabulka 13 – Tvary systémů po aproximaci (a)	62
Tabulka 14 – Vypočítané parametry regulátoru – metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability	62
Tabulka 15 – Ukazatele kvality regulace – metoda nastavení amplitudové a fázové rezervy stability	63
Tabulka 16 – Vypočítané parametry regulátoru a ukazatele kvality regulace – metoda optimálního modulu	68
Tabulka 17 – Vypočítané parametry regulátoru – metoda požadovaného modelu	70
Tabulka 18 – Ukazatele kvality regulace – metoda požadovaného modelu.....	70
Tabulka 19 – Tvary systémů po aproximaci (b)	73
Tabulka 20 – Vypočítané parametry regulátoru a ukazatele kvality regulace – metoda racionální aproximace zpožďujících členů (Padé aproximace) + metoda požadovaného modelu – parametr $TW = 1$	73
Tabulka 21 – Tvary systémů po aproximaci (c)	76
Tabulka 22 – Vypočítané parametry regulátoru – metoda racionální aproximace zpožďujících členů (Padé aproximace, řád 2,1) + metoda požadovaného modelu – vliv parametru TW	76

Tabulka 23 – Ukazatele kvality regulace – metoda racionální aproximace zpožďujících členů (Padé aproximace, řád 2,1) + metoda požadovaného modelu – vliv parametru TW	76
---	----

SEZNAM PŘÍLOH

P I Obsah přiloženého CD

PŘÍLOHA P I: OBSAH PŘILOŽENÉHO CD

Adresářová struktura přiloženého CD je následující:

- soubor **fulltext.pdf** obsahuje elektronickou verzi práce ve formátu PDF/A
- soubor **prilohy.zip** obsahuje zdrojové soubory vytvořené aplikace
 - soubor **appka.mlapp** obsahuje GUI vytvořené v prostředí *App Designer*
 - soubor **simulace.slx** obsahuje schéma vytvořené v prostředí *SIMULINK*
 - soubor **optimal_metoda.m** obsahuje kód pro metodu optimálního modulu