

PID regulace tlaku kaučukové směsi na výstupu dvojšnekového homogenizátoru

Jakub Mikula



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

Akademický rok: 2024/2025

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení:	Jakub Mikula
Osobní číslo:	A22198
Studijní program:	B0714A150006 Aplikovaná informatika v průmyslové automatizaci
Specializace:	Inteligentní systémy s roboty
Forma studia:	Prezenční
Téma práce:	PID regulace tlaku kaučukové směsi na výstupu dvojšnekového homogenizátoru
Téma práce anglicky:	PID Control of the Pressure of the Rubber Mixture at the Output of a Twin-screw Homogenizer

Zásady pro vypracování

- Seznamte se s technologickým zařízením pro přípravu kaučukové směsi – polotovaru následně použitého v procesu výroby pneumatik, včetně funkčnosti řídicího systému.
- Proveďte literární rešerši z oblasti řídicích systémů gumárenských technologických procesů.
- Proveďte analýzu chování stávajícího regulačního obvodu s PID regulátorem pro regulaci tlaku kaučukové směsi na výstupu homogenizačního dvoušneku.
- Proveďte v rámci relevantního regulačního obvodu identifikaci regulované soustavy a vytvořte její matematický model.
- Zvolte metodu nastavení PID regulátoru a na jejím základě stanovte pro konkrétní matematický model parametry regulátoru.
- Navržené nastavení regulátoru ověřte simulačně a následně na reálném zařízení.
- Naměřené výsledky vyhodnoťte a porovnejte se stávajícím nastavením PID regulátoru.

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

Seznam doporučené literatury:

1. MAŇAS, M., TOMIS, F.: Výrobní stroje a zařízení. Gumárenské a plastikářské stroje I. VUT Brno VN MON. Brno 1987. ISBN 55-580/1-37.
2. MAŇAS, M., STANĚK, M., MAŇAS, D.: Výrobní stroje a zařízení I. Stroje gumárenské a plastikářské I. UTB ve Zlíně. Zlín 2007. ISBN 978-80-7318-596-1.
3. VÍTEČEK A., VÍTEČKOVÁ, M.: Základy automatické regulace, VŠB-TU Ostrava, 2022
4. BALÁTEJ, J.: Vybrané statě z automatického řízení. FT VUT v Brně, Zlín 1996.
5. VÍTEČKOVÁ, M.: Metoda požadovaného modelu, VŠB-TU Ostrava 2017, ISBN 978-80-248-4052-9
6. VÍTEČKOVÁ, M., VÍTEČEK A.: Vybrané metody seřizování regulátorů, VŠB-TU Ostrava, 2011, ISBN 978-80-248-2503-8
7. VAŠEK, V.: Teorie automatického řízení II. FT VUT v Brně, Zlín 1990.

Vedoucí bakalářské práce: **prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.**
Ústav automatizace a řídicí techniky

Konzultant bakalářské práce: **Ing. Koráb Jakub**
Ústav automatizace a řídicí techniky

Datum zadání bakalářské práce: **13. prosince 2024**

Termín odevzdání bakalářské práce: **27. května 2025**



doc. Ing. Jiří Vojtěšek, Ph.D. v.r.
děkan

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

Ve Zlíně dne 13. prosince 2024

PROHLÁŠENÍ AUTORA BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

Beru na vědomí, že

- odevzdáním bakalářské práce souhlasím se zveřejněním své práce podle zákona č. 111/1998 Sb., v platném znění bez ohledu na výsledek obhajoby;
- bakalářská práce bude uložena v elektronické podobě v univerzitním informačním systému a bude dostupná k nahlédnutí;
- jedno vyhotovení bakalářské práce v listinné podobě bude ponecháno Univerzitě Tomáše Bati ve Zlíně k uložení;
- 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;
- podle § 60 odst. 1 autorského zákona má Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně právo na uzavření licenční smlouvy o užití školního díla v rozsahu § 12 odst. 4 autorského zákona;
- podle § 60 odst. 2 a 3 mohu užít své dílo – bakalářskou práci – nebo poskytnout licenci k jejímu využití jen s předchozím písemným souhlasem Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně, která je oprávněna v takovém případě ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které byly Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně na vytvoření díla vynaloženy (až do jejich skutečné výše);
- pokud bylo k vypracování bakalářské práce využito softwaru poskytnutého Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně nebo jinými subjekty pouze ke studijním a výzkumným účelům (tj. k nekomerčnímu využití), nelze výsledky bakalářské práce využít ke komerčním účelům;
- 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(a) samostatně a použitou literaturu jsem řádně citoval(a); v případě publikace výsledků budu uveden(a) jako spoluautor;
- odevzdaná verze bakalářské práce a verze elektronická nahraná do IS/STAG jsou obsahově totožné.

Ve Zlíně, dne

.....

podpis autora

ABSTRAKT

Práca sa zaoberá PID reguláciou tlaku kaučukovej zmesi na výstupe dvojšnekového homogenizátora s valcovaním. Cieľom práce je analyzovať správanie pôvodných nastavení regulátora, následne vytvoriť matematický model regulovanej sústavy zo zaznamenaných procesných veličín a s využitím rôznych analytických metód určiť vhodnejšie nastavenie PID regulátora. Simulovanie priebehu regulácie v programe MATLAB Simulink umožňuje následné porovnanie jednotlivých nastavení regulátora metrikami určujúcimi kvalitu regulácie a rezervu stability. Implementácia vybraných nastavení na reálnom zariadení a následná analýza zaznamenaných procesných veličín umožňuje komplexné porovnanie kvality regulácie s rôznymi nastaveniami regulátora. Porovnanie potvrdzuje výrazné zlepšenie kvality regulácie predpokladané simuláciou.

Kľúčové slová: PID regulácia, dvojšnekový homogenizátor, tlak kaučukovej zmesi, matematické modelovanie, identifikácia systému, analytické metódy, MATLAB, Simulink, ladenie regulátora, PID_Compact V2

ABSTRACT

Thesis focuses on PID control of the pressure of a rubber compound at the outlet of a twin-screw homogenizing extruder with calendering. The work analyzes the original controller settings, develops a mathematical model of the process based on recorded operational data, and applies various analytical methods to determine improved PID parameters. Simulations in MATLAB Simulink allow comparison of different settings using control quality and stability metrics. Selected configurations are then implemented and tested on the real device, with results showing a significant improvement in control quality, in line with simulation predictions.

Keywords: PID control, twin-screw homogenizer, rubber compound pressure, mathematical modeling, system identification, analytical methods, MATLAB, Simulink, controller tuning, PID_Compact V2

Chcel by som poďakovať vedúcemu práce Dr. h. c. prof. Ing. Vladimíru Vaškovi, CSc. za odborné vedenie práce. Taktiež by som sa chcel poďakovať zamestnancom Ing. Jakubu Korábovi a Ing. Petru Botkovi a spoločnosti Continental za možnosť spolupráce, pri ktorej vznikla táto práca.

OBSAH

ÚVOD.....	11
I TEORETICKÁ ČASŤ	12
2 PROGRAMOVATEĽNÉ LOGICKÉ AUTOMATY.....	14
2.1 SÚČASTI PROGRAMOVATEĽNÉHO LOGICKÉHO AUTOMATU	15
2.2 PRINCÍP PROGRAMOVANIA	18
3 REGULAČNÉ OBVODY	19
3.1 ZÁKLADNÁ ŠTRUKTÚRA REGULAČNÉHO OBVODU	19
3.2 REGULAČNÝ OBVOD S ČÍSLICOVÝM REGULÁTOROM	22
3.3 ČÍSLICOVÝ REGULÁTOR S JEDNÝM STUPŇOM VOĽNOSTI.....	24
3.4 ZÁKLADNÉ UKAZOVATELE KVALITY REGULÁCIE	28
3.4.1 Lineárna regulačná plocha	30
3.4.2 Absolútna regulačná plocha	30
3.4.3 Kvadratická regulačná plocha	30
4 DVOJŠNEKOVÝ VYTLAČOVACÍ LIS S VÁLCOVANÍM.....	32
II PRAKTICKÁ ČASŤ	34
5 ANALÝZA PÔVODNÉHO RIADIACEHO SYSTÉMU	35
5.1 RIADIACA JEDNOTKA SIEMENS S7-1517F	35
5.2 REGULAČNÝ OBVOD	36
5.2.1 Inštrukcia PID_Compact V2	37
5.2.2 PID algoritmus	37
5.2.3 Vybrané vstupne premenné inštrukcie PID_Compact V2	38
5.2.4 Vybrané výstupné premenné inštrukcie PID_Compact V2	38
5.2.5 Blokový diagram PID_Compact_V2	39
5.2.6 Princíp fungovania inštrukcie PID_Compact V2.....	40
5.3 ZJEDNODUŠENIE PID ALGORITMU	42
5.4 DISKRETIZÁCIA PID REGULÁTORA.....	43
5.4.1 Tustinova aproximácia	43
5.4.2 Metóda spätnej diferenciácie.....	44
5.4.3 Diskretizácia metódou nultého rádu.....	45
5.5 POROVNANIE DISKRETIZAČNÝCH METÓD	46
6 SPRACOVANIE PROCESNÝCH VELIČÍN V PROGRAME MATLAB	47
6.1 IMPORTOVANIE HODNÔT ZAZNAMENANÝCH PROCESNÝCH VELIČÍN	47
6.2 VYHĽADANIE VHODNÝCH ČASOVÝCH ÚSEKOV.....	48
6.3 SPRACOVANIE ZAZNAMENANÝCH HODNÔT PROCESNÝCH VELIČÍN	49
6.4 SPRACOVANIE ZAZNAMENANÝCH HODNÔT PROCESNÝCH VELIČÍN PRE RÔZNE RECEPTY	53
6.5 ANALÝZA SPRACOVANÝCH DÁT	53

7	IDENTIFIKÁCIA MATEMATICKÉHO MODELU SYSTÉMU.....	55
7.1	IDENTIFIKÁCIA ARX MODELU METÓDOU NAJMENŠÍCH ŠTVORCOV	55
7.1.1	Matematický tvar ARX modelu	55
7.1.2	Vektorový a maticový zápis ARX modelu.....	56
7.1.3	Maticový tvar modelu a odhad parametrov	57
7.1.4	Odhad parametrov metódou najmenších štvorcov	58
7.1.5	Implementácia identifikácie ARX modelu v prostredí MATLAB.....	58
7.2	ZHODNOTENIE IDENTIFIKÁCIE	63
8	ANALYTICKÝ VÝPOČET NASTAVENÍ PID REGULÁTORU	64
8.1	EXPERIMENTÁLNE METÓDY KRITICKÝCH PARAMETROV	64
8.1.1	Manuálne určenie kritických parametrov	64
8.1.2	Analytické určenie kritických parametrov	66
8.1.3	Určenie parametrov PID regulátoru metódou Ziegler-Nichols	69
8.1.4	Určenie parametrov PID regulátoru metódou Tyreus-Luyben.....	70
8.2	URČENIE PARAMETROV PID REGULÁTORA METÓDOU POŽADOVANÉHO MODELU.....	71
8.2.1	Voľba požadovaného modelu v diskkrétnej oblasti	71
8.2.2	Výpočet prenosu regulátora.....	72
8.2.3	Určenie parametrov PID regulátora z prenosu	73
8.2.4	Analytická ukážka výpočtu regulátora	74
8.2.5	Porovnanie požadovaného modelu $G_{wy}(z)$ a priebehu s regulátorom $G_R(z)$	78
8.3	URČENIE PARAMETROV PID REGULÁTORA OPTIMALIZAČNOU METÓDOU POŽADOVANÉHO MODELU.....	79
9	SIMULAČNÉ POROVNANIE NASTAVENÍ PI A PID REGULÁTORA	82
9.1	VYTVORENIE SIMULAČNÉHO OBVODU V MATLAB SIMULINK	82
9.2	SIMULAČNÉ POROVNANIE METÓD NASTAVENIA PID REGULÁTORA	83
9.2.1	Experimentálne metódy kritických parametrov	83
9.2.2	Metóda požadovaného modelu numerickou optimalizáciou	88
9.3	ZHODNOTENIE RÔZNYCH NASTAVENÍ PI A PID REGULÁTORA	91
10	POROVNANIE KVALITY REGULÁCIE NA REÁLNO M ZARIADENÍ	92
10.1	POROVNANIE PRIEBEHU A DOBY USTÁLENIA	92
10.2	POROVNANIE REGULAČNEJ PLOCHY	95
	ZÁVER.....	97
	ZOZNAM POUŽITEJ LITERATÚRY	99
	ZOZNAM OBRÁZKOV	100
	ZOZNAM TABULIEK.....	102
	ZOZNAM POUŽITÝCH SYMBOLOV A SKRATIEK	103

ÚVOD

Riadenie technologických procesov v gumárenskom priemysle zohráva kľúčovú úlohu pri zabezpečení vysokej kvality výroby a efektívneho využitia zdrojov. Jedným z dôležitých procesov je regulácia tlaku kaučukovej zmesi na výstupe dvojšnekového homogenizátora s valcovaním, kde správne nastavený regulátor významne ovplyvňuje stabilitu a kvalitu celého výrobného procesu.

Táto práca sa zameriava na analýzu a optimalizáciu PID regulácie tlaku na výstupe daného zariadenia. V úvode je opísaný samotný technologický proces a identifikované hlavné faktory, ktoré vplývajú na kvalitu regulácie. Následne je predstavený pôvodný riadiaci systém postavený na programovateľnom logickom automate Siemens S7-1517F s využitím regulačného algoritmu PID_Compact V2.

Cieľom práce je navrhnuť parametre PID regulátora tak, aby dosahovali lepšie vlastnosti regulácie v porovnaní s aktuálne používaným nastavením. Na tento účel je vytvorený matematický model regulovanej sústavy na základe reálne zaznamenaných procesných veličín. Model je následne využitý na určenie nastavení regulátora pomocou rôznych analytických metód, ako sú metódy na základe kritických parametrov a metóda požadovaného modelu.

Účinnosť jednotlivých nastavení je overovaná pomocou simulácií v prostredí MATLAB a Simulink, kde sú vyhodnocované metriky kvality regulácie a stabilitné rezervy. Vybrané nastavenia sú následne implementované na reálnom zariadení, pričom je vykonaná analýza dosiahnutých výsledkov.

Prínos práce spočíva v praktickom overení možností optimalizácie PID regulácie na konkrétnom technologickom zariadení a v porovnaní viacerých prístupov k nastaveniu regulátora z hľadiska kvality a stability regulácie.

I TEORETICKÁ ČASŤ

1 RIADIACE SYSTÉMY V GUMÁRENSKÝCH TECHNOLOGICKÝCH PROCESOC

Riadenie technologických procesov zohráva v gumárenskom priemysle kľúčovú úlohu. Medzi hlavné ciele patrí dosiahnutie vysokej kvality výrobkov, zvýšenie efektivity výroby a znižovanie výrobných nákladov. Moderné riadiace systémy v tejto oblasti sú výrazne ovplyvnené rozvojom mikroprocesorovej techniky.

Zavedenie mikroprocesorových systémov prinieslo výrazné zlepšenie presnosti riadenia výrobných procesov, ako sú miešanie, extrúzia, kalandrovanie či vulkanizácia. Oproti tradičným metódam vynikajú tieto systémy najmä svojou flexibilitou a schopnosťou nepretržite monitorovať kvalitu aj objem produkcie v reálnom čase.

Aby bolo riadenie procesov v gumárenskom priemysle efektívne, je nevyhnutné dôsledne charakterizovať vstupné materiály, ako sú elastoméry a gumárenské zmesi, optimalizovať technologické parametre (teplota, tlak, rýchlosť) a neustále monitorovať priebeh výrobných operácií.

Riadenie kvality zahŕňa nielen pravidelné meranie a vyhodnocovanie výrobných parametrov, ale aj ich neustále porovnávanie s nastavenými toleranciami. Dôležitou súčasťou je aj včasné upozorňovanie pracovníkov na odchýlky, čo umožňuje okamžite zasiahnuť do procesu. Takýto prístup pomáha predchádzať vzniku nevyhovujúcich výrobkov, minimalizovať odpad a zlepšiť ekonomické výsledky výroby.

Je teda zrejmé, že efektivita riadiacich systémov v gumárenskom priemysle dnes závisí najmä od využívania moderných technológií - predovšetkým automatizácie a mikroprocesorového riadenia (napríklad pomocou PLC a SCADA systémov). Rovnako dôležité je však aj systematické zapojenie týchto technológií do celého výrobného procesu, aby sa dosiahla vysoká kvalita a efektivita výroby.[1]

2 PROGRAMOVATELNÉ LOGICKÉ AUTOMATY

Programovateľný logický automat (PLC, z angl. Programmable Logic Controller) je špecializovaný digitálny počítač určený na riadenie procesov a zariadení v priemysle. Oproti bežným počítačom je navrhnutý pre spoľahlivú prevádzku v náročných podmienkach s výkyvmi teplôt, elektromagnetickým rušením, vibráciami a nárazmi. PLC výrazne zjednodušuje prepojovanie oproti starším reléovým systémom a minimalizuje ich poruchovosť. Program sa ukladá do pamäte so zálohovaním, čím je zabezpečená jeho dostupnosť aj pri výpadku napájania. PLC dnes už neplnia len jednoduché logické operácie, ale umožňujú aj časovanie, počítanie, zložitejšie výpočty či spracovanie analógových signálov, čím zabezpečujú flexibilné riadenie v reálnom čase podľa aktuálnych vstupných podmienok.

Medzi hlavné výhody oproti riadiacim systémom s relé patria:

Vyššia spoľahlivosť: Program je uložený v pamäti PLC, čím sa eliminuje riziko nesprávneho logického zapojenia a znižuje sa poruchovosť v dôsledku absencie mechanických relé.

Flexibilita: Zmeny v riadení je možné vykonávať úpravou programu bez nutnosti fyzických zásahov do zapojenia. PLC umožňujú rozšírenie o ďalšie moduly a podporujú pokročilé funkcie, ako sú matematické výpočty či spracovanie analógových signálov.

Nižšie náklady: Automatizácia pomocou PLC znižuje celkové investičné aj prevádzkové náklady, čo prispieva k ich širokému rozšíreniu v priemysle.

Možnosti komunikácie: PLC podporujú komunikáciu s inými zariadeniami, systémami zberu dát a umožňujú vzdialené monitorovanie či aktualizáciu programu.[2]

2.1 Súčasti programovateľného logického automatu

Modul Centrálnej výpočtovej jednotky

Centrálna výpočtová jednotka (CPU) alebo procesor je kľúčovou súčasťou riadiacej jednotky PLC. Zvyčajne ju tvorí mikroprocesor s pamäťou na uloženie programu a potrebných dát. CPU vykonáva logické a matematické operácie, číta stavy vstupov a zapisuje vyhodnotenú výstupy. V niektorých systémoch môže byť procesor vymeniteľným modulom alebo môže obsahovať viacero procesorov, pričom každý má vlastnú pamäť a program. Takéto paralelné spracovanie skracuje čas cyklu a zvyšuje rýchlosť odozvy riadiaceho systému.

Pri kritických aplikáciách sa využíva konfigurácia so záložným procesorom, ktorý umožňuje prevziať riadenie v prípade zlyhania hlavného procesora. Modul CPU často obsahuje LED indikátory na diagnostiku a prepínače na výber prevádzkového režimu:

- **RUN:** Spúšťa vykonávanie programu v cykloch (čítanie vstupov, spracovanie podľa programu, komunikácia, diagnostika, zápis na výstupy). Počas tohto režimu nie je možné meniť program ani režim procesora.
- **PROG:** Umožňuje úpravu programu, pričom vyhodnocovanie vstupov a výstupov je zablokované.
- **REM:** Umožňuje vzdialenú úpravu a riadenie programu vrátane prepínania medzi režimami („Remote Run“, „Remote Program“, „Remote Test“).

Moderné procesory PLC sa neustále vyvíjajú a zvládajú čoraz komplexnejšie operácie, vrátane komunikácie so systémami SCADA (Supervisory Control and Data Acquisition) na účely dohľadu a zberu dát.[2]

Pamäť

Pamäte sa v PLC delia na energeticky závislé (volatile) a energeticky nezávislé (nonvolatile), podľa schopnosti uchovať dáta po strate napájania. Ďalším kritériom je možnosť prepisovania dát, teda prepisovateľné a neprepisovateľné pamäte.

Najčastejšie sa v PLC používajú tieto typy pamätí:

- **ROM (Read Only Memory):** Energeticky nezávislá a neprepisovateľná pamäť, do ktorej výrobca ukladá operačný systém zariadenia. Uložené dáta sa po výrobe už nemenia.
- **RAM (Random Access Memory):** Prepisovateľná a energeticky závislá pamäť slúžiaca ako dočasné úložisko pre program, aktuálne dáta, časovače a počítadlá. Pre zabránenie strate dát pri výpadku napájania je často vybavená záložnou batériou (výdrž 2–5 rokov) alebo kondenzátorom (udržanie dát desiatky minút).
- **EEPROM (Electrically Erasable Programmable Read Only Memory):** Elektronicky prepisovateľná, energeticky nezávislá pamäť, ktorá sa využíva na trvalé uloženie záložného programu a ďalších dôležitých dát. Takéto rozdelenie pamätí zabezpečuje spoľahlivú prevádzku PLC, rýchle spracovanie operácií aj uchovanie kritických informácií pri výpadkoch napájania.[2]

Napájací zdroj

Napájací zdroj zabezpečuje premenu striedavého napätia 230 V alebo 115 V na jednosmerné napätie potrebné pre centrálnu výpočtovú jednotku a moduly vstupov a výstupov. Tieto zdroje sú navrhnuté tak, aby zvládali krátkodobé výpadky napájania bez prerušenia činnosti PLC. Doba, počas ktorej dokáže napájací zdroj preklenúť výpadok bez narušenia prevádzky, sa označuje ako „hold-up time“ a obvykle sa pohybuje v rozsahu od 10 ms do 3 s.[2]

Moduly pre vstupy a výstupy signálu

Vstupné a výstupné moduly (I/O) predstavujú rozhranie medzi PLC a pripojenými zariadeniami. Prepojenie je galvanicky oddelené (najčastejšie optočlenmi), čím sa chráni vnútorná elektronika pred poškodením. Moduly môžu byť fixné (súčasťou menších jednotiek, nižšia cena, menšia flexibilita) alebo vymeniteľné (vyššia flexibilita, jednoduchá výmena alebo rozšírenie).

- **Diskrétné (digitálne) moduly – základné parametre:**
- **Nominálne napätie:** Napr. 5 V, 24 V, 230 V (DC alebo AC), často s toleranciou $\pm 10\%$.
- **Prahové vstupné napätie:** Minimálna a maximálna hodnota pre logickú 1 a 0.
- **Nominálny prúd na vstup:** Minimálny prúd potrebný na vyhodnotenie stavu vstupu, ochrana pred šumom.
- **Nominálna teplota prostredia:** Maximálna povolená prevádzková teplota.
- **Vstupné ON/OFF oneskorenie:** Čas reakcie na zmenu stavu (napr. 9-25 ms).
- **Výstupný prúd:** Maximálny prúd na jeden výstup (napr. 1 A).
- **Celkový maximálny prúd:** Nižší ako súčet maximálnych prúdov všetkých výstupov.
- **Nábehový prúd:** Krátkodobý maximálny prúd pri spínaní (napr. 20 A na 0,1 s).
- **Ochrana proti skratu:** Poistky alebo obmedzovacie obvody pre každý alebo skupinu výstupov.
- **Únikový prúd:** Prúd pretekajúci aj pri vypnutom výstupe (zvyčajne < 5 mA).
- **Elektrická izolácia:** Odolnosť voči vysokému napätiu (napr. 1500 - 2500 V).
- **Počet vstupov/výstupov:** Typicky 8, 16 alebo 32 na jeden modul.
- **Odber prúdu zo zbernice:** Veľkosť prúdu požadovaná zo zbernice PLC.
- **Analógové moduly - základné parametre:**
- **Počet kanálov:** Bežne 4, 8 alebo 16; môžu byť symetrické alebo nesymetrické.
- **Vstupný rozsah prúdu/napätia:** Rozsah analógového signálu prijímaného modulom (napr. 0–10 V, 4–20 mA).

- **Výstupný rozsah prúdu/napätia:** Rozsah signálu generovaného modulom.
- **Ochrana vstupu:** Ochrana proti nadmernému napätiu.
- **Rozlíšenie:** Najmenšia rozlíšiteľná zmena signálu (určuje presnosť merania).
- **Vstupná impedancia a kapacita:** Prispôsobenie pripojeným zariadeniam.
- **Potláčanie súhlasného rušenia:** Odolnosť voči elektromagnetickému a RF rušeniu pri symetrickom zapojení.[2]

2.2 Princíp programovania

Programovanie programovateľného logického automatu (PLC) je založené na tvorbe algoritmu, ktorý určuje správanie systému na základe aktuálnych vstupov a požadovanej logiky riadenia. Základom je cyklické spracovanie programu – PLC neustále vykonáva tzv. riadiaci cyklus, ktorý pozostáva z čítania stavov vstupov, spracovania programu (vyhodnotenie logických a matematických operácií) a zápisu výsledných hodnôt na výstupy.

Na tvorbu riadiacich programov sa najčastejšie používajú štandardizované programovacie jazyky podľa normy IEC 61131-3, medzi ktoré patria:

- **Ladder diagram (LD):** Grafické znázornenie logických operácií, podobné elektrickým schémam s relé.
- **Funkčný blokový diagram (FBD):** Programovanie pomocou prepojených blokov vykonávajúcich špecifické funkcie.
- **Structured text (ST):** Textový jazyk podobný bežným programovacím jazykom (napr. Pascal alebo C).
- **Instruction list (IL) a Sequential function chart (SFC):** Menej používané, vhodné pre špecifické úlohy.

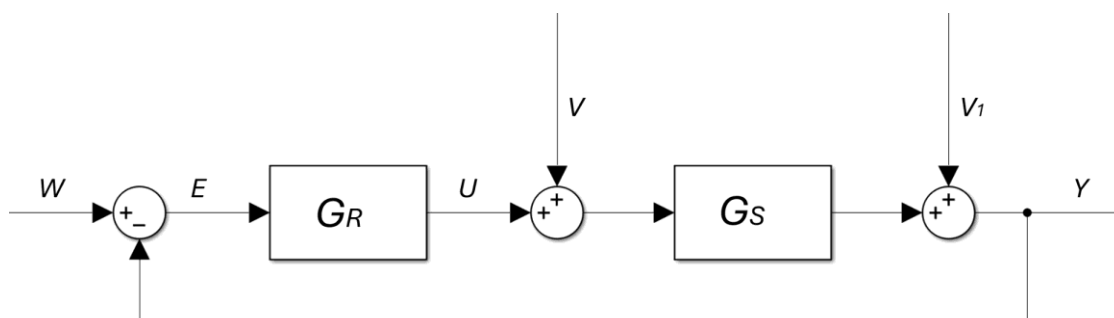
Program je uložený v pamäti PLC a jeho zmena nevyžaduje zásahy do zapojenia hardvéru, stačí softvérová úprava. Programovanie umožňuje implementovať nielen jednoduché logické operácie, ale aj časovače, počítadlá, aritmetické operácie, podmienky, spracovanie analógových signálov a komunikáciu s inými zariadeniami. Vďaka tomu sú PLC veľmi flexibilné a použiteľné pre širokú škálu automatizačných úloh.[2]

3 REGULAČNÉ OBVODY

Regulačné obvody predstavujú základný stavebný prvok automatizovaných systémov riadenia v rôznych oblastiach priemyslu. Ich úlohou je zabezpečiť stabilnú prevádzku technologických procesov prostredníctvom neustáleho monitorovania a úpravy riadených veličín podľa požadovaných hodnôt. V tejto kapitole je popísaná základná štruktúra regulačného obvodu, princíp fungovania číslicových regulátorov, ako aj základné ukazovatele kvality regulácie, ktoré slúžia na hodnotenie účinnosti a presnosti regulačných zásahov.

3.1 Základná štruktúra regulačného obvodu

Uvažujme regulačný obvod s regulátorom s jedným stupňom voľnosti (Obrázok 1), kde W , E , U , V , V_I a Y sú obrazy žiadanej veličiny w , regulačnej odchýlky e , akčnej veličiny u , poruchovej veličiny pred regulovanou sústavou v , poruchovej veličiny za regulovanou sústavou v_I a regulovanej veličiny y . G_R a G_S sú prenosy regulátoru a regulovanej sústavy.



Obrázok 1 Regulačný obvod s regulátorom

V prípade regulačného obvodu s analógovým regulátorom je potrebné uvažovať za nezávislú premennú pri origináli spojitý čas t .

V prípade regulačného obvodu s číslicovým regulátorom je potrebné uvažovať pri origináli diskretný čas kT (k je prirodzené číslo, T je vzorkovacia perióda), pri obraze a prenose komplexnú premennú z v Z-transformácii. V celej práci sa predpokladá že kvantizačná chyba je zanedbateľne malá, preto pojmy „číslcový“ a „diskretný“ sú považované za ekvivalentné.

Prenos sústavy G_S sa môže skladať z časti G_P neobsahujúcej dopravné oneskorenie a z časti G_D vyjadrujúcej dopravné oneskorenie,

$$G_S = G_P G_D \quad (3.1)$$

Pri regulátore s analógovým regulátorom ma L-prenos sústavy tvar

$$G_S(s) = G_P(s)e^{-T_d s}, \quad G_D(s) = e^{-T_d s}, \quad T_d \geq 0 \quad (3.2)$$

a pri regulačnom obvode s číslicovým regulátorom ma Z-prenos sústavy tvar

$$G_S(z) = G_P(z)z^{-d}, \quad G_D(z) = z^{-d}, \quad T_d = dT, \quad d \geq 0, \quad (3.3)$$

kde T_d je dopravné oneskorenie, T je vzorkovacia perióda, d je počet vzoriek o ktoré je systém oneskorený a je násobok T , o ktorom sa najčastejšie predpokladá že je celé číslo.

Vo všeobecnom prípade G_P vyjadruje invertibilnú časť a G_D stabilnú neinvertibilnú časť prenosu sústavy G_S za predpokladu

$$\text{mod } G_D = |G_D| = 1, \quad (3.4)$$

kde mod je modul.

Je zrejmé, že táto podmienka je pri prenose G_D vo vzťahoch (3.2) a (3.3) splnená.

Všeobecné podmienky na regulačný obvod môžu byť vyjadrené pomocou cieľa regulácie, napr. v obrazoch vo tvare

$$Y \rightarrow W, \quad (3.5)$$

z ktorého vyplýva dvojité úloha regulátoru, a to zaistenie sledovania žiadanej veličiny w regulovanou veličinou y a súčasne potláčanie negatívneho vplyvu porúch v a v_I na činnosť regulačného obvodu. Je samozrejmé, že regulačný obvod musí byť stabilný a cieľ regulácie (3.5) musí byť splnený so zadanou kvalitou.

Pre Regulačný obvod a sústavu platí

$$Y = G_{wy}W + G_{vy}V + G_{v_Iy}V_I, \quad (3.6)$$

$$G_{wy} = \frac{Y}{W} = \frac{G_R G_P G_D}{1 + G_R G_P G_D}, \quad (3.7)$$

$$G_{vy} = \frac{Y}{V} = \frac{G_P G_D}{1 + G_R G_P G_D} = (1 - G_{wy}) G_P G_D, \quad (3.8)$$

$$G_{v_1y} = \frac{Y}{V_1} = \frac{1}{1 + G_R G_P G_D} = 1 - G_{wy}, \quad (3.9)$$

Kde G_{wy} je prenos riadenia, G_{vy} je prenos poruchy pre V , G_{v_1y} je prenos poruchy pre V_1 .

Zo vzťahu (3.6) vyplýva že cieľ regulácie (3.5) bude splnený, pokiaľ budú splnené nasledovne podmienky

$$G_{wy} \rightarrow 1, \quad (3.10)$$

$$G_{vy} \rightarrow 0, \quad (3.11)$$

$$G_{v_1y} \rightarrow 0. \quad (3.12)$$

Podmienky (3.10 - 3.12) môžu byť splnené len vtedy, pokiaľ sústava neobsahuje dopravné oneskorenie G_D , tj. $G_D = 1$.

Zo vzťahov (3.8) a (3.9) je zrejmé, že pokiaľ bude splnená podmienka pre prenos riadenia (3.10), potom budú automaticky splnené aj podmienky (3.11) a (3.12) pre oba prenosy porúch G_{vy} a G_{v_1y} . Preto pri syntéze regulačného obvodu je často uvažovaný len prenos G_{wy} . Pri existencii dopravného oneskorenia G_D bude cieľ regulácie (3.5) splnený, pokiaľ budú platiť nasledovné podmienky

$$G_{wy} \rightarrow G_D, \quad (3.13)$$

$$G_{vy} \rightarrow (1 - G_D) G_P G_D, \quad (3.14)$$

$$G_{v_1 y} \rightarrow 1 - G_D. \quad (3.15)$$

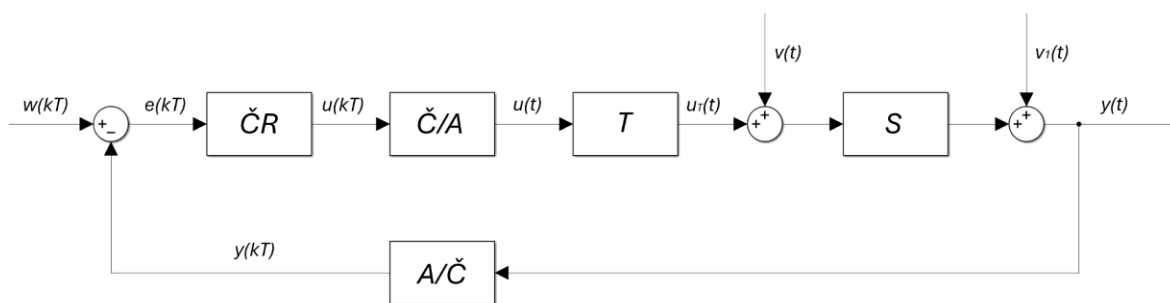
Z vzťahov (3.13 - 3.15) vyplýva, že dopravného oneskorenia (neinvertibilná časť) G_D sa nie je možné zbaviť. Ďalším dôležitým záverom vyplývajúcim z týchto vzťahov je, že pokiaľ vystupuje v regulovanej sústave dopravné oneskorenie G_D a pôsobí porucha pred sústavou, (3.14), tak zásah regulátoru sa prejaví na výstupe neskôr po uplynutí dvojnásobku dopravného oneskorenia.

V jednoduchom regulačnom obvode nemá zmysel zaoberať sa poruchou v_I pôsobiaceou na výstupe sústavy pretože zo vzťahu (3.9) je zrejmé že odozva na poruchu v_I bude rovnaká ako odozva na žiadanú veličinu $w = v_I$, ale iba posunutá a obrátená.

Pokiaľ ide o poruchu pôsobiacu na vstupe sústavy, potom v prenose G_{vy} pre poruchu v (3.8) vystupuje prenos (3.1), a preto regulátor s prenosom G_R musí byť nastavený kompromisne ako z hľadiska žiadanej veličiny w , tak aj z hľadiska poruchovej veličiny v . Nie vždy je možné regulátor kompromisne nastaviť. Veľké problémy vystupujú hlavne pri integračných sústavách.[3]

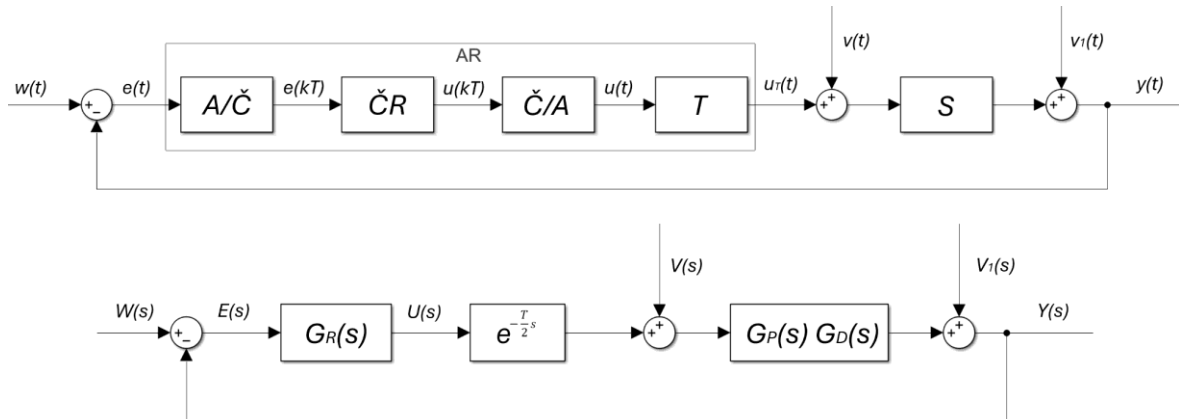
3.2 Regulačný obvod s číslicovým regulátorom

Regulačný obvod s číslicovým regulátorom (Obrázok 2), kde ČR je číslicový regulátor, S je regulovaná sústava, Č/A je číslicovo analógový prevodník, A/Č je analógovo číslicový prevodník, T je tvarovač a $u_T(t)$ je tvarovaná akčná veličina.



Obrázok 2 Regulačný obvod s číslicovým regulátorom

Nižšie sú uvedené dva rôzne postupy pri syntéze regulačného obvodu s číslicovým regulátorom pri uvažovaní schémy (Obrázok 3).



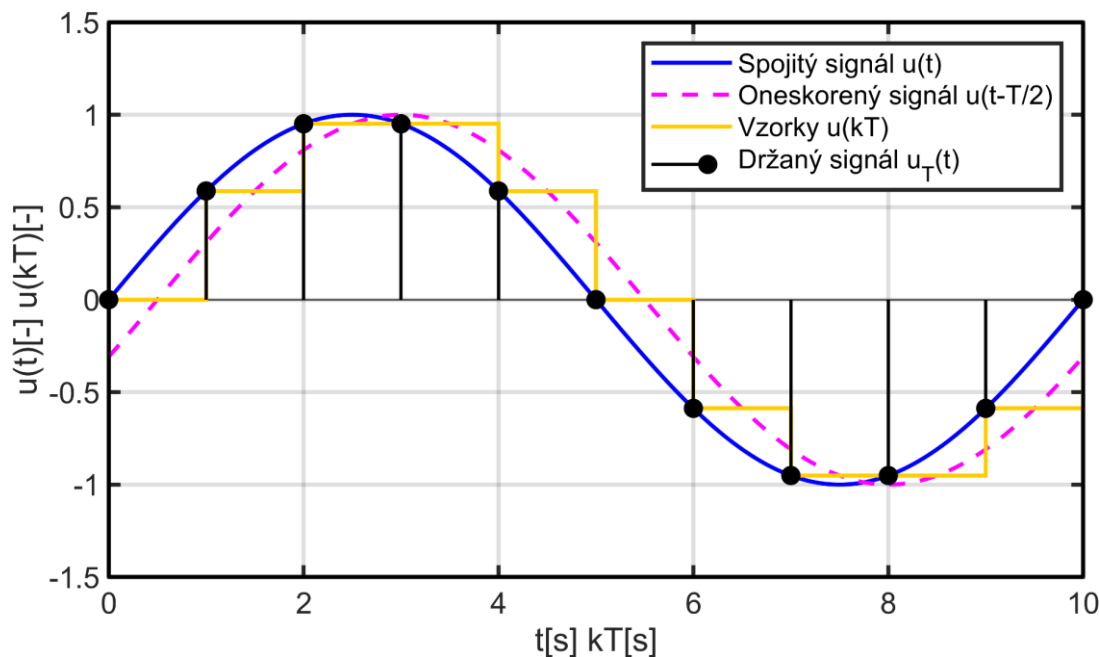
Obrázok 3 Transformácia regulačného obvodu s číslicovým regulátorom na spojitý regulačný obvod

Z priebehu tvarovanej akčnej veličiny $u_1(t)$ vyplýva, že pre dostatočne malú vzorkovaciu periódu T môže byť približne zastúpená veličinou $u(t)$ oneskorenou o polovicu vzorkovacej periódy $T/2$, teda $u(t - T/2)$. Preto regulačný obvod s číslicovým regulátorom môže byť zastúpený spojitým regulačným obvodom so sústavou

$$G'_S(s) = G_P(s)G_D(s)e^{-\frac{T}{2}s}. \quad (3.16)$$

Pre túto sústavu sa navrhne a nastaví vhodný analógový regulátor $G_R(s)$. Hodnoty jeho nastaviteľných parametrov spolu s vzorkovacou periódou T sa potom použijú u zodpovedajúceho číslicového regulátoru. Táto približná metóda syntézy regulačného obvodu s číslicovým regulátorom pre dostatočne malú vzorkovaciu periódu T dáva väčšinou dobré výsledky.

Pokiaľ sústava $G_S(s)$ neobsahuje dopravné oneskorenie, teda $G_D(s) = 1$ [3], a pre syntézu spojitého regulačného obvodu sa použijú metódy, ktoré nie sú vhodné pre dopravné oneskorenie, je možné použiť aproximáciu dopravného oneskorenia Taylorovým rozvojom.[3]



Obrázok 4 Pribeh akčnej veličiny v regulačnom obvode s číslicovým regulátorom

3.3 Číslicový regulátor s jedným stupňom voľnosti

Z-prenos ideálneho číslicového regulátoru PID (1DOF) závisí na spôsobe náhrady integrácie a derivácie v rovnici popisujúcej ideálny regulátor PID.

$$\begin{aligned}
 u(t) &= K_P e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau + K_D \frac{de(t)}{dt} = \\
 &= K_P \left[e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_D \frac{de(t)}{dt} \right]
 \end{aligned}
 \tag{3.17}$$

Pre $t = kT$ ($k = 0, 1, 2, \dots$).

Najčastejšie sa využíva aproximácia integrálu spätnou obdĺžnikovou metódou

$$\int_0^{t=kT} e(\tau) d\tau \approx T \sum_{i=1}^k e(iT)
 \tag{3.18}$$

A derivácia relatívnou spätnou diferenciou

$$\left. \frac{de(t)}{dt} \right|_{t=kT} \approx \frac{e(kT) - e[(k-1)T]}{T}
 \tag{3.19}$$

Ako dolná medza sumácie sa vo vzťahu (3.18) rovnako používa $i = 0$. Vzhľadom k tomu, že pri používaní Z-prenosu sa predpokladajú nulové počiatočné podmienky, teda $e(0) = 0$, nemá to žiadny vplyv na výsledné vzťahy.

Niekedy sa pre integráciu používa lichobežníková metóda

$$\int_0^{t=kT} e(\tau) d\tau \approx T \sum_{i=1}^k \frac{e(iT) + e[(i-1)T]}{2} \quad (3.20)$$

Zo vzťahu (3.18) a (3.19) vyplývajú vzťahy

$$\begin{aligned} \frac{1}{s} &\sim \frac{T_Z}{z-1}, \\ s &\sim \frac{z-1}{T_Z} \end{aligned} \quad (3.21)$$

A z vzťahu (3.20)

$$\frac{1}{s} \sim \frac{T(z+1)}{2(z-1)}. \quad (3.22)$$

Vzhľadom k tomu, že pri dostatočne malej vzorkovacej perióde T sú rozdiely z hľadiska kvality regulácie zanedbateľné, taktiež vzťahy (3.21) sú jednoduché a „symetrické“, ďalej budeme používať vzťahy zodpovedajúce spätnej obdĺžnikovej metóde sumácie a spätnej relatívnej diferenciácie (3.21).

V tomto prípade sa pre číslicový regulátor PID v analógii s (3.17) dostaneme vzťah

$$\begin{aligned} u(kT) &= K_P e(kT) + K_I T \sum_{i=1}^k e(iT) + \frac{K_D}{T} \{e(kT) - e([k-1]T)\} = \\ &= K_P \left[e(kT) + \frac{T}{T_I} \sum_{i=1}^k e(iT) + \frac{T_D}{T} \{e(kT) - e([k-1]T)\} \right], \end{aligned} \quad (3.23)$$

z ktorého je zrejmé, že počet zostaviteľných parametrov pre číslicový regulátor PID sa zvýšil o vzorkovaciu periódu T . Jej vplyv na regulačný pochod je vždy negatívny. Zvyšuje

vplyv sumačnej zložky, ktorá regulovaný pochod destabilizuje. Rovnaký záver vyplýva taktiež z toho, že medzi momentami vzorkovania $(k-1)T < t < kT$ číslicový regulátor nie je informovaný o skutočnej regulačnej odchýlke $e(t)$, a teda nemôže na ňu vhodne reagovať.

Vzhľadom na náhradu integrácie sumáciou (S) a derivácie diferenciou (D) sa číslicový regulátor (3.23) taktiež nazýva PSD (Proporcionálne Sumačne Diferenčný) a slovo „číslcový“ alebo „diskrétny“ je možné vynechať.

Vzťah (3.23) popisuje polohové (absolútne) vyjadrenie algoritmu číslicového regulátoru PID. Pri realizácii a implementácii sa používa prírastkové (rýchlostné) vyjadrenie, ktoré sa dostane zo vzťahu (3.23) tak, že od $u(kT)$ sa odčíta $u[(k-1)T]$ (uvažuje sa len vyjadrenie s časovou konštantou)

$$u(kT) = u([k-1]T) + K_P \left(1 + \frac{T}{T_I} + \frac{T_D}{T} \right) e(kT) + \quad (3.24)$$

$$u(kT) = -K_P \left(1 + 2\frac{T_D}{T} \right) e([k-1]T) + K_P \frac{T_D}{T} e([k-2]T).$$

Prírastkové vyjadrenie algoritmu číslicového regulátoru PID (3.24) ma niekoľko výhod, ktoré spočívajú predovšetkým v jednoduchej implementácii, jednoduchej realizácii mechanizmu anti-windup atď. Jeho nevýhodou je, že explicitne nie je zrejmé, ako na jeho činnosť majú vplyv jednotlivé zostaviteľné parametre.

Z-prenos ideálneho číslicového regulátoru PID v tvare s časovými konštantami je v súlade s (3.17) a (3.21) daný vzťahom

$$G_R(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = K_P \left(1 + \frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1} + \frac{T_D}{T} \frac{z-1}{z} \right). \quad (3.25)$$

Tabuľka 1 Z-prenosy regulátorov [3]

	Typ	Z-prenos
1	P	K_p
2	PI (PS)	$\frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1}$
3	I (S)	$K_p \left(1 + \frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1}\right)$
4	PD	$K_p \left(1 + \frac{T_D}{T} \frac{z-1}{z}\right)$
5	PID (PSD)	$K_p \left(1 + \frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1} + \frac{T_D}{T} \frac{z-1}{z}\right)$

V praxi sa využívajú jednoduchšie typy číslicových regulátorov (Tabuľka 1).

U reálnych regulátorov musí diferenčná zložka vždy obsahovať vhodný filter. Jednou z jednoduchších, ale účinných, možností je použitie analógie s filtráciou u analógových regulátorov (2.12). V súlade s (3.21) je možné zapísať ako

$$\frac{1}{\frac{T_D}{N}s + 1} \sim \frac{1}{\frac{T_D}{N} \frac{z-1}{Tz} + 1} = \frac{NTz}{(T_D + NT)z - T_D}. \quad (3.26)$$

Potom vo všetkých vzťahoch pri číslicovej regulácii je nutné uvažovať diferenčnú zložku [3]

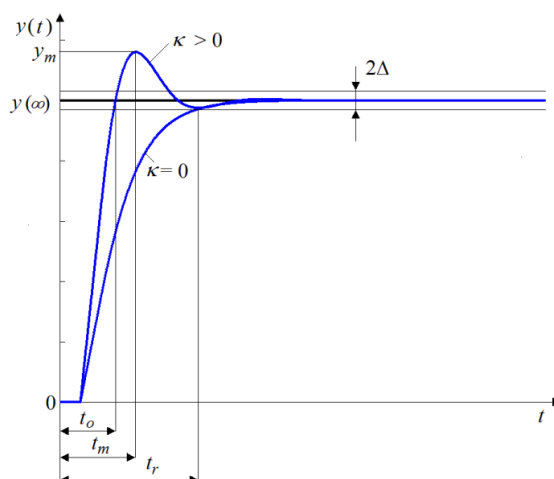
$$\frac{T_D}{T} \frac{z-1}{z} \quad (3.27)$$

uvažovať v tvare

$$NT_D \frac{z-1}{(T_D + NT)z - T_D} \quad (3.28)$$

3.4 Základné ukazovatele kvality regulácie

Najjednoduchšie sa kvalita regulácie posudzuje na základe odozvy regulačného obvodu na skokovú zmenu vstupných veličín. Obrázok 5 znázorňuje odozvu regulačného obvodu (prechodová charakteristika) na skokovú zmenu žiadanej veličiny $w(t)$.



Obrázok 5 Prechodová charakteristika regulačného obvodu s vyznačenými ukazovateľmi kvality[3]

Pod pojmom prechodová charakteristika sa rozumie odozva na skokovú zmenu žiadanej veličiny $w(t)$, ktorá nemusí byť vždy jednotková.

Obrázok 5 znázorňuje dva typické priebehy požadovaných prechodných charakteristík regulačného obvodu vyvolané skokovou zmenou žiadanej veličiny $w(t)$.

Pre posúdenie kvality regulácie sú najdôležitejšie dva ukazovateľ, a to doba regulácie t_r (Obrázok 5) a relatívny prekmit κ

$$\kappa = \frac{y_m - y(\infty)}{y(\infty)}, \quad y_m = y(t_m), \quad (3.29)$$

Kde y_m je maximálna hodnota regulovanej veličiny pri prekmite, t_m je doba dosiahnutia maximálnej hodnoty y_m , $y(\infty)$ je ustálená hodnota regulovanej veličiny.

Doba regulácie t_r je daná časom, kedy regulovaná veličina $y(t)$ vstúpi do pásma o šírke 2Δ , tj. $y(\infty) \pm \Delta$, kde tolerancia regulácie je daná vzťahom

$$\Delta = \delta y(\infty), \quad \delta = 0,01 \div 0,05 \quad (1 \div 5) \%. \quad (3.30)$$

Relatívna tolerancia regulácie δ ma najčastejšie hodnoty 0,05 alebo 0,02.

Relatívne hodnoty (3.29) a (3.30) sa uvádzajú v percentách.

Pri uvádzaní doby regulácie t_r musí byť vždy taktiež uvedená relatívna tolerancia regulácie δ . Pokiaľ nie je uvedená, predpokladá sa že $\delta = 0,05$ (5%).

Prípád $\kappa = 0$ odpovedá nekmitavému regulačnému pochodu, ktorý je požadovaný pre procesy, kde prekmit by spôsobil nežiadúce účinky, sú to napríklad tepelné procesy, chemické procesy ale aj pohyby u robotických manipulátorov.

pri nekmitavom regulačnom pochode sa často požaduje, aby mal minimálnu dobu regulácie t_r . Takýto nekmitavý regulačný proces sa nazýva medzný.

Pre $\kappa > 0$ býva regulačný pochod kmitavý a je rýchlejší ako nekmitavý pochod. Rýchlostný nárast regulovanej veličiny $y(t)$ sa da opísať pomocou odozvy t_0 . Je to doba , za ktorú regulovaná veličina $y(t)$ dosiahne ustálenej hodnoty $y(\infty)$. Rýchlosť odozvy t_0 býva definovaná ako doba od dosiahnutia hodnoty $0,1y(t)$ do dosiahnutia hodnoty $0,9y(t)$.

Pre komplexné zhodnotenie kvality regulačného pochodu sú vhodné integrálne kritéria. Obrázok 6 znázorňuje vyfarbením regulačnú plochu. Čím je regulačná plocha menšia tým je vyššia kvalita regulácie.[3]

3.4.1 Lineárna regulačná plocha

$$I_{IE} = \int_0^{\infty} e(t) dt. \quad (3.31)$$

Kritérium lineárnej regulačnej plochy IE (IE = Integral of Error) je najjednoduchšie. Nie je vhodné pre kmitavé regulačné pochody, pretože $I_{IE} = 0$ pre regulačný pochod na medzi kmitavej stability, pretože plochy nad a pod žiadanou veličinou $w(t)$ sa odčítajú. Jeho výhoda je že sa dá jednoducho určiť, pretože platí [3]

$$I_{IE} = \lim_{s \rightarrow 0} E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \int_0^{\infty} e(t)e^{-st} dt = \int_0^{\infty} e(t) dt. \quad (3.32)$$

3.4.2 Absolútna regulačná plocha

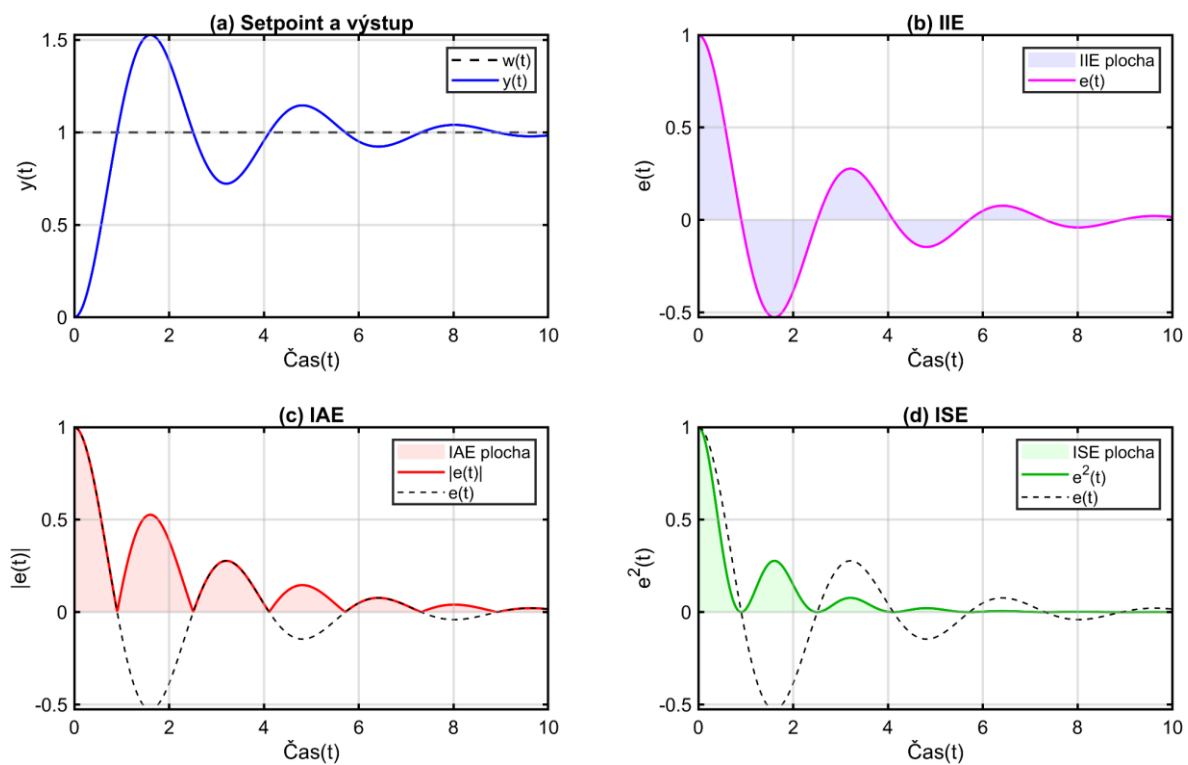
$$I_{IAE} = \int_0^{\infty} |e(t)| dt. \quad (3.33)$$

Kritérium absolútnej regulačnej plochy IAE (IAE = Integral of Absolute Error) odstraňuje nevýhodu predchádzajúceho kritéria IE , a preto je vhodné pre nekmitavé aj kmitavé pochody. Nevýhodou tohto kritéria je, že v bodoch kde chyba $e(t)$ mení znamienko derivácie nie je definovaná, a preto hodnotu absolútnej regulačnej plochy nie je možné zistiť analyticky ale len za využitia simulácie.[3]

3.4.3 Kvadratická regulačná plocha

$$I_{ISE} = \int_0^{\infty} e^2(t) dt. \quad (3.34)$$

Kritérium kvadratickej regulačnej plochy ISE (ISE = Integral of Squared Error) odstraňuje síce nedostatky oboch predchádzajúcich integrálnych kritérií IE a IAE , pretože je použiteľné aj pre kmitavé regulačné pochody aj pre nekmitavé regulačné pochody, a taktiež je ho možné určiť analyticky. Použitie je vhodné v tých prípadoch keď žiadaná veličina $w(t)$ alebo poruchová veličina $v(t)$ má náhodný charakter.[3]



Obrázok 6 Geometrická interpretácia integrálnych kritérií

4 DVOJŠNEKOVÝ VYTLAČOVACÍ LIS S VÁLCOVANÍM

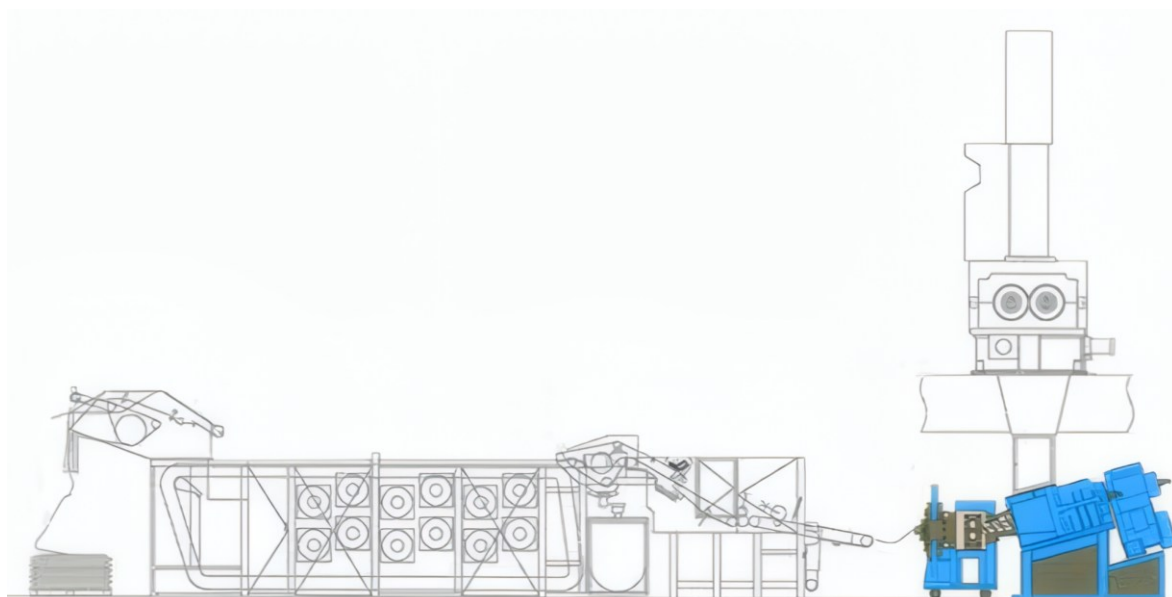
Dvojšnekové vytlačovacie lisy (extrudéry) sa využívajú na spracovanie plastov, gumy, ale aj ďalších polymérnych a práškových materiálov. V zariadení relevantnom pre túto prácu sa stretávame so spojením dvojšnekového extrudéra a valcovacej jednotky (calender), ktorá umožňuje výrobu plochých pásov polotovaru využitého v ďalších krokoch výroby pneumatík. Jednotka býva označovaná taktiež ako TSRD (Twin Screw Roller Die).

Princíp činnosti

Materiál (v tomto prípade kaučuková zmes) vstupuje cez násypku extrudéra, kde sa pomocou dvoch otáčajúcich sa šnekov premiešava a homogenizuje. Výhodou dvojšnekového usporiadania je intenzívne miešanie, rovnomerné zohrievanie a možnosť plynulej regulácie výstupného prietoku. Dávky vstupujú do zariadenia cyklicky, teda keď mixér dokončí miešanie novej dávky vpadne do násypníka.

Na výstupe z extrudéra je materiál vytlačený cez formu podľa požadovaného tvaru. Bezprostredne za formou nasleduje valcovacia sústava, ktorá slúži na vytvarovanie materiálu do požadovanej hrúbky, zabezpečuje hladký povrch, nastavenú šírku a rovnomernosť pásu.

TSRD (Obrázok 8) je súčasťou výrobnéj linky (Obrázok 7) kde do zariadenia vstupuje kaučuková zmes priamo z mixéru, po valcovaní kaučukovej zmesi (Obrázok 9), prejde zmes chladiacou jednotkou a následne je výsledný polotovar uložený na paletu (Obrázok 10).[4]



Obrázok 7: TSRD ako súčasť výrobnéj linky[5]



Obrázok 8 TSRD mimo prevádzky [5]



Obrázok 9 Kaučuková zmes po valcovaní [6]



Obrázok 10: Výsledný polotovár[7]

II PRAKTICKÁ ČASŤ

5 ANALÝZA PŮVODNÉHO RIADIACEHO SYSTÉMU

Táto kapitola sa venuje analýze správania regulačného obvodu, ktorý zabezpečuje reguláciu tlaku na výstupe dvojšnekového homogenizátora.

5.1 Riadiaca jednotka Siemens S7-1517F

Riadiaca jednotka Siemens S7-1517F-3 je súčasťou pokročilej série SIMATIC S7-1500, ktorá predstavuje moderné riešenie pre priemyselné riadenie procesov. Označenie „F“ znamená, že ide o Failsafe CPU, teda jednotku vhodnú aj pre bezpečnostné aplikácie do úrovne SIL 3 (Safety Integrity Level) podľa normy IEC 61508 alebo PL e podľa normy ISO 13849-1. Tento typ PLC je preto možné nasadiť aj v prostrediach s požiadavkami na funkčnú bezpečnosť, ako napríklad v chemickom priemysle, potravinárstve alebo v oblasti robotiky.

- **Typ CPU:** 1517F-3 PN/DP
- **Taktovací čas (bitové inštrukcie):** cca 1 ns
- **Programová pamäť:** 6 MB pre užívateľský program
- **Dátová pamäť:** 50 MB pre užívateľské dáta
- **Trvalá pamäť (Load memory):** integrovaná, nie je nutná pamäťová karta
- **Komunikačné rozhrania:**
 - 2× Profinet
 - 1× Profibus
- **Integrované bezpečnostné funkcie:** podpora F-blockov (napr. F-STOP, F-SAFE), konfigurácia v TIA Portal Safety Advanced
- **Napájanie:** 24 V DC
- **Prevádzková teplota:** -10 °C až +60 °C
- **Montáž:** na DIN lištu[8]

5.2 Regulačný obvod

Regulačný obvod pozostáva z inštrukcie PID_Compact V2, implementovanej v programe riadiaceho PLC Siemens S7-1517F pomocou vývojového prostredia TIA Portal. Slúži na automatickú reguláciu tlaku na výstupe dvojšnekového homogenizátora. Obvod funguje ako uzavretý regulačný systém so spätnou väzbou a pozostáva z nasledujúcich hlavných členov:

- **Regulovaná sústava** predstavuje technologické zariadenie, v tomto prípade dvojšnekový homogenizátor, ktorého výstupný tlak je regulovanou veličinou. Sústava reaguje na zmenu riadiaceho signálu z PLC s určitým oneskorením a dynamikou.
- **Porovnávací člen** porovnáva požadovanú hodnotu tlaku s aktuálnou hodnotou zo snímača. Túto funkciu zabezpečuje regulačná inštrukcia PID_Compact V2. Výsledkom porovnania je regulačná odchýlka, ktorá je základom pre výpočet akčného zásahu.
- **Regulátor** (PID_Compact V2), je hlavným rozhodovacím členom obvodu. Na základe regulačnej odchýlky vypočíta vhodný akčný zásah pomocou algoritmu PID typu PIDT1, ktorý obsahuje ochranu proti integrálnemu presýteniu (anti-windup) a váženie P a D zložiek.
- **Akčný člen** predstavuje zariadenie, ktoré fyzicky ovplyvňuje proces, v tomto prípade frekvenčný menič ovládajúci otáčky šnekového pohonu. Reaguje na výstup regulátora a priamo mení stav regulovanej sústavy.
- **Spätná väzba** sa cez snímač vracia späť do regulátora, čím uzatvára regulačný obvod a umožňuje jeho neustálu korekciu. Je použitý analógový snímač tlaku, ktorý prevádza fyzikálnu veličinu na štandardizovaný signál 4-20 mA.

5.2.1 Inštrukcia PID_Compact V2

Inštrukcia PID_Compact ponúka diskretný PID regulátor so vstavaným ladením pre proporčné systémy. PID_Compact je vhodný na aplikácie s jedným aktuátorom. Pre systémy s dvoma a viac aktuátormi, ako je napríklad vyhrievanie a chladenie, je nutné využiť inú inštrukciu, keďže každý aktuátor potrebuje vlastné PID parametre nastavenia pre optimálnu odozvu systému.[9]

5.2.2 PID algoritmus

PID_Compact je PIDT1 regulátor s anti-windup a vážením proporčionej a derivačnej zložky. PID algoritmus funguje na základe nasledujúcej rovnice v dokumentácii uvedenej v spojitom tvare:

$$y = K_p \left[(b \cdot w - x) + \frac{1}{T_i \cdot s} (w - x) + \frac{T_d \cdot s}{a \cdot T_d \cdot s + 1} (c \cdot w - x) \right] \quad (5.1)$$

- y - výstupný akčný zásah regulačnej veličiny
- K_p - proporcionálne zosilnenie
- s - Laplaceov operátor
- b - váženie proporčionej zložky
- w - žiadaná hodnota regulovanej veličiny
- x - hodnota regulovanej veličiny
- T_i - integračný čas
- T_d - čas derivačnej zložky
- a - koeficient oneskorenia derivácie
- c - váženie derivačnej zložky[9]

5.2.3 Vybrané vstupne premenné inštrukcie PID_Compact V2

Tabuľka 2 obsahuje názov premennej, akého je dátového typu a jej popis.

Tabuľka 2 Vybrané vstupne premenné inštrukcie PID_Compact V2 [9]

Premenná	Dátový typ	Popis
Setpoint	REAL	Žiadaná hodnota regulovanej veličiny
Input	REAL	Hodnota regulovanej veličiny
Input_PER	INT	Hodnota regulovanej veličiny v percentuálnom rozsahu
Disturbance	REAL	Poruchová veličina
ManualValue	REAL	Táto hodnota sa používa ako výstupná hodnota v manuálnom režime

5.2.4 Vybrané výstupné premenné inštrukcie PID_Compact V2

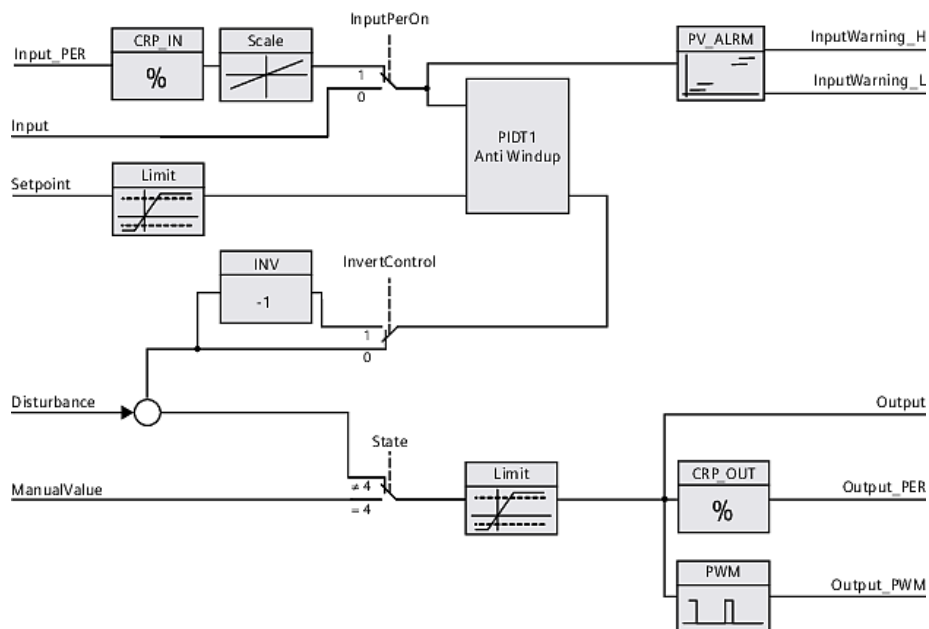
Tabuľka 3 obsahuje názov premennej, akého je dátového typu a jej popis.

Tabuľka 3 Vybrané výstupné premenné inštrukcie PID_Compact V2[9]

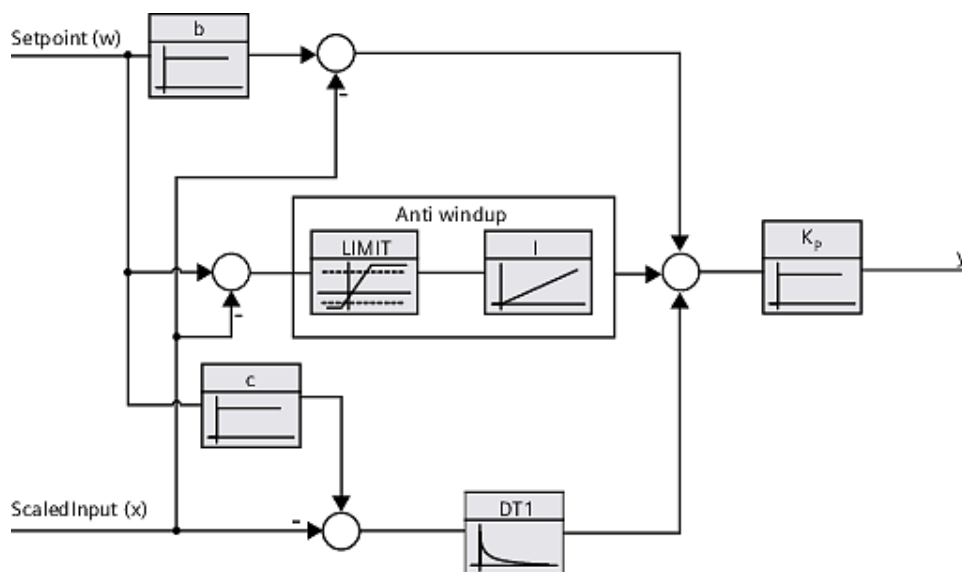
Premenná	Dátový typ	Popis
ScaledInput	REAL	Škálovaná procesná hodnota
Output	REAL	Akčný zásah regulačnej veličiny
Output_PER	INT	Akčný zásah regulačnej veličiny v percentuálnom rozsahu
Output_PWM	BOOL	Akčný zásah regulačnej veličiny vo forme PWM
SetpointLimit_H	BOOL	Ak je SetpointLimit_H = TRUE, bola dosiahnutá horná hranica žiadanej hodnoty
SetpointLimit_L	BOOL	Ak je SetpointLimit_L = TRUE, bola dosiahnutá dolná hranica žiadanej hodnoty
InputWarning_H	BOOL	Ak je InputWarning_H = TRUE, procesná hodnota dosiahla alebo prekročila hornú varovnú hranicu
InputWarning_L	BOOL	Ak je InputWarning_L = TRUE, procesná hodnota dosiahla alebo klesla pod dolnú varovnú hranicu
Error	BOOL	Ak je Error = TRUE, v tomto cykle existuje aspoň jedna aktívna chybová hláška
ErrorBits	DWORD	Parameter ErrorBits zobrazuje, ktoré chybové hlásenia sú aktívne

5.2.5 Blokový diagram PID_Compact_V2

Blokové diagramy inštrukcie PID_Compact V2 (Obrázok 11 a Obrázok 12)



Obrázok 11 Blokový diagram PID_Compact V2 [9]



Obrázok 12 Blokový diagram anti-windup mechanizmu[9]

5.2.6 Princíp fungovania inštrukcie PID_Compact V2

Monitorovanie regulovanej veličiny. Prebieha nastavením horného a dolného limitu regulovanej veličiny v premenných *Config.InputUpperLimit* a *Config.InputLowerLimit*. Pokiaľ je regulovaná veličina mimo týchto medzí, vyskytne sa error (*ErrorBits* = 0001h). Taktiež sa určuje horný a dolný limit regulovanej veličiny pre upozornenie, v premenných *Config.InputUpperWarning* a *Config.InputLowerWarning*. Pokiaľ sa regulovaná veličina vyskytne mimo týchto medzí vyskytne sa upozornenie (*Warning* = 0040h), a výstupné parametre *InputWarning_H* alebo *InputWarning_L* zmenia svoju hodnotu na TRUE.

Limitovanie žiadanej hodnoty regulovanej veličiny. Je špecifikovaný horný dolný limit žiadanej hodnoty regulovanej veličiny v premenných *Config.SetpointUpperLimit* a *Config.SetpointLowerLimit*. Pokiaľ sa žiadaná hodnota regulovanej veličiny nachádza mimo týchto medzí tak parametre *SetpointLimit_H* alebo *SetpointLimit_L* zmenia svoju hodnotu na TRUE.

Limitovanie akčného zásahu regulačnej veličiny. Určí sa horný a dolný limit výstupného akčného zásahu regulovanej veličiny v premenných *Config.OutputUpperLimit* a *Config.OutputLowerLimit*. Musí platiť že *OutputUpperLimit* > *OutputLowerLimit*.

Náhradná hodnota akčného zásahu regulačnej veličiny. V prípade erroru vie PID_Compact nastaviť na výstup náhradnú hodnotu akčného zásahu regulačnej veličiny určenú v premennej *SubstituteOutput*. Náhradná hodnota akčného zásahu regulačnej veličiny musí byť v rozsahu horného a dolného limitu akčného zásahu regulačnej veličiny.

Monitorovanie validity signálu. Pri nasledujúcich premenných je monitorovaná validita signálu:

- *Setpoint* (Žiadaná hodnota regulovanej veličiny)
- *Input* (Aktuálna hodnota regulovanej veličiny)
- *Input_PER* (Aktuálna hodnota regulovanej veličiny v percentuálnom rozsahu)
- *Disturbance*
- *ManualValue*
- *SubstituteOutput*
- *Output*
- *Output_PER*
- *Output_PWM*

Vzorkovacia perióda PID algoritmu. Keďže riadený systém vyžaduje isté množstvo času na prejavenie zmeny akčného zásahu regulačnej veličiny na výstupnej hodnote regulovanej veličiny, nie je odporúčané vykonávať výpočet akčného zásahu regulačnej veličiny každý cyklus programu. Vzorkovacia perióda PID algoritmu reprezentuje čas medzi dvoma výpočtami akčného zásahu riadiacej veličiny. Je doporučené aby dĺžka cyklu programu bola maximálne jedna desatina vzorkovacej periódy PID algoritmu.

Riadiaca logika. Predpokladá sa že zvýšenie akčného zásahu regulačnej veličiny sa prejaví zvýšením hodnoty výstupu riadeného systému regulovanej veličiny. Tento stav sa označuje ako normálna riadiaca logika. Pre systémy kde zvýšenie akčného zásahu regulačnej veličiny sa prejaví na výstupe systému ako zníženie hodnoty regulačnej veličiny (napr. chladenie a vypúšťanie nádrže), môže byť nutné využiť invertovanú logiku riadenia. PID_Compact nepodporuje zápornú hodnotu proporčného zosilnenia, preto je nutné v nastaviť premennú *InvertControl* na hodnotu TRUE. A týmto nastavením sa zvýšenie regulačnej odchýlky prejaví ako zníženie akčného zásahu regulačnej veličiny.[9]

5.3 Zjednodušenie PID algoritmu

Pretože v konkrétnej aplikácii sú váhové koeficienty pevne nastavené ako $b = 1$ a $c = 1$, je možné ich zanedbať a zaviesť pomocnú veličinu - regulačnú chybu definovanú vzťahom:

$$e = w - x \quad (5.2)$$

A výstup regulátora y je akčný zásah u .

$$y = u \quad (5.3)$$

Všeobecný tvar PID regulátora (PIDT1) uvedený v dokumentácii spoločnosti Siemens

$$y = K_p \left[(b \cdot w - x) + \frac{1}{T_i \cdot s} (w - x) + \frac{T_d \cdot s}{a \cdot T_d \cdot s + 1} (c \cdot w - x) \right] \quad (5.4)$$

možno upraviť a previesť do časovej domény na nasledovnú zjednodušenú formu:

$$y(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + \frac{T_d \cdot s}{aT_d s + 1} \cdot e(t) \right] \quad (5.5)$$

kde s je Laplaceov operátor. V Laplaceovej transformácii nadobúda rovnica tvar:

$$Y(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{aT_d s + 1} \right) E(s) \quad (5.6)$$

Tento zápis predstavuje štandardný PID regulátor s filtrovanou deriváciou (tzv. realizovateľný PID), ktorý potláča vplyv meraného šumu vo výstupe derivácie. Výstupná veličina $y(t)$ zodpovedá regulačnému zásahu, teda akčnej veličine $u(t)$. [10][3]

5.4 Diskretizácia PID regulátora

Keďže v reálnych aplikáciách prebieha regulácia vo vzorkovanom čase s pevnou periódou vzorkovania T_s , je potrebné upraviť spojité tvar PID regulátora do diskkrétnej podoby. Túto úpravu možno realizovať pomocou niektorej z bežne používaných metód numerickej aproximácie derivácie a integrácie.

V tejto práci sú porovnané tri štandardné prístupy:

- Tustinova aproximácia (bilineárna transformácia),
- Metóda spätnej diferenciácie (Backward Euler),
- Diskretizácia metódou nultého rádu (Zero-Order Hold - ZOH).

Cieľom je získať diskrétnu prenosovú funkciu regulátora vhodnú pre implementáciu v riadiacom systéme.[3][10]

5.4.1 Tustinova aproximácia

Tustinova metóda nahrádza deriváciu v Laplaceovej doméne nasledovnou aproximáciou:

$$s \approx \frac{2}{T_s} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (5.7)$$

Týmto spôsobom je možné priamo nahradiť každú výskytovú formu s v prenosovej funkcii spojitého regulátora:

$$G(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{a T_d s + 1} \right) \quad (5.8)$$

Po aplikácii substitúcie na jednotlivé členy dostávame:

Integrálna časť:

$$\frac{1}{T_i s} \approx \frac{T_s}{2T_i} \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (5.9)$$

Derivačná časť s filtrom:

$$\frac{T_d s}{aT_d s + 1} \approx \frac{2T_d(1 - z^{-1})}{T_s(1 + z^{-1}) + 2aT_d(1 - z^{-1})} \quad (5.10)$$

Po dosadení a úprave tak vzniká diskretný PID regulátor v tvare racionálnej prenosovej funkcie v doméne z^{-1} , ktorá je vhodná na implementáciu pomocou diferenčnej rovnice v tvare:

$$G(z) = K_p \left[1 + \frac{T_s}{2T_i} \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} + \frac{2T_d(1 - z^{-1})}{T_s(1 + z^{-1}) + 2aT_d(1 - z^{-1})} \right] \quad (5.11)$$

5.4.2 Metóda spätnej diferenciácie

Metóda spätnej diferenciácie (Backward Euler) predstavuje jednoduchú a stabilnú numerickú metódu aproximácie derivácie. Operátor s sa v Laplaceovej doméne nahrádza nasledovne:

$$s \approx \frac{1 - z^{-1}}{T_s} \quad (5.12)$$

Takto možno aproximovať spojitú prenosovú funkciu PID regulátora:

$$G(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{aT_d s + 1} \right) \quad (5.13)$$

Po aplikácii spätnej diferenciácie na jednotlivé členy dostávame:

Integrálna časť:

$$\frac{1}{T_i s} \approx \frac{T_s}{T_i} \cdot \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (5.14)$$

Derivačná časť s filtrom:

$$\frac{T_d s}{a T_d s + 1} \approx \frac{T_d (1 - z^{-1})}{T_s + a T_d (1 - z^{-1})} \quad (5.15)$$

Výsledkom je diskretná verzia PID regulátora vyjadrená ako racionálna funkcia v doméne z^{-1} , ktorú je možné implementovať vo forme diferenčnej rovnice v nasledujúcom tvare:

$$G(z) = K_p \left[1 + \frac{T_s}{T_i} \cdot \frac{1}{1 - z^{-1}} + \frac{T_d (1 - z^{-1})}{T_s + a T_d (1 - z^{-1})} \right] \quad (5.16)$$

5.4.3 Diskretizácia metódou nultého rádu

Diskretizácia metódou nultého rádu (Zero-Order Hold - skratka ZOH) je založená na predpoklade, že výstupný signál regulátora sa počas každého vzorkovacieho intervalu T_s nemení, teda drží si poslednú vypočítanú hodnotu konštantne. Tento model zodpovedá správaniu D/A prevodníka v reálnom riadiacom systéme.

ZOH poskytuje najpresnejšiu diskretizáciu spojitého systému z hľadiska zachovania jeho odozvy na vstupné signály, pretože vychádza z exaktného riešenia diferenciálnych rovníc cez impulznú odozvu. V programe MATLAB je možné použiť priamo funkciu `c2d(...)` s metódou `'zoh'`, ktorá vykoná výpočet nasledovne: [10]

$$G_d(z) = Z \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left\{ G(s) \cdot \frac{1}{s} \right\} \Big|_{t=kT_s} \right\} \cdot (1 - z^{-1}) \quad (5.17)$$

kde $\mathcal{L}^{-1}$ predstavuje inverznú Laplaceovu transformáciu a Z z-transformáciu, kde $G(s)$ je spojitá prenosová funkcia regulátora a $G_d(z)$ jej diskretná verzia.

Výsledkom je presná racionálna funkcia v z^{-1} , ktorá zodpovedá dynamike spojitého regulátora pri vzorkovaní s periódou T_s .

Nevýhodou ZOH metódy je, že neumožňuje jednoduché symbolické odvodenie, pretože impulzná odozva systému musí byť vypočítaná numericky. Preto sa ZOH najčastejšie používa v softvérových nástrojoch ako MATLAB alebo Simulink, ktoré výpočet vykonajú automaticky.

5.5 Porovnanie diskretizačných metód

Tustinova aproximácia (bilineárna transformácia) je obľúbená pre svoju schopnosť zachovať frekvenčnú charakteristiku spojitého systému. Výhodou je dobrá presnosť v širokom frekvenčnom pásme a stabilné správanie aj pri vyšších frekvenciách. Nevýhodou je, že môže zavádzať numerický šum a pri nesprávne zvolenom vzorkovaní deformovať amplitúdovú odozvu.

Spätná diferenciácia (Backward Euler) vyniká jednoduchosťou implementácie a číselnou stabilitou. Jej výhodou je spoľahlivá aproximácia pri nižších frekvenciách a vhodnosť pre základné regulačné úlohy. Na druhej strane, jej presnosť klesá pri vyšších frekvenciách, čo môže viesť k zhoršenej dynamike regulátora. Táto metóda bola ďalej využitá v práci.

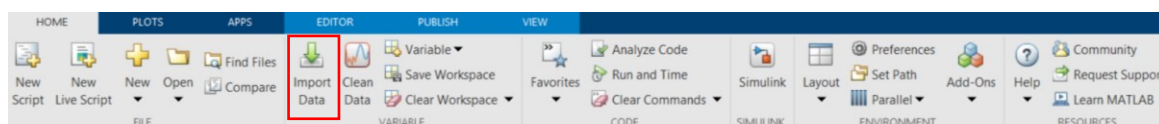
Metóda nultého rádu (ZOH) je najvernejšia z hľadiska zachovania reálnej odozvy systému, pretože vychádza z impulznej odozvy. Výhodou je presná numerická diskretizácia vhodná pre implementáciu v prostredí Simulink a MATLAB. Nevýhodou je, že neumožňuje symbolické odvodenie a vyžaduje numerické výpočty, čo znižuje jej vhodnosť pre algebrickú analýzu.

6 SPRACOVANIE PROCESNÝCH VELIČÍN V PROGRAME MATLAB

V tejto kapitole bude predstavený spôsob spracovania a vyhodnocovania procesných veličín pomocou softvéru MATLAB. Procesné veličiny boli zaznamenané pomocou softwaru na logovanie hodnôt premenných v PLC programe. Uvedené postupy umožňujú efektívnu analýzu, vizualizáciu a ďalšie spracovanie dát získaných z technologického procesu.[11]

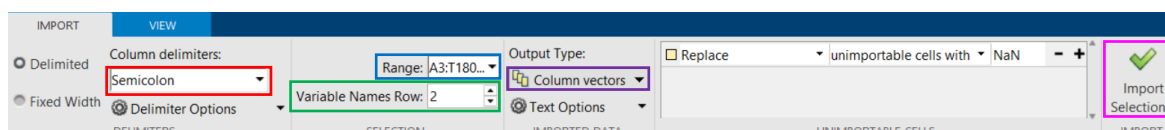
6.1 Importovanie hodnôt zaznamenaných procesných veličín

Dáta boli importované do programu MATLAB z textového súboru cez nástroj Import Data, zvýraznený červeným obdĺžnikom.



Obrázok 13 Nástrojová lišta MATLAB

Na základe štruktúry textového dokumentu bol vybraný vhodný oddeľovač (červený obdĺžnik), riadok s menom premennej (zelený obdĺžnik) a rozsah (modrý obdĺžnik) importovaných dát. Výstupný typ premennej (fialový obdĺžnik) ktorá bude uchovávať dáta procesnej veličiny bol zvolený ako stĺpcový vektor. Dáta sú kompletne a neobsahujú neimportovateľné hodnoty takže nie je nutné upravovať príslušné nastavenie neimportovateľných hodnôt. Následne kliknutím na Import Selection (rúžový obdĺžnik) potvrdíme importovanie vybraného rozsahu dát.



Obrázok 14 Nastavenie parametrov importovania dát

Týmto postupom boli importovali zaznamenané procesné veličiny ako jednorozmerný stĺpcový vektor do prostredia programu MATLAB, a sú pripravené pre ďalšie použitie.

OldBatchNum	255600x1 double
OldCalAct	255600x1 double
OldCalSP	255600x1 double
OldDateTime	255600x1 dateti...
OldPressAct	255600x1 double
OldPressSP	255600x1 double
OldRevAct	255600x1 double

Obrázok 15 MATLAB importované premenné

6.2 Vyhľadanie vhodných časových úsekov

Nebolo možné zaznamenávať označenie receptu priamo z PLC, ako pri ostatných procesných veličinách. Z databázy bol pre časový rozsah zaznamenaných procesných veličín vyexportovaný zoznam údajov obsahujúci údaje o zmene receptu. Receptom bolo pridelené číslo nahradzujúce označenie receptu keďže toto označenie nie je možné uverejniť v tejto práci. Štruktúra dokumentu vyexportovaného z databázy je na princípe zaznamenania zmeny hodnoty vybranej premennej, v tomto prípade vždy keď dôjde k zmene receptu vo výrobnom procese tak je zaznamenaný dátum, čas a údaj o aktuálnom recepte.

Tabuľka 4 zobrazuje ukážku z dokumentu v programe Microsoft Excel, kde stĺpec *Timestamp* predstavuje údaj o dátume a čase, stĺpec *Alias* predstavuje pridelené číslo nahradzujúce údaj označenia receptu, *Start Second* predstavuje údaj počtu sekúnd od začiatku zaznamenávania procesných veličín. Údaj *Start Second* bol získaný zo stĺpcového vektora obsahujúci dátum a čas, kde pri zvolenej vzorkovacej perióde $T[s] = 1$ číslo riadku obsahujúce dátum a čas zmeny receptu taktiež počet sekúnd od začiatku zaznamenávania dát. Tento údaj je možné využiť na nájdenie času zmeny receptu aj v ostatných stĺpcových vektoroch obsahujúcich zaznamenané procesné veličiny. *Timestamp* ma rozdielnu farbu na základe toho či časový údaj odkazuje na údaje s pôvodnými parametrami nastavenia regulátora (zelená farba bunky) alebo na údaje s analyticky určenými parametrami nastavenia regulátora (oranžová farba bunky).

Tabuľka 4 Ukážka z dokumentu v Microsoft Excel

Timestamp	Alias	Start Second
3/18/2025 6:09:04 AM	1	1.00
3/20/2025 5:22:15 PM	1	166936.00
3/20/2025 11:14:03 PM	1	188044.00
3/25/2025 5:10:01 AM	1	
3/18/2025 9:14:06 AM	2	8047.00
3/23/2025 10:07:22 PM	2	
3/27/2025 5:38:01 AM	2	
3/18/2025 10:07:50 AM	3	15099.00
3/19/2025 11:58:46 PM	3	147527.00

6.3 Spracovanie zaznamenaných hodnôt procesných veličín

Následne je vytvorená dátová štruktúra v programe MATLAB obsahujúca vybrané procesné veličiny, ktoré budú využité v ďalších krokoch práce. Boli vytvorené štruktúry pre 8 rôznych časových úsekov pre recept. V prípade nedostatku zaznamenaných údajov nebudú všetky štruktúry využité. Pracuje sa primárne s 3 dátovými skupinami ktorých premenné sú označené predponami *Old* (pre dáta zaznamenané s pôvodným nastavením regulátora), *New* a *New02* (pre dáta zaznamenané s iným ako pôvodným nastavením regulátora). Nasledujúca ukážka skriptu v programe MATLAB ukazuje vytvorenie tejto štruktúry.

```
%recepie004
%StareNastaveni
StartRecepie = 15099;
LenghtRecepie = 2000-1;
Column1 = OldPressAct(StartRecepie:StartRecepie+LenghtRecepie);
Column2 = OldRevAct(StartRecepie:StartRecepie+LenghtRecepie);
Column3 = OldPressSP(StartRecepie:StartRecepie+LenghtRecepie);
Column4 = OldCalAct(StartRecepie:StartRecepie+LenghtRecepie);
Column5 = OldCalAct(StartRecepie:StartRecepie+LenghtRecepie);
Column6 = OldBatchNum(StartRecepie:StartRecepie+LenghtRecepie);
Start00401 = [Column1 , Column2, Column3, Column4, Column5, Column6];
```

Názvy dátovej štruktúry sledujú pravidlo, *Start00401* - *Start00404* obsahujú údaje s pôvodnými parametrami nastavenia regulátora a *Start00405* - *Start00408* obsahujú údaje s analyticky zistenými parametrami nastavenia regulátora. Zodpovedajúci údaj v premennej *StartRecepie* pre začiatok časového úseku je zistený z dokumentu v programe Microsoft Excel, ktorého ukážku zobrazuje Tabuľka 4, je zvolená dĺžka časového úseku v premennej *LenghtRecepie*.

Následne využijeme skript na vykreslenie vybraných procesných veličín a normovanie hodnôt. Ukážka častí skriptu na vykreslenie vybraných procesných veličín v grafe.

Hodnoty sú normované za účelom prehľadnejšieho zobrazenia v grafe a znemožnenie rozpoznania reálnych hodnôt procesných veličín, pretože konkrétne hodnoty nie je možné prezentovať verejnosti. Ukážka kódu normovania hodnôt výstupného tlaku TSRD:

```

NormPress = max(allMaxValues);
allMaxValues = [
    max(Start00401(ShiftStart+1:ShiftStart+PlotLength, 2));
];

Ypress01 = Start00401(ShiftStart+1:ShiftStart+PlotLength, 1);
Ypress01(Ypress01<0) = 0;
Ypress01 = Ypress01 / NormPress;.

```

Skript obsahuje:

Možnosť nastavenia dĺžky časového úseku v grafe, nastavenie farby a štýlu vykreslenia jednotlivých priebehov:

```

PlotLength = 2000;
ShiftStart = 0;
timeOsX = (0:PlotLength-1);

y1Color = [211 94 96]./255; % red
y1Style = '-';
y1Width = 1;
pulse1Color = [140 180 240]./255; % blue
pulse1Style = '-';
pulse1Width = 1.

```

Úpravu grafu pre optimálnu kvalitu po vytlačení a export grafu ako obrázok do predom určenej lokality na zariadení.

```

% === Popis grafu ===
xlabel('Čas [s]', 'FontSize', 11);
ylabel('Normovaná hodnota [-]', 'FontSize', 11);
legend({'y(t)', 'u(t)', 'w(t)', 'Impulz novej dávky', 'RPM válca'}, ...
    'Location', 'southeast', 'FontSize', 10, 'Box', 'on');

set(gca, 'FontSize', 10, 'LineWidth', 1.2, 'Color', 'None');
grid on;

% === Okrajové čiary ===
xlims = xlim;
ylims = ylim;

```

```

line(xlims, [ylim(1) ylim(1)], 'Color', 'k', 'LineWidth', 1.5,
      'HandleVisibility','off');
line(xlims, [ylim(2) ylim(2)], 'Color', 'k', 'LineWidth', 1.5,
      'HandleVisibility','off');
line([xlim(1) xlim(1)], ylims, 'Color', 'k', 'LineWidth', 1.5,
      'HandleVisibility','off');
line([xlim(2) xlim(2)], ylims, 'Color', 'k', 'LineWidth', 1.5,
      'HandleVisibility','off');

% === Export ===
exportgraphics(gcf, 'C:\Users\JakubMikula\NormovaneNabeh.png',
  'Resolution', 300, 'ContentType','image');

```

Taktiež obsahuje funkciu ktorá prevedie údaj premennej obsahujúcej číslo dávky daného receptu na impulz ktorý sa zobrazí v grafe. Takto upravený údaj zlepšuje prehľadnosť grafu a pre obsah práce je relevantný moment kedy vpadne do zariadenia nová dávka nie číslo poradia dávky.

```

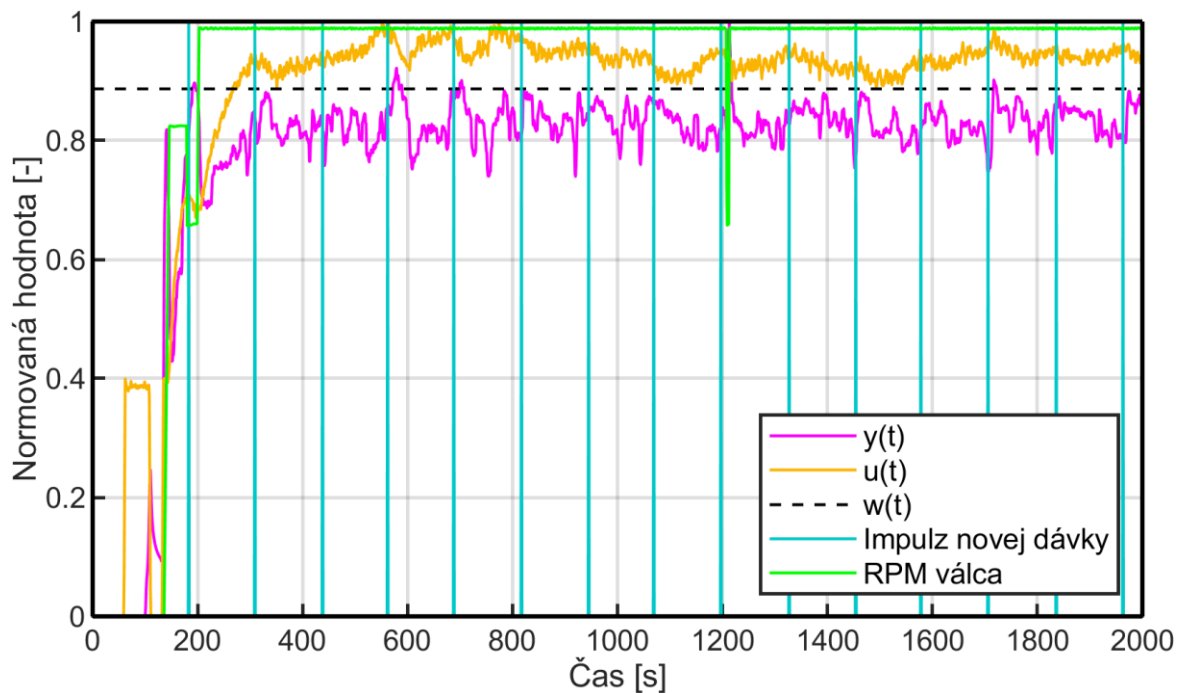
function pulseVector = genPulseVector(intVector) ,pulseVector =
zeros(length(intVector),1);
    for i = 3:length(intVector)
        if intVector(i) ~= intVector(i-1)
            pulseVector(i) = 1;

        else
            pulseVector(i) =0;

        end
    end
end

```

Vykreslený graf vybraných premenných štruktúry *Sart00401* je zobrazený na Obrázok 1, kde môžeme pozorovať priebeh regulovanej veličiny, akčného zásahu, požadovanej hodnoty regulovanej veličiny, rýchlosti otáčania valca a impulzy indikujúce vpadnutie novej dávky kaučukovej zmesi. V celej práci sa uvažuje čas t je diskretný a je odvodený podľa vzťahu $t = kT$ kde k je index vzorky a $T[s]$ vzorkovacia perióda je $T = 1$.



Obrázok 16 MATLAB vykreslené dáta štruktúry Start00401

Bolo zvolené, že začiatok narastania hodnoty tlaku bude v čase 100. Obrázok 17 zobrazuje funkciu ktorá umožňuje pri kliknutí kurzorom na priebeh zobrazit' súradnice bodu grafu (modrý obdĺžnik).



Obrázok 17 MATLAB zistenie začiatku nábehu v čase z grafu

Týmto spôsobom vieme upraviť skript na vytváranie dátovej štruktúry nameraných procesných veličín nasledovným spôsobom, aby začiatok narastania hodnoty tlaku bol v čase 100. Upravená premenná *StartRecepie*:

```
StartRecepie = 15099 + (95-100);.
```

6.4 Spracovanie zaznamenaných hodnôt procesných veličín pre rôzne recepty

Postup bol zopakovaný pre zaznamenané hodnoty rôznych receptov, za účelom ich analýzy a následného vyhodnotenia.

Nové namerané dáta boli následne importované do prostredia v programe MATLAB a boli vybrané recepty pre ktoré bol zaznamenaný dostatok hodnôt pre komplexné porovnanie. Obrázok 18 zobrazuje dátové štruktúry zaznamenaných údajov receptov s dostatkom dát pre prácu.

Start00301	2000x6 double	Start00401	2000x6 double	Start00901	2000x6 double
Start00302	2000x6 double	Start00402	2000x6 double	Start00902	2000x6 double
Start00303	2000x6 double	Start00403	2000x6 double	Start00903	2000x6 double
Start00304	2000x6 double	Start00404	10000x6 double	Start00904	2000x6 double
Start00305	2000x6 double	Start00405	2000x6 double	Start00905	2000x7 double
Start00306	2000x6 double	Start00406	2000x6 double	Start00906	10000x7 double
Start00307	2000x7 double	Start00407	2000x7 double	Start00907	2000x7 double
Start00308	2000x6 double	Start00408	2000x6 double	Start00908	2000x7 double

Obrázok 18 MATLAB ďalšie štruktúry zaznamenaných dát

6.5 Analýza spracovaných dát

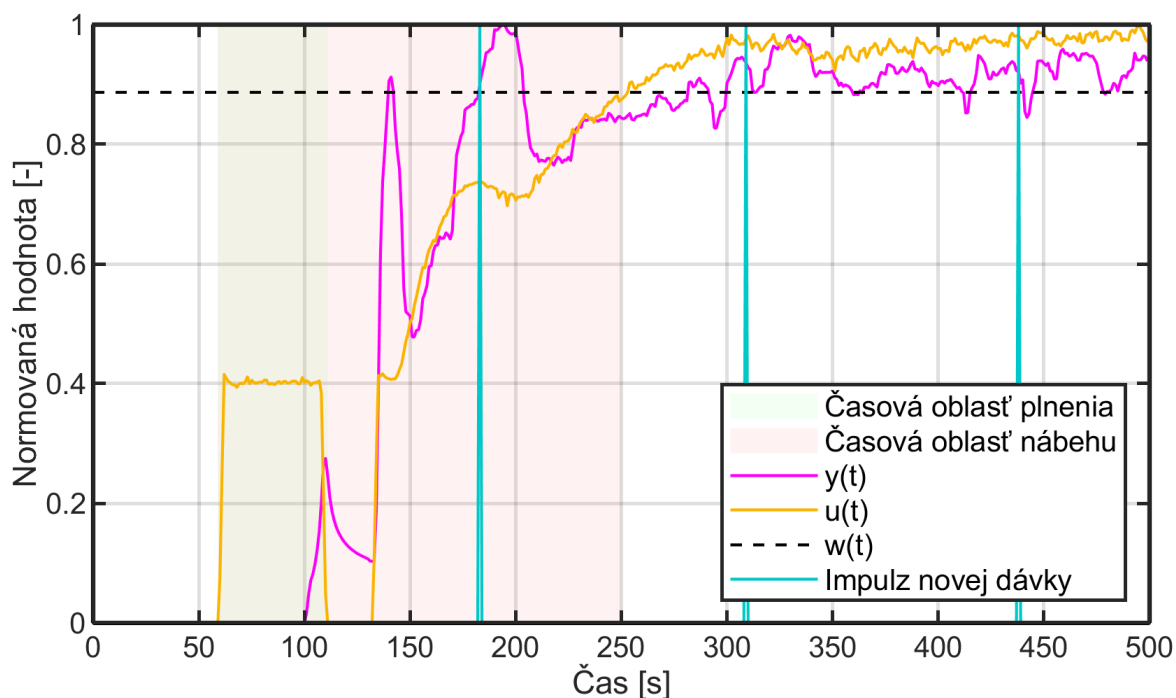
Pre prácu je relevantná časť procesu označovaná ako nábeh, kde zariadenie z nulového alebo veľmi nízkeho tlaku prechádza na požadovanú hodnotu tlaku na výstupe TSRD. Toto sa deje prevažne pri zmene receptu, keďže zariadenie denne spracováva väčšie množstvo zmesi s rôznym receptom.

Plnenie (Obrázok 19) prebieha nastavením určitej hodnoty akčného zásahu ktorá sa drží až do dosiahnutia určitého tlaku, signalizujúceho naplnenie zariadenia materiálom. V tomto momente je aktivovaný PID regulátor, pôvodne nastavenie regulátora ma derivačný čas $T_d = 0$ takže je uvažovaný ako PI regulátor K_p a T_i sú známe ale nebudú v práci zverejnené. Regulátor sa následne snaží dosiahnuť požadovanú hodnotu regulovanej veličiny. Nábeh považujeme za ukončený keď dôjde k ustáleniu hodnoty regulovanej veličiny v okolí požadovanej hodnoty tlaku (Obrázok 19).

Môžeme pozorovať že akčný zásah narastá plynule zatiaľ čo tlak narastá skokovo, toto správanie indikuje nelineárny priebeh procesu čo bude komplikovať identifikáciu

matematického modelu a jeho simuláciu. Na nelineárnosť správania ma výrazný vplyv aj fakt, že materiál je dodávaný dávkovo a nie kontinuálne. Čo spôsobuje občasný nedostatok materiálu v zariadení a mení jeho dynamiku, s ktorou sa aktuálne nastavenie regulátoru nevie optimálne vysporiadať.

Keďže budeme vytvárať lineárny matematický model systému, bude určený tak aby popisoval predpokladané lineárne správanie zariadenia. Pri následnom analytickom určení nastavenia regulátora bude kladený doraz na rýchlosť, aby sa zariadenie dokázalo so vzniknutými nelinearitami v procese čo najrýchlejšie vysporiadať.



Obrázok 19 Relevantný časový úsek procesu pre prácu

7 IDENTIFIKÁCIA MATEMATICKÉHO MODELU SYSTÉMU

Cieľom tejto kapitoly je identifikovať matematický model systému dvojšnekového homogenizátora s valcovaním (TSRD), ktorý bude slúžiť ako základ pre analýzu vlastností systému, návrh a ladenie parametrov PID regulátora a následné porovnanie kvality regulácie pri rôznych nastaveniach regulátora v prostredí MATLAB/Simulink.

Model bude získaný na základe analýzy historických údajov procesných veličín zaznamenaných počas reálnej prevádzky zariadenia. Keďže systém je súčasťou výrobnéj linky, nebolo možné aplikovať špeciálne testovacie vstupy (napr. skokové alebo impulzné signály). Z tohto dôvodu identifikácia vychádza z prirodzene vzniknutých zmien v akčnej veličine počas výrobného procesu. Dáta boli predspracované v prostredí MATLAB a zahŕňajú časové priebehy signálov $u(t)$ - akčný zásah a $y(t)$ - výstupný tlak.

7.1 Identifikácia ARX modelu metódou najmenších štvorcov

V tejto podkapitole sa zameriame na identifikáciu diskrétného lineárneho modelu typu ARX (AutoRegresný model s exogénnym vstupom), ktorý predstavuje jeden z najjednoduchších, no zároveň často používaných modelov v oblasti systémovej identifikácie. Vzhľadom na jeho lineárnu štruktúru voči odhadovaným parametrom je vhodný na riešenie pomocou metódy najmenších štvorcov. Táto metóda umožňuje nájsť odhad parametrov modelu minimalizáciou chyby medzi reálnym výstupom systému a výstupom vypočítaným na základe regresného modelu.[10]

7.1.1 Matematický tvar ARX modelu

ARX model (AutoRegresný s eXogénnym vstupom) patrí medzi základné lineárne diskrétné modely, ktoré sa používajú na opis dynamických systémov na základe vstupno-výstupných dát. Jeho všeobecný tvar je:

$$\begin{aligned} y(k) + a_1 y(k-1) + \dots + a_{n_a} y(k-n_a) \\ = b_1 u(k-n_k) + \dots + b_{n_b} u(k-n_k-n_b+1) \end{aligned} \quad (7.1)$$

kde:

- $y(k)$ je výstup systému v čase k ,
- $u(k)$ je vstup systému v čase k ,

- a_n, b_j sú neznáme parametre modelu, ktoré je potrebné odhadnúť,
- n_a je počet výstupových koeficientov (rád auto-regresie),
- n_b je počet vstupových koeficientov,
- n_k je vstupné oneskorenie (delay).

Tento model predpokladá, že výstup systému v čase k závisí lineárne od predchádzajúcich hodnôt výstupu a vstupu.[10]

7.1.2 Vektorový a maticový zápis ARX modelu

Aby bolo možné model identifikovať pomocou lineárnych algebraických nástrojov, je potrebné ARX model prepísať do vektorovej formy:

$$y(k) = \varphi^T(k) \Theta + e(k) \quad (7.2)$$

kde:

- $y(k)$ je výstup systému v čase k ,
- $\varphi(k)$ je regresorový vektor, pozostávajúci z predchádzajúcich hodnôt výstupu a vstupu,
- Θ je vektor parametrov modelu (neznáme koeficienty),
- $e(k)$ je modelová chyba (reziduum).

Vektor parametrov Θ :

$$\Theta = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_{n_a} \\ b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{n_b} \end{bmatrix} \quad (7.3)$$

Regresorový vektor $\varphi(k)$: [10]

$$\varphi(k) = \begin{bmatrix} -y(k-1) \\ -y(k-2) \\ \vdots \\ -y(k-n_a) \\ u(k-n_k) \\ u(k-n_k-1) \\ \vdots \\ u(k)u(k-n_k-n_b+1) \end{bmatrix} \quad (7.4)$$

7.1.3 Maticový tvar modelu a odhad parametrov

Pri použití N meraných vzoriek môžeme napísať sústavu rovníc vo vektorovo-maticovej forme:

$$Y = \Phi\theta + e \quad (7.5)$$

kde:

- $Y \in R^{(N-N_0)}$ je vektor výstupov:

$$Y = \begin{bmatrix} y(N_0+1) \\ y(N_0+2) \\ \vdots \\ y(N)y(N) \end{bmatrix} \quad (7.6)$$

- $\Phi \in R^{(N-N_0) \times (n_a+n_b)}$ je matica regresorov:

$$\Phi = \begin{bmatrix} \varphi^T(N_0+1) \\ \varphi^T(N_0+2) \\ \vdots \\ \varphi^T(N)\varphi^T(N) \end{bmatrix} \quad (7.7)$$

•

- $\theta \in R^{(n_a+n_b)}$ je vektor neznámych parametrov,
- $e \in R^{(N-N_0)}$ je vektor modelových chýb (rezíduí),
- $N_0 = \max(n_a, n_b + n_k - 1)$ zabezpečuje, že máme dostupné všetky potrebné oneskorené vzorky.

7.1.4 Odhad parametrov metódou najmenších štvorcov

Cieľom je nájsť taký odhad parametrov $\hat{\Theta}$, ktorý minimalizuje kvadratickú chybu:

$$J(\Theta) = \|Y - \Phi\Theta\|^2 \quad (7.8)$$

Riešenie dostaneme derivovaním a položením gradientu rovnosti nule:

$$\frac{\partial J}{\partial \Theta} = -2\Phi^T(Y - \Phi\Theta) = 0 \quad (7.9)$$

Z čoho vyplýva tzv. normálna rovnica:

$$(7.10)$$

$$\Phi^T \Phi \hat{\Theta} = \Phi^T Y$$

Riešením tejto rovnice je odhad parametrov:[10]

$$\hat{\Theta} = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y \quad (7.11)$$

7.1.5 Implementácia identifikácie ARX modelu v prostredí MATLAB

Na základe odvodeného matematického postupu je možné ARX model identifikovať pomocou metódy najmenších štvorcov aj priamo v prostredí MATLAB. Táto časť popisuje dva spôsoby realizácie a ich porovnanie:

- použitím vstavaných funkcií z toolboxu System Identification,
- a manuálnym výpočtom pomocou normálnej rovnice.

Načítanie a normalizácia dát

Signály boli načítané zo štruktúry Start00401, kde prvý stĺpec obsahoval hodnoty regulovanej veličiny a druhý stĺpec hodnoty regulačnej veličiny systému. Vzhľadom na výskyt záporných hodnôt, ktoré nemajú fyzikálny zmysel, boli tieto hodnoty orezané na nulu. Následne boli oba signály normalizované do rozsahu od 0 do 1, čím sa zabezpečila

numerická stabilita pri identifikácii a taktiež zlepšuje prehľadnosť pri vykreslení do grafu.[11]

Ukážka časti skriptu

```
% === Načítanie a normalizácia dát ===  
u1 = Start00401(:, 2);  
u1(u1<0) = 0;  
u1 = (u1 - min(u1)) ./ (max(u1) - min(u1)); % Normalizácia vstupu  
  
y1 = Start00401(:, 1);  
y1(y1<0) = 0;  
y1 = (y1 - min(y1)) ./ (max(y1) - min(y1)); % Normalizácia výstupu
```

Výber časového úseku pre analýzu

Na ďalšie spracovanie bol vybraný časový interval zo zaznamenaných hodnôt vstupu a výstupu systému, počas ktorého sa dynamika systému mení dostatočne výrazne. Tento úsek predstavuje typický priebeh regulácie počas reálnej prevádzky, vrátane efektov ako zmena odporu toku, nerovnomerné dopĺňanie alebo ustálenie systému. Z vybraného úseku bola vytvorená časová os, ktorá sa následne využíva pri vykresľovaní signálov do grafov aj pri modelovaní systému.

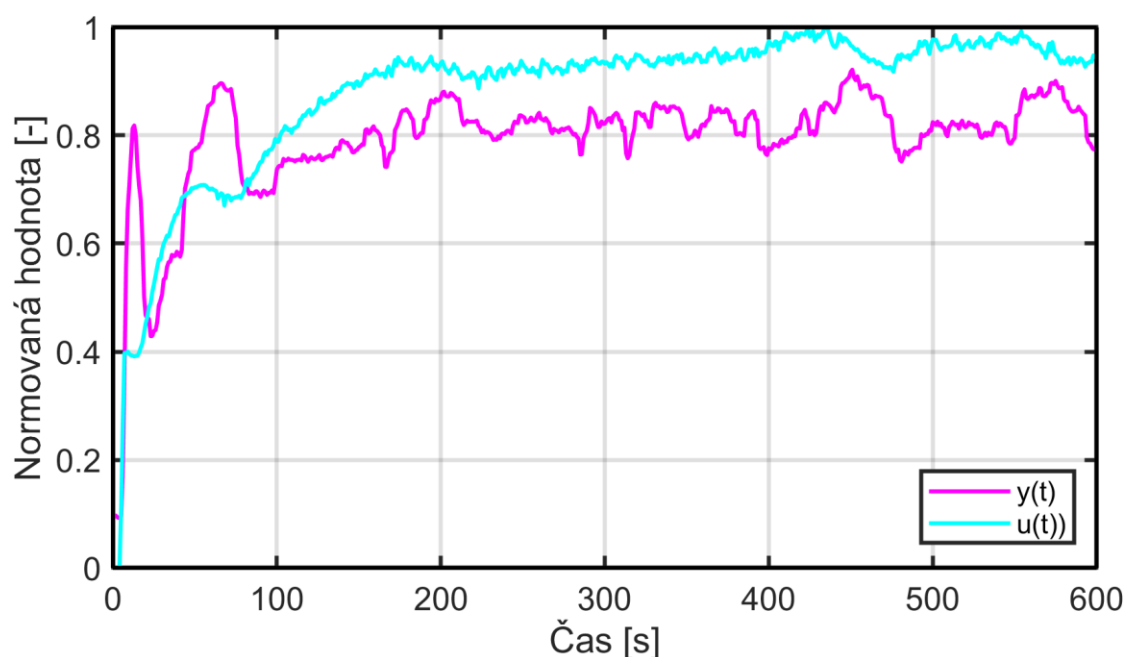
```
% === Určenie rozsahu dát na spracovanie ===  
N_min = 130; % Začiatok  
N_max = 1000; % Koniec  
Ts = 1; % Vzorkovacia perióda  
  
y = y1(N_min+1:N_max); % Výstup (regulovaná veličina)  
u = u1(N_min+1:N_max); % Vstup (akčný zásah)  
t = (0:N_max-1-N_min) * Ts; % Časová os
```

Vizualizácia vstupného a výstupného signálu

Po spracovaní dát a výbere časového úseku boli signály vykreslené do samostatných podgrafov. Tento krok slúži na vizuálnu kontrolu priebehu výstupnej a vstupnej veličiny systému.

```
% === Vykreslenie vstupných dát ===
figure;
subplot(2,1,1);
plot(t, y, 'b', 'LineWidth', 1.5);
grid on; xlabel('Time (s)'); ylabel('y_1'); title('System Output (y)');

subplot(2,1,2);
plot(t, u, 'r', 'LineWidth', 1.5);
grid on; xlabel('Time (s)'); ylabel('u_1'); title('System Input (u)');
```



Obrázok 20 MATLAB vizualizácia dát pre identifikáciu

Pomocou tohto zobrazenia je možné vizuálne posúdiť, či daný úsek signálu zachytáva dostatočnú dynamiku systému alebo či úsek neobsahuje chyby v meraní.

Voľba štruktúry ARX modelu

Na základe predbežnej analýzy bola pre identifikáciu zvolená štruktúra modelu ARX s parametrami $na = 2$, $nb = 2$ a $nk = 0$. Predpokladá sa, že v danom systéme sa nevyskytuje výrazné dopravné oneskorenie, a preto bolo možné parameter nk uvažovať ako nulový. Zvolený model druhého rádu predstavuje kompromis medzi presnosťou a komplexnosťou výslednej diferenčnej rovnice, pričom umožňuje popísať základnú dynamiku systému bez toho, aby sa prispôboval rušivým javom alebo nelinearitám prítomným v dátach. Zahrnutie týchto javov by bolo nežiaduce.

Túto skutočnosť potvrdili aj experimenty realizované pomocou nástroja System Identification Toolbox, kde boli testované modely vyššieho rádu. Hoci tieto modely dosahovali vyššie hodnoty percentuálnej zhody (Best Fit), vo viacerých prípadoch dochádzalo k prispôsobeniu sa práve nelineárnym efektom. Z tohto dôvodu bol v ďalšom postupe uprednostnený jednoduchší model, ktorý poskytuje spoľahlivejšie zachytenie hlavnej dynamiky systému a zároveň zachováva robustnosť voči rušivým vplyvom.

Identifikácia pomocou funkcie arx

Po predspracovaní a vizualizácii dát bol realizovaný výpočet parametrov lineárneho dynamického modelu typu ARX pomocou funkcie arx, ktorá je súčasťou System Identification Toolbox.

Pred použitím tejto funkcie bolo potrebné vytvoriť objekt typu iddata, ktorý reprezentuje vstupno-výstupný systém a uchováva aj informáciu o vzorkovacej perióde.

```
% === Identifikácia modelu pomocou ARX ===  
data = iddata(y, u, Ts);           % Vytvorenie objektu dát  
na = 2; nb = 2; nk = 0;           % Štruktúra modelu ARX  
model_arx = arx(data, [na nb nk]);
```

Manuálna identifikácia pomocou metódy najmenších štvorcov

Rovnaký model bol vypočítaný aj manuálne, a to na základe tzv. normálnej rovnice metódy najmenších štvorcov. Táto metóda slúži na odhad parametrov lineárneho regresného modelu tak, aby sa minimalizovala súčet štvorcov predikčnej chyby medzi skutočným a modelovaným výstupom.

Matica Φ bola zostavená priamym výberom posunutých vektorov výstupných a vstupných údajov tak, aby jednotlivé stĺpce reprezentovali členy regresného modelu v tvare:

$$y(k) = -a_1y(k-1) - a_2y(k-2) + b_1u(k-1) + b_2u(k-2) \quad (7.12)$$

Týmto spôsobom vznikla regresorová matica o šírke štyri (dva výstupové a dva vstupové členy), na základe ktorej bol vektor parametrov θ vypočítaný podľa metódy najmenších štvorcov:[10]

$$\hat{\theta} = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y \quad (7.13)$$

```
% === Výpočet ARX matice a odhad parametrov ===
N = length(y);
Phi = zeros(N-2, 4);
Phi(:, 1) = -y(2:N-1); % -y(k-1)
Phi(:, 2) = -y(1:N-2); % -y(k-2)
Phi(:, 3) = u(2:N-1); % u(k-1)
Phi(:, 4) = u(1:N-2); % u(k-2)
Y = y(3:N); % y(k)

theta = (Phi' * Phi) \ (Phi' * Y); % Least squares odhad

a1 = theta(1);
a2 = theta(2);
a0 = 1;
b1 = theta(3);
b2 = theta(4);

den00401 = [a0, a1, a2];
num00401 = [b1, b2];

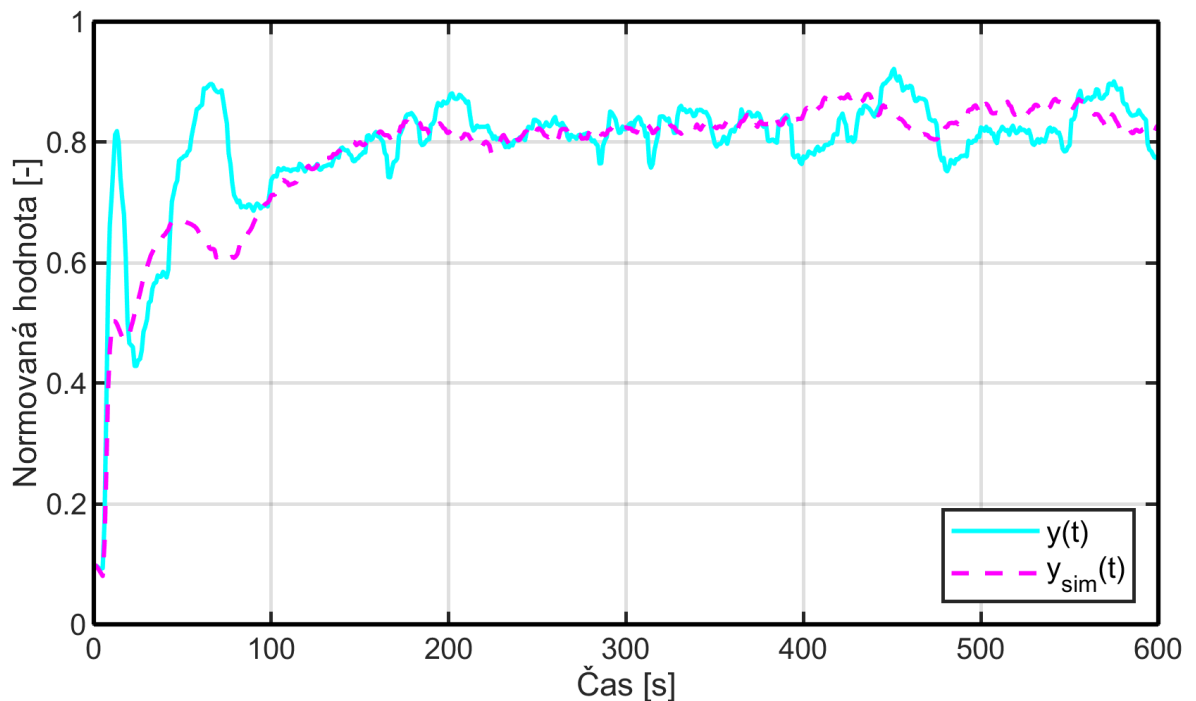
test2tf = tf(num00401, den00401, 1);
```

7.2 Zhodnotenie identifikácie

Obrázok 21 zobrazuje porovnanie reálneho priebehu $y(t)$ a simulovaného priebehu $y_{sim}(t)$ vytvoreného na základe určeného matematického modelu. Pomocou príkazu

```
goodnessOfFit(y_sim, y, 'NRMSE')
```

bola zistená percentuálna zhoda medzi simulovaným priebehom a reálnym priebehom. Táto zhoda vychádzala v rozmedzí cca. 40-60% (podľa zvoleného časového úseku na identifikáciu a validáciu) čo sa môže javiť ako nedostatočne, ale takáto nízka zhoda bola prevažne spôsobená nelinearitami v zaznamenanom signáli. Simulovaný priebeh dostatočne sleduje predpokladanú odozvu systému s lineárnym správaním, takže bude považovaný za dostatočne presný pre účel práce.



Obrázok 21 Porovnanie reálneho priebehu a simulovaného priebehu

8 ANALYTICKÝ VÝPOČET NASTAVENÍ PID REGULÁTORU

V tejto kapitole je popísaný analytický postup výpočtu optimálnych parametrov PID regulátora na základe matematického modelu regulovanej sústavy. Uvedený postup umožňuje presne nastaviť jednotlivé zložky regulátora tak, aby bolo dosiahnuté požadované správanie systému. Výsledkom je získanie konkrétnych hodnôt parametrov PID regulátora vhodných pre implementáciu v riadiacom obvode.

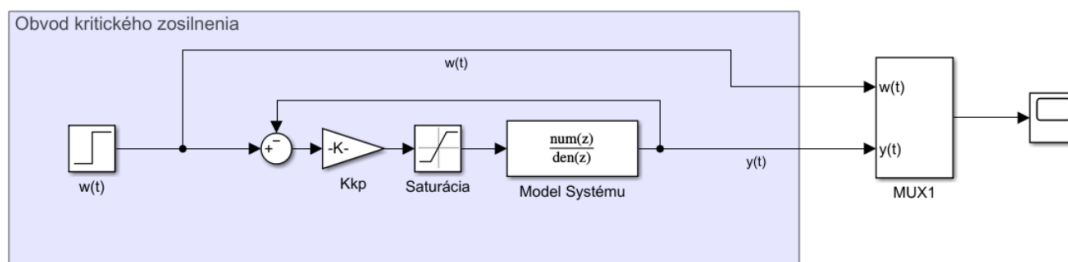
8.1 Experimentálne metódy kritických parametrov

Experimentálne metódy stanovenia kritických parametrov patria medzi základné prístupy pri nastavovaní PID regulátorov v praxi. Ich podstata spočíva v určení kritického zosilnenia a kritickej periódy. Takto získané kritické parametre slúžia ako východisko pre výpočet optimálnych nastavení PID regulátora podľa známych nastavovacích pravidiel. [3][10]

8.1.1 Manuálne určenie kritických parametrov

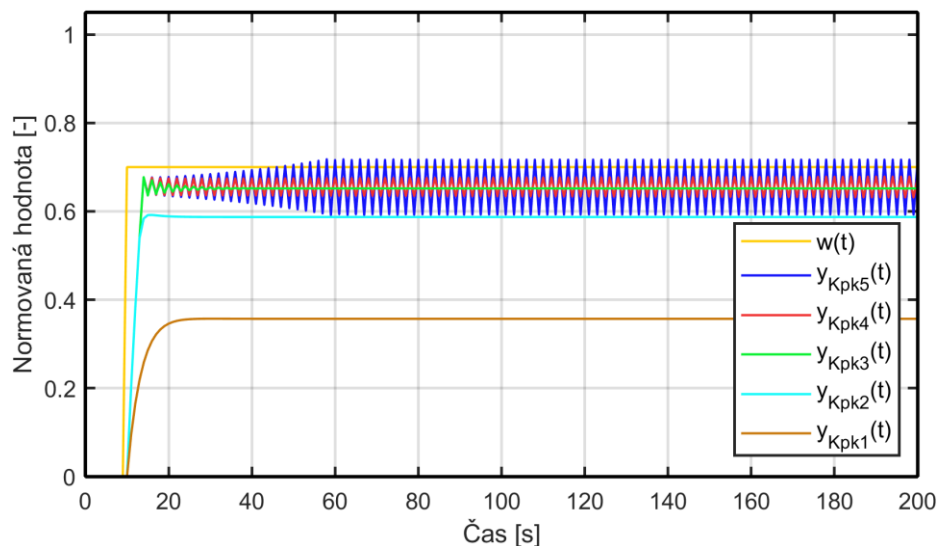
Kritické parametre K_{Pk} kritické zosilnenie a T_k kritická perióda boli zistené s využitím simulačného obvodu v programe MATLAB Simulink Obrázok 22. Obvod obsahuje:

- Jednotkový skokový vstup $w(t)$ s rozsahom od 0 do 0,7.
- Blok zosilnenia nastaviteľného na hodnotu K_{Pk} .
- Saturačný blok obmedzujúci hodnotu regulačnej veličiny $u(t)$ podľa reálnych fyzikálnych limitov zariadenia.
- Diferenčnú rovnicu, ktorá reprezentuje matematický model systému v diskretnom čase.
- Bloky MUX a Scope pre vizualizáciu odozvy systému a zaznamenávanie dát.



Obrázok 22 Simulink obvod pre manuálne zistenie kritického zosilnenia

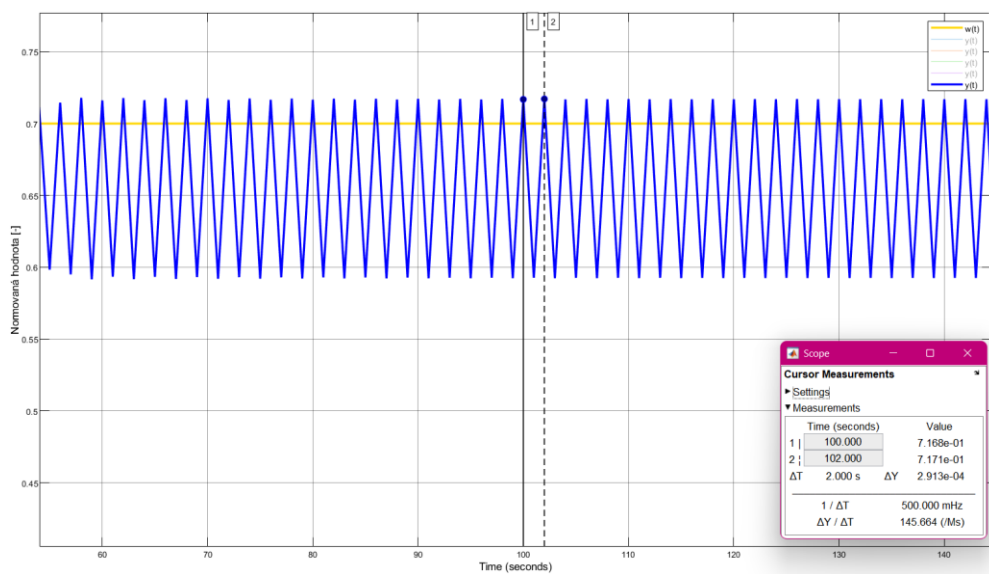
Následne bol iteráčne zvyšovaný parameter K_{Kp} kritického zosilnenia až dokým nebol dosiahnutý kmitavý prah stability, teda až kým sa na výstupe systému neobjavili trvalé oscilácie bez narastania alebo útlmu. Obrázok 23 je znázornený priebeh výstupu systému pre niekoľko postupne sa zvyšujúcich hodnôt zosilnenia a to K_{Pk1} až K_{Pk5} , pričom za kritické zosilnenie bolo zvolené K_{Pk5} , ktoré ako jediné vykazovalo trvalú ustálenú kmitavú odozvu.



Obrázok 23 Vizualizácia efektu iteratívneho zvyšovania K_{Pk}

Aj keď sa môže javiť že pri zosilnení K_{Pk4} sa dosiahne kmitavý prah stability, pri predĺžení časového úseku simulácie bolo zistené oscilácia nie je ustálená, čo značí že toto zosilnenie nie je vhodné ako kritické zosilnenie.

Kritická perióda bola určená nástrojom Cursor Measurement vo vizualizačnom bloku Scope, ktorý je zobrazený na snímke obrazovky (Obrázok 24). ktorý umožňuje presné meranie časových rozdielov medzi dvoma vrcholmi výstupnej veličiny.

Obrázok 24 Zistenie T_k pomocou nástroja Cursor Measurement

Výsledná hodnota bola:

$$\Delta T = T_k' = 2 \text{ s} \quad (8.1)$$

čo predstavuje trvanie jednej periódy ustáleného kmitania pri kritickom zosilnení.[12]

8.1.2 Analytické určenie kritických parametrov

Okrem manuálneho určovania kritických parametrov pomocou simulácie je možné tieto parametre získať aj analyticky z diskrétného prenosového systému. Predpokladá sa, že systém je modelovaný diskretným prenosom v tvare:

$$G(z) = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (8.2)$$

Uzavretá regulačná slučka s P regulátorom s parametrom K má potom charakteristický polynóm tvaru:

$$1 + K(b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}) + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} = z^2 + (a_1 + K b_1)z + (a_2 + K b_2) \quad (8.3)$$

Pre určenie kritického zosilnenia K_{Pk} hľadáme hodnotu K , pri ktorej budú korene charakteristického polynómu ležať na jednotkovej kružnici, čo zodpovedá trvalému

kmitaniu systému (kritický stav stability). Na to sa využíva diskriminant kvadratickej rovnice:

$$D = b^2 - 4c, \quad \text{kde} \quad b = a_1 + Kb_1, \quad c = a_2 + Kb_2 \quad (8.4)$$

Ak $D < 0$, korene sú komplexné $\rightarrow$ môžeme vypočítať:

$$\alpha = -\frac{b}{2} = \cos(\omega_k T_v) \quad (8.5)$$

Ak $D \geq 0$, korene sú reálne $\rightarrow$ kritický stav oscilácie nenastáva.

$$\omega_k = \frac{1}{T_v} \arccos(\alpha) \quad \Rightarrow \quad T_k = \frac{2\pi}{\omega_k} \quad (8.6)$$

Existujú dve analytické voľby pre výpočet K_{Pk} , označené ako kandidáti:

$$K_{P1} = \frac{1 - a_2}{b_2}, \quad K_{P2} = \frac{a_1 - a_2 - 1}{b_2 - b_1} \quad (8.7)$$

Tieto hodnoty sa dosadia späť do charakteristického polynómu a vyhodnotí sa, pri ktorej z nich vznikajú komplexné združené póly. Ak áno, táto hodnota sa označí ako kritické zosilnenie K_{Pk} . Kritická perióda T_k sa následovne vypočíta z príslušnej frekvencie oscilácií.

$$\omega_k = \frac{1}{T_v} \cdot \arccos(\alpha) \quad (8.8)$$

A kritickú periódu oscilácií vypočítame ako:

$$T_k = \frac{2\pi}{\omega_k} \quad (8.9)$$

Výsledná hodnota T_k predstavuje dobu trvania jednej periódy ustáleného kmitania uzavretého systému v hranične stabilnom stave.

Pre opakovanú implementáciu analytického určenia kritických parametrov bol využitý nasledovný skript v programe MATLAB.

```
a1 = den(2);
a2 = den(3);
b1 = num(2);
b2 = num(3);
% Výpočet kandidátov na kritické zosilnenie
kp1 = (1 - a2) / b2;
kp2 = (a1 - a2 - 1) / (b2 - b1);

% Pomocné výpočty
b = b1 * kp1 + a1;
c = b2 * kp1 + a2;
d = b^2 - 4 * c;
alpha = -b / 2;

% Výpočet frekvencie a periódy oscilácie
omegak = (1 / Ts) * acos(alpha);
Tk = (2 * pi) / omegak;

% Rozhodnutie podľa diskriminantu
if d < 0
    Kpk = kp1;
    typ = 'Komplexné korene (oscilácia)';
elseif d == 0
    Kpk = kp1;
    Tk = 2 * Ts;
    typ = 'Dvojnásobné reálne korene (hranica stability)';
else
    Kpk = kp2;
    Tk = 2 * Ts;
    typ = 'Reálne korene (neosciluje)';
end
```

8.1.3 Určenie parametrov PID regulátoru metódou Ziegler-Nichols

Metóda Ziegler–Nichols predstavuje klasický postup pre určenie parametrov PID regulátora na základe tzv. kritických parametrov systému. V tejto práci bola využitá v kontexte známeho modelu riadeného systému, ktorý bol určený predchádzajúcou identifikáciou. Hoci pôvodná metóda bola navrhnutá ako empirická, jej aplikácia na získaný diskretný model umožňuje kombinovať experimentálny prístup s analytickým výpočtom.

Určenie parametrov PID regulátora podľa Ziegler–Nicholsovej metódy vychádza z dvoch kľúčových hodnôt:

- kritického zosilnenia K_{Pk} , pri ktorom sa uzavretý systém s P regulátorom nachádza na prahu stability a začne trvalo kmitavo oscilovať,
- a kritickej periódy oscilácií T_k , ktorá vyjadruje čas medzi dvoma po sebe nasledujúcimi osciláciami na prahu stability.

Tieto parametre boli v predchádzajúcej časti práce určené dvoma spôsobmi - experimentálne pomocou simulácie v prostredí Simulink a analyticky na základe diskretného modelu systému. Tabuľka 5 obsahuje odporúčané vzťahy na výpočet parametrov PI a PID regulátora, vychádzajúce z hodnôt kritického zosilnenia a kritickej periódy podľa metódy Ziegler–Nichols.

Tabuľka 5 Vzťahy pre výpočet parametrov regulátora podľa metódy Ziegler-Nichols

Ziegler-Nichols			
Regulátor	K_p	T_i	T_d
PI	$0,45 * K_{Pk}$	$T_k/1,2$	-
PID	$0,6 * K_{Pk}$	$T_k/2$	$T_k/8$

Pri simuláciách PI regulátora bolo otestované alternatívne vyjadrenie integračnej zložky pomocou zisku $K_i = T_i/K_p$, kde T_i pochádzalo z pôvodného výpočtu podľa metódy Ziegler–Nichols. Aj keď dosadenie hodnoty K_i namiesto správneho parametra T_i nie je z hľadiska teórie regulácie technicky korektné, v simuláciách sa tento prístup ukázal ako veľmi účinný. Takto upravené nastavenie dosiahlo výrazne lepšiu kvalitu regulácie v porovnaní s klasickou implementáciou metódy Ziegler-Nichols. Tento spôsob je v práci označovaný ako Experimentálna metóda nastavenia regulátora.[3]

8.1.4 Určenie parametrov PID regulátoru metódou Tyreus-Luyben

Metóda Tyreus-Luyben predstavuje modifikáciu metódy Ziegler-Nichols, ktorá bola pôvodne navrhnutá s cieľom zabezpečiť lepšiu stabilitu a menšie prekmitnutie výstupu systému. Na rozdiel od nastavenia PID regulátora metódou Ziegler-Nichols ktoré je pomerne agresívne, Tyreus–Luyben používa konzervatívnejšie koeficienty pre výpočet parametrov PI alebo PID regulátora na základe rovnakých kritických parametrov:

- kritického zosilnenia K_{Pk} , pri ktorom sa uzavretý systém s P regulátorom nachádza na prahu stability a začne trvalo kmitavo oscilovať,
- a kritickej periódy oscilácií T_k , ktorá vyjadruje čas medzi dvoma po sebe nasledujúcimi osciláciami na prahu stability.

Tabuľka 6 obsahuje odporúčané vzťahy na výpočet parametrov PI a PID regulátora, vychádzajúce z hodnôt kritického zosilnenia a kritickej periódy podľa metódy Tyreus-Luyben.

Tabuľka 6 Vzťahy pre výpočet parametrov regulátora podľa metódy Tyreus-Luyben

Tyreus-Luyben			
Regulátor	K_P	T_i	T_d
PI	$0,31 * K_{Pk}$	$2,2 * T_k$	-
PID	$0,45 * K_{Pk}$	$2,2 * T_k$	$0,16 T_k$

Táto metóda bola pôvodne určená pre reguláciu chemických procesov, ale v praxi sa osvedčila aj pri iných typoch systémov, kde je žiaduca menšia regulačná odchýlka a potlačenie prekmitu. V porovnaní so Ziegler–Nicholsovou metódou poskytuje Tyreus–Luyben spravidla pomalšiu, ale stabilnejšiu odozvu systému.

V tejto práci boli parametre PID regulátora podľa metódy Tyreus–Luyben vypočítané na základe rovnakých kritických parametrov K_{Pk} a T_k ako pri predchádzajúcich metódach, čím bolo možné priamo porovnať ich vplyv na kvalitu regulácie.[3]

8.2 Určenie parametrov PID regulátora metódou požadovaného modelu

Metóda požadovaného modelu (MPM), niekedy označovaná aj ako metóda inverzie dynamiky, patrí medzi jednoduché a účinné analytické postupy návrhu regulátora. Bola rozpracovaná na Fakulte strojní VŠB - Technickej univerzity Ostrava. Metóda umožňuje návrh regulátorov aj v diskretnom tvare, pričom kvantizačné chyby a implementačné obmedzenia sú v tejto práci zanedbané, a teda číslicové regulátory sú považované za ideálne diskretné systémy. [3]

Podstatou tejto metódy je návrh regulátora tak, aby uzavretý regulačný obvod dosiahol presne definovaný tvar prenosu - tzv. požadovaný model systému. Typicky ide o prenos požadovanej dynamiky bez oscilácií alebo s definovaným prekmitom.

Základný návrhový vzťah vychádza z rovnice syntézy:

$$G_R(s) = \frac{G_o(s)}{G_P(s)} \quad (8.10)$$

kde:

- $G_R(s)$ je hľadaný prenos regulátora,
- $G_o(s)$ je požadovaný otvorený prenos uzavretého systému,
- $G_P(s)$ je prenos regulovanej sústavy.

8.2.1 Voľba požadovaného modelu v diskretnej oblasti

Voľba požadovaného modelu predstavuje kľúčový krok metódy požadovaného modelu. Cieľom je zvoliť taký tvar uzavretého prenosu $G_{wy}(z)$, ktorý bude reprezentovať požadované správanie riadeného systému. Tento prenos následne slúži ako základ pre výpočet diskretného regulátora.

Model by mal byť stabilný, realizovateľný a dostatočne jednoduchý, aby umožňoval analytické spracovanie. Zároveň by mal vystihovať požadované dynamické vlastnosti systému, ako sú:

- tlmenie oscilácií,
- rýchlosť nábehu,
- doba ustálenia,
- prípadne nulový prekmit.

V tejto práci bol zvolený požadovaný model uzavretého systému vo forme diskrétného prenosového člena druhého rádu:

$$G_{wy}(z) = \frac{T \cdot k_0 \cdot z}{z^2 + a_1 z + a_2} \quad (8.11)$$

kde:

- T je vzorkovacia perióda systému,
- k_0 je statický zisk modelu (často volený ako 1),
- a_1, a_2 sú koeficienty, ktoré určujú dynamiku modelu.

Tvar tohto prenosu umožňuje jednoduché nastavenie dynamiky cez výber koreňov menovateľa. Tieto korene môžu byť reálne (pre pomaly tlmenú odozvu) alebo komplexné združené (pre oscilácie s definovaným tlmením). Výber konkrétnych hodnôt koeficientov a_1, a_2 tak priamo ovplyvňuje polohu pólov modelu a tým aj správanie výsledného uzavretého systému.

8.2.2 Výpočet prenosu regulátora

Na základe zvoleného požadovaného prenosu uzavretého systému $G_{wy}(z)$ a známeho diskrétného modelu riadenej sústavy $G_P(z)$ je možné analyticky odvodiť prenos regulátora $G_R(z)$.

Používa sa vzťah vychádzajúci z uzavretia spätnej väzby v štandardnej regulačnej slučke:

$$G_{wy}(z) = \frac{G_P(z) \cdot G_R(z)}{1 + G_P(z) \cdot G_R(z)} \Rightarrow G_R(z) = \frac{G_{wy}(z)}{1 - G_{wy}(z)} \cdot \frac{1}{G_P(z)} \quad (8.12)$$

Tento vzťah umožňuje vypočítať diskretný regulátor tak, aby uzavretý systém presne sledoval požadovaný model. Prenosy sú zadávané ako racionálne zlomky (napr. druhého rádu), a teda výsledný regulátor je možné následne upraviť do implementovateľného tvaru.

Ak sú všetky prenosy vyjadrené v tvare:

$$G(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_m z^{-m}} \quad (8.13)$$

potom sa regulátor $G_R(z)$ vypočíta bežným násobením a delením polynómov.

8.2.3 Určenie parametrov PID regulátora z prenosu

Po výpočte prenosovej funkcie regulátora $G_R(z)$ podľa metódy požadovaného modelu je potrebné identifikovať jej štruktúru tak, aby zodpovedala klasickému tvaru PID regulátora a umožnila jednoznačne určiť jeho parametre.

V diskretnnej oblasti je PID regulátor zvyčajne realizovaný vo forme rekurentného vzťahu, ktorý je odvodený z rozdielovej rovnice a má prenos:

$$G_R(z) = K_p \left(1 + \frac{T_s}{T_i} \cdot \frac{1}{z-1} + \frac{T_d(z-1)}{T_d \alpha + T_s} \right) \quad (8.14)$$

alebo vo forme s explicitnými ziskami:

$$G_R(z) = K_p + \frac{K_i}{z-1} + K_d \cdot \frac{z-1}{T_d \alpha + T_s} \quad (8.15)$$

Výsledok výpočtu $G_R(z)$ zo vzťahu v predchádzajúcej časti je racionálny zlomok. Tento zlomok je možné porovnať s požadovaným tvarom PID regulátora a identifikovať jednotlivé časti:

- proporcionálnu zložku (člen nezávislý od z),
- integračnú zložku (člen s $\frac{1}{z-1}$),
- derivačnú zložku (člen s $z-1$).

Porovnaním čitateľa a menovateľa je možné odvodiť príslušné zisky regulátora K_p , K_i a K_d .

8.2.4 Analytická ukážka výpočtu regulátora

V tejto časti je predstavený praktický postup návrhu regulátora metódou požadovaného modelu (MPM) pre diskretný systém. Ako regulovaná sústava bol uvažovaný model s podobnou dynamikou a štruktúrou ako reálny systém použitý v predchádzajúcich častiach práce.

Regulovaná sústava

Diskretný model regulovanej sústavy má tvar:

$$G_P(z) = \frac{0,245 - 0,105z^{-1}}{1 - 1,35z^{-1} + 0,49z^{-2}} \quad (8.16)$$

Výpočet komplexne združených pólov

Zvolíme relatívny prechod $\kappa = 0,2$ určíme hodnoty α a β . [3]

- $\alpha = 0,763$
- $\beta = 1,437$

Vzorkovacia perióda $T[s] = 1$

Vzťah pre komplexne združené póly:

$$\begin{aligned} z_{1,2} &= e^{-\alpha T} \cdot (\cos(\beta T) \pm j \sin(\beta T)) \\ e^{-\alpha T} &= e^{-0,763} \approx 0,4666 \\ \cos(1,437) &\approx 0,1322 \\ \sin(1,437) &\approx 0,9912 \\ z_{1,2} &\approx 0,4666 \cdot (0,1322 \pm j \cdot 0,9912) \\ &= 0,0617 \pm j \cdot 0,4623 \\ z_{1,2} &\approx 0,0617 \pm j \cdot 0,4623 \end{aligned} \quad (8.17)$$

Výsledkom sú komplexne združené póly požadovaného modelu uzavretého systému, ktoré definujú jeho charakteristický menovateľ. Z týchto pólov bude následne zostavený druhoradový diskretný polynóm $D(z)$, ktorý určuje dynamiku požadovanej odozvy s definovaným relatívnym prechodom $\kappa = 0,2$.

Výpočet menovatele požadovaného modelu $D(z)$

$$z_{1,2} = 0,0617 \pm j \cdot 0,4623 \quad (8.18)$$

$$D(z) = (z - z_1)(z - z_2) = z^2 - 2 \cdot \operatorname{Re}(z_1) \cdot z + |z_1|^2 \quad (8.19)$$

$$\operatorname{Re}(z_1) = 0,0617 \quad \Rightarrow \quad 2 \cdot \operatorname{Re}(z_1) = 0,1234 \quad (8.20)$$

$$|z_1|^2 = (0,0617)^2 + (0,4623)^2 \approx 0,0038 + 0,2137 = 0,2175 \quad (8.21)$$

$$D(z) = z^2 - 0,1234z + 0,2175 \quad (8.22)$$

Výpočet čitatele požadovaného modelu $N(z)$

Požadujeme jednotkový statický zisk teda aby:

$$\lim_{z \rightarrow 1} G_{wy}(z) = 1 \quad \Rightarrow \quad N(1) = D(1) \quad (8.23)$$

Vypočítame $D(1)$:

Menovateľ z predchádzajúceho kroku:

$$D(z) = z^2 - 0,1234z + 0,2175 \quad (8.24)$$

Dosadením $z = 1$:

$$D(1) = 1 - 0,1234 + 0,2175 = 1,0941 \quad (8.25)$$

Zvolíme číteleť v tvare:

$$\begin{aligned}
 N(z) &= b_0 z + b_1 \\
 \text{kde } b_0 &= 0.73, \quad b_1 = 0.3641 \\
 N(1) &= b_0 + b_1 = D(1) = 1,0941 \\
 N(z) &= 0.73z + 0.3641
 \end{aligned}
 \tag{8.26}$$

Požadovaný model

$$G_{wy}(z) = \frac{N(z)}{D(z)} \tag{8.27}$$

$$\begin{aligned}
 N(z) &= 0.73z + 0.3641 \\
 D(z) &= z^2 - 0.1234z + 0.2175
 \end{aligned}
 \tag{8.28}$$

$$G_{wy}(z) = \frac{0.73z + 0.3641}{z^2 - 0.1234z + 0.2175} \tag{8.29}$$

Výpočet regulátora $G_R(z)$ metódou požadovaného modelu

$$G_R(z) = \frac{G_{wy}(z)}{1 - G_{wy}(z)} \cdot \frac{1}{G_P(z)} \tag{8.30}$$

$$\begin{aligned}
 G_{wy}(z) &= \frac{N(z)}{D(z)} \\
 1 - G_{wy}(z) &= \frac{D(z) - N(z)}{D(z)} \\
 \frac{G_{wy}(z)}{1 - G_{wy}(z)} &= \frac{\frac{N(z)}{D(z)}}{\frac{D(z) - N(z)}{D(z)}} = \frac{N(z)}{D(z) - N(z)}
 \end{aligned} \tag{8.31}$$

$$G_P(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{0.245 - 0.105z^{-1}}{1 - 1.35z^{-1} + 0.49z^{-2}}$$

$$\frac{1}{G_P(z)} = \frac{A(z)}{B(z)} = \frac{1 - 1.35z^{-1} + 0.49z^{-2}}{0.245 - 0.105z^{-1}}$$

$$N(z) = 0.73z + 0.3641$$

$$D(z) = z^2 - 0.1234z + 0.2175 \tag{8.32}$$

$$N(z) = 0 \cdot z^2 + 0.73z + 0.3641$$

$$\begin{aligned}
 D(z) - N(z) &= z^2 - (0.1234 + 0.73)z + (0.2175 - 0.3641) \\
 &= z^2 - 0.8534z - 0.1466
 \end{aligned}$$

$$G_R(z) = \frac{0.73z + 0.3641}{z^2 - 0.8534z - 0.1466} \cdot \frac{1 - 1.35z^{-1} + 0.49z^{-2}}{0.245 - 0.105z^{-1}} \tag{8.33}$$

Výsledný prenos regulátora G_{Rz} je zapísaný ako súčin dvoch racionálnych výrazov. Pre ďalšiu analýzu je vhodné ho upraviť do jednotného zlomku a porovnať s tvarom diskrétného PID regulátora.

$$G_{PID}(z) = K_p \left(1 + \frac{T_s}{T_i} \cdot \frac{1}{z-1} + \frac{T_d(z-1)}{T_s z} \right) \tag{8.34}$$

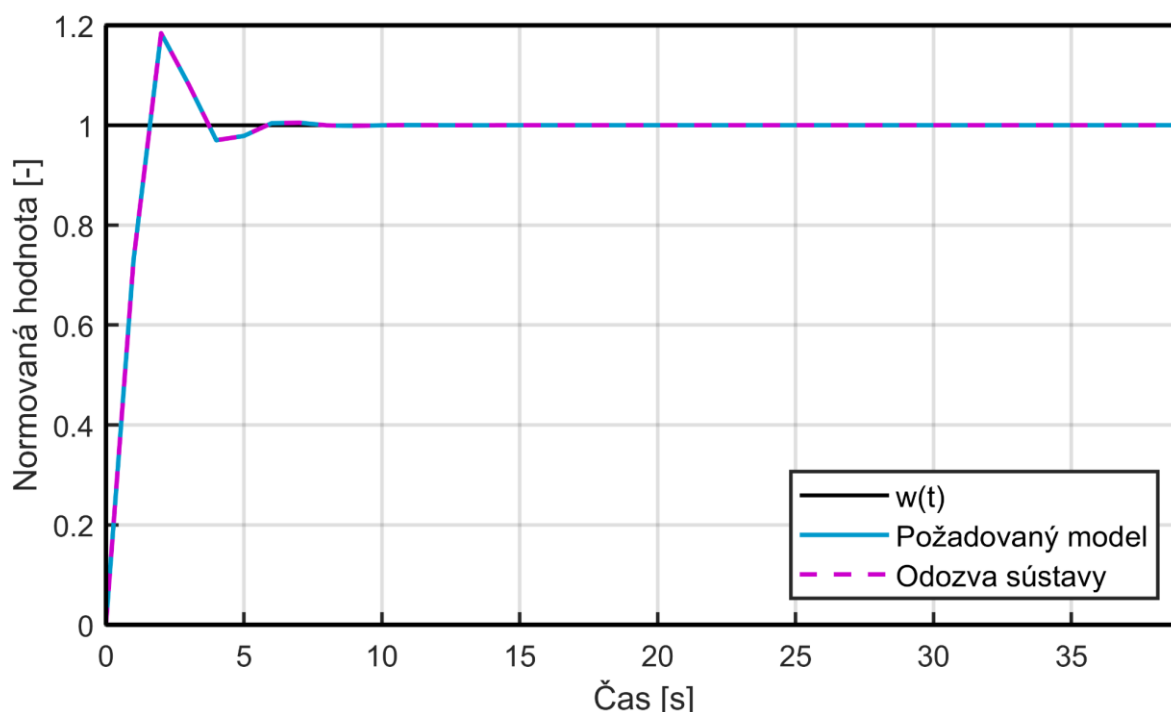
alebo vo forme:

$$G_{PID}(z) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2}} \tag{8.35}$$

Násobením dvoch racionálnych prenosových funkcií v prostredí MATLAB bol získaný výsledný regulátor vo forme zlomku. Tento bol následne porovnaný so štandardným tvarom diskrétného PID regulátora, čím boli jednoznačne určené jeho parametre.

$$G_R(z) = \frac{2.9796 - 2.5363z^{-1} - 0.5463z^{-2} + 0.7282z^{-3}}{1 - 1.2820z^{-1} + 0.2191z^{-2} + 0.0628z^{-3}} \quad (8.36)$$

8.2.5 Porovnanie požadovaného modelu $G_{wy}(z)$ a priebehu s regulátorom $G_R(z)$



Obrázok 25 Porovnanie požadovaného modelu a odozvy sústavy

Na základe porovnania výstupných odoziev je zrejmé, že regulátor navrhnutý metódou požadovaného modelu zabezpečuje veľmi presné sledovanie požadovanej dynamiky systému. Odozva uzavretého obvodu prakticky kopíruje zvolený model so zadaným preukmitom a ustálenou hodnotou.

Keďže regulovaný systém má druhý rád, výsledný regulátor získaný analytickým výpočtom je 3. rádu. Nie je preto možné priamo odvodiť regulátor vo forme klasického PID regulátora (ktorý má maximálne druhý rád) takže ho nie je možné aplikovať na zariadení. Výsledný regulátor však zabezpečuje výbornú kvalitu regulácie bez potreby ladenia (Obrázok 25).

8.3 Určenie parametrov PID regulátora optimalizačnou metódou požadovaného modelu

Táto metóda je riešená numericky v prostredí MATLAB. Najskôr je určený požadovaný model systému a zvolená štruktúra regulátora. Následne sa pomocou optimalizácie hľadá také nastavenie parametrov PI regulátora, pri ktorom je odozva uzavretého regulačného obvodu čo najpodobnejšia požadovanému modelu. Skript umožňuje výpočet a porovnanie viacerých nastavení PI regulátora pre rôzne požadované modely.

Určenie požadovaného modelu

Prenos požadovaného modelu druhého rádu, kde ω_n - prirodzená kruhová frekvencia (angl. *natural frequency*) a ξ je stupeň tlmenia:

$$G_m(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (8.37)$$

Prirodzená kruhová frekvencia ω_n je odvodená z T_u periódy kmitania na prahu stability, ktorá bola získaná pri určovaní nastavenia PID regulátora metódami kritických parametrov.

$$\omega_n = \frac{2\pi}{T_u} = \frac{2\pi}{2} = \pi \quad (8.38)$$

Nasledujúca časť skriptu ukazuje možnosť voľby pre ktoré stupne tlmenia ξ chceme aproximovať PI regulátor. Spojitý požadovaný model je následne diskretizovaný pre zadanú vzorkovaciu periódu a bola zvolená metóda ZOBD (Zero-Order Backward Difference).

```
xi_values = [0.2, 0.4, 0.6, 0.8, 1.0];
omega_n = 3.14;
T = 1;

xi = xi_values(i);
s = tf('s');
Gm_s = omega_n^2 / (s^2 + 2*xi*omega_n*s + omega_n^2);
Gm = c2d(Gm_s, Ts, 'ZOBD');
```

Optimalizačná aproximácia na požadovaný tvar PI regulátora

Je možné zvoliť aký tvar regulátoru chceme optimalizovať na požadovaný model.

Je možné zvoliť diskretizovaný tvar PI regulátora z dokumentácie inštrukcie PID_Compact V2.

$$G(z) = K_p \left[1 + \frac{T_s}{T_i} \cdot \frac{1}{1 - z^{-1}} \right] \quad (8.41)$$

```
pi_siemens = @(Kp, Ti, T) tf([Kp*Ti, Kp], [Ti, 0], T);
```

Alebo diskretizovaný PI regulátor v Ideálnom tvare.

$$R(z) = K_p + K_i \frac{T}{z - 1} \quad (8.42)$$

```
pi_ideal = @(Kp, Ki, T) tf([Kp, Ki*T-Kp], [1, -1], T);
```

Oba tvary diskrétného PI regulátora sú matematicky ekvivalentné, pretože platí:

$$T_i = \frac{K_p}{K_i} \quad (8.43)$$

kde T_i je integračný čas, K_p proporcionálna zložka a K_i integračná zložka. Pri numerickej optimalizácii však môžu vzniknúť odlišné výsledné hodnoty parametrov v závislosti od použitej parametrizácie.

Táto časť skriptu vykonáva numerickú optimalizáciu parametrov PI regulátora tak, aby sa výstup uzavretého regulačného obvodu čo najviac podobal výstupu požadovaného modelu.

Optimalizácia je realizovaná pomocou funkcie `fminsearch`, ktorá hľadá také parametre regulátora, aby bola minimálna hodnota chybovej funkcie určujúcej rozdiel medzi skokovou odozvou uzavretej slučky (so systémom a regulátorom) a požadovaným modelom.

Do optimalizácie sú zahrnuté aj penalizácie (veľké prirážky k hodnote funkcie), ak by optimalizované parametre vyšli záporné alebo nerealisticky veľké, čím sa zabezpečí fyzická realizovateľnosť regulátora.

```
cost_function = @(K) ...
    norm(step(feedback(pid_custom(K, T) * Gz, 1), t) - step(Gm, t)) + ...
    1000 * (K(1) < 0 || K(2) <= 0) + ...
```

```
(K(2) > 10) * (K(2) - 10)^2;
best_K = fminsearch(cost_function, [1 1]);
Kp = best_K(1); Ti = best_K(2); Ki = Kp/Ti;
R = tf([Kp*Ti, Kp], [Ti, 0], T);
```

```
% --- Výstupy
CL_PI = feedback(R * Gz, 1);
[y_PI, t_out] = step(CL_PI, t);
[y_Gm, ~] = step(Gm, t);
```

Simuluje časovú odozvu systému s regulátorom a porovnáva ju s požadovaným modelom.

```
% --- Nyquist
w = logspace(-3, pi, 1000);
[re, im] = nyquist(R*Gz, w);
nyq = squeeze(re + 1i*im);
```

Vypočíta frekvenčnú odozvu otvorenej slučky a Nyquistovu krivku pre posúdenie stability.

```
% --- Robustnosť Nyq
distances = abs(nyq + 1);
robust_margin = min(distances);
```

Minimálna vzdialenosť Nyquistovej krivky od kritického bodu (-1,0) - čím väčšia hodnota, tým robustnejší a bezpečnejší systém.

```
% --- Amplitúdová a fázová bezpečnosť
[gm, pm, wg, wp] = margin(R*Gz);
```

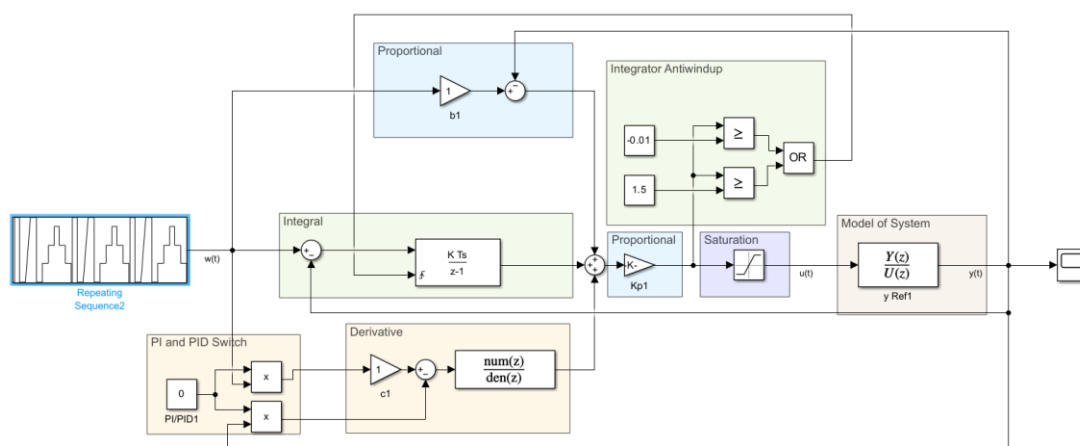
- *Gain margin* (amplitúdová bezpečnosť): Udáva, koľkokrát je možné zvýšiť zosilnenie systému, kým sa systém stane nestabilným.
- *Phase margin* (fázová bezpečnosť): Udáva, o koľko stupňov sa môže zmeniť fáza v bode jednotkového zosilnenia, kým sa systém stane nestabilným.
- *wg, wp*: Frekvencie, pri ktorých sú tieto rezervy dosiahnuté.

9 SIMULAČNÉ POROVNANIE NASTAVENÍ PI A PID REGULÁTORA

9.1 Vytvorenie simulačného obvodu v MATLAB Simulink

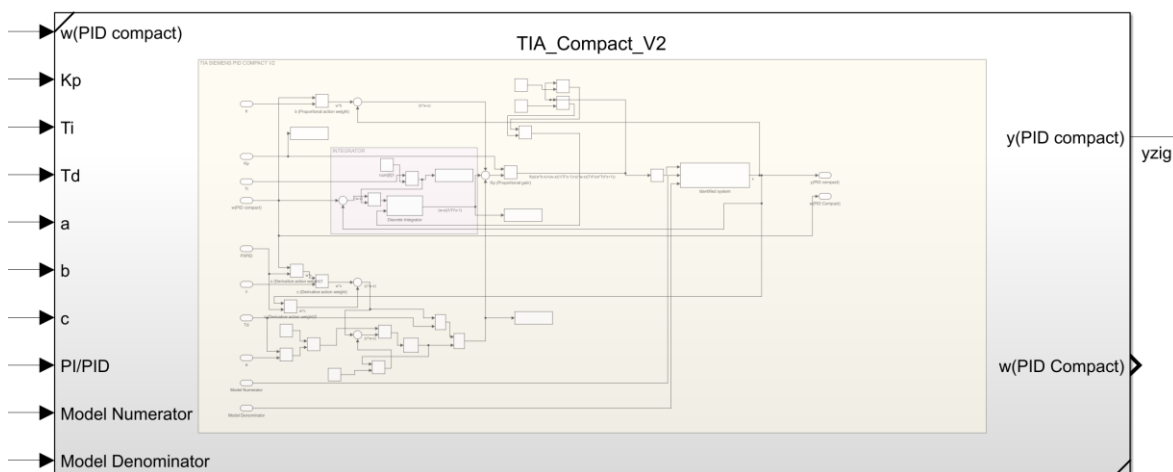
Aby simulácia čo najvernejšie reprezentovala reálny priebeh regulácie technologického procesu, bol vytvorený regulačný obvod zodpovedajúci diskretizovanému algoritmu PID_Compact V2 v programe MATLAB Simulink, vrátane implementácie saturácie, anti-windup mechanizmu a prepínanie medzi PI a PID reguláciou.

$$GR(z) = K_p \left[1 + \frac{T_s}{T_i} \cdot \frac{1}{1 - z^{-1}} + \frac{T_d(1 - z^{-1})}{T_s + aT_d(1 - z^{-1})} \right] \quad (9.1)$$



Obrázok 26 Simulink obvod regulátora na základe PID_Compact V2

Celý algoritmus PID regulátora vrátane modelu systému bol implementovaný vo forme Subsystem v prostredí Simulink. Takto zoskupený blok umožňuje jednoduché zadávanie parametrov regulátora, voľbu medzi PI/PID režimom a vkladanie modelu systému. Táto modularizácia zvyšuje prehľadnosť schémy a umožňuje paralelné simulácie viacerých regulátorov v jednom projekte.



Obrázok 27 Simulink Subsystem TIA_Compact_V2

Pri prechode z ARX modelu so zápornými mocninami z^{-1} do blokového modelu v prostredí Simulink je potrebné model vynásobiť z^2/z^2 , aby bol tvar prenosu vyjadrený pomocou kladných mocnín z , čo je požiadavka väčšiny Simulink blokov pre diskretné systémy.

$$G(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \cdot \frac{z^2}{z^2} = \frac{b_0 z^2 + b_1 z}{a_0 z^2 + a_1 z + a_2} \quad (9.2)$$

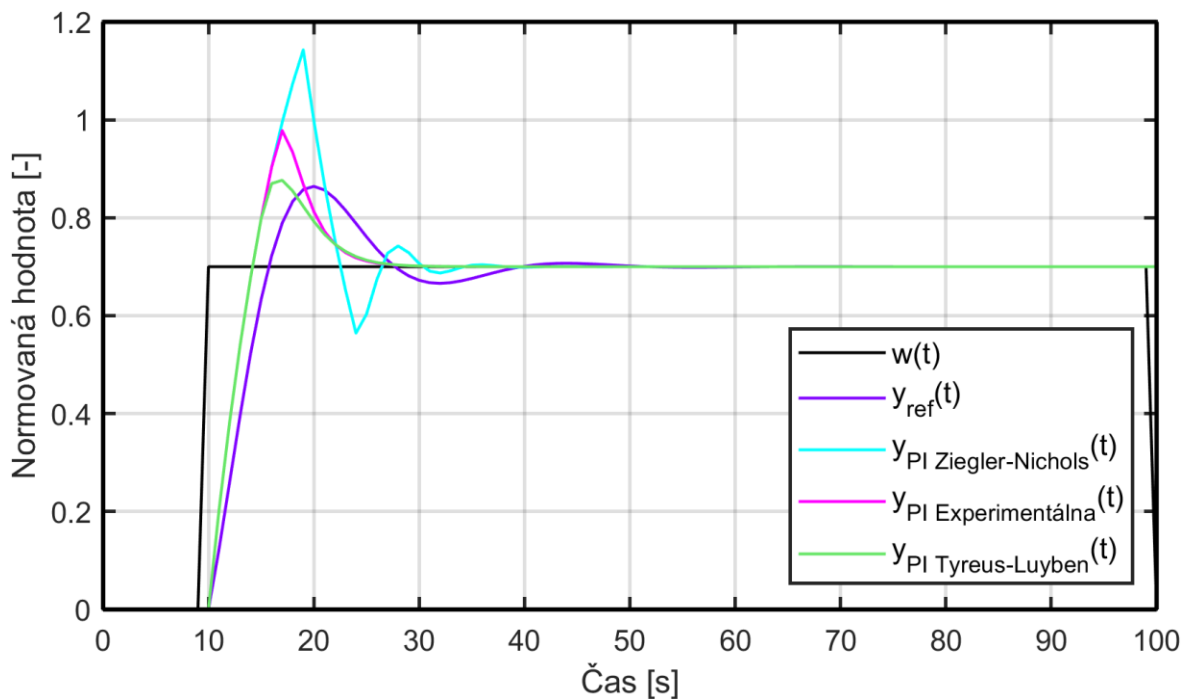
9.2 Simulačné porovnanie metód nastavenia PID regulátora

Na účely porovnania vybraných metód nastavenia parametrov PID regulátora bola realizovaná kombinácia simulácií v prostredí MATLAB a Simulink. Simulácie v prostredí Simulink umožňujú detailné modelovanie reálneho regulačného obvodu vrátane v saturácie a presýtenia integrátora, zatiaľ čo v prostredí MATLAB boli na rýchle vyhodnotenie odoziev systému použité funkcie `lsim` a `step`, ktoré umožňujú analyzovať dynamiku diskretných modelov priamo na základe prenosových funkcií. Takýto prístup umožňuje efektívne porovnať účinnosť rôznych metód nastavenia PID regulátora na rovnakej sústave.

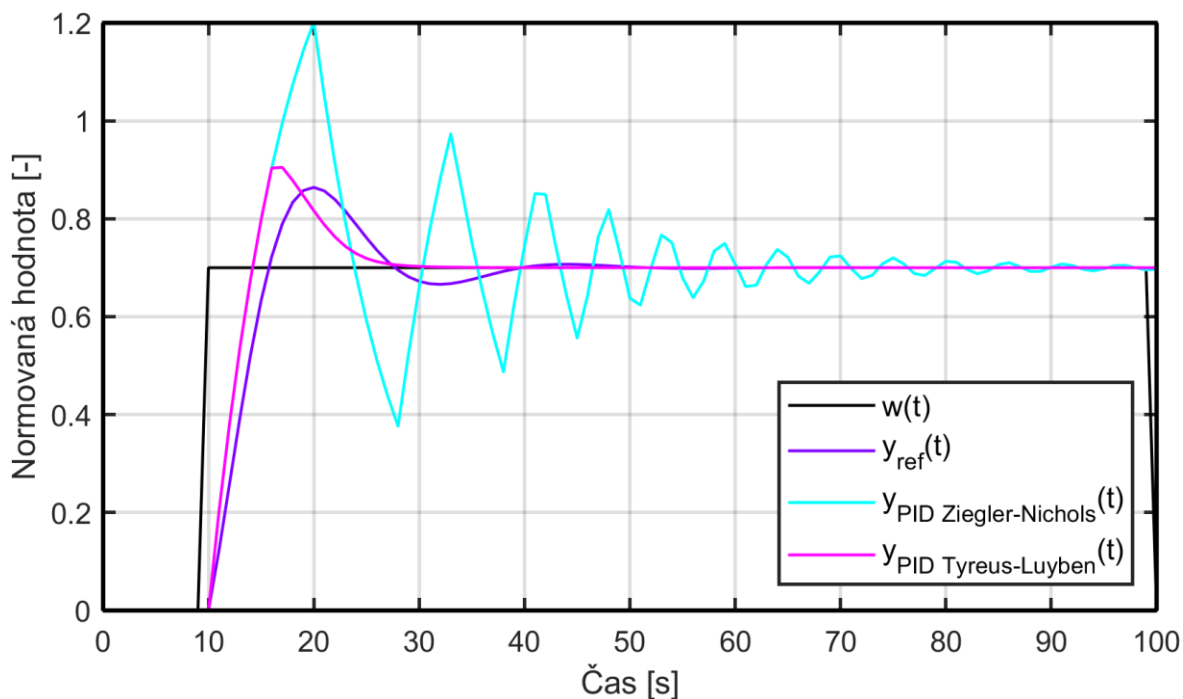
9.2.1 Experimentálne metódy kritických parametrov

Boli porovnané odozvy systému pre jednotlivé metódy nastavenia regulátora a boli zistené metriky popisujúce kvalitu regulácie robustnosť a stabilitu.

Obrázok 28 a Obrázok 29 zobrazujú priebehy simulované v prostredí Simulink pre rôzne nastavenia PI a PID regulátora. Jednotlivé krivky reprezentujú odozvu systému pre konkrétne metódy ladenia.



Obrázok 28 Porovnanie PI priebehu regulácie s nastaveniami metód kritických parametrov



Obrázok 29 Porovnanie priebehu PID regulácie s nastaveniami metód kritických parametrov

Tabuľka porovnáva metriky kvality regulácie pre rôzne nastavenia PI a PID regulátorov.

Prvá časť obsahuje hodnoty jednotlivých metrík, druhá časť vyjadruje percentuálne zlepšenie alebo zhoršenie oproti regulátoru s pôvodným nastavením teda referenčnému regulátoru.

Popis stĺpcov tabuľky:

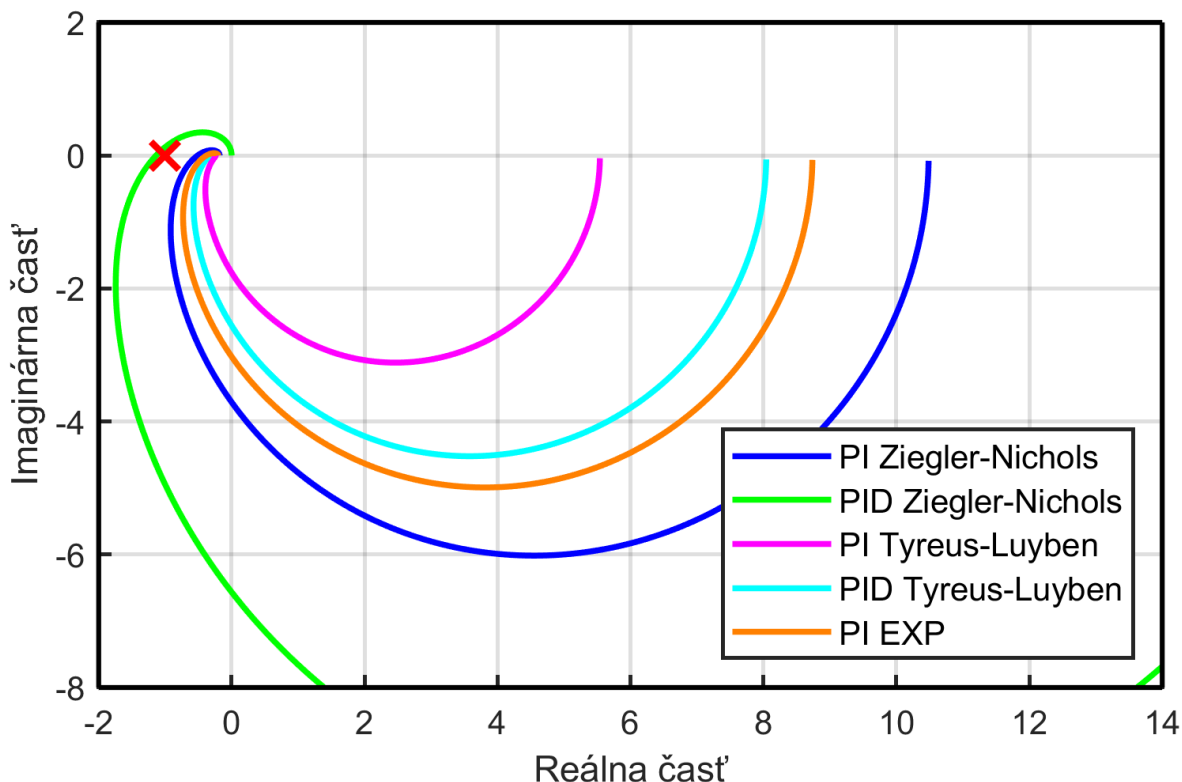
- ISE [-] - Kvadratická regulačná plocha (čím nižšia, tým lepšia).
- T_s [s] - Doba ustálenia, teda čas, za ktorý výstup zostane v tolerančnom pásme požadovanej hodnoty, bolo zvolené pásmo 5% od žiadanej hodnoty (čím nižšia, tým lepšia).
- $\check{C}N$ [s] - Čas nábehu, čas prechodu odozvy z 10 % na 90 % skokovej zmeny (čím nižší, tým lepší).
- MRR [-] - Maximálna rýchlosť reakcie, najväčší absolútny sklon výstupu (čím vyššia, tým lepšia).
- $Prek$ [%] - Prekmit, maximálne percentuálne prekročenie žiadanej hodnoty.
- ΔISE [%] – Percentuálna zmena kvadratickej regulačnej plochy oproti referenčnému regulátoru (záporné hodnoty znamenajú zlepšenie, kladné zhoršenie).
- ΔT_s [%] – Percentuálna zmena doby ustálenia oproti referenčnému regulátoru.
- $\Delta \check{C}N$ [%] – Percentuálna zmena času nábehu oproti referenčnému regulátoru.
- ΔMRR [%] – Percentuálna zmena maximálnej rýchlosti reakcie oproti referenčnému regulátoru.
- $\Delta Prek$ [%] – Rozdiel prekmitu v percentuálnych bodoch oproti referenčnému regulátoru (absolútna zmena, nie percentuálna).

Tabuľka 7 Metriky kvality regulácie pre nastavenia regulátora metódami kritických parametrov

Regulátor	ISE[-]	Ts[s]	ČN[s]	MRR[-]	Prek[%]
Referenčný regulátor	1.55	27.00	4.00	0.14	23.44
PI Ziegler-Nichols	1.74	29.00	3.00	0.20	63.28
PI Experimentálna	1.34	23.00	3.00	0.20	39.71
PI Tyreus-Luyben	1.24	23.00	3.00	0.20	25.23
PID Ziegler-Nichols	2.61	65.00	3.00	0.20	72.58
PID Tyreus-Luyben	1.29	24.00	3.00	0.20	29.28
Regulátor	Δ ISE[%]	Δ Ts[%]	Δ ČN[%]	Δ MRR[%]	Δ Prek[%]
Referenčný regulátor	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
PI Ziegler-Nichols	+12.55	+7.41	-25.00	+48.04	+39.85
PI Experimentálna	-13.14	-14.81	-25.00	+48.04	+16.27
PI Tyreus-Luyben	-20.06	-14.81	-25.00	+48.04	+1.79
PID Ziegler-Nichols	+68.77	+140.74	-25.00	+48.04	+49.15
PID Tyreus-Luyben	-16.86	-11.11	-25.00	+48.04	+5.84

Obrázok 30 zobrazuje Nyquist diagram otvorenej slučky pre rôzne nastavenia PI a PID regulátora. Krivky predstavujú frekvenčnú charakteristiku otvorenej slučky pre jednotlivé metódy ladenia. Červený krížik znázorňuje kritický bod -1 v komplexnej rovine, ku ktorému sa vzťahuje robustná bezpečnosť. Porovnaním tvaru a polohy jednotlivých kriviek je možné hodnotiť robustnosť a bezpečnostné rezervy daných nastavení regulátora.

```
% --- Nyquist
w = logspace(-3, pi, 1000);
[re, im] = nyquist(R*Gz, w);
nyq = squeeze(re + 1i*im);
```



Obrázok 30 Nyquist diagram pre metódy nastavenia regulátora kritických parametrov

Tabuľka porovnáva metriky stability a bezpečnosti.

Robustná bezpečnosť (robust margin) je v tomto prípade definovaná ako minimálna vzdialenosť Nyquistovej krivky otvorenej slučky od kritického bodu -1 v komplexnej rovine. Čím je táto vzdialenosť väčšia, tým je systém odolnejší voči modelovým nepresnostiam a externým poruchám.

```
% --- Robust margin
distances = abs(nyq + 1);
robust_margin = min(distances);
```

Amplitúdová bezpečnosť (amplitude margin) je definovaná ako rezerva zisku v otvorenej slučke pri frekvencii, kde má systém fázový posun presne -180° (alebo π rad). Udáva, o koľko možno zvýšiť alebo znížiť zisk otvorenej slučky, kým sa systém dostane na hranicu nestability. Čím je amplitúdová bezpečnosť vyššia, tým je systém odolnejší voči zmene zisku (napríklad v dôsledku modelových nepresností alebo zmien parametrov systému). V tabuľke je uvedená absolútne aj v dB.

Fázová bezpečnosť (phase margin) je definovaná ako rozdiel medzi aktuálnou fázou systému a kritickou hodnotou -180° (alebo π rad) pri tej frekvencii, kde má otvorená slučka jednotkový zisk. Fázová bezpečnosť udáva, o koľko stupňov by sa mohla fáza zmeniť, kým sa systém dostane na hranicu nestability. Čím je fázová bezpečnosť vyššia, tým je systém odolnejší voči fázovým posunom a oneskoreniam.

```
% --- Gain margin a phase margin
[gm, pm, wg, wp] = margin(R*Gz);
```

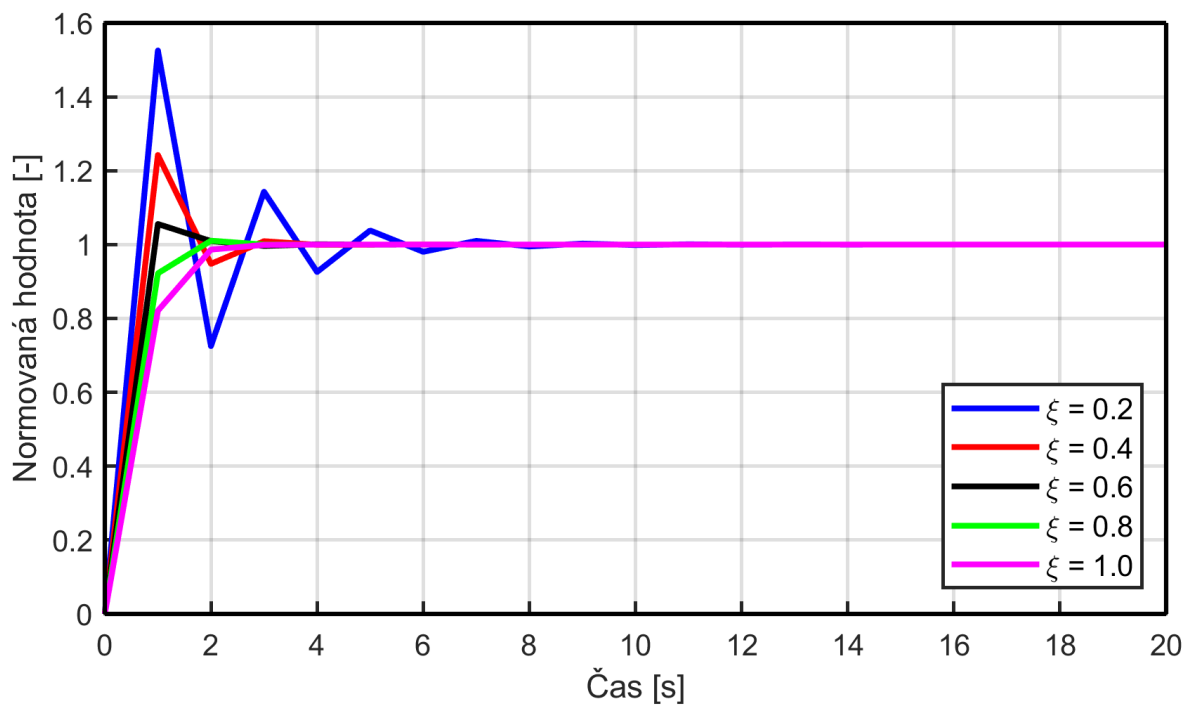
Tabuľka 8 Metriky stability a bezpečnosti pre nastavenia regulátora metódami kritických parametrov

Regulátor	Robustná bezpečnosť	Amplitúdová bezpečnosť	Amplitúdová bezpečnosť [dB]	Fázová bezpečnosť[°]
PI Ziegler-Nichols	0.365	1.958	5.836	32.571
PI Experimentálna	0.475	2.644	8.444	44.111
PI Tyreus-Luyben	0.682	4.172	12.407	69.899
PID Ziegler-Nichols	0.095	0.881	-1.105	-7.616
PID Tyreus-Luyben	0.568	2.874	9.170	55.115

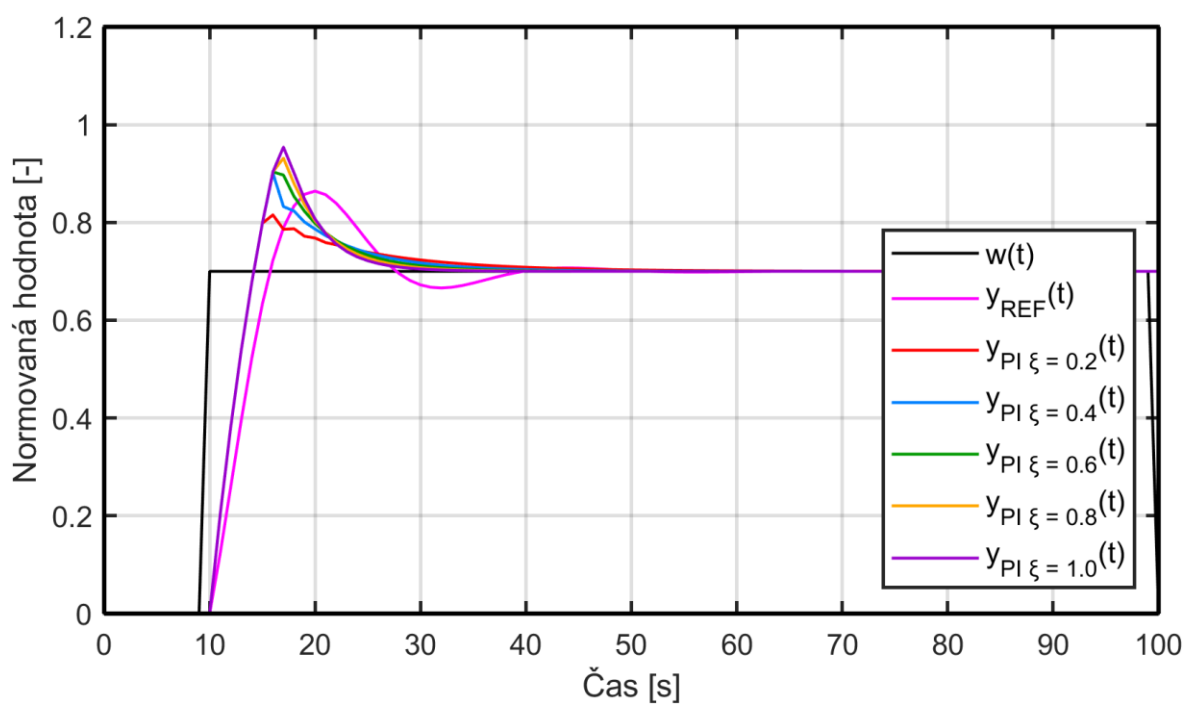
9.2.2 Metóda požadovaného modelu numerickou optimalizáciou

Na porovnanie boli využité rovnaké metriky ako pri nastavení regulátora metódami kritických parametrov ale v tomto prípade sú porovnané nastavenia regulátora pre požadované modely s rôznym stupňom tlmenia.

Obrázok 31 zobrazuje priebeh požadovaných modelov pre rôzne stupne tlmenia.



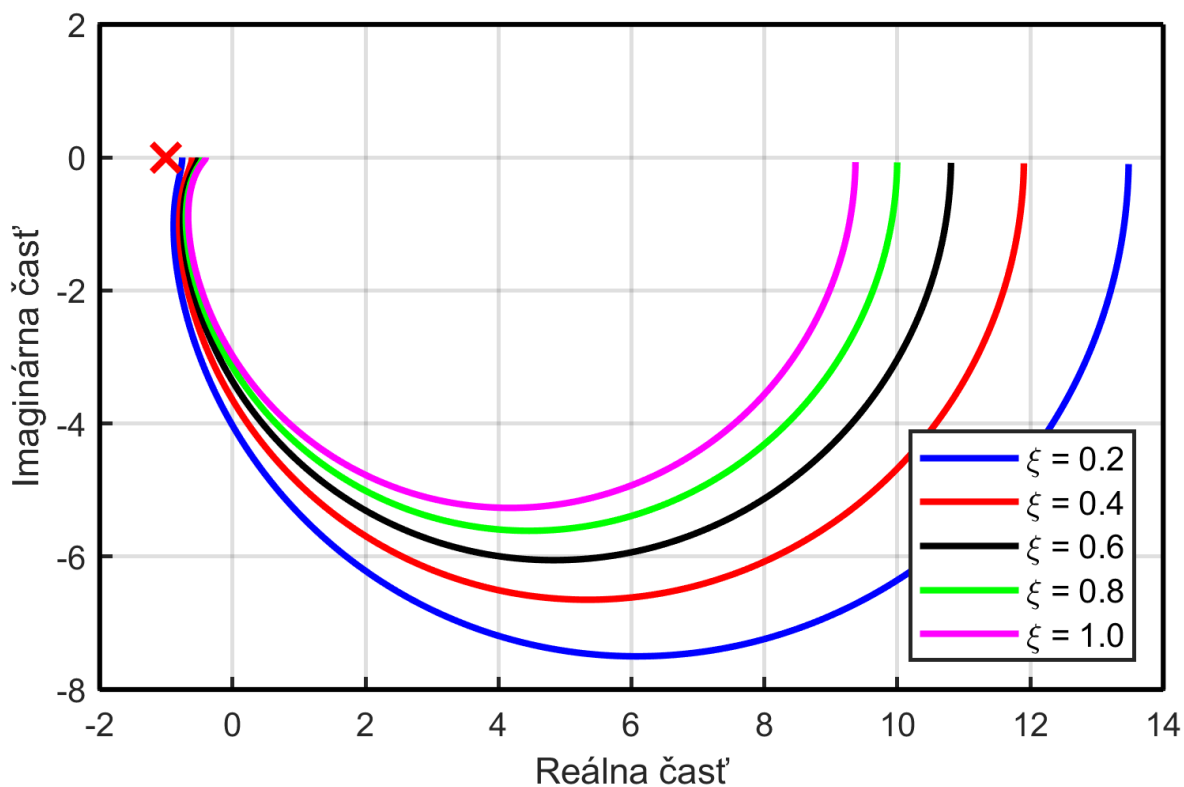
Obrázok 31 Priebeh požadovaných modelov pre rôzne stupne tlmenia



Obrázok 32 Priebeh s nastaveniami regulátora optimalizačne aproximovanými pre rôzne stupne tlmenia

Tabuľka 9 Metriky kvality regulácie pre nastavenia regulátora metódou MPMO

Regulátor	ISE[-]	Ts[s]	ČN[s]	MRR[-]	Prek[%]
Referenčný regulátor	1.55	27.00	4.00	0.14	23.44
PI $\xi = 0.2$	1.18	27.00	3.00	0.20	16.49
PI $\xi = 0.4$	1.23	26.00	3.00	0.20	28.72
PI $\xi = 0.6$	1.27	25.00	3.00	0.20	29.07
PI $\xi = 0.8$	1.29	25.00	3.00	0.20	33.06
PI $\xi = 1.0$	1.31	24.00	3.00	0.20	36.29
Regulátor	$\Delta ISE[\%]$	$\Delta Ts[\%]$	$\Delta ČN[\%]$	$\Delta MRR[\%]$	$\Delta Prek[\%]$
Referenčný regulátor	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
PI $\xi = 0.2$	-23.88	0.00	-25.00	+48.04	-6.95
PI $\xi = 0.4$	-20.43	-3.70	-25.00	+48.04	+5.28
PI $\xi = 0.6$	-18.12	-7.41	-25.00	+48.04	+5.63
PI $\xi = 0.8$	-16.47	-7.41	-25.00	+48.04	+9.62
PI $\xi = 1.0$	-15.11	-11.11	-25.00	+48.04	+12.85



Obrázok 33 Nyquist diagram pre rôzne nastavenia regulátora MPMO

Tabuľka 10 Metriky stability a bezpečnosti pre nastavenia regulátora metódou MPMO

Regulátor	Robustná bezpečnosť	Amplitúdová bezpečnosť	Amplitúdová bezpečnosť [dB]	Fázová bezpečnosť
PI $\xi = 0.2$	0.242	1.320	2.409	31.963
PI $\xi = 0.4$	0.384	1.636	4.278	39.055
PI $\xi = 0.6$	0.450	1.939	5.750	43.109
PI $\xi = 0.8$	0.486	2.220	6.926	46.024
PI $\xi = 1.0$	0.511	2.477	7.879	48.362

9.3 Zhodnotenie rôznych nastavení PI a PID regulátora

Pri porovnaní jednotlivých metód nastavenia PI a PID regulátora bolo hodnotenie vykonané predovšetkým na základe štyroch hlavných kritérií: maximálnej rýchlosti reakcie (MRR), doby ustálenia (T_s), kvadratickej regulačnej plochy (ISE) a robustnostných parametrov (robustná, amplitúdová a fázová bezpečnosť).

Prekmit ($Prek$ [%]) v tomto prípade nie je pre nás kľúčovým kritériom, keďže v danej aplikácii krátkodobé prekročenie žiadanej hodnoty nemá zásadný vplyv na kvalitu regulácie ani na technologický proces.

Z výsledkov tabuliek vyplýva, že najvhodnejšie parametre z pohľadu rýchlosti a stability vykazujú regulátory s vyšším činiteľom tlmenia ξ a regulátory navrhnuté podľa metódy Tyreus-Luyben. Tieto metódy dosahujú vyššiu robustnosť a lepšie hodnoty ISE bez výrazného zhoršenia dynamiky systému.

Naopak, regulátory navrhnuté podľa Ziegler-Nichols vykazujú síce rýchlu reakciu, no často za cenu nižšej robustnosti a vyššej regulačnej plochy, čo môže viesť k zvýšenej citlivosti na zmeny parametrov systému a externé poruchy.

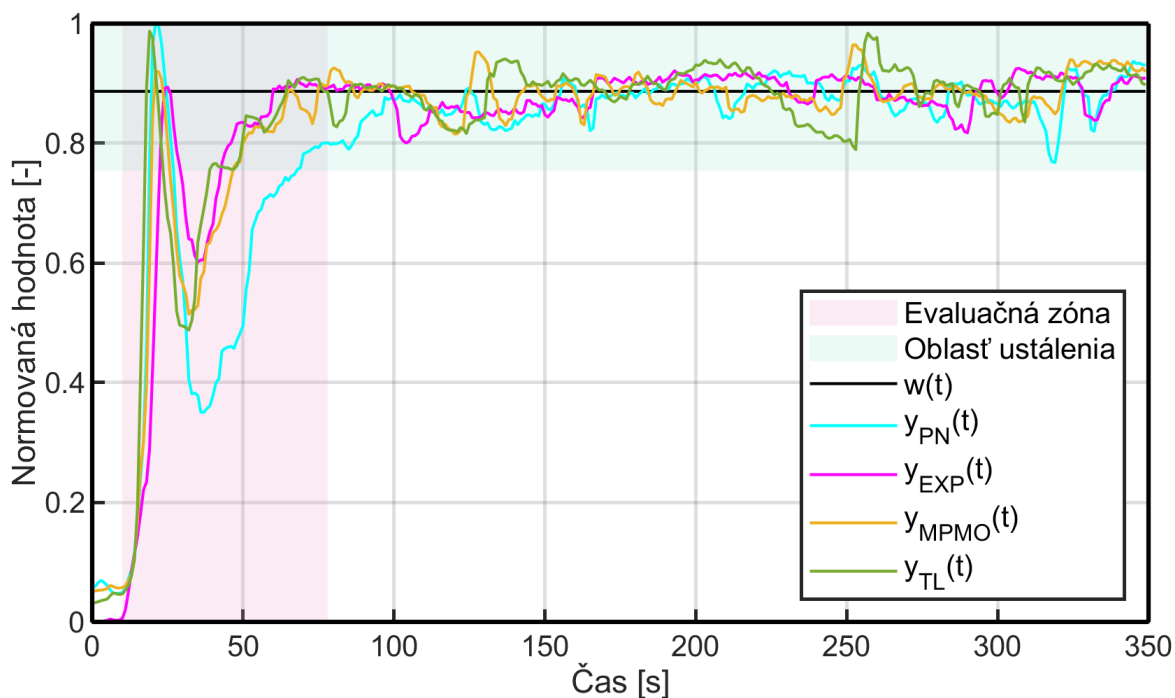
Celkovo je možné konštatovať, že optimálne nastavenie je kompromisom medzi rýchlosťou, stabilitou a robustnosťou systému, pričom prekmit nie je rozhodujúcim kritériom pri hodnotení kvality regulácie v tejto práci.

10 POROVNANIE KVALITY REGULÁCIE NA REÁLNO M ZARIADENÍ

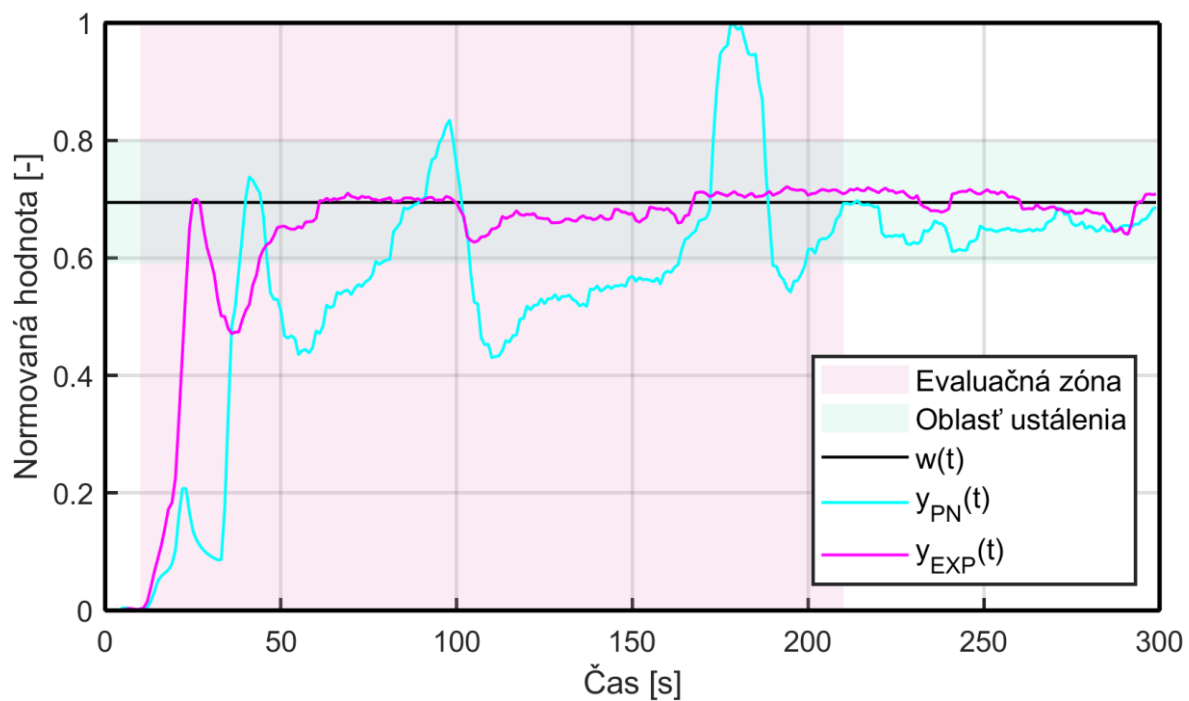
Táto kapitola obsahuje porovnanie priebehu (Obrázok 34-Obrázok 37) a regulačnej plochy (Obrázok 38-Obrázok 41) rôznych nastavení PI regulátora na reálnom zariadení. Z nameraných dát sú v tabuľkách vypočítané metriky pre regulačnú plochu ISE (Tabuľka 12) a dobu ustálenia T_s (Tabuľka 11). Na recepte 004 boli otestované 3 rôzne nastavenie PI regulátora a priebehy nových nastavení boli porovnané s pôvodným nastavením regulátora. Tieto nastavenia boli získané Experimentálnou metódou a metódou Tyreus-Luyben a Metódu požadovaného modelu numerickou optimalizáciou. Nastavenie získané Experimentálnou metódou bolo po konzultácii so zamestnancami spoločnosti Continental ponechané na zariadení a bolo možné následne zo zaznamenaných procesných veličín vytvoriť komplexnejšie porovnanie, a teda nastavenie Experimentálnou metódou bolo porovnané aj oproti pôvodnému nastaveniu na receptoch 003,009 a 016.

10.1 Porovnanie priebehu a doby ustálenia

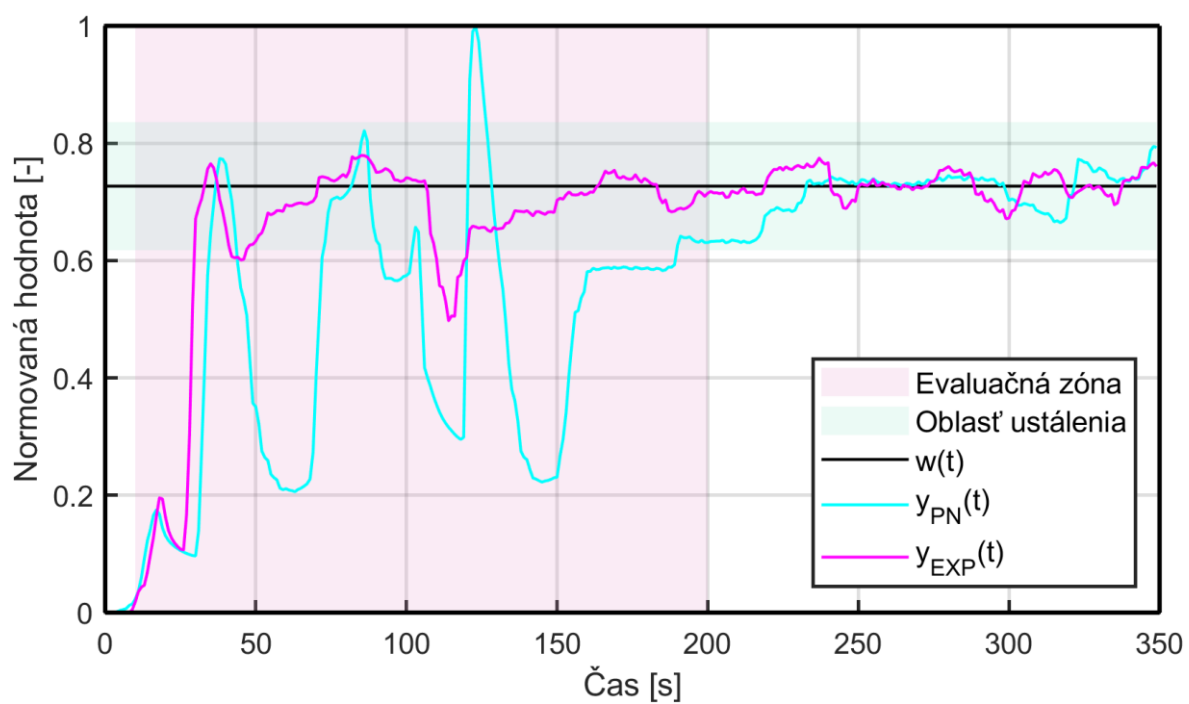
Nasledujúce obrázky (Obrázok 34 - Obrázok 37) zobrazujú priebeh pre rôzne metódy nastavenia PI regulátora na reálnom zariadení. Metrika času ustálenia T_s bola určená ako zotrvanie odozvy signálu v okolí požadovanej hodnoty tlaku $\pm 10\%$. Doba času ustálenia je porovnaná v tabuľke (Tabuľka 11)



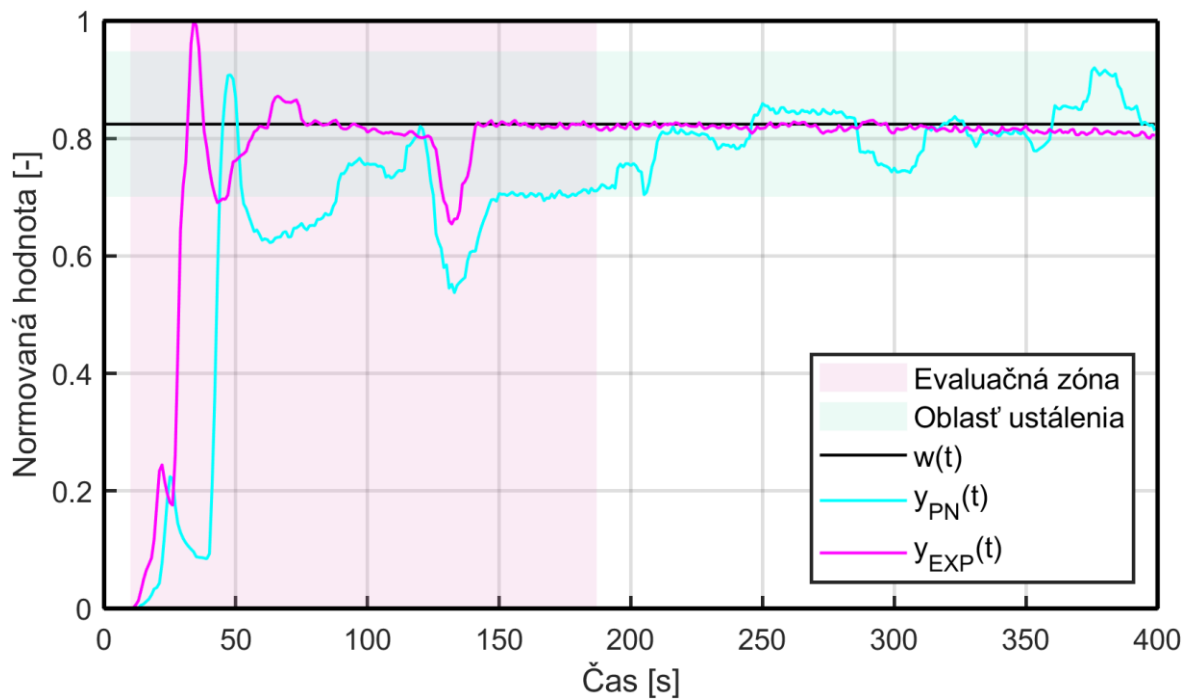
Obrázok 34 Priebeh regulácie recept 004



Obrázok 35 Priebeh regulácie recept 003



Obrázok 36 Priebeh regulácie recept 009



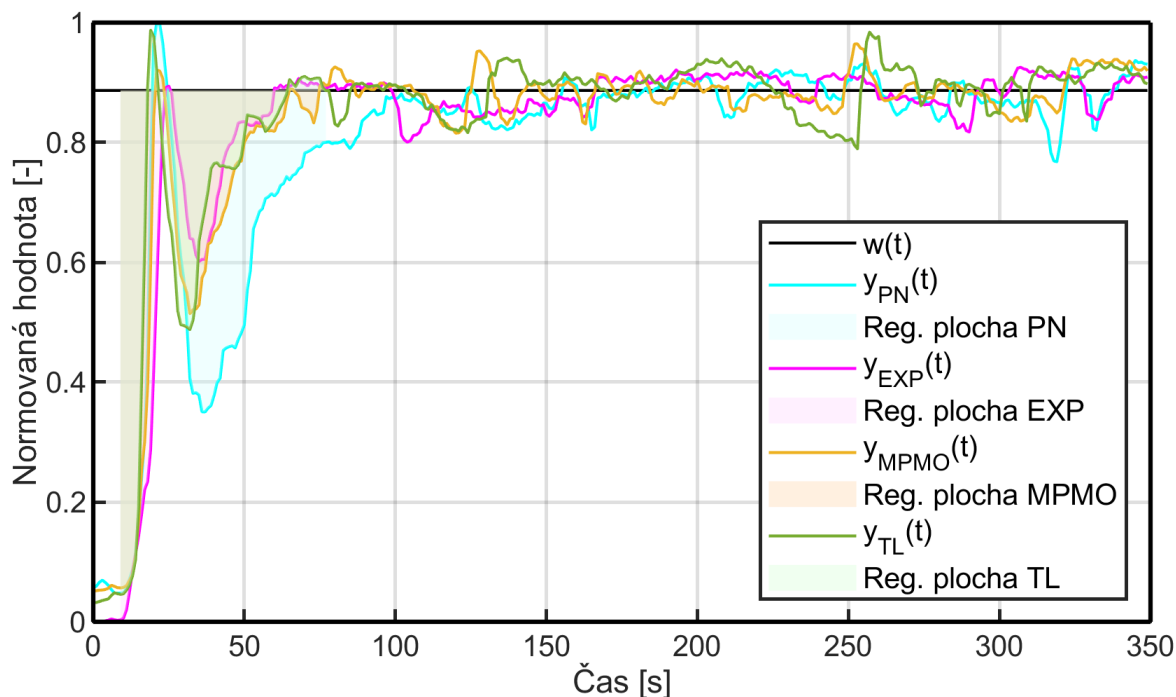
Obrázok 37 Priebeh regulácie recept 016

Tabuľka 11 Porovnanie doby ustálenia T_s

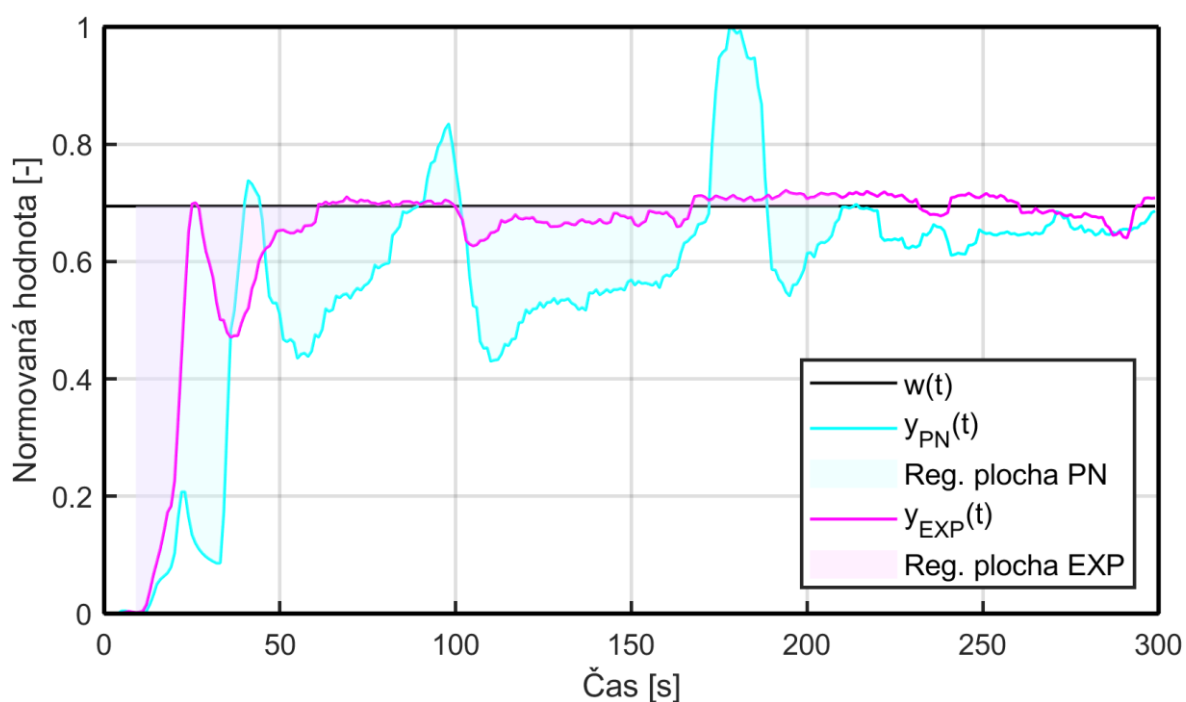
	004	003	009	016
T_s PN [s]	68.00	246.00	218.00	207.00
T_s EXP [s]	43.00	46.00	121.00	133.00
T_s MPMO [s]	47.00	-	-	-
T_s TL [s]	39.00	-	-	-

10.2 Porovnanie regulačnej plochy

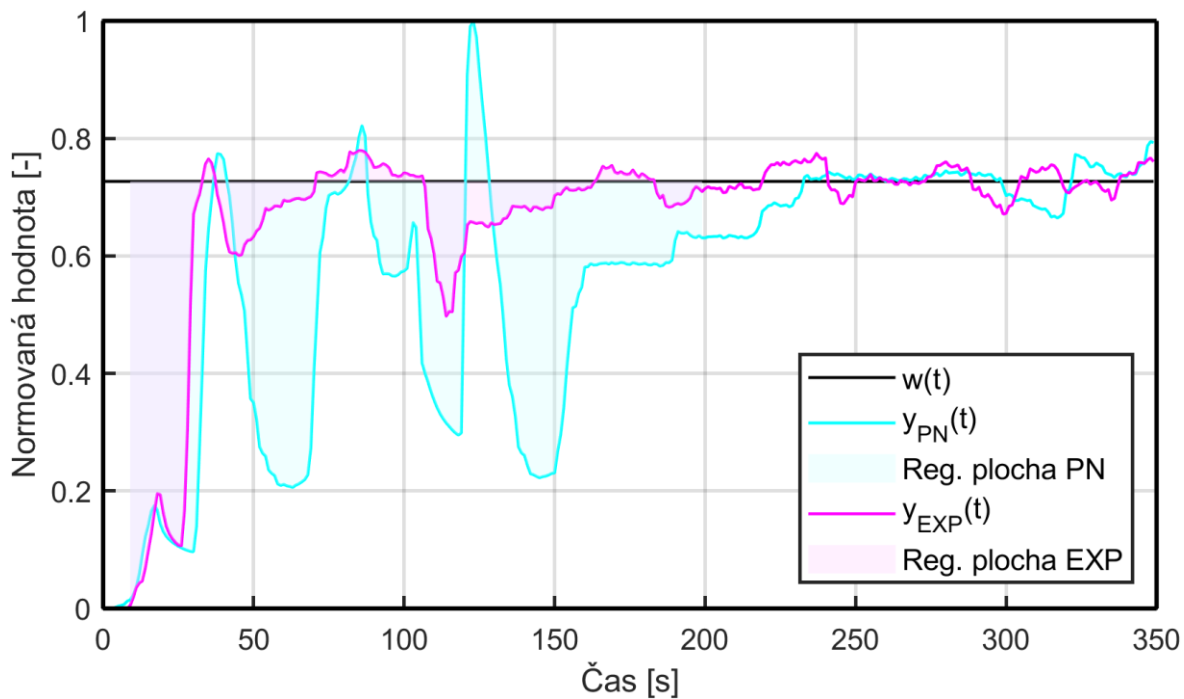
Obrázok 38 - Obrázok 41 vizualizujú regulačnú plochu pre rôzne nastavenia regulátora a sú porovnané v tabuľke (Tabuľka 12). ΔISE určuje percentuálne zníženie regulačnej plochy s nastavením Experimentálnou metódou oproti pôvodnému nastaveniu regulátora.



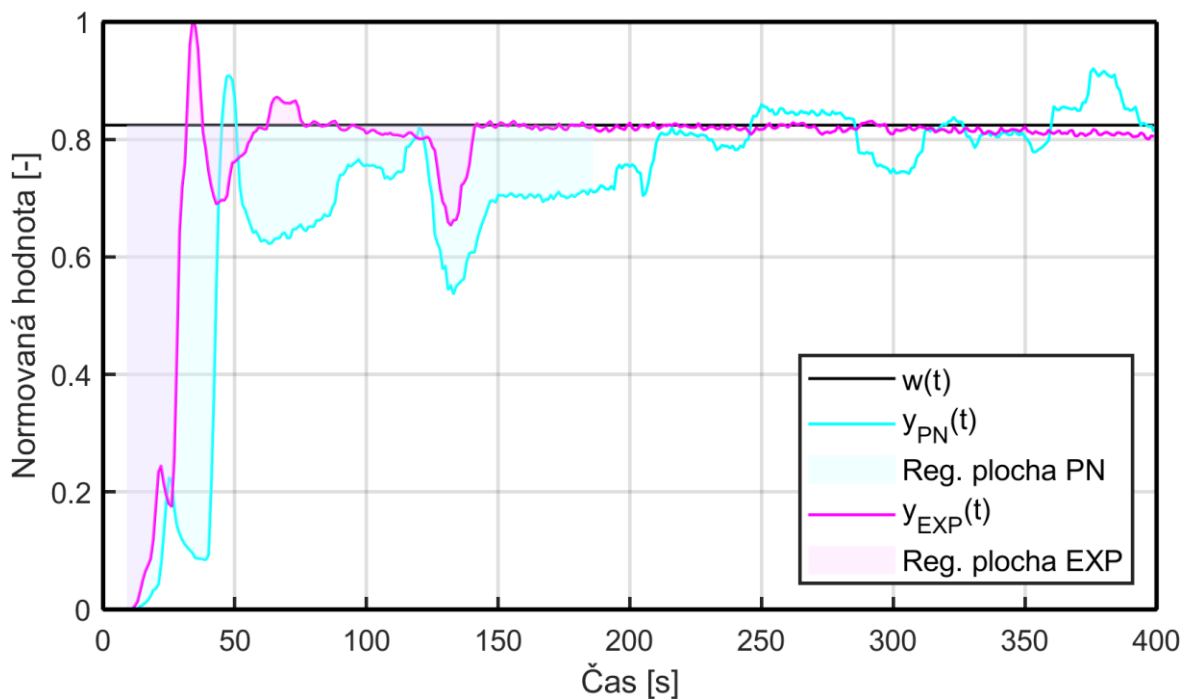
Obrázok 38 Regulačná plocha pre recept 004



Obrázok 39 Regulačná plocha pre recept 003



Obrázok 40 Regulačná plocha pre recept 009



Obrázok 41 Regulačná plocha pre recept 016

Tabuľka 12 Porovnanie regulačnej plochy ISE

	004	003	009	016
ISE PN	10.59	13.84	22.34	46.00
ISE EXP	7.34	5.06	7.99	10.14
ISE MPMO	6.93	-	-	-
ISE TL	6.14	-	-	-
Δ ISE [%]	30.68	63.43	64.23	77.95

ZÁVER

Táto bakalárska práca sa zaoberala problematikou PID regulácie tlaku kaučukovej zmesi na výstupe dvojšnekového homogenizátora s valcovaním. V prvej časti bola spracovaná teoretická analýza regulácie, princípov PID algoritmu a možností jeho diskretizácie.

Následne bol na základe zaznamenaných procesných veličín identifikovaný matematický model regulovanej sústavy, využitý bol ARX model s určením parametrov pomocou metódy najmenších štvorcov. Tento model bol využitý na následné analytické určenie nastavenia regulátora.

Jednotlivé metódy určenia nastavenia regulátora boli porovnané pomocou simulácií v prostredí MATLAB a Simulink, kde bolo porovnané správanie systému z hľadiska kvality regulácie (doba ustálenia, regulačná plocha, robustnosť). Najlepšie výsledky z pohľadu rýchlosti ustálenia boli dosiahnuté Experimentálnou metódou a metódou Tyreus-Luyben (Tabuľka 7). Metóda požadovaného modelu numerickou optimalizáciou s nízkym stupňom tlmenia dosiahla najväčšie zníženie regulačnej plochy a prekmitu (Tabuľka 9).

Na základe počiatočných experimentov priamo na zariadení bolo zistené, že použitie PID regulátora viedlo k zhoršeniu kvality regulácie. Z tohto dôvodu boli ďalej syntetizované iba PI regulátory. Ďalšie nastavenia PI regulátora boli taktiež otestované a bolo potvrdené neskoršou analýzou zaznamenaných procesných veličín výrazne zlepšenie kvality regulácie. Na zariadení bolo ponechané nastavenie zistené Experimentálnou metódou, čo umožnilo zo zaznamenaných dát vytvoriť komplexné porovnanie, aj pri regulácii procesu spracúvania zmesi s inými receptami. V týchto prípadoch bolo pozorované ešte výraznejšie zlepšenie. Pre zmes s receptom 004 bolo zistené zníženie regulačnej plochy o 30,68%, pre recept 003 o 63,43 %, pre recepte 009 o 64,23 % a pre recepte 016 o 77,95 %(Tabuľka 12). Tabuľka 1

Práca tak preukázala, že správne zvolená analytická metóda návrhu PI/PID regulátora na základe identifikovaného modelu procesu vedie k výraznému zlepšeniu kvality regulácie v reálnej aplikácii. Takéto zlepšenie sa môže prejaviť zníženou záťažou na komponenty zariadenia, energetická úspora a zvýšenou konzistentnosťou a kvalitou výstupného polotovaru.

ZOZNAM POUŽITEJ LITERATURY

- [1] FREAKLEY, Philip K. *Rubber Processing and Production Organization*. Springer New York, NY, 2011. ISBN 978-1-4612-9452-8.
- [2] PETRUZELLA, Frank D. *Programmable logic controllers*. 4th ed. New York, NY: McGraw-Hill, 2011. ISBN 978-0-07-351088-0.
- [3] VÍTEČKOVÁ, Miluše a Antonín VÍTEČEK. *Vybrané metody seřizování regulátorů*. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita, 2011. ISBN 978-80-248-2503-8.
- [4] MAŇAS, Miroslav, František (Author) TOMIS a Josef HELŠTÝN. *Výrobní stroje a zařízení : gumárenské a plastikářské stroje. Díl 2*. VUT Brno, 1990. ISBN 802140213X.
- [5] *TSRD a linka* [online]. 2024 [cit. 2025-05-19]. Dostupné z: <https://lanhang.en.made-in-china.com/product/KSdQXTocfmYZ/China-Lanhang-Brand-New-Hot-Sale-PVC-and-Rubber-Sheet-Making-Machine-Twin-Screw-Roller-Head-Extruder.html>
- [6] *Polotovar po valcování* [online]. 2021 [cit. 2025-05-19]. Dostupné z: https://www.youtube.com/watch?v=0VM74BHb_s4
- [7] *Výstupný polotovar obrázok* [online]. 2021 [cit. 2025-05-19]. Dostupné z: <https://www.tipcars.com/magazin/nase-tema/protektory-se-vraceji-do-hry-i-to-je-budoucnost-continentalu-slavicoho-150-let-2.html>
- [8] SIEMENS. *S7-1517F dokumentácia* [online]. 2025 [cit. 2025-05-20]. Dostupné z: <https://mall.industry.siemens.com/mall/en/WW/Catalog/Products/10239925?activeTab=ProductInformation>
- [9] SIEMENS. *PID_Compact V2 dokumentácia* [online]. 2025 [cit. 2025-05-20]. Dostupné z: https://docs.tia.siemens.cloud/r/en-us/v20/pid_compact-s7-1200-s7-1500/pid_compact-as-of-v2-s7-1200-s7-1500/description-of-pid_compact-v2-s7-1200-s7-1500
- [10] BOBÁL, Vladimír. *Adaptivní a prediktivní řízení*. Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, 2007. ISBN 978-80-7318-662-2.
- [11] MATHWORKS. *MATLAB dokumentácia* [online]. 2025 [cit. 2025-05-20]. Dostupné z: <https://www.mathworks.com/help/matlab/ref>
- [12] MATHWORKS. *Simulink dokumentácia* [online]. 2025 [cit. 2025-05-20]. Dostupné z: <https://www.mathworks.com/help/simulink/slref/>

ZOZNAM OBRÁZKOV

Obrázok 1 Regulačný obvod s regulátorom.....	19
Obrázok 2 Regulačný obvod s číslicovým regulátorom	22
Obrázok 3 Transformácia regulačného obvodu s číslicovým regulátorom na spojitý regulačný obvod.....	23
Obrázok 4 Priebeh akčnej veličiny v regulačnom obvode s číslicovým regulátorom	24
Obrázok 5 Prechodová charakteristika regulačného obvodu s vyznačenými ukazovateľmi kvality[3].....	28
Obrázok 6 Geometrická interpretácia integrálnych kritérií	31
Obrázok 7: TSRD ako súčasť výrobnéj linky[5]	32
Obrázok 8 TSRD mimo prevádzky [5]	33
Obrázok 9 Kaučuková zmes po valcovaní [6]	33
Obrázok 10: Výsledný polotovár[7]	33
Obrázok 11 Blokový diagram PID_Compact V2 [9].....	39
Obrázok 12 Blokový diagram anti-windup mechanizmu[9].....	39
Obrázok 13 Nástrojová lišta MATLAB.....	47
Obrázok 14 Nastavenie parametrov importovania dát.....	47
Obrázok 15 MATLAB importované premenné	47
Obrázok 16 MATLAB vykreslené dáta štruktúry Start00401	52
Obrázok 17 MATLAB zistenie začiatku nábehu v čase z grafu.....	52
Obrázok 18 MATLAB ďalšie štruktúry zaznamenaných dát	53
Obrázok 19 Relevantný časový úsek procesu pre prácu	54
Obrázok 20 MATLAB vizualizácia dát pre identifikáciu.....	60
Obrázok 21 Porovnanie reálneho priebehu a simulovaného priebehu.....	63
Obrázok 22 Simulink obvod pre manuálne zistenie kritického zosilnenia	64
Obrázok 23 Vizualizácia efektu iteratívneho zvyšovania KPk	65
Obrázok 24 Zistenie Tk pomocou nástroja Cursor Measurement.....	66
Obrázok 25 Porovnanie požadovaného modelu a odozvy sústavy	78
Obrázok 26 Simulink obvod regulátora na základe PID_Compact V2	82
Obrázok 27 Simulink Subsystem TIA_Compact_V2.....	83
Obrázok 28 Porovnanie PI priebehu regulácie s nastaveniami metód kritických parametrov	84
Obrázok 29 Porovnanie priebehu PID regulácie s nastaveniami metód kritických parametrov	84
Obrázok 30 Nyquist diagram pre metódy nastavenia regulátora kritických parametrov	87
Obrázok 31 Priebeh požadovaných modelov pre rôzne stupne tlmenia	89

Obrázok 32 Priebeh s nastaveniami regulátora optimalizačne aproximovanými pre rôzne stupne tlmenia	89
Obrázok 33 Nyquist diagram pre rôzne nastavenia regulátora MPMO.....	90
Obrázok 34 Priebeh regulácie recept 004	92
Obrázok 35 Priebeh regulácie recept 003	93
Obrázok 36 Priebeh regulácie recept 009	93
Obrázok 37 Priebeh regulácie recept 016	94
Obrázok 38 Regulačná plocha pre recept 004	95
Obrázok 39 Regulačná plocha pre recept 003	95
Obrázok 40 Regulačná plocha pre recept 009	96
Obrázok 41 Regulačná plocha pre recept 016	96

ZOZNAM TABULIEK

Tabuľka 1 Z-prenosy regulátorov [3]	27
Tabuľka 2 Vybrané vstupné premenné inštrukcie PID_Compact V2 [9]	38
Tabuľka 3 Vybrané výstupné premenné inštrukcie PID_Compact V2[9]	38
Tabuľka 4 Ukážka z dokumentu v Microsoft Excel	48
Tabuľka 5 Vzťahy pre výpočet parametrov regulátora podľa metódy Ziegler-Nichols	69
Tabuľka 6 Vzťahy pre výpočet parametrov regulátora podľa metódy Tyreus-Luyben	70
Tabuľka 7 Metriky kvality regulácie pre nastavenia regulátora metódami kritických parametrov	86
Tabuľka 8 Metriky stability a bezpečnosti pre nastavenia regulátora metódami kritických parametrov	88
Tabuľka 9 Metriky kvality regulácie pre nastavenia regulátora metódou MPMO	90
Tabuľka 10 Metriky stability a bezpečnosti pre nastavenia regulátora metódou MPMO ...	91
Tabuľka 11 Porovnanie doby ustálenia T_s	94
Tabuľka 12 Porovnanie regulačnej plochy ISE	96

ZOZNAM POUŽITÝCH SYMBOLOV A SKRATIEK

1DOF → regulátor s jedným stupňom voľnosti

AC → striedavý prúd

ARX → autoregresný model s externým vstupom

BOOL → booleovský logický dátový typ

CPU → centrálna výpočetná jednotka

DC → jednosmerný prúd

DIN → nemecká priemyselná norma

DWORD → dvojslovný (32-bitový) dátový typ

EEPROM → elektricky vymazateľná programovateľná pamäť iba na čítanie

FBD → funkčný blokový diagram

I/O → vstup/výstup

IAE → integrál absolútnej regulačnej odchýlky

IL → inštrukčný list (programovací jazyk PLC)

INT → celočíselný dátový typ

ISE → integrál kvadratickej regulačnej odchýlky

ISO → Medzinárodná organizácia pre normalizáciu

LD → rebríkový diagram (programovací jazyk PLC)

LED → svetelná dióda

MPM → metóda požadovaného modelu

MPMO → metóda požadovaného modelu numerickou optimalizáciou

MRR → maximálna rýchlosť reakcie

MUX → multiplexer

PD → proporcionálne-derivačný regulátor

PI → proporcionálne-integračný regulátor

PID → proporcionálne-integračne-derivačný regulátor

PL → výkonnostná úroveň bezpečnosti

PLC → programovatelný logický automat

PWM → pulzná šířková modulácia

SCADA → dispečerský systém riadenia a zberu dát

SFC → sekvenčný funkčný diagram

SIL → úroveň integrity bezpečnosti

ST → štruktúrovaný text

TSRD → dvojšnekový extrudér s valcovacou jednotkou

ZOBD → diskretizačná metóda Zero-Order Backward Difference

ZOH → diskretizácia metódou nulového rádu