



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

POROVNÁNÍ DISKRÉTNÍCH PID REGULÁTORŮ

COMPARISON OF PID CONTROLLERS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Jan Prosecký

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jakub Dokoupil, Ph.D.

BRNO 2021



Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Automatizační a měřicí technika**

Ústav automatizace a měřicí techniky

Student: Jan Prosecký

ID: 203476

Ročník: 3

Akademický rok: 2020/21

NÁZEV TÉMATU:

Porovnání diskrétních PID regulátorů

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. V programovém prostředí firmy B&R (v jazyce C/C++) implementuje varianty diskrétních PID regulátorů.
2. Pomocí nástroje experimentální identifikace integrovaného v prostředí MATLABu sestavte matematický model reálné soustavy.
3. Vyhodnoťte kvalitu regulace reálné soustavy vzhledem k použité struktuře regulátoru a metodice ladění parametrů regulátoru.
4. Vytvořte funkční vizualizaci regulačního děje s využitím protokolu OPC UA.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Enso Ikonen and Kaddour Najim. Advanced process identification and control. CRC Press, 2001.

Termín zadání: 8.2.2021

Termín odevzdání: 24.5.2021

Vedoucí práce: Ing. Jakub Dokoupil, Ph.D.

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Práce pojednává o problematice výběru vhodného diskrétního PSD regulátoru. Jsou zde ukázány základní typy spojitých PID regulátorů a diskrétních PSD regulátorů. Dále je popsáno řešení identifikace soustavy pomocí Matlab/Ident. Testovanými PSD regulátory byly polohový PSD regulátor, PSD regulátor s filtrací diferenční složky a Beta PSD regulátor, který byl v nastavení S-PD regulátoru a PS-D regulátoru. Pro nastavení regulátorů byly použity metody: Ziegler-Nichols, Kvadratického integrálního kritéria, experimentální nastavení pomocí rozložení pólů a nul v Bodeho diagramu za pomoci programu Matlab a metoda optimálního modulu. Jednotlivé regulátory jsou porovnávány za pomoci programu Matlab/Simulink v Automation studiu.

Klíčová slova

PID, PSD, regulátor, diskrétní

Abstract

The work deals with the issue of selecting a suitable discrete PSD controller. The basic types of continuous PID controllers and discrete PSD controllers are shown here. Next, the solution of system identification using Matlab/Ident is described. The tested PSD controllers were a position PSD controller, a PSD controller with differential component filtering and a Beta PSD controller, which was in the settings of the S-PD controller and the PS-D controller. The following methods were used to set the controllers: Ziegler-Nichols, Quadratic integral criterion, experimental settings using the distribution of poles and zeros in the Bode diagram through the Matlab program and the optimal modulus method. Individual controllers are compared by the Matlab/Simulink program in the Automation studio.

Keywords

PID, PSD, controller, discrete

Bibliografická citace

PROSECKÝ, Jan. *Porovnání diskrétních PID regulátorů* [online]. Brno, 2021 [cit. 2021-05-22]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/134744>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky. Vedoucí práce Jakub Dokoupil.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta:	<i>Jan Prosecký</i>
VUT ID studenta:	<i>203476</i>
Typ práce:	<i>Bakalářská práce</i>
Akademický rok:	<i>2020/21</i>
Téma závěrečné práce:	<i>Porovnání diskrétních PID regulátorů</i>

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 24. května 2021

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Jakubu Dokoupilovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne: 24. května 2021

podpis autora

Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ	9
SEZNAM TABULEK.....	11
ÚVOD	12
1. REGULAČNÍ SMYČKA.....	13
2. PID REGULÁTORY	14
2.1 ZÁKLADNÍ PID REGULÁTOR.....	14
2.2 OMEZENÍ INTEGRAČNÍ SLOŽKY PID REGULÁTORU	16
2.3 OMEZENÍ VELIKOSTI PRVNÍHO PŘEKMITU U PID REGULÁTORU	20
2.3.1 <i>PI-D a I-PD regulátor</i>	20
3. PSD REGULÁTRORY	22
3.1 PŘEVEDENÍ SPOJITÉHO PID REGULÁTORU NA DISKRÉTNÍ PSD REGULÁTOR.....	22
3.2 FILTRACE DIFERENČNÍ SLOŽKY PSD REGULÁTORU	26
3.3 OMEZENÍ VELIKOSTI PŘEKMITU U PSD REGULÁTORU	27
3.3.1 <i>S-PD a PS-D regulátor</i>	27
3.3.2 <i>Takahashiho regulátor</i>	28
4. IDENTIFIKACE REGULOVANÉ SOUSTAVY	29
4.1 METODA NEJMENŠÍCH ČTVERCŮ	29
4.2 NAVRŽENÍ MODELU PRO IDENTIFIKACI.....	32
4.3 ZVOLENÍ SOUSTAVY PRO IDENTIFIKACI.....	34
4.4 OVĚŘENÍ IDENTIFIKOVANÝCH SOUSTAV.....	35
5. METODY NASTAVENÍ REGULÁTORŮ	41
5.1 METODA ZIEGLER-NICHOLS	41
5.1.1 <i>Výpočet metody Ziegler-Nichols pro identifikovanou soustavu z rovnice (4.24)</i>	42
5.2 METODA OPTIMÁLNÍHO MODULU	43
5.2.1 <i>Výpočet metody Ziegler-Nichols pro identifikovanou soustavu z rovnice (4.24)</i>	44
5.3 METODA OPTIMÁLNÍHO MODULU	45
5.4 INTEGRÁLNÍ KRITÉRIA KVALITY REGULACE	45
5.4.1 <i>Kvadratické integrální kritérium</i>	46
5.4.2 <i>Nekolného doplněk Routh-Shourova algoritmu</i>	46
5.4.3 <i>Výpočet kvadratického kritéria stability pomocí metody Nekolného doplněk Routh-Shourova algoritmu pro identifikovanou soustavu z rovnice (4.24)</i>	47
6. POROVNÁNÍ REGULÁTORŮ A NÁVRHOVÝCH METOD.....	49
6.1 POROVNÁNÍ NÁVRHOVÝCH METOD TESTOVANÝCH NA PSD REGULÁTORECH	50
6.2 POROVNÁNÍ NÁVRHOVÝCH METOD ZOHLEDŇUJÍCÍ DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM A BEZ ZOHLEDNĚNÍ DOPRAVNÍHO ZPOŽDĚNÍ PRO POLOHOVÝ PSD REGULÁTOR.....	54
6.3 POROVNÁNÍ TYPŮ REGULÁTORŮ PRO NÁVRHOVÉ METODY KVADRATICKÉHO INTEGRÁLNÍHO KRITÉRIA, OPTIMÁLNÍHO MODULU A EXPERIMENTÁLNÍ NASTAVENÍ PODLE BODEHO DIAGRAMU.....	57
7. ZÁVĚR.....	60
LITERATURA.....	62

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	63
SEZNAM PŘÍLOH.....	64

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Technologické schéma regulační smyčky [4]	13
2.1	Spojité PID regulátor realizovaný podle rovnice (2.3).....	15
2.2	Omezení integrační složky u PID regulátoru [1].....	16
2.3	Vliv přebuzení integrační složky a výstupu PID regulátoru bez omezení.....	17
2.4	Vliv přebuzení integrační složky a výstupu PID regulátoru s omezením.....	17
2.5	Výstupní veličiny PID regulátoru s omezením a bez omezení.....	18
2.6	Průběhy hodnot na integrátorech PID regulátorů	18
2.7	Omezením přebuzení s měřením skutečné polohy u PID regulátoru [1].....	19
2.8	Omezením přebuzení s modelem akčního členu u PID regulátoru [1].....	20
2.9	PI-D regulátor [1].....	21
2.10	I-PD regulátor [1].....	21
3.1	Náhrada integrace za sumaci obdélníky zprava [1,4].....	23
3.2	Náhrada integrace za sumaci obdélníky zleva [1,4].....	23
3.3	Náhrada integrace za sumaci lichoběžníková [1,4].....	24
3.4	Přibližná náhrada derivace za diferenci [1,4].....	24
3.5	Stavový diagram PSD regulátoru v polohovém tvaru podle rovnice (3.2) [1].....	25
3.6	Stavový diagram PSD regulátoru s filtrací derivační složky podle rovnice (3.8) [1].....	27
3.7	Stavový diagram S-PD a PS-D regulátoru [1].....	28
4.1	Princip identifikování parametrickou metodou [5].....	30
4.2	Odezva na jednotkový skok identifikované soustavy.....	32
4.3	Odezva na obdélníkový signál reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (4.20).....	35
4.4	Odezva na obdélníkový signál reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (4.21).....	35
4.5	Odezva na obdélníkový signál reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (4.22).....	36
4.6	Odezva na obdélníkový signál reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (4.23).....	36
4.7	Odezva na obdélníkový signál reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (4.24).....	37
4.8	Odezva na obdélníkový signál reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (4.25).....	37
4.9	Odezva na obdélníkový signál reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (4.26).....	38
4.10	Odezva na obdélníkový signál reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (4.27).....	38
4.11	Odezva na měnící se obdélníkový signál reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (5.24).....	39
4.12	Odezva na měnící se obdélníkový signál reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (5.25).....	39
4.13	Odezva na jednotkový skok reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (4.24).....	40
4.14	Odezva na jednotkový skok reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (4.25).....	40
6.1	Zapojení regulovaného obvodu v programu MATLAB/Simulink	49
6.2	Porovnání návrhových metod testovaných na polohovém PSD regulátoru.....	50
6.3	Porovnání návrhových metod testovaných na PSD regulátoru s filtrací derivační složky pro $N=10$	51
6.4	Porovnání návrhových metod testovaných na S-PD regulátoru pro $N=14$	52
6.5	Porovnání návrhových metod testovaných na PS-D regulátoru pro $N=14$	53
6.6	Porovnání návrhové metody Ziegler-Nichols zohledňující dopravní zpoždění a bez zohlednění dopravního zpoždění na polohovém PSD regulátoru	54
6.7	Porovnání návrhové metody experimentálního nastavení podle Bodeho diagramu zohledňující dopravní zpoždění a bez zohlednění dopravního zpoždění na polohovém PSD regulátoru	55
6.8	Porovnání návrhové metody Kvadratického integrálního kritéria zohledňující dopravní zpoždění a bez zohlednění dopravního zpoždění na polohovém PSD regulátoru	56

6.9	Porovnání regulátorů polohového PSD, PSD s filtrací derivační složky, S-PD a PS-D nastavených metodou experimentálního nastavení podle Bodeho diagramu	57
6.10	Porovnání regulátorů polohového PSD, PSD s filtrací derivační složky, S-PD a PS-D nastavených metodou Kvadratického integrálního kritéria	58
6.11	Porovnání regulátorů polohového PSD, PSD s filtrací derivační složky, S-PD a PS-D nastavených metodou optimálního modulu	59

SEZNAM TABULEK

4.1	Tabulka parametrů shody identifikované soustavy s reálnou	34
5.1	Vzorce pro návrh parametrů regulátoru metodou Ziegler-Nichols	41
5.2	Hodnoty pro nastavení parametrů regulátoru metodou Ziegler-Nichols pro identifikovanou soustavu nalezené pomocí MATLABU	43
5.3	Hodnoty pro nastavení parametrů regulátoru modifikovanou metodou Ziegler-Nichols pro identifikovanou soustavu nalezené pomocí MATLABU	43
5.4	Hodnoty pro nastavení parametrů regulátoru metodou optimálního modulu	45
5.5	Hodnoty pro nastavení parametrů regulátoru metodou rozložení pólů a nul v BODEHO diagramu	45
5.6	Hodnoty pro nastavení parametrů regulátoru metodou kvadratického integrálního kritéria	46
6.1	Tabulka parametrů polohovém PSD regulátoru	50
6.2	Tabulka parametrů PSD regulátoru s filtrací derivační složky	51
6.3	Tabulka parametrů S-PD regulátoru	52
6.4	Tabulka parametrů PS-D regulátoru	53
6.5	Tabulka parametrů polohovém PSD regulátoru nastaveného metodou Ziegler-Nichols zohledňující dopravní zpoždění a bez zohlednění dopravního zpoždění	54
6.6	Tabulka parametrů polohovém PSD regulátoru nastaveného metodou experimentálního nastavení podle Bodeho diagramu zohledňující dopravní zpoždění a bez zohlednění dopravního zpoždění ...	55
6.7	Tabulka parametrů polohovém PSD regulátoru nastaveného metodou Kvadratického integrálního kritéria zohledňující dopravní zpoždění a bez zohlednění dopravního zpoždění	56
6.8	Tabulka parametrů regulátorů polohového PSD, PSD s filtrací derivační složky, S-PD a PS-D nastavených metodou experimentálního nastavení podle Bodeho diagramu	57
6.9	Tabulka parametrů regulátorů polohového PSD, PSD s filtrací derivační složky, S-PD a PS-D nastavených metodou Kvadratického integrálního kritéria	58
6.10	Tabulka parametrů regulátorů polohového PSD, PSD s filtrací derivační složky, S-PD a PS-D nastavených metodou optimálního modulu	59

ÚVOD

Systemů s regulací nebo řízením, je kolem nás velké množství a postupem času pořád přibývají. Mnoho automatizovaných věcí nám ulehčuje život. Aby ale tyto věci mohly být automatizované musejí se automaticky řídit. K tomuto řízení se velmi často používá PSD regulátor.

Historicky první regulátory byly založeny na mechanickém principu. Mezi jedny z prvních regulátorů založených na mechanickém principu patří odstředivý regulátor, který byl vynalezen Christianem Huygensem a v roce 1788 upraven Jamesem Wattem, po němž nese i svůj název. V šedesátých letech dvacátého století vznikly regulátory založené na elektronickém principu. Elektronické regulátory byly postaveny na základě operačních zesilovačů.

Tyto všechny regulátory byly spojité, protože pracovaly se spojitými signály. Později, se vznikem mikroprocesorů, začaly vznikat diskrétní regulátory. Diskrétní regulátory pracují s digitálním signálem. Diskrétní regulátory mají oproti spojitým regulátorům výhodou možnosti realizování více variant řídicích algoritmů. Mezi tyto varianty patří filtrace žádané hodnoty a speciální algoritmy, mezi které například patří nelineární řízení. Další výhodou diskrétních regulátorů je jejich snadná modifikovatelnost, kde oproti spojitým regulátorům, u kterých bylo nutné měnit komponenty, diskrétnímu regulátoru stačí pouhý přepis algoritmu.

PSD regulátory mají mnoho druhů, ale ne každý druh se hodí pro konkrétní uplatnění v řízení automatizované věci.

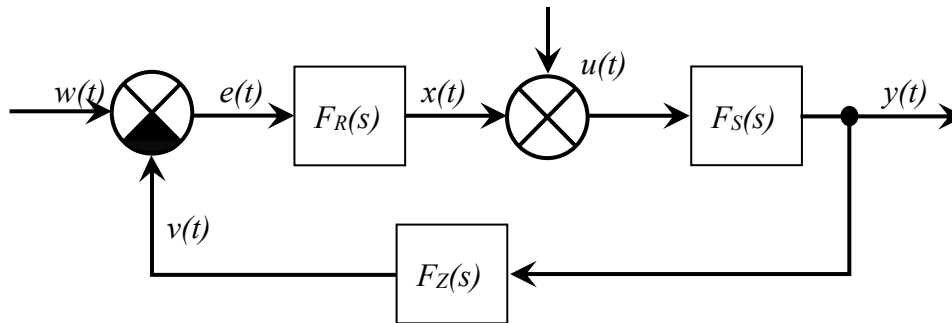
Výběr vhodného PSD regulátoru je proto důležitý pro správné řízení systému. Aby bylo dosaženo cíleného řízení, potřebuje soustava svůj konkrétní typ regulátoru. Vhodnost regulátoru pro konkrétní systém lze na základě předchozích zkušeností odhadnout a poté ji ověřit testováním.

Tato práce se zabývá testováním různých PSD regulátorů nastavených podle různých kritérií. Testování bylo prováděno v prostředí MATLAB/Simulink prostřednictvím rozhraní GUI (Graphical User Interface) a následně byly ověřovány na reálné soustavě řízené programovatelným logickým automatem B&R.

1. REGULAČNÍ SMYČKA

Pro každé řízení i regulaci je zapotřebí zpětnovazební obvod, jež je znázorněn na obrázku 1.1. Zavedení zpětné vazby umožňuje regulátoru sledovat, jak se chová řízený systém a pomáhá mu tak dosáhnout kýženého stavu. [4,6]

Základní teoretická rovnice PID regulátoru je dána vztahem,



Obrázek 1.1 Technologické schéma regulační smyčky [4]

Popis značení obrázku 1.1:

$F_R(s)$ – přenos regulátoru

$F_S(s)$ – přenos regulovaného systému

$F_Z(s)$ – přenos zpětné vazby

$w(t)$ – řídicí veličina – určuje hodnotu a časový průběh výstupní veličina

$y(t)$ – výstupní veličina – výstupní hodnota z regulovaného obvodu

$v(t)$ – výstupní veličina ovlivněná zpětnou vazbou – zpětná vazba bývá obvykle pouze propojení, tak je $v(t)$ možné nahradit $y(t)$

$e(t)$ – regulační odchylka – rozdíl mezi požadovanou hodnotou výstupní veličiny z procesu $w(t)$ a její skutečnou hodnotou $y(t)$; $e(t) = w(t) - y(t)$

$x(t)$ – akční zásah – výstupní hodnota z regulátoru

$u(t)$ – porucha – veličina, která působí na libovolném místě regulované soustavy

2. PID REGULÁTORY

2.1 Základní PID regulátor

PID regulátory obsahují tři základní ovládací členy. Těmito třemi členy jsou proporcionální člen, který bývá označen jako „*sensitivity*“, integrační člen „*automatic reset*“ a derivační člen „*pre-act*“.[2]

Základní teoretická rovnice PID regulátoru je dána vztahem,

$$u(t) = K \left(e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_D \frac{de(t)}{dt} \right), \quad (2.1)$$

kde K ... zesílení PID regulátoru,

T_I ... integrační konstanta regulátoru,

T_D ... derivační konstanta regulátoru,

$e(t)$... regulační odchylka – rozdíl mezi požadovanou hodnotou výstupní

veličiny z procesu $w(t)$ a její skutečnou hodnotou $y(t)$; $e(t) = w(t) - y(t)$,

$u(t)$... výstupní hodnota z regulátoru – akční zásah.

Proporcionální zesílení PID regulátoru K odpovídá přirozené akci regulátoru. Z důvodu dosažení nulové ustálené odchylky je v PID regulátoru obsažena integrační složka, jejíž součástí je integrační konstanta T_I . Integrační složka má ale nepříjemnou vlastnost zpomalení regulačního děje. Pro zrychlení regulačního děje a zlepšení přechodového děje se do PID regulátoru přidává derivační složka, jejíž součástí je derivační konstanta T_D . Pokud by ale byla derivační složka příliš velká, mohla by průběh regulace zhoršit. [1]

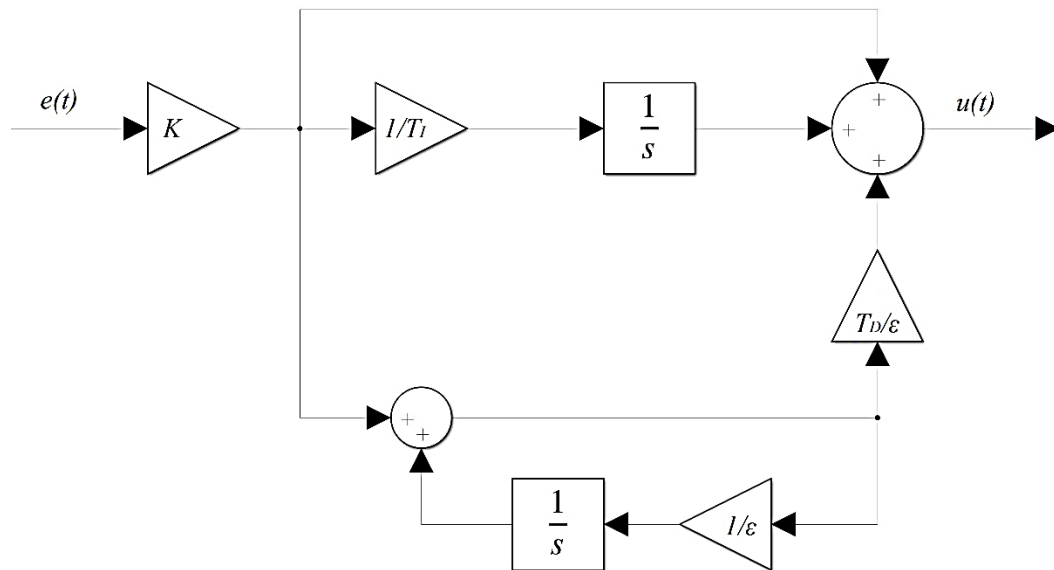
V různých literaturách bývají jednotlivé členy PID regulátoru pojmenovány různě. Proporcionální zesílení bývá označováno jako K , r_0 . Integrační konstanta bývá označována T_I , T_{IS} a nazývána *Integral action*. Derivační konstanta bývá označována T_D , T_{DS} a nazývána *Dervative action*, *Rate* či *Pre-act*. Převrácená hodnota integrační konstanty, která se používá hlavně pro ruční řízení bývá označována jako *Reset*. [1, 2]

Za pomoci Laplaceovy transformace z rovnice (2.1) dostaneme přenosovou funkci PID regulátoru $F_R(s)$.

$$F_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} + T_D \cdot s \right) \quad (2.2)$$

Z důvodu nemožnosti fyzikálně realizovat derivační člen, tedy není možné použít rovnici (2.2) k řízení. Proto bude muset být rovnice (2.2) pozměněna a přidána časová konstanta ε , $\varepsilon > 0$.

$$F_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} + \frac{T_D \cdot s}{\varepsilon \cdot s + 1} \right) \quad (2.3)$$



Obrázek 2.1 Spojitý PID regulátor realizovaný podle rovnice (2.3)

Schéma na obrázku 2.1 vzniklo podle rovnice (2.3). Derivační složka může způsobovat potíže s kmitáním obvodu při vyšších kmitočtech, proto je vhodné ji na vyšších kmitočtech tlumit.

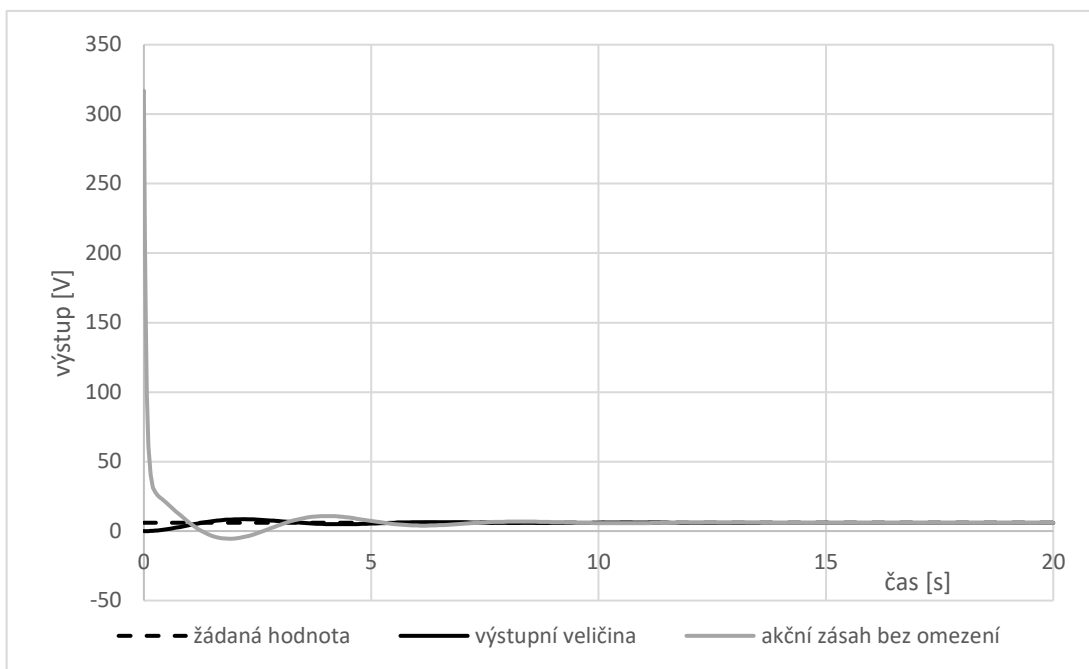
V různých literaturách používají různé metody tlumení derivační složky. V literatuře [3] je použita varianta

$$F_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} + \frac{T_D \cdot s}{\frac{T_D}{N} \cdot s + 1} \right), \quad (2.4)$$

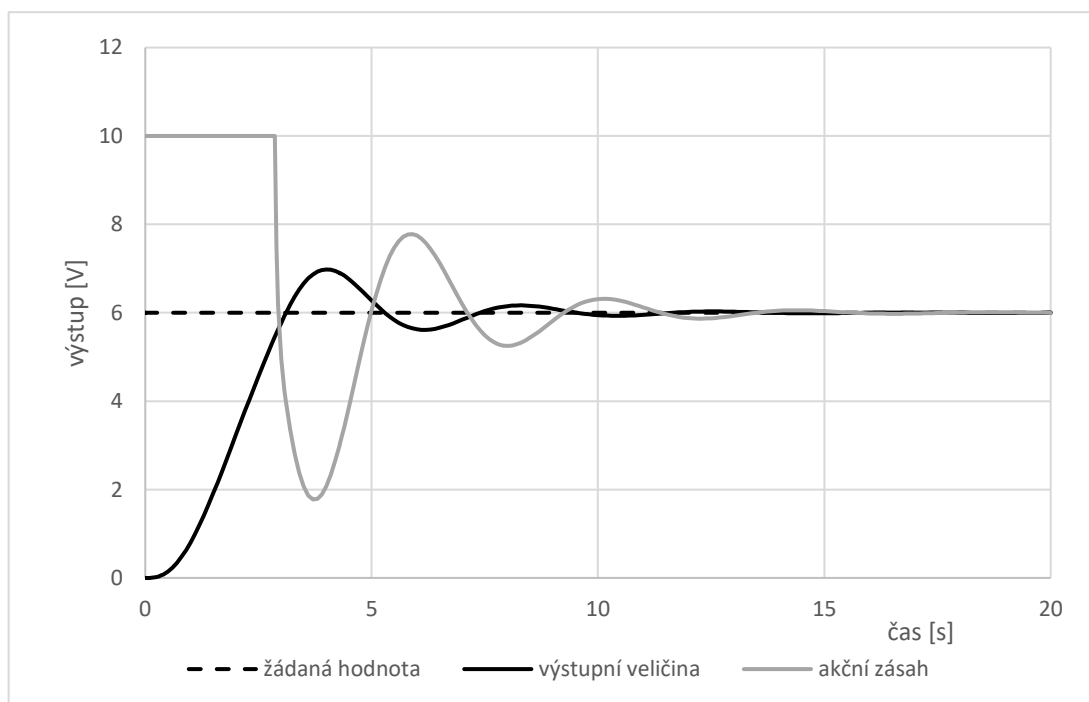
kde N ... kmitočtové omezení derivační složky.

Funkce v rovnici (2.4) dobře aproximuje derivaci při nízkých kmitočtech a při vysokých kmitočtech je derivační složka omezována číslem N . N je voleno v rozmezí 3 až 20.

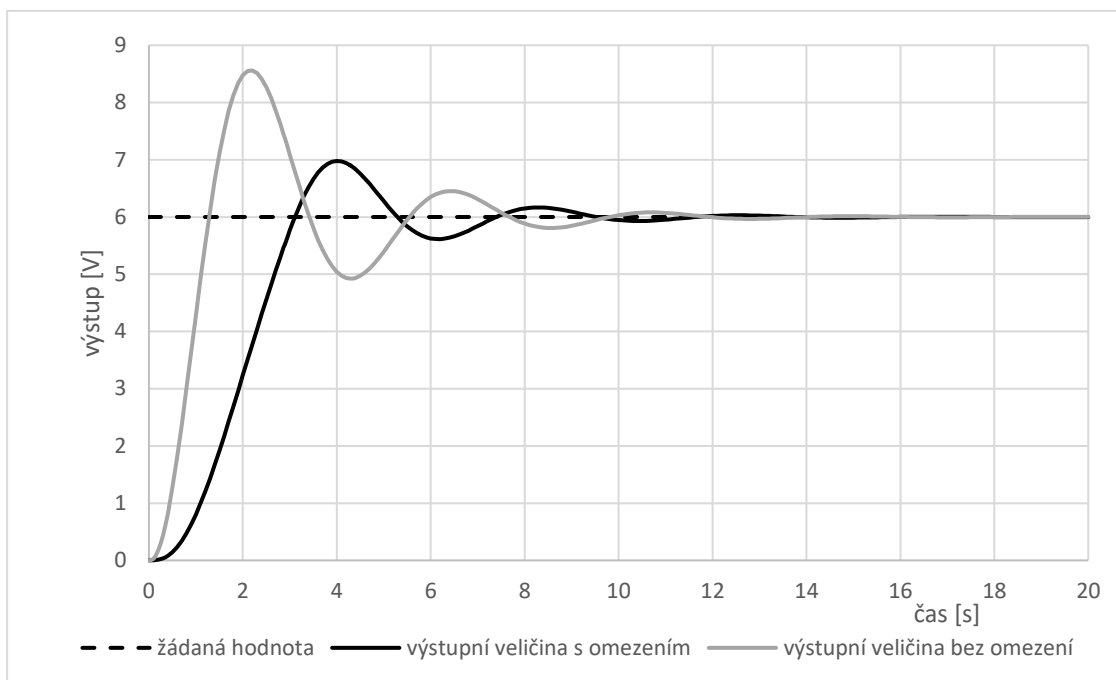
Vynecháním některých složek PID regulátoru můžeme dostat dalších typy regulátorů. Mezi často používané regulátory patří PI, který neobsahuje derivační složku a je tedy vhodný pro obvody, kde se vyskytuje velké množství šumu, který není možné odfiltrovat. V takovýchto případech by derivační složka zbytečně rozkmitávala akční člen. Často používaná je také kombinace PD, která má poměrně rychlý přechodový děj, ale nedokáže zcela vynulovat ustálenou odchylku. Použitím I regulátoru je sice možné zcela vynulovat ustálenou odchylku, ale bude výrazně zhoršena stabilita obvodu a prodloužen přechodový



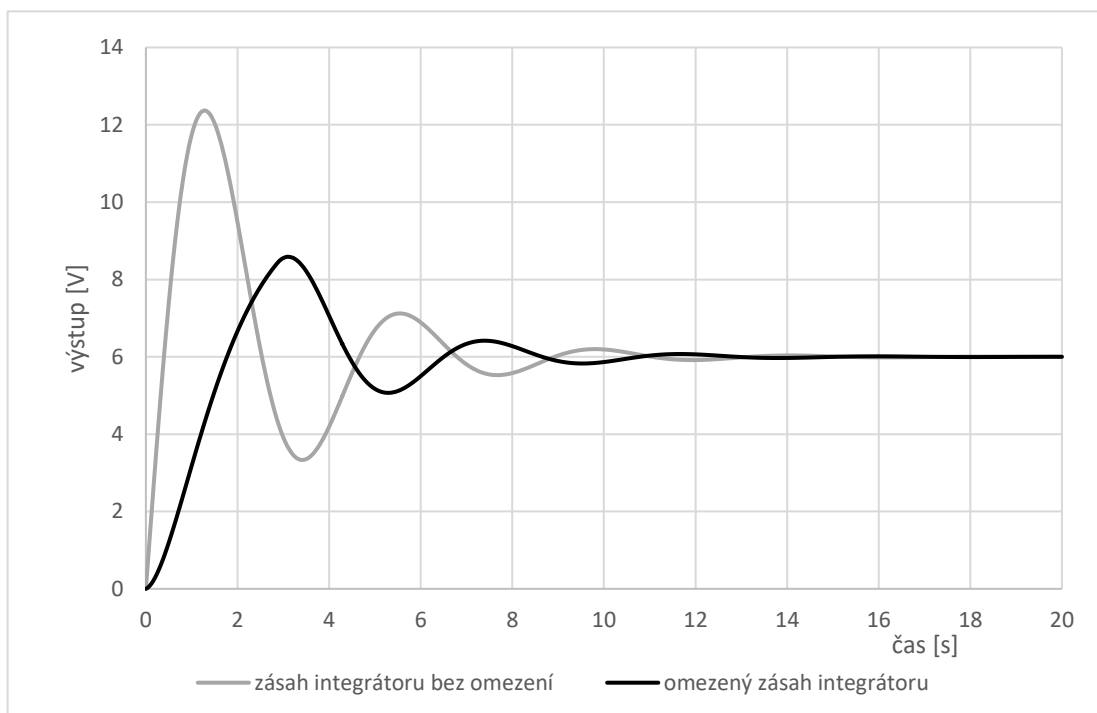
Obrázek 2.3 Vliv přebuzení integrační složky a výstupu PID regulátoru bez omezení



Obrázek 2.4 Vliv přebuzení integrační složky a výstupu PID regulátoru s omezením



Obrázek 2.5 Výstupní veličiny PID regulátoru s omezením a bez omezení



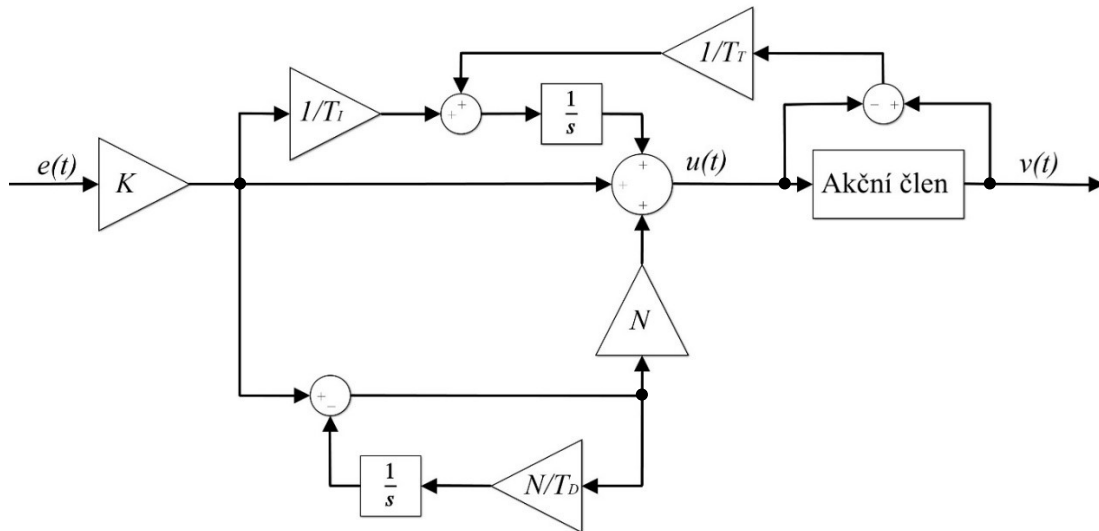
Obrázek 2.6 Průběhy hodnot na integrátorech PID regulátorů

Ze srovnání obrázků 2.3. až 2.5. je parné, že omezení integrační složky přispívá ke snížení překmitu akčního zásahu a výstupní veličiny. Na obrázku 2.6. je průběh hodnot

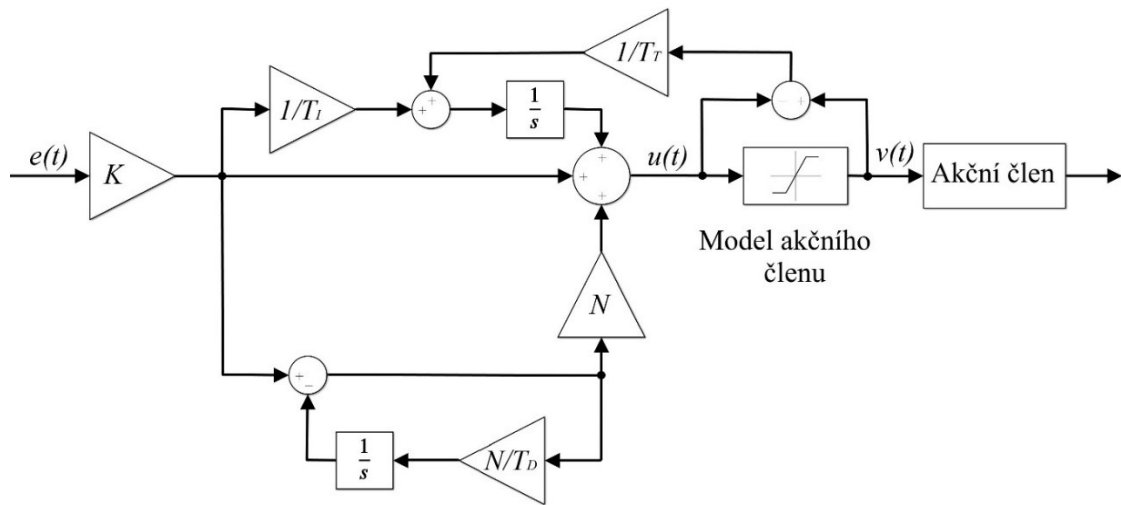
integrátoru PID regulátoru s omezením integrační složky a průběh hodnot integrátoru PID regulátoru bez omezení integrační složky.

K jednoduché variantě na obrázku 2.2. existují další, propracovanější varianty, které počítají s přenosovou funkcí výkonného akčního členu. U reálných regulačních obvodů se také uplatňují nelinearity jednotlivých výkonových akčních členů. Z tohoto důvodu může výkonový člen regulátoru s akčním obsahovat informaci o skutečné poloze akčního členu, jak je znázorněno na obrázku 2.6.

Záporně vzatá diference mezi akčním zásahem a skutečnou hodnotou výstupu akčního členu se přes časovou konstantu omezení přebuzení sumační složky T_T přivede na vstup integrační složky regulátoru. Pokud je tato diference nulová, stačí změny polohy akčního členu sledovat požadované změny akčního zásahu a ke vstupu integrátoru nepřichází signál. V opačném případě se podle velikosti časové konstanty omezení přebuzení sumační složky T_T omezuje v obou směrech hodnota na integrátoru. Do jisté míry se tímto způsobem mohou kompenzovat i nelinearity akčního členu jako je pásmo necitlivosti nebo hystereze. Pokud výstup akčního členu nelze měřit, můžeme použít zapojení podle obrázku 2.7. Jistou nevýhodou je nutnost experimentálního nastavení časové konstanty omezení přebuzení sumační složky T_T , které může být poměrně obtížné. [1]



Obrázek 2.7 Omezením přebuzení s měřením skutečné polohy u PID regulátoru [1]



Obrázek 2.8 Omezením přebuzení s modelem akčního členu u PID regulátoru [1]

2.3 Omezení velikosti prvního překmitu u PID regulátoru

Velikost prvního překmitu u PID regulátoru lze omezit upravením parametrů. Těmito úpravami ale dojde ke zpomalení přechodného děje. Velký vliv na omezení nebo úplnou eliminaci prvního překmitu mají regulátory se dvěma stupni volnosti. Mezi PID regulátory se dvěma stupni volnosti patří regulátory typu PI-D, I-PD. Dalším stupněm volnosti lze nastavit PID regulátor tak, aby mohl být optimalizován i na dynamiku vyregulování poruch v regulační smyčce. [1]

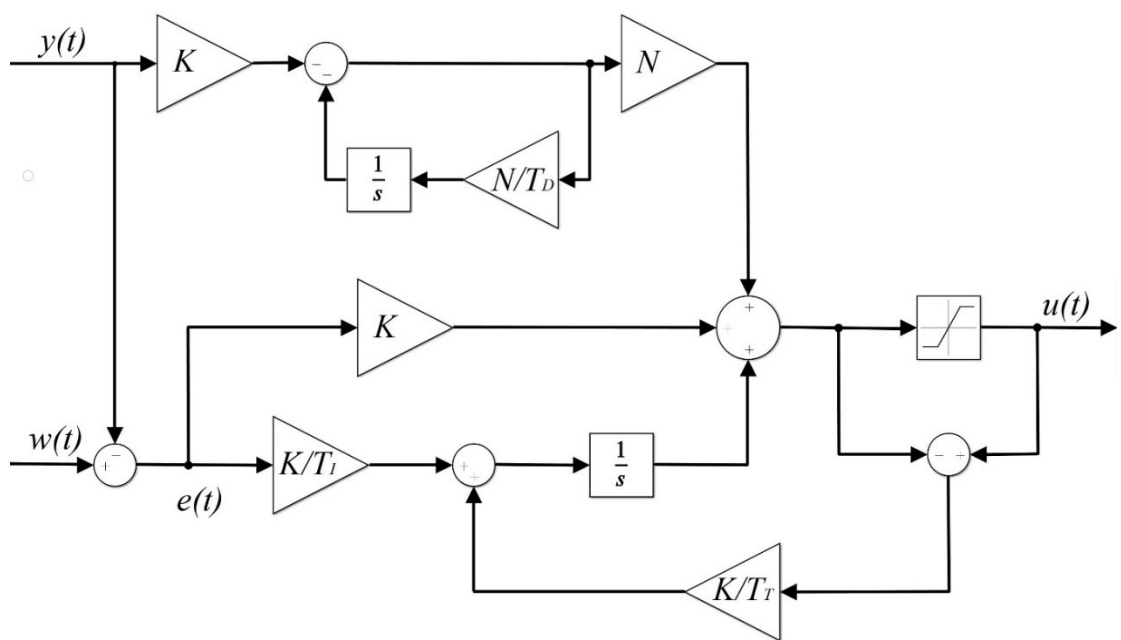
2.3.1 PI-D a I-PD regulátor

Rovnice popisující PI-D regulátor:

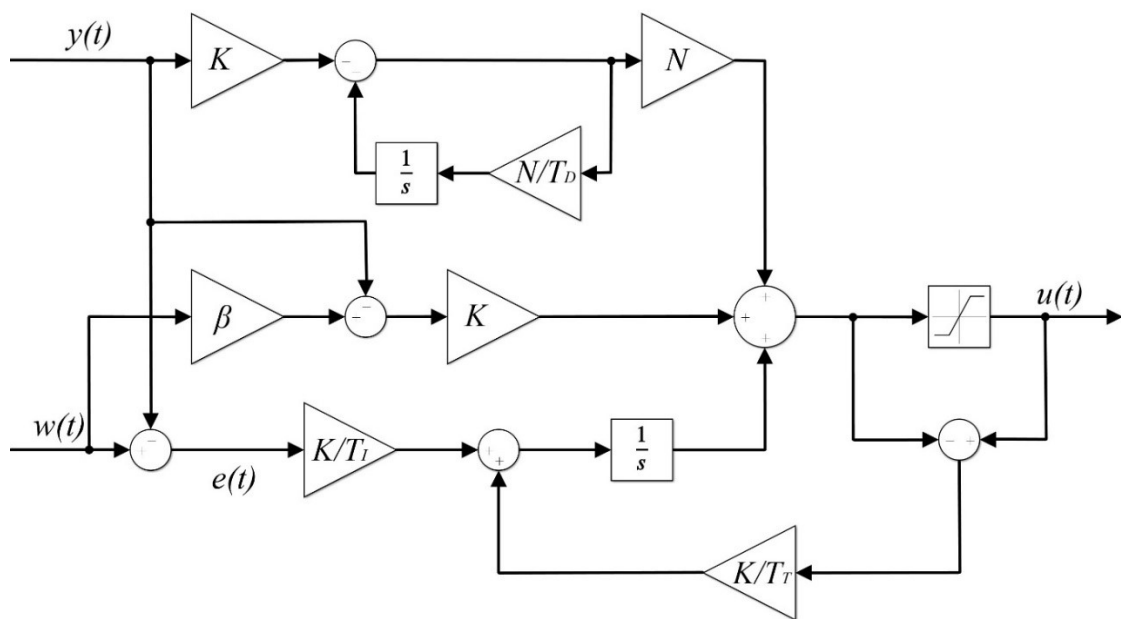
$$U(s) = K \left(W(s) - Y(s) + \frac{1}{T_I s} (W(s) - Y(s)) - \frac{T_D s}{\frac{T_D}{N} s + 1} Y(s) \right) \quad (2.5)$$

Do derivační složky PID regulátoru nebude vstupovat regulační odchylka. Derivační složka má na svém vstupu zápornou výstupní veličinu z procesu. Touto úpravou se částečně omezí překmit výstupní veličiny. Časová konstanta omezení přebuzení sumační složky T_T je stanovena dle nastavovaných parametrů PID regulátoru. [1]

$$U(s) = K \left(-Y(s) + \frac{1}{T_I s} (W(s) - Y(s)) - \frac{T_D s}{\frac{T_D}{N} s + 1} Y(s) \right) \quad (2.6)$$



Obrázek 2.9 PI-D regulátor [1]



Obrázek 2.10 I-PD regulátor [1]

3. PSD REGULÁTORY

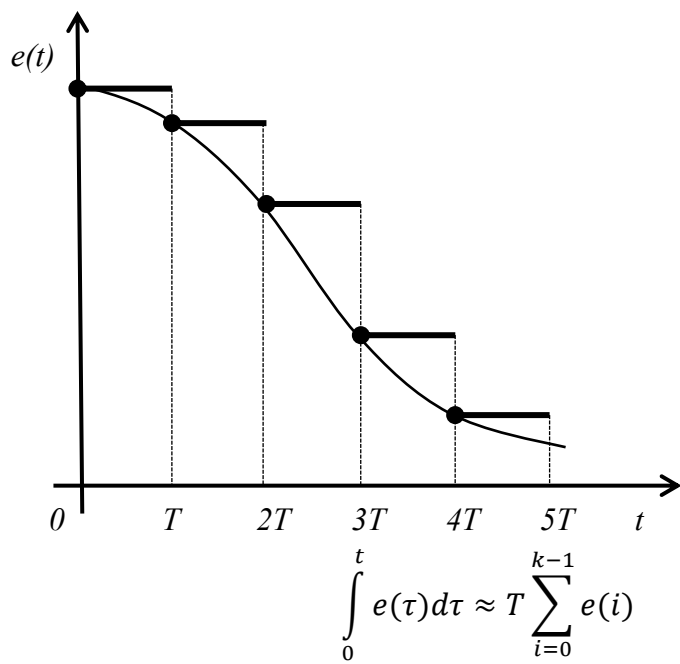
V dnešní době je většina vyráběných regulátorů diskrétního typu. Spojitý regulátor bývá nahrazován diskrétním, jež má na svém vstupu A/D převodník. Z A/D převodníku je signál přiveden do mikroprocesoru, který ho zpracuje, a následně je poslán do D/A převodníku, kde je z něj opět vytvořen spojitý signál. U levnějších verzí regulátoru bývá na výstupu místo D/A převodníku pouze tyristor se šířkovou modulací. Diskrétní regulátory mají výhodou možnosti realizování více variant řídicích algoritmů. Mezi tyto varianty patří filtrace žádané hodnoty a speciální algoritmy, mezi které například patří nelineární řízení. Téměř základní systémy regulátorů bývají vybaveny hlídáním technologických mezí, sledováním trendů a komunikací s dalšími systémy skrze průmyslové sítě.

Při realizaci diskrétního regulátoru je třeba se zaměřit na splnění vzorkovacího teorému, také je ale třeba se zaměřit na to, aby byly potlačeny všechny rušivé signály, jež odpovídají vyšší frekvenci, než je frekvence vzorkování. Perioda vzorkování by měla být tak krátká, aby co nejméně ovlivňovala dynamiku systému. V případě diskrétních PSD regulátorů je třeba filtrovat diferenční složku, rovněž jako v případě spojitých PID regulátorů derivační složku. [1].

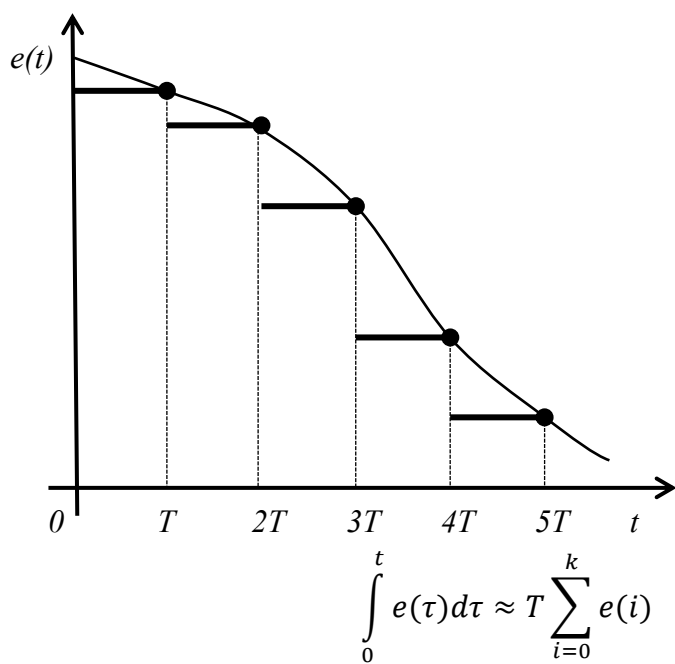
3.1 Převedení spojitého PID regulátoru na diskrétní PSD regulátor

PID regulátory obsahují tři základní složky proporcionální P, integrační I a derivační D. Pro diskrétní regulátor PSD můžeme ze spojitého regulátoru použít pouze proporcionální složku P. Zbylé dvě spojitě složky I a D musíme diskretizovat. Spojitou integraci I nahradíme diskrétní sumací S a derivaci D diferencí D. Nahrazení integrace sumací má více variant. Z tohoto důvodu jsou různé vztahy pro přepočítání ze spojitého PID regulátoru na diskrétní PSD regulátor.

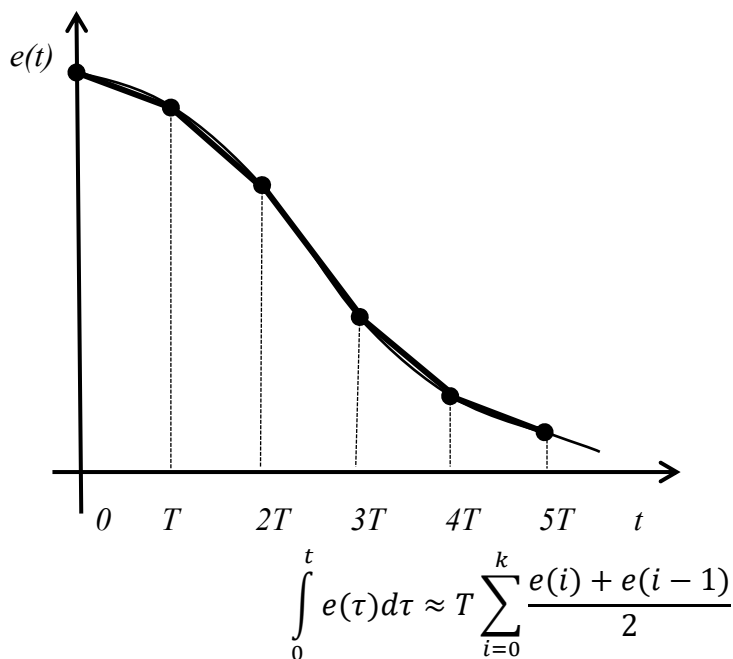
Pro odvození základního tvaru rovnice PSD regulátoru budeme vycházet z rovnice (2.1). Nahradit spojitý signál integrace lze provést buď obdélníkovými metodami podle obrázku 3.1, nebo podle obrázku 3.2, anebo lichoběžníkovou metodou podle obrázku 3.3. [1,4]



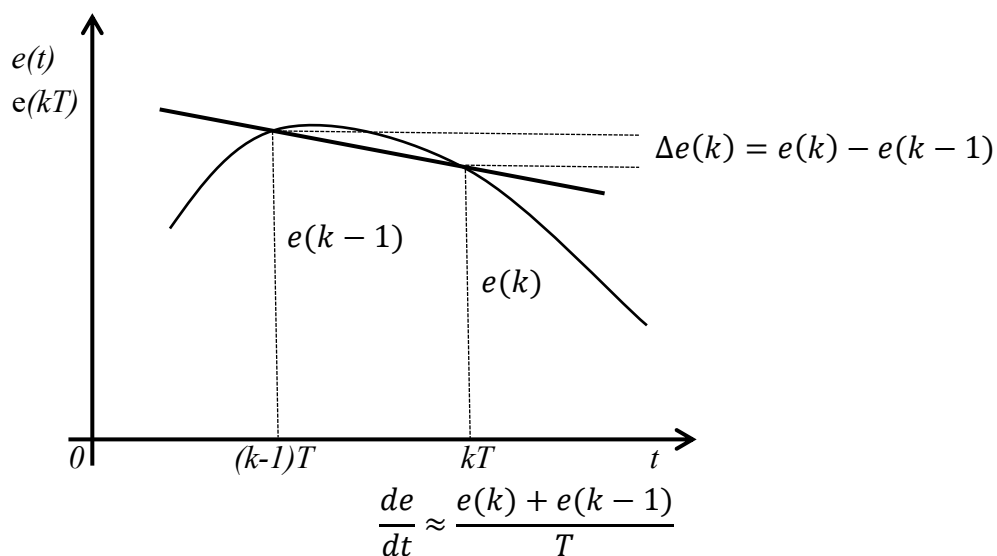
Obrázek 3.1 Náhrada integrace za sumaci obdélníky zprava [1,4]



Obrázek 3.2 Náhrada integrace za sumaci obdélníky zleva [1,4]



Obrázek 3.3 Náhrada integrace za sumaci lichoběžníková [1,4]



Obrázek 3.4 Přibližná náhrada derivace za diferenci [1,4]

Základní paralelní tvar PSD regulátoru je dán vztahem,

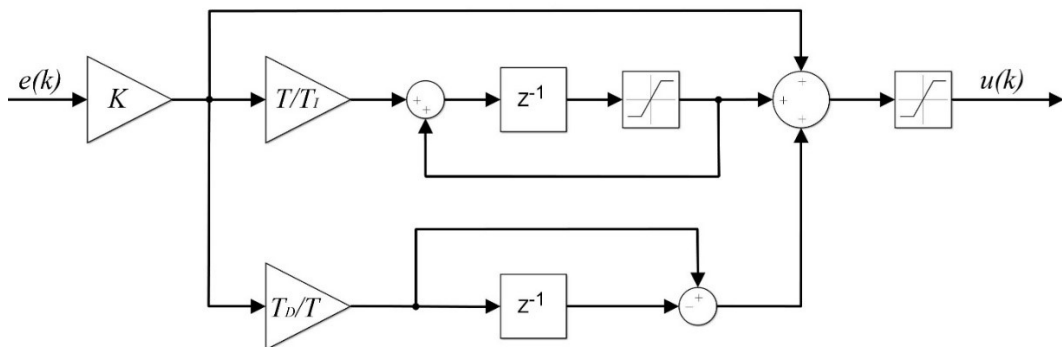
$$u(k) = K \left(e(k) + \frac{T}{T_I} \sum_{i=0}^k e(i) + \frac{T_D}{T} (e(k) - e(k-1)) \right) \quad (3.1)$$

kde K ... zesílení PID regulátoru,
 T ... vzorkovací perioda,
 k ... diskretní krok

T_I ... integrační konstanta regulátoru,
 T_D ... derivační konstanta regulátoru,
 $e(k)$... regulační odchylka – rozdíl mezi požadovanou hodnotou výstupní veličiny z procesu $w(k)$ a její skutečnou hodnotou $y(k)$; $e(k) = w(k) - y(k)$,
 $u(k)$... výstupní hodnota z regulátoru – akční zásah

Za pomoci Z-transformace z rovnice (2.1) dostaneme přenosovou funkci PSD regulátoru $F_R(z)$.

$$F_R(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = K \cdot \left(1 + \frac{T}{T_I} \cdot \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} + \frac{T_D}{T} \cdot (1 - z^{-1}) \right) \quad (3.2)$$



Obrázek 3.5 Stavový diagram PSD regulátoru v polohovém tvaru podle rovnice (3.2) [1]

Schéma na obrázku 3.5 vzniklo podle rovnice (3.2). Symbol z^{-1} znázorňuje zpoždění o jeden krok. První omezovač, který je na obrázku v sumační větvi slouží k omezení sumační složky. Druhý omezovač slouží k omezení výstupu regulátoru, aby byly splněny meze pro D/A převodník a nedošlo tak k chybě převodu.

PSD regulátor v polohovém tvaru má výhodu, že lze průběžně měnit periodu vzorkování. U těchto regulátorů lze vypočítat dobu, která uplyne mezi akčními zásahy. Přírůstkový algoritmus PSD regulátoru se vypočte z přírůstkem akčního zásahu (3.3)

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k - 1) \quad (3.3)$$

PSD regulátory v polohovém i přírůstkovém tvaru mají problém s derivační složkou. Poměrně krátká perioda vzorkování je výhodná z důvodu omezení poruchových veličin a rychlosti přechodného děje. Pokud je ale perioda vzorkování zmenšena, tak je zvětšena velikost derivačního impulsu regulátoru, protože plocha impulsu zůstává zachována. Toto zachování plochy má za následek zvětšení skokové změny akčního zásahu. Zvětšení skokové změny akčního zásahu je nežádoucí, proto se přidávají dva filtry. První spojitý filtr, který omezuje vyšší frekvence a druhý filtr v derivační složce regulátoru. [1]

3.2 Filtrace diferenční složky PSD regulátoru

Podle Nyquistova teorému, aby bylo možné ze vzorků zpětně zrekonstruovat původní spojitý signál, by měla být vzorkovací frekvence dvakrát vyšší než maximální frekvence spojitého signálu. Vzorkovací frekvence by tedy měla splňovat rovnici (3.4).

$$\omega_T = \frac{2\pi}{T} > 2\omega_{max} \quad (3.4)$$

Aby bylo dosaženo dobré dynamické odezvy na změnu řídicí veličiny a rychlého vyregulování poruch, doporučuje se hodnota

$$\omega_T \approx 6\omega_{max} \dots 20\omega_{max} \quad (3.5)$$

Pro zašuměný signál by bylo nemožné dodržet šestkrát až dvacetkrát vyšší vzorkovací frekvenci, proto je třeba signál šumu odfiltrovat analogovým filtrem. Z výše uvedených důvodů není dobré používat pouze PSD regulátor v polohovém tvaru, ale upravit ho přidáním filtrace derivační složky.

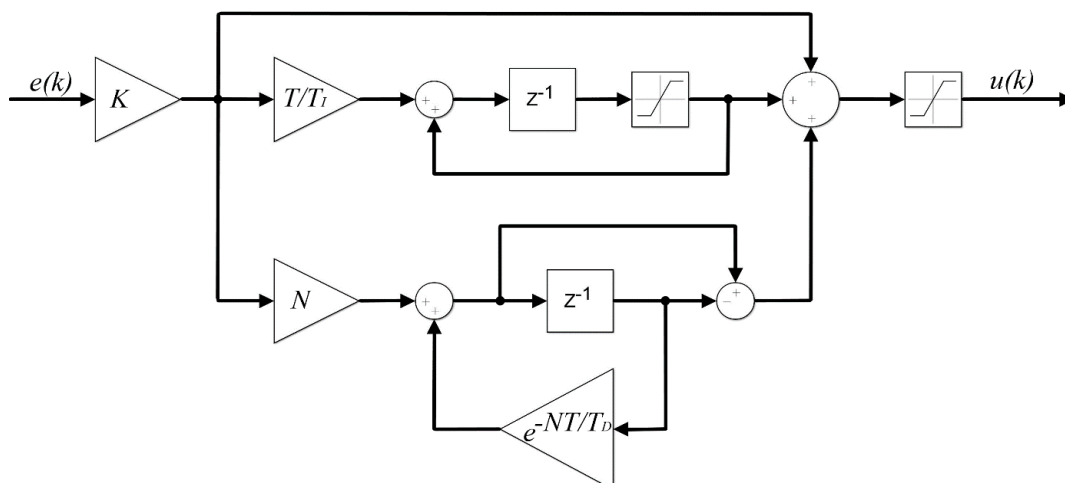
Abychom odvodili diskretní verzi D regulátoru s filtrací derivační složky, budeme vycházet z rovnice (2.4) a její derivační části v rovnici (3.6). Po převodu do Z-transformace z ní dostaneme rovnici (3.7)

$$F_D(s) = K \cdot \frac{T_D \cdot s}{\frac{T_D}{N} \cdot s + 1} \quad (3.6)$$

$$F_D(z) = Z \left\{ L^{-1} \left\{ \frac{1 - e^{-sT}}{s} \cdot F_D(s) \right\} \right\} = N \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 - e^{-\frac{TN}{T_D}} z^{-1}} \quad (3.7)$$

Pro vytvoření rovnice PSD regulátoru s filtrací derivační složky použijeme rovnici (3.2), kde použijeme verzi D regulátoru z rovnice (3.7) [1]

$$F_R(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = K \cdot \left(1 + \frac{T}{T_I} \cdot \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} + N \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 - e^{-\frac{TN}{T_D}} \cdot z^{-1}} \right) \quad (3.8)$$



Obrázek 3.6 Stavový diagram PSD regulátoru s filtrací derivační složky podle rovnice (3.8) [1]

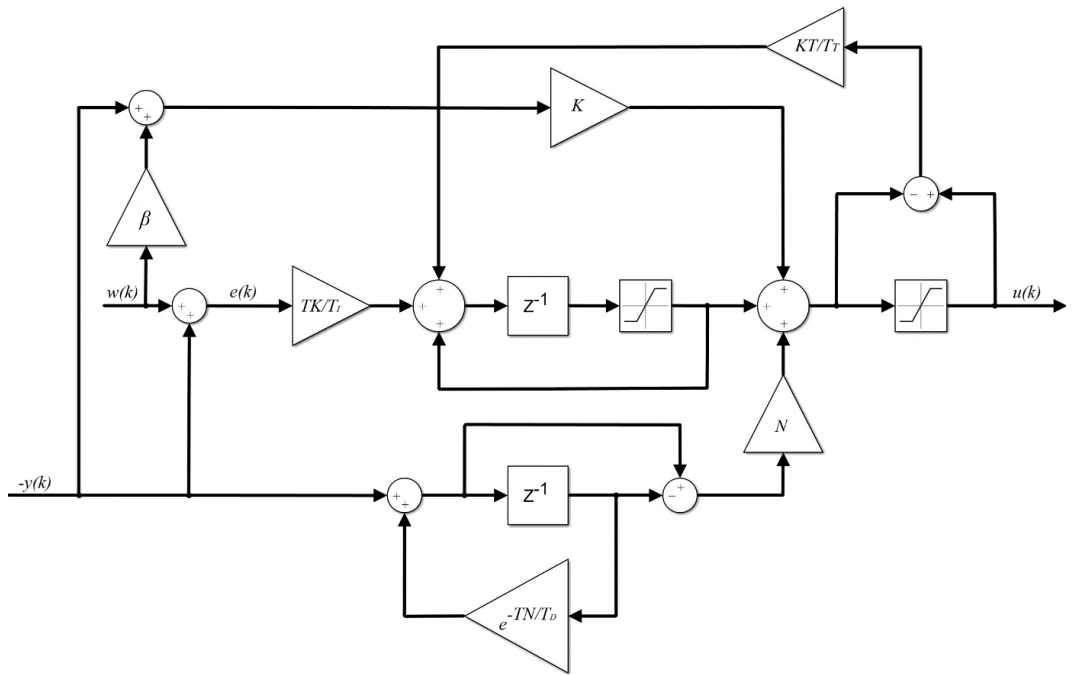
3.3 Omezení velikosti překmitu u PSD regulátoru

3.3.1 S-PD a PS-D regulátor

Diskrétní regulátory S-PD a PS-D jsou obdobou spojitých regulátorů I-PD a PI-D. Jsou to diskrétní regulátory se dvěma stupni volnosti, kde druhý stupeň volnosti je nastaven na optimalizování dynamiky vyregulování poruch v regulační smyčce. Beta PSD regulátor, který lze upravit na S-PD nebo PS-D, je popsán rovnicí (3.9). [1]

$$U(z) = K \left(\beta W(z) - Y(z) + \frac{T}{T_i} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} E(z) - \frac{T}{T_D} \left(1 - e^{-\frac{TN}{T_D}} \right) \frac{1 - z^{-1}}{1 - e^{-\frac{TN}{T_D}} \cdot z^{-1}} Y(z) \right) \quad (3.9)$$

Regulátory S-PD a PS-D si jsou velmi podobné, proto je lze ztvárnit jedním stavovým diagramem na obrázku 3.7. Regulátor S-PD dostaneme pro $\beta=0$ a Regulátor PS-D dostaneme pro $\beta=1$. [1]



Obrázek 3.7 Stavový diagram S-PD a PS-D regulátoru [1]

3.3.2 Takahashiho regulátor

Další často používanou variantou regulátoru s omezením překmitu je Takahashiho regulátor, který je popsán rovnicí (3.10). [1]

$$u(k) = K_p(y(k-1) - y(k) + K_I(w(k) - y(k)) + K_D(2y(k-1) - y(k-2) - y(k)) + u(k-1)) \quad (3.10)$$

4. IDENTIFIKACE REGULOVANÉ SOUSTAVY

Identifikace regulované soustavy je pro její regulování velmi vhodná, protože slouží ke zjištění potřebných parametrů. K těmto potřebným parametrům soustavy patří její zesílení, řád, časové konstanty a přenosová funkce. Se známými hodnotami přenosu identifikované soustavy lze analyticky pracovat a úspěšně vytvořit regulátor. Identifikovaný přenos systému nemusí zcela odpovídat skutečnému systému, postačí, pokud bude „velice blízký“.

Pro identifikaci zde byla použita funkce `Ident` z programu Matlab. Tato metoda používá k identifikaci diskretní model, do něhož stanoví konstanty metodou nejmenších čtverců a následně ho převede na spojitý systém.

4.1 Metoda nejmenších čtverců

Metoda nejmenších čtverců patří mezi parametrické metody a je jednou z nejpoužívanějších metod pro identifikaci soustav. Metodu nejmenších čtverců lze s úspěchem použít pro lineární systémy, nebo pro linearizovatelné systémy v okolí pracovního bodu. [5]

Lineární statický systém je popsán vztahem,

$$y_i = \varphi_i^T \theta, \quad (4.1)$$

kde φ_i ... vektor vstupních proměnných,
 θ ... vektor parametrů,
 y_i ... výstup.

Lineární statický systém lze zapsat i ve tvaru všech vektorů vstupních proměnných a výstupních proměnných, jejichž počet je roven počtu parametrů ve vektoru θ

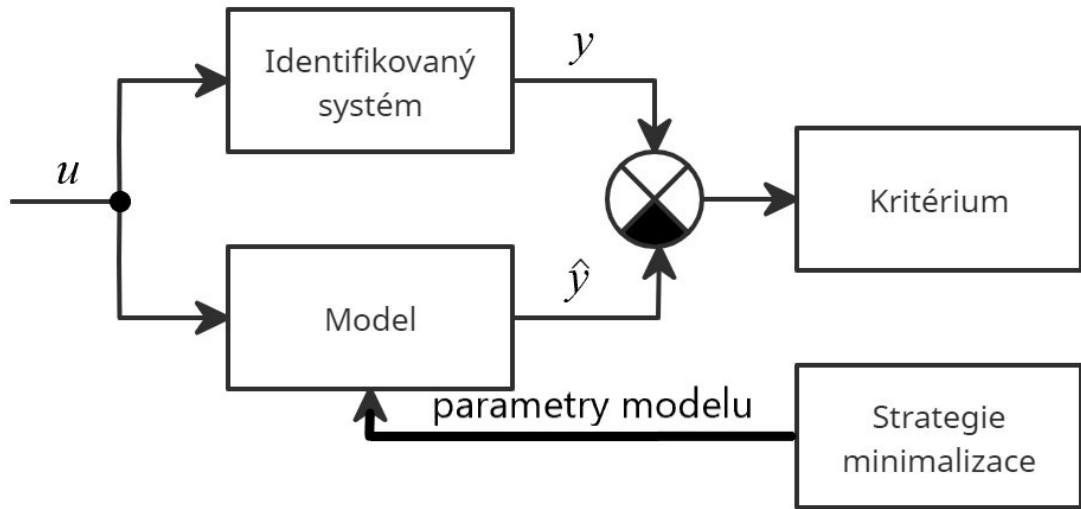
$$\mathbf{y} = \mathbf{\Phi} \theta \quad (4.2)$$

kde $\mathbf{y} = (y_N, y_{N-1}, \dots, y_1)^T$,
 $\mathbf{\Phi} = (\varphi_N, \varphi_{N-1}, \dots, \varphi_1)^T$.

Výsledné parametry získáme za pomoci modelu systému

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{\Phi} \hat{\theta} \quad (4.3)$$

kde $\hat{\theta}$... odhad parametrů,
 $\hat{\mathbf{y}}$... výstup modelu.



Obrázek 4.1 Princip identifikování parametrickou metodou [5]

Porovnáním výstupu odhadovaného modelu se skutečným výstupem systému zjistíme chybu odhadu

$$\varepsilon = \hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y} = \hat{\mathbf{y}} - \Phi\theta = \Phi(\hat{\theta} - \theta) \quad (4.4)$$

Parametry modelu se budou skutečnému systému podobat tím více, čím více bude chyba odhadu nižší. Dále je třeba zvolit kritérium pro hodnocení velikosti chyby odhadu, kterým obvykle bývá součet druhých mocnin odchylek. Hodnotící kritérium je dáno vztahem

$$V(\hat{\theta}) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \varepsilon_i^2 = \frac{1}{2} \varepsilon^T \varepsilon \quad (4.5)$$

Vhodné je provést minimalizaci kritéria pro hodnocení velikosti chyby odhadu

$$\begin{aligned} V(\hat{\theta}) &= \frac{1}{2} \varepsilon^T \varepsilon = \frac{1}{2} (\mathbf{y} - \Phi\hat{\theta})^T (\mathbf{y} - \Phi\hat{\theta}) = \frac{1}{2} (\hat{\theta}^T \Phi^T \Phi \hat{\theta} - \hat{\theta}^T \Phi^T \mathbf{y} - \mathbf{y}^T \Phi \hat{\theta} + \mathbf{y}^T \mathbf{y}) \\ &= \frac{1}{2} (\hat{\theta} - (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T \mathbf{y})^T (\Phi^T \Phi) (\hat{\theta} - (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T \mathbf{y}) + \frac{1}{2} (\mathbf{y}^T \mathbf{y} - \mathbf{y}^T \Phi (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T \mathbf{y}) \end{aligned} \quad (4.6)$$

První část výsledku minimalizace kritéria $\frac{1}{2} (\hat{\theta} - (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T \mathbf{y})^T (\Phi^T \Phi) (\hat{\theta} - (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T \mathbf{y})$

je pozitivně semidefinitní formy, a tedy při minimalizaci bude tato část nulová

Druhá část výsledku minimalizace kritéria $\frac{1}{2} (\mathbf{y}^T \mathbf{y} - \mathbf{y}^T \Phi (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T \mathbf{y})$ neobsahuje odhad parametrů $\hat{\theta}$, a tedy zde není nic k minimalizování

Kritérium pak lze minimalizovat do tvaru

$$\hat{\theta} - (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T \mathbf{y} = 0 \quad (4.7)$$

ze kterého vypočteme odhad parametrů

$$\hat{\theta} - (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T \mathbf{y} = 0 \quad (4.8)$$

Dále lze takto odhadnuté parametry vložit do dynamického diskrétního systému s jedním vstupem a jedním výstupem.

$$F(z) = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}} = \frac{Y(z)}{U(z)} \quad (4.9)$$

Výstup vztah systému v k-tém kroku je

$$y(k) = b_1 u(k-1) + b_2 u(k-2) + \dots + b_n u(k-n) - a_1 y(k-1) + a_2 y(k-2) + \dots + a_n y(k-n) \quad (4.10)$$

Dále platí

$$\mathbf{y} = \Phi \theta \quad (4.11)$$

kde $\mathbf{y} = (y(k), y(k-1), \dots, y(k-N+1))^T$,

$\theta = (a_1, a_2, \dots, a_n, b_1, b_2, \dots, b_n)^T$,

$$\Phi = \left(\begin{array}{ccc|ccc} -y(k-1) & \dots & -y(k-n) & -u(k-1) & \dots & -u(k-n) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -y(k-N) & \dots & -y(k-n-N+1) & -u(k-N) & \dots & -u(k-n-N+1) \end{array} \right),$$

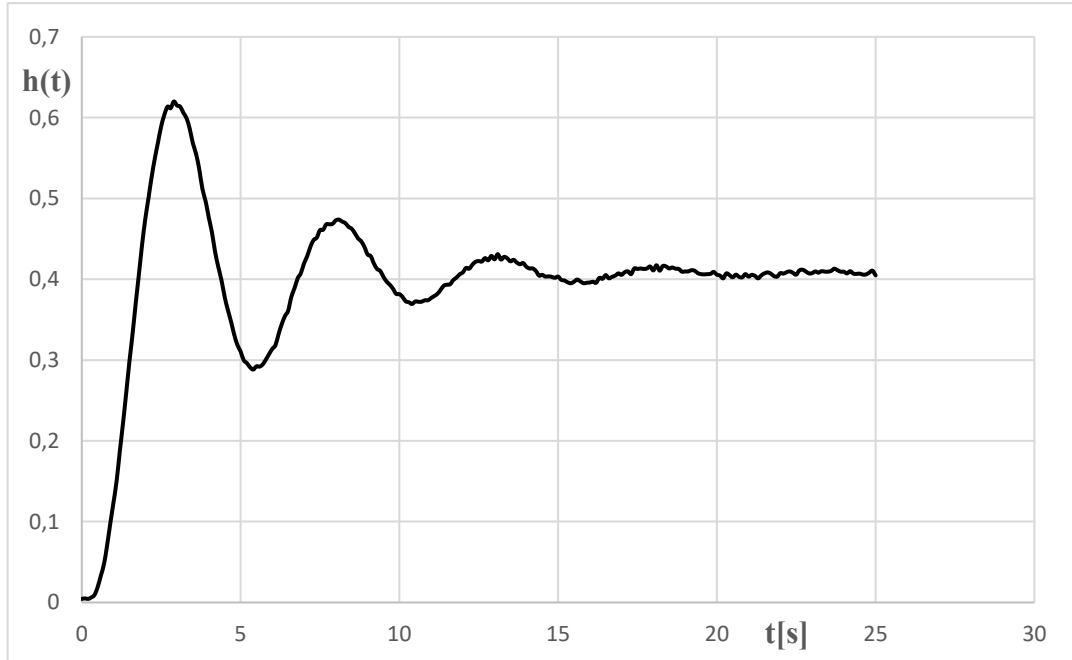
N ... počet zpracovaných vzorků ($N \geq 2n$)

n ... řád systému

Pro matice sestavené podle rovnice (4.11) je možné vypočíst odhad parametrů dosazením do rovnice (4.8). [5]

4.2 Navržení modelu pro identifikaci

Volba modelu pro identifikování soustavy bylo zúženo výsledkem odezvy na jednotkový skok.



Obrázek 4.2 Odezva na jednotkový skok identifikované soustavy

Z obrázku 4.2 je patrné, že regulovaná soustava obsahuje komplexně sdružený pól a možné dopravní zpoždění vzniklé nedokonalostí součástí, které je zde ovlivněné vzorkovací periodou PLC. Regulovaná soustava dále může obsahovat setrvačnost a nulu. Toto zjištění dává jako možnost některý z přenosů soustav popsanych rovnicemi (4.12) až (4.20). Dle předpokladů odečtených z dokumentů soustavy by se mělo jednat o přenos s komplexně sdruženým pólem a setrvačností popsany rovnicí (4.16).

Přenos soustavy s komplexně sdruženým pólem (4.12).

$$F_{P2U}(s) = \frac{K}{(T_1 \cdot s)^2 + (2 \cdot \xi \cdot T_1) \cdot s + 1} \quad (4.12)$$

Přenos soustavy s komplexně sdruženým pólem a nulou (4.13).

$$F_{P2ZU}(s) = \frac{K \cdot (T_N \cdot s + 1)}{(T_1 \cdot s)^2 + (2 \cdot \xi \cdot T_1) \cdot s + 1} \quad (4.13)$$

Přenos soustavy s komplexně sdruženým pólem a dopravním zpožděním (4.14).

$$F_{P2DU}(s) = \frac{K \cdot e^{-T_D \cdot s}}{(T_1 \cdot s)^2 + (2 \cdot \xi \cdot T_1) \cdot s + 1} \quad (4.14)$$

Přenos soustavy s komplexně sdruženým pólem, dopravním zpožděním a nulou (4.15).

$$F_{P2DZU}(s) = \frac{K \cdot e^{-T_D \cdot s} \cdot (T_N \cdot s + 1)}{(T_1 \cdot s)^2 + (2 \cdot \xi \cdot T_1) \cdot s + 1} \quad (4.15)$$

Přenos soustavy s komplexně sdruženým pólem a setrvačností (4.16).

$$F_{P3U}(s) = \frac{K}{((T_1 \cdot s)^2 + (2 \cdot \xi \cdot T_1) \cdot s + 1) \cdot (T_2 \cdot s + 1)} \quad (4.16)$$

Přenos soustavy s komplexně sdruženým pólem, setrvačností a nulou (4.17).

$$F_{P3ZU}(s) = \frac{K \cdot (T_N \cdot s + 1)}{((T_1 \cdot s)^2 + (2 \cdot \xi \cdot T_1) \cdot s + 1) \cdot (T_2 \cdot s + 1)} \quad (4.17)$$

Přenos soustavy s komplexně sdruženým pólem, setrvačností a dopravním zpožděním (4.18).

$$F_{P3DU}(s) = \frac{K \cdot e^{-T_D \cdot s}}{((T_1 \cdot s)^2 + (2 \cdot \xi \cdot T_1) \cdot s + 1) \cdot (T_2 \cdot s + 1)} \quad (4.18)$$

Přenos soustavy s komplexně sdruženým pólem, setrvačností, dopravním zpožděním a nulou (4.19).

$$F_{P3DZU}(s) = \frac{K \cdot e^{-T_D \cdot s} \cdot (T_N \cdot s + 1)}{((T_1 \cdot s)^2 + (2 \cdot \xi \cdot T_1) \cdot s + 1) \cdot (T_2 \cdot s + 1)} \quad (4.19)$$

- kde K ... zesílení soustavy,
 T_1 ... časová konstanta komplexně sdruženého pólu,
 ξ ... tlumení, které nabývá hodnot (0,1),
 T_D ... časová konstanta dopravního zpoždění,
 T_2 ... časová konstanta setrvačnosti,
 T_N ... časová konstanta nuly,
 $F_{...}(s)$... přenos soustavy.

4.3 Zvolení soustavy pro identifikaci

Funkce ident doplní do přenosu soustavy neznámé hodnoty, které pro daný přenos soustavy nejvíce odpovídají změřeným hodnotám přenosu reálné soustavy. Po doplnění neznámých hodnot se z přenosů (4.12) až (4.19) stanou přenosy (4.20) až (4.27).

$$F_{P2U}(s) = \frac{0,36147}{0,6816 \cdot s^2 + 0,2566 \cdot s + 1} \quad (4.20)$$

$$F_{P2ZU}(s) = \frac{-0,06828 \cdot s + 0,3577}{0,6515 \cdot s^2 + 0,2806 \cdot s + 1} \quad (4.21)$$

$$F_{P2DU}(s) = \frac{0,3783 \cdot e^{-0,238 \cdot s}}{0,6407 \cdot s^2 + 0,2898 \cdot s + 1} \quad (4.22)$$

$$F_{P2DZU}(s) = \frac{(6,328 \cdot 10^{-5} \cdot s + 0,3783) \cdot e^{-0,238 \cdot s}}{0,6408 \cdot s^2 + 0,2897 \cdot s + 1} \quad (4.23)$$

$$F_{P3U}(s) = \frac{0,4028}{0,1765 \cdot s^3 + 0,7118 \cdot s^2 + 0,571 \cdot s + 1} \quad (4.24)$$

$$F_{P3ZU}(s) = \frac{-0,01146 \cdot s + 0,3994}{0,1556 \cdot s^3 + 0,7034 \cdot s^2 + 0,5388 \cdot s + 1} \quad (4.25)$$

$$F_{P3DU}(s) = \frac{0,3994 \cdot e^{-0,0305 \cdot s}}{0,1541 \cdot s^3 + 0,7028 \cdot s^2 + 0,5364 \cdot s + 1} \quad (4.26)$$

$$F_{P3DZU}(s) = \frac{(0,04175 \cdot s + 0,3713) \cdot e^{-0,39 \cdot s}}{0,00103 \cdot s^3 + 0,6337 \cdot s^2 + 0,2939 \cdot s + 1} \quad (4.27)$$

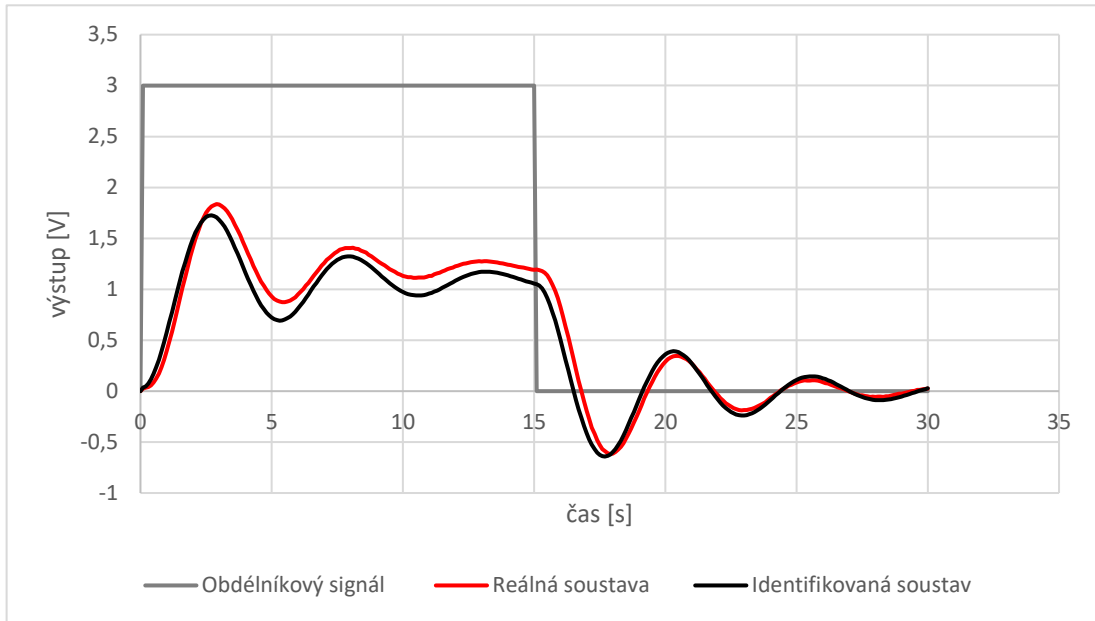
Při porovnání odezvy na šum reálné a výše uvedených identifikovaných soustav (4.20) až (4.27) zjistíme, že jednotlivé identifikované soustavy měly různou shodu s reálnými daty viz. tabulka 4.1. Nejvyšší procentuální shodu měla soustava (4.25) obsahující komplexně sdružený pól, setrvačnost a nulu a soustava (4.26) obsahující komplexně sdružený pól, setrvačnost a dopravní zpoždění. Druhou nejvyšší shodu měla soustava (4.24), která je velmi podobá soustavě (4.25) a (4.26), ale neobsahuje ani nulu ani dopravní zpoždění, které je ostatně velmi malé.

Tabulka 4.1 Tabulka parametrů shody identifikované soustavy s reálnou

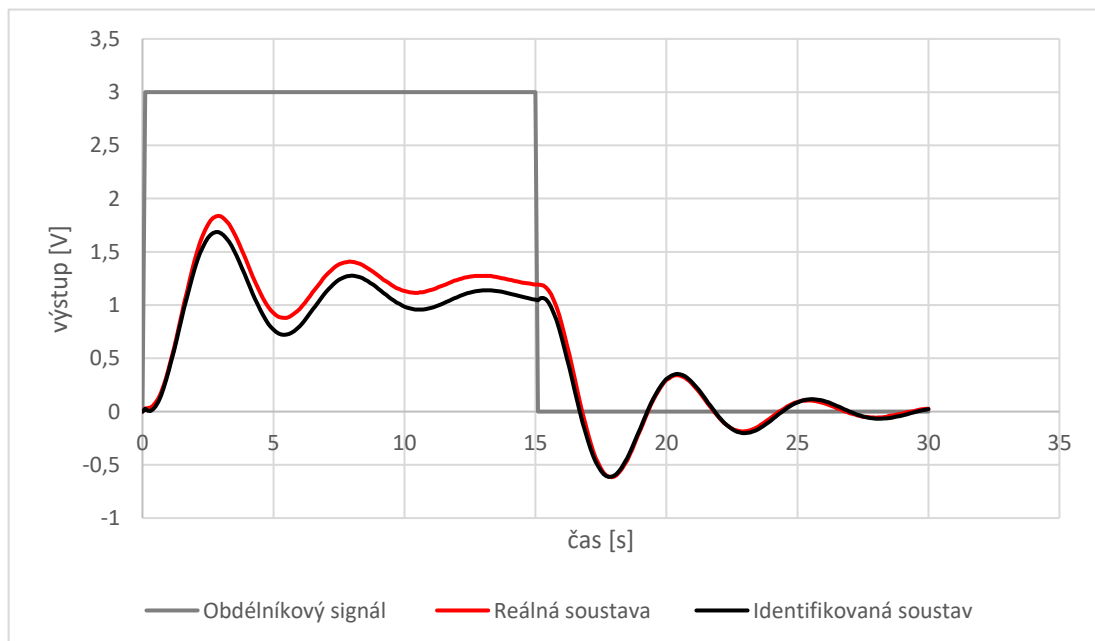
Soustava	4.20	4.21	4.22	4.23	4.24	4.25	4.26	4.27
Shoda [%]	78,09	88,52	94,59	94,59	97,87	98,18	98,18	91,26

4.4 Ověření identifikovaných soustav

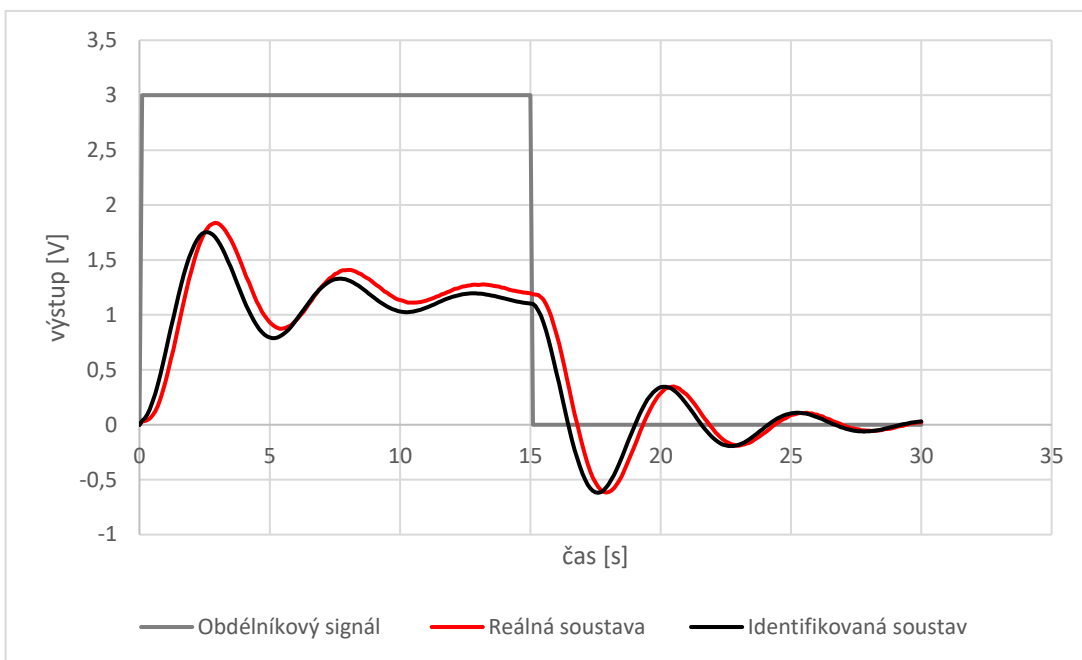
Identifikované soustavy je nutné ověřit i na jiném signálu, než je signál, podle kterého byly identifikované. Pokud by tak nebylo učiněno, mohla by být vybrána špatně identifikovaná soustava.



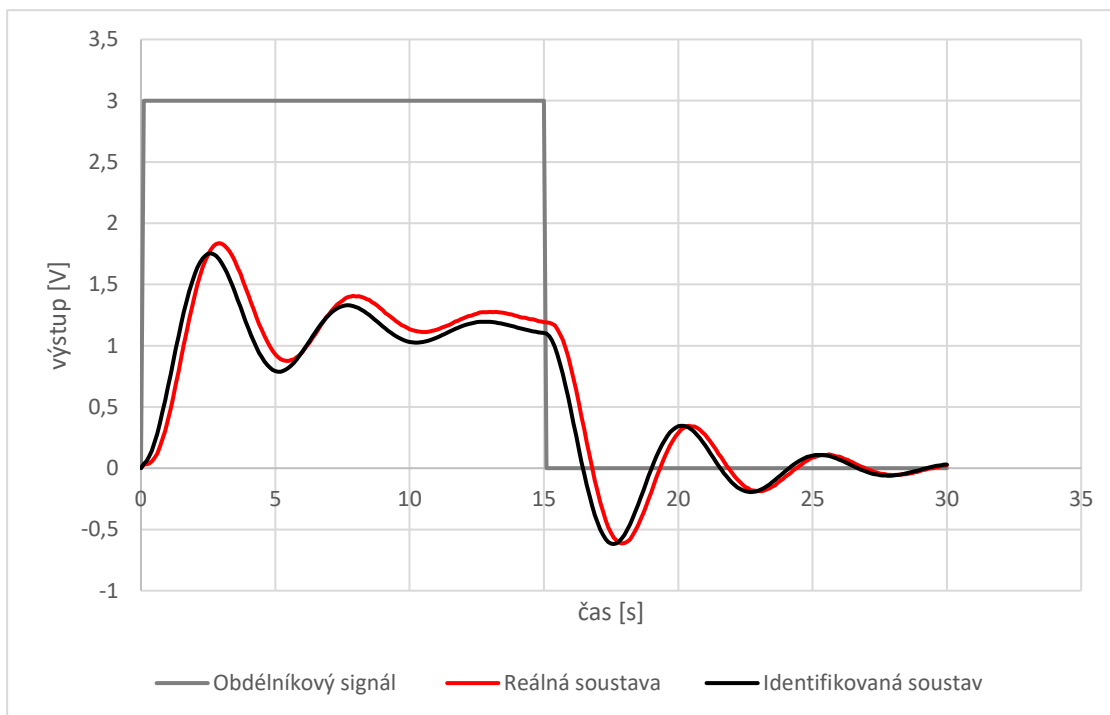
Obrázek 4.3 Odezva na obdélníkový signál reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (4.20)



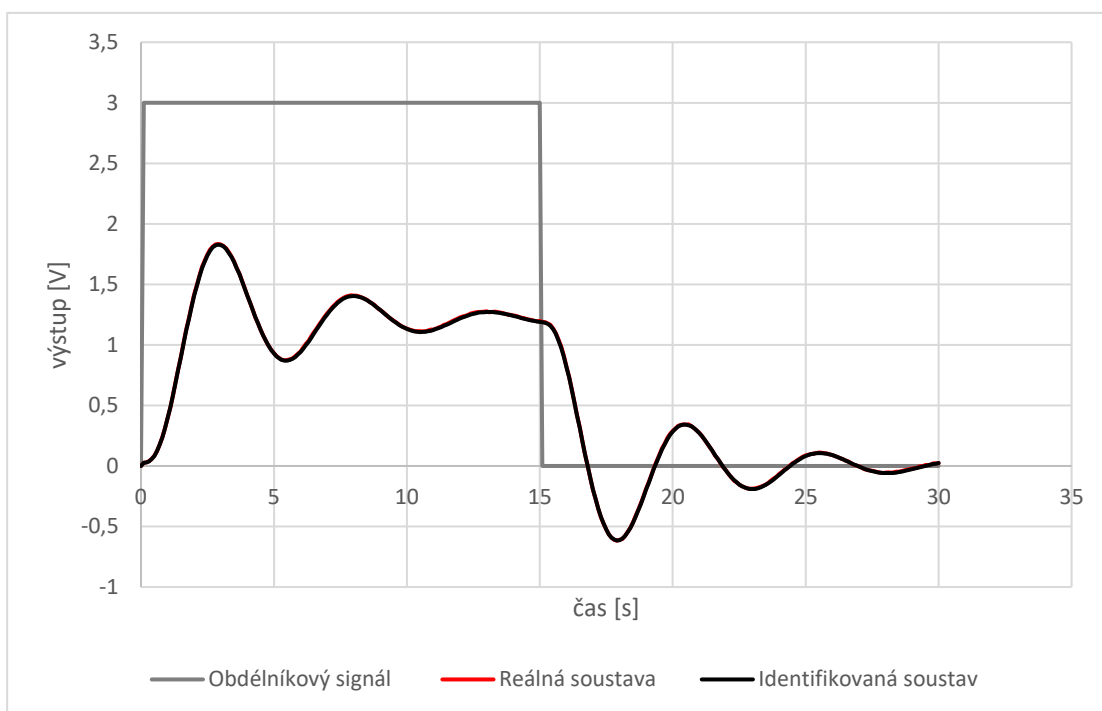
Obrázek 4.4 Odezva na obdélníkový signál reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (4.21)



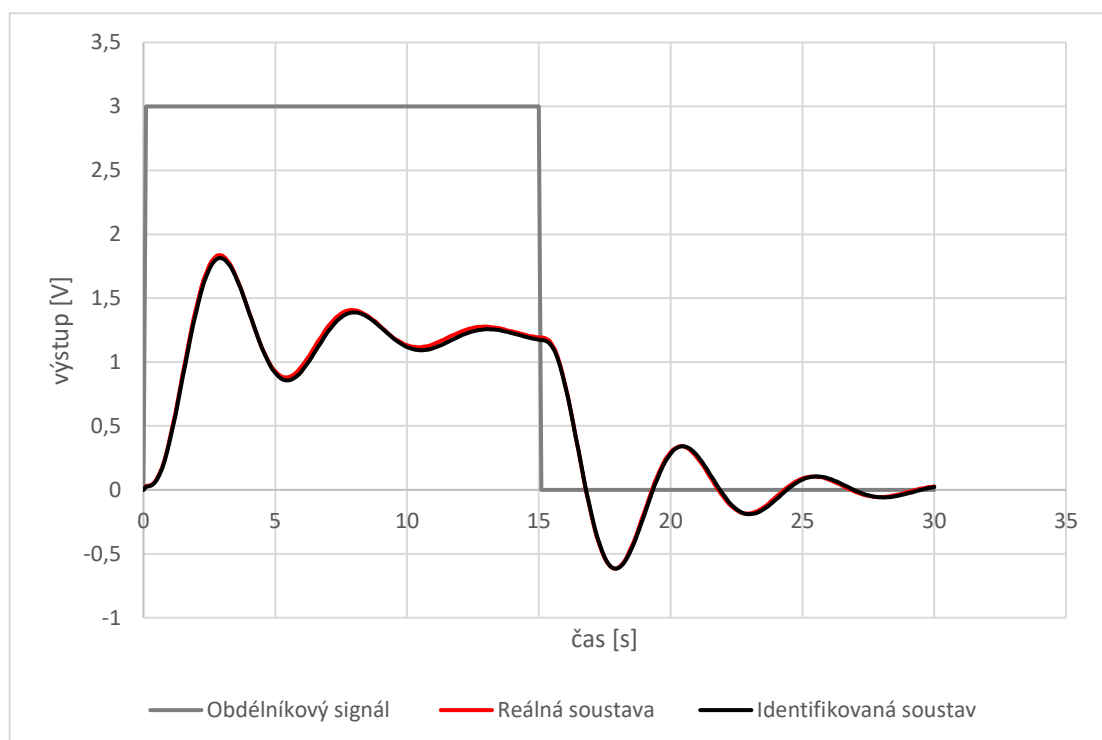
Obrázek 4.5 Odezva na obdélníkový signál reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (4.22)



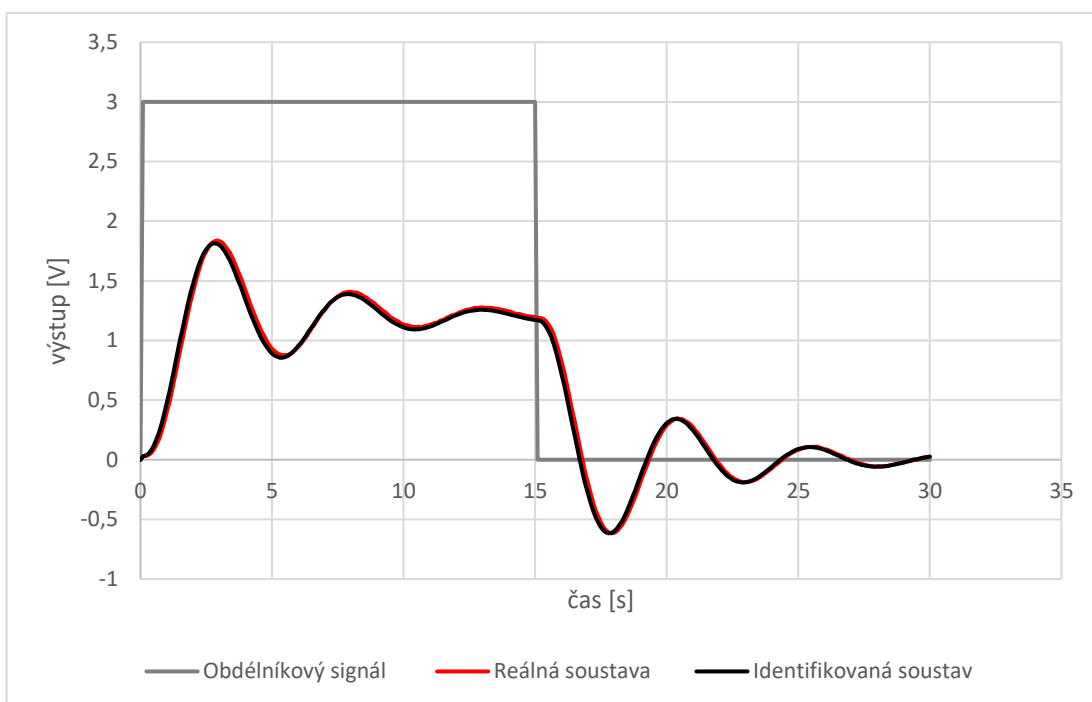
Obrázek 4.6 Odezva na obdélníkový signál reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (4.23)



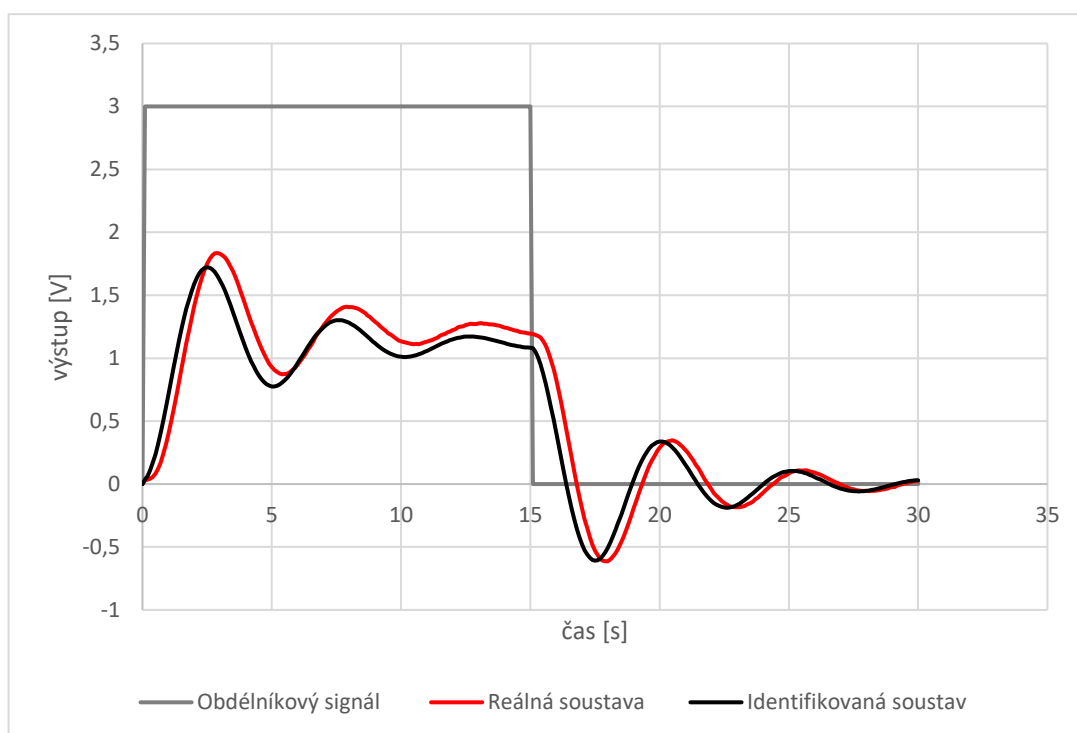
Obrázek 4.7 Odezva na obdélníkový signál reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (4.24)



Obrázek 4.8 Odezva na obdélníkový signál reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (4.25)



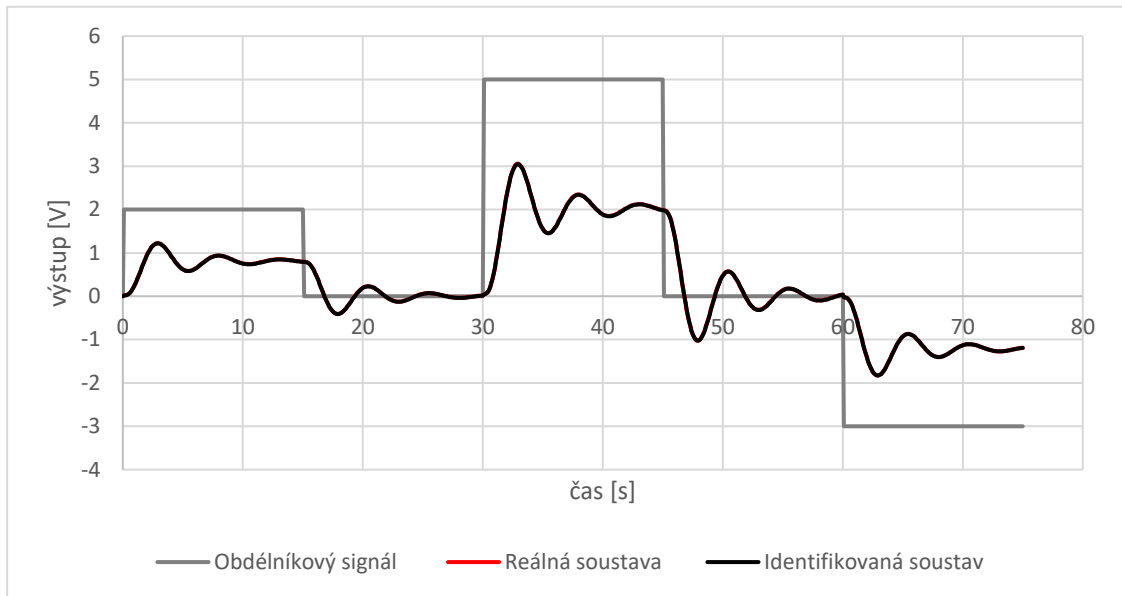
Obrázek 4.9 Odezva na obdélníkový signál reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (4.26)



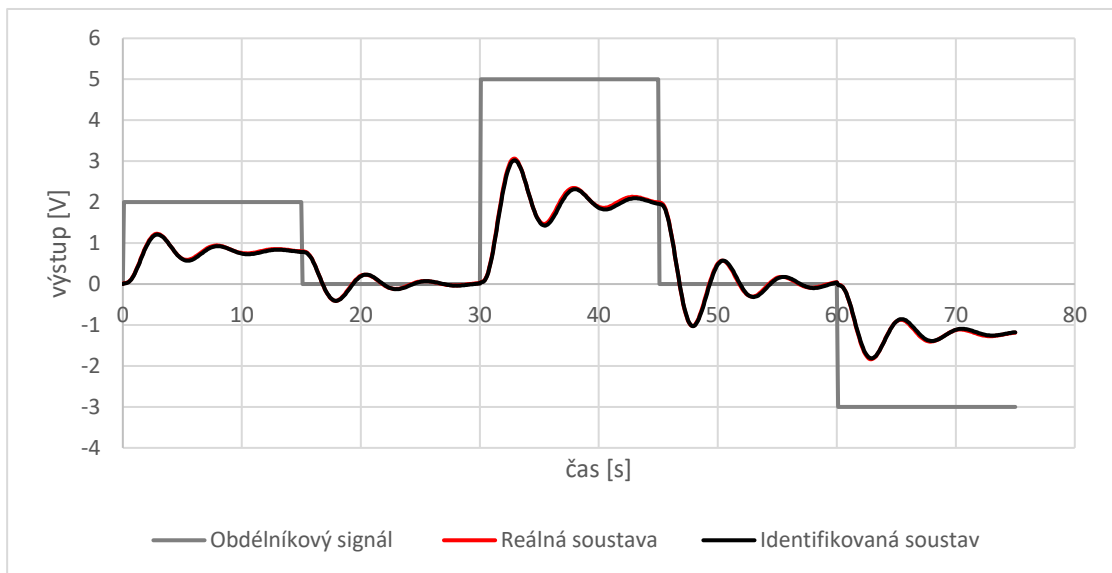
Obrázek 4.10 Odezva na obdélníkový signál reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (4.27)

Nejvyšší shodu odezvy na obdélníkový signál reálné a identifikované soustavy vykazuje soustava s přenosem (4.24). Druhou nejvyšší shodu v tomto případě vykazuje soustava s přenosem (4.25).

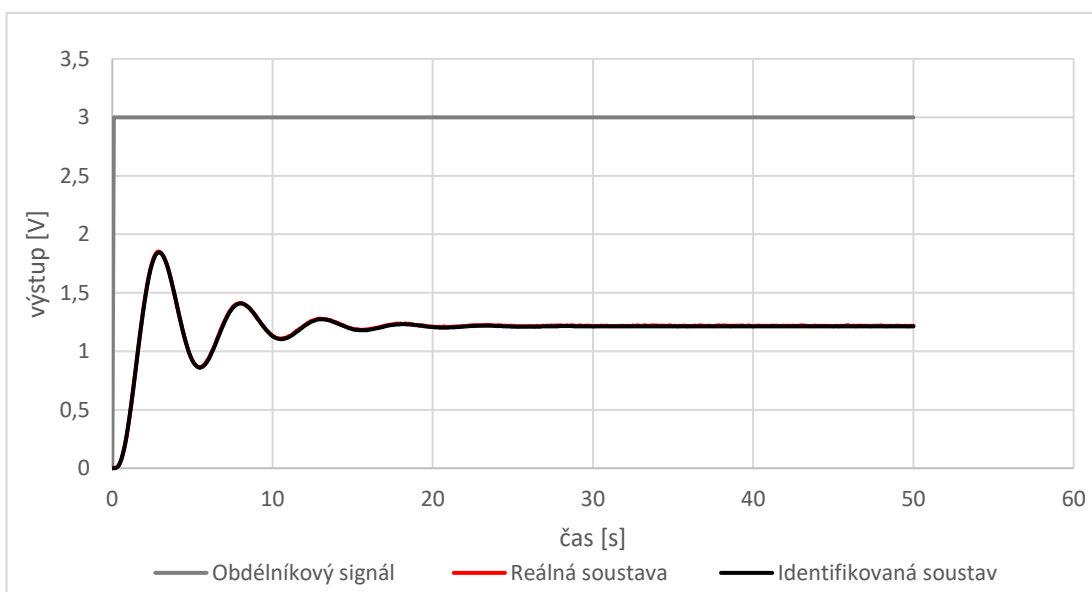
Pro tyto dvě soustavy dále ověříme shodu s reálnou soustavou odezvy na měnící se obdélníkový signál a shodu s reálnou soustavou odezvy na jednotkový skok.



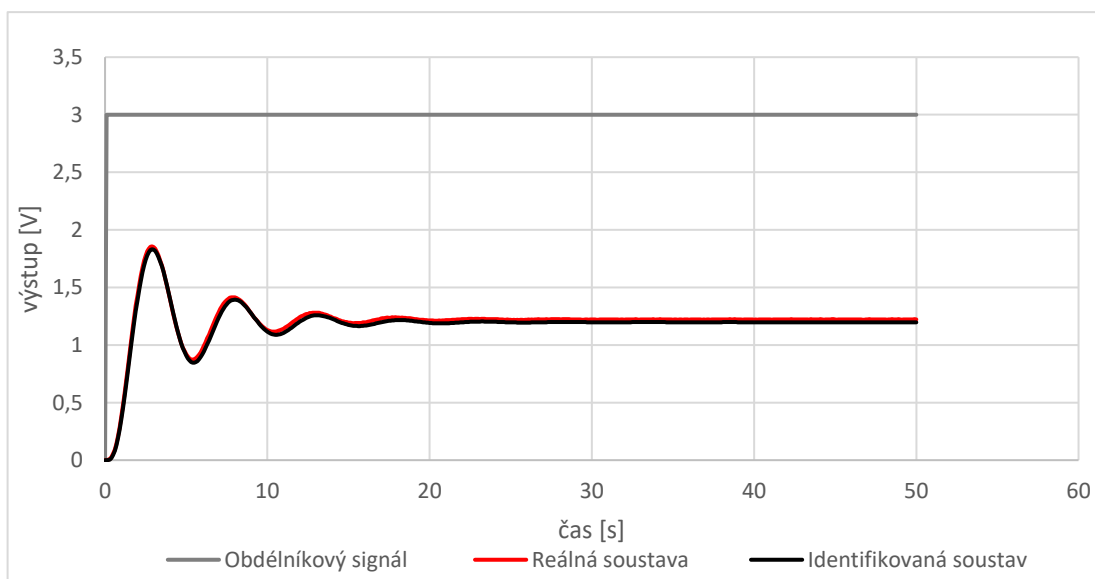
Obrázek 4.11 Odezva na měnící se obdélníkový signál reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (5.24)



Obrázek 4.12 Odezva na měnící se obdélníkový signál reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (5.25)



Obrázek 4.13 Odezva na jednotkový skok reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (4.24)



Obrázek 4.14 Odezva na jednotkový skok reálné soustavy a identifikované soustavy s přenosem (4.25)

Taktéž z hlediska shody s reálnou soustavou odezvy na měnící se obdélníkový signál a shody s reálnou soustavou odezvy na jednotkový skok z těchto dvou soustav vyšla lépe soustava $F_{P3U}(s)$ s přenosem (4.24), která reálnou soustavu kopírovala lépe v přechodném i ustáleném stavu. Tato soustava je rovněž soustavou určenou dle předpokladu odečtených z dokumentů soustavy.

5. METODY NASTAVENÍ REGULÁTORŮ

5.1 Metoda Ziegler-Nichols

Metoda Ziegler-Nichols je jednoduchá metoda používaná k optimalizaci nastavení parametrů regulátoru, která vyžaduje pouze základní znalosti z oblasti řízení dynamických systémů. Metoda byla zavedena ve 40. letech 20. století. K využití metody Ziegler-Nichols je zapotřebí zjištění kritických parametrů soustavy. Tyto parametry lze zjistit měřením na reálném objektu, modelu soustavy, případně simulačně získat data z modelu. [4]

K omezení překmitu regulátoru se používá modifikovaná metoda Ziegler-Nichols, která je dále popsána v literatuře [1].

Základní rovnice takto navrženého PID regulátoru je dána vztahem,

$$F_R(s) = K_R \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} + T_D \cdot s \right) \quad (5.1)$$

kde K_R ... zesílení PID regulátoru,
 T_I ... integrační konstanta regulátoru,
 T_D ... derivační konstanta regulátoru,
 s ... operátor,
 F_R ... přenos regulátoru.

Princip metody lze popsat ve třech krocích.

V prvním kroku vyřadíme integrační a derivační složku PID regulátoru z rovnice (5.1). Dosadíme tedy za integrační konstantu nekonečno a za derivační konstantu nulu. Tedy ($T_I = \infty$ a $T_D = 0$).

V druhém kroku nalezneme kritické zesílení K_{KRIT} proporcionální složky K_R , při kterém dosáhne soustava meze stability a bude kmitat netlumenými kmity. Perioda těchto kmitů je kritická perioda T_{KRIT} . [4]

V třetím kroku zjištěné kritické hodnoty K_{KRIT} a T_{KRIT} dosadíme do vzorečků z tabulky 5.1.

Tabulka 5.1 Vzorce pro návrh parametrů regulátoru metodou Ziegler-Nichols

Typ regulátoru	K_R	T_I	T_D
P	$K_R = 0,5 \cdot K_{KRIT}$		
PI	$K_R = 0,45 \cdot K_{KRIT}$	$T_I = 0,85 \cdot T_{KRIT}$	
PID	$K_R = 0,6 \cdot K_{KRIT}$	$T_I = 0,5 \cdot T_{KRIT}$	$T_D = 0,125 \cdot T_{KRIT}$
PID modifikovaný	$K_R = 0,3 \cdot K_{KRIT}$	$T_I = T_{KRIT}$	$T_D = 0,125 \cdot T_{KRIT}$

Při použití této metody je zapotřebí uvést soustavu na mez stability a tím ji rozkmitat netlumenými kmity. Ne ale každou soustavu lze z bezpečnostních nebo konstrukčních důvodů přivést na mez stability. Pro tyto soustavy existují jiné možnosti zjištění kritických parametrů a to z přechodové charakteristiky, pomocí modelu soustavy kde jsou kritické parametry určeny z výsledků simulace, pomocí výpočtu z modelu a pomocí relé bez hystereze. [4]

Kritické parametry lze z přechodové charakteristiky zjistit pomocí programu MATLAB a v něm zakomponované funkce margin nebo analytickým výpočtem.

5.1.1 Výpočet metody Ziegler-Nichols pro identifikovanou soustavu z rovnice (4.24)

$$F_S(s) = \frac{0,4028}{0,1765 \cdot s^3 + 0,7118 \cdot s^2 + 0,571 \cdot s + 1}$$

$$F_0(s) = \frac{0,4028 \cdot K_{krit}}{0,1765 \cdot s^3 + 0,7118 \cdot s^2 + 0,571 \cdot s + 1} = -1$$

$$0,1765 \cdot s^3 + 0,7118 \cdot s^2 + 0,571 \cdot s + 1 + 0,4028 \cdot K_{krit} = 0$$

$$-0,1765 \cdot j \cdot \omega^3 - 0,7118 \cdot \omega^2 + 0,571 \cdot j \cdot \omega + 1 + 0,4028 \cdot K_{krit} = 0$$

$$-0,7118 \cdot \omega^2 + 1 + 0,4028 \cdot K_{krit} = 0$$

$$-0,1765 \cdot \omega^3 + 0,571 \cdot \omega = 0$$

$$-0,1765 \cdot \omega^2 + 0,571 = 0$$

$$\omega = \mp \sqrt{\frac{0,571}{0,1765}} \cong \mp 1,7986$$

$$\omega_{krit} = 1,7986 \text{ rad/s}$$

$$T_{krit} = \frac{2\pi}{\omega_{krit}} = \frac{2\pi}{1,7986} = 3,493 \text{ s}$$

$$K_{krit} = \frac{0,7118 \cdot \omega_{krit}^2 - 1}{0,4028} = \frac{0,7118 \cdot 1,7986^2 - 1}{0,4028} = 3,234$$

$$K = 0,6 \cdot K_{krit} = 0,6 \cdot 3,234 = 1,94056$$

$$T_I = 0,5 \cdot T_{krit} = 0,5 \cdot 3,493 = 1,7466 \text{ s}$$

$$T_D = 0,125 \cdot T_{krit} = 0,125 \cdot 3,493 = 0,4366 \text{ s}$$

Analyticky dosažené výsledky byly téměř shodné s výsledky dosaženými pomocí Matlabu.

Tabulka 5.2 Hodnoty pro nastavení parametrů regulátoru metodou Ziegler-Nichols pro identifikovanou soustavu nalezené pomocí MATLABU

Typ regulátoru	K_R	T_I	T_D
PID bez kompenzace dopravního zpoždění	1,9338	1,7466	0,4366
PID s kompenzací dopravního zpoždění 0,1s	1,3933	1,9098	0,4775

Tabulka 5.3 Hodnoty pro nastavení parametrů regulátoru modifikovanou metodou Ziegler-Nichols pro identifikovanou soustavu nalezené pomocí MATLABU

Typ regulátoru	K_R	T_I	T_D
PID bez kompenzace dopravního zpoždění	0,9669	3,4931	0,4366
PID s kompenzací dopravního zpoždění 0,1s	0,6966	3,8196	0,4775

5.2 Metoda optimálního modulu

Metoda optimálního modulu bývá velmi často používána pro soustavy nízkého řádu bez dopravního zpoždění. Tato metoda vychází z požadovaného tvaru frekvenční charakteristiky uzavřené smyčky. Tato charakteristika vyplývá z přenosu řízení FW (s). Z frekvenční charakteristiky vyplývá, že přechodný děj bude optimální právě tehdy, pokud bude $|F_W(j\omega)| \cong 1$ a zároveň pokud bude bez rezonančních překmitů. Tato podmínka bude dána vztahem (5.2). [4]

$$\frac{d|F_W(j\omega)|}{d\omega} \leq 0 \quad (5.2)$$

Předpokládejme, že pro přenos řízení platí

$$F_W(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}, \text{ kde } m < n$$

Po dosazení $s = j\omega$ budou v čitateli a jmenovateli vektory $B(j\omega)$ a $A(j\omega)$, které vyjádříme pomocí jejich reálných a imaginárních částí.

$$F_W(j\omega) = \frac{c(j\omega) + jd(j\omega)}{f(j\omega) + jg(j\omega)}, \text{ kde } \begin{cases} c(j\omega) = \mathbf{Re}B(j\omega) & d(j\omega) = \mathbf{Im}B(j\omega) \\ f(j\omega) = \mathbf{Re}A(j\omega) & g(j\omega) = \mathbf{Im}A(j\omega) \end{cases}$$

Pro modul $F_W(j\omega)$ plat

$$|F_W(j\omega)| = \sqrt{\frac{c^2(j\omega) + d^2(j\omega)}{f^2(j\omega) + g^2(j\omega)}} \quad (5.3)$$

Podmínku ze vztahu (5.2) lze použít i v případě druhé mocniny. To je vhodné z důvodu odstranění odmocniny

$$|F_W(j\omega)|^2 = \frac{c^2(j\omega) + d^2(j\omega)}{f^2(j\omega) + g^2(j\omega)} = \frac{B_m \omega^{2m} + B_{m-1} \omega^{2(m-1)} + \dots + B_1 \omega^2 + B_0}{A_n \omega^{2n} + A_{n-1} \omega^{2(n-1)} + \dots + A_1 \omega^2 + A_0}$$

Porovnáním s rovnicí (5.3) získáme vztahy mezi koeficienty A_i , B_i , a_i a b_i

$$\begin{aligned}
 B_0 &= b_0^2 & A_0 &= a_0^2 \\
 B_1 &= b_1^2 - 2b_0b_2 & A_1 &= a_1^2 - 2a_0a_2 \\
 B_2 &= b_2^2 - 2b_1b_3 + 2b_0b_4 & A_2 &= a_2^2 - 2a_1a_3 + 2a_0a_4 \\
 B_3 &= b_3^2 - 2b_2b_4 + 2b_1b_5 - 2b_0b_6 & A_3 &= a_3^2 - 2a_2a_4 + 2a_1a_5 - 2a_0a_6 \\
 &: & &: \\
 B_{m-1} &= b_{m-1}^2 - 2b_{m-2}b_m & A_{n-1} &= a_{n-1}^2 - 2a_{n-2}a_n \\
 B_m &= b_m^2 & A_n &= a_n^2
 \end{aligned}$$

Podmínky pro optimální průběh $|F_W(j\omega)|$ lze nyní vyjádřit podmínkou (5.4)

$$\frac{B_i}{A_i} \leq \frac{B_0}{A_0} \quad (5.4)$$

Podmínkou (1.4) je zaručena monotónnost průběhu $|F_W(j\omega)| \cong 1$, pro různou frekvenci, která bude úměrná počtu koeficientů A_i a B_i . Počet koeficientů A_i a B_i závisí na počtu pólů a nul soustavy a také na zvoleném typu regulátoru.

V případě metody optimálního modulu není zaručena stabilita obvodu a je třeba ověřit stabilitu kritériem stability. [4]

5.2.1 Výpočet metody Ziegler-Nichols pro identifikovanou soustavu z rovnice (4.24)

$$F_S(s) = \frac{0,4028}{0,1765 \cdot s^3 + 0,7118 \cdot s^2 + 0,571 \cdot s + 1}$$

$$F_W(s) = \frac{0,4028 \cdot K \cdot u \cdot s^2 + 0,4028 \cdot K \cdot v \cdot s + 0,4028 \cdot K}{0,1765 \cdot s^4 + 0,7118 \cdot s^3 + (0,571 + 0,4028 \cdot K \cdot u) \cdot s^2 + (1 + 0,4028 \cdot K \cdot v) \cdot s + 0,4028 \cdot K}$$

$$b_0 = 0,4028 \cdot K$$

$$b_1 = 0,4028 \cdot K \cdot v$$

$$b_2 = 0,4028 \cdot K \cdot u$$

$$a_0 = 0,4028 \cdot K$$

$$a_1 = (1 + 0,4028 \cdot K \cdot v)$$

$$a_2 = (0,571 + 0,4028 \cdot K \cdot u)$$

$$a_3 = 0,7118$$

$$a_4 = 0,1765$$

$$B_0 = b_0^2 = (0,4028 \cdot K)^2$$

$$B_1 = b_1^2 - 2b_0b_2 = (0,4028 \cdot K \cdot v)^2 - 2 \cdot (0,4028 \cdot K)^2 \cdot u$$

$$B_2 = b_2^2 - 2b_1b_3 + 2b_0b_4 = (0,4028 \cdot K \cdot u)^2$$

$$B_3 = 0$$

$$A_0 = a_0^2 = (0,4028 \cdot K)^2$$

$$A_1 = a_1^2 - 2a_0a_2 = (1 + 0,4028 \cdot K \cdot v)^2 - 2 \cdot 0,4028 \cdot K \cdot (0,571 + 0,4028 \cdot K \cdot u)$$

$$A_2 = a_2^2 - 2a_1a_3 + 2a_0a_4 = (0,571 + 0,4028 \cdot K \cdot u)^2 - 2 \cdot (1 + 0,4028 \cdot K \cdot v) \cdot 0,7118 + 2 \cdot 0,4028 \cdot K \cdot 0,1765$$

$$A_3 = a_3^2 - 2a_2a_4 + 2a_1a_5 - 2a_0a_6 = (0,7118)^2 - (0,571 + 0,4028 \cdot K \cdot u) \cdot 0,1765$$

$$\frac{B_0}{A_0} = 1$$

$$B_1 = A_1$$

$$B_2 = A_2$$

$$B_3 = A_3$$

Ze soustavy rovnic $B_1 = A_1$ až $B_3 = A_3$ byly vypočteny konstanty K , u a v . Z těchto konstant byly následně dopočteny konstanty regulátoru K_R , T_I a T_D

Tabulka 5.4 Hodnoty pro nastavení parametrů regulátoru metodou optimálního modulu

Typ regulátoru	K_R	T_I	T_D
PID bez kompenzace dopravního zpoždění	0,60983	0,18858	3,50548

5.3 Metoda optimálního modulu

V Programu MATLAB sisotool jsem v BODEHO diagramu experimentálně rozložil póly a nuly a nastavil takové zesílení, abych dosáhl velmi rychlého vyregulování s poměrně malou hodnotou překmitu.

Tabulka 5.5 Hodnoty pro nastavení parametrů regulátoru metodou rozložení pólů a nul v BODEHO diagramu

Typ regulátoru	K_R	T_I	T_D
PID bez kompenzace dopravního zpoždění	5,899	1,198	0,726
PID s kompenzací dopravního zpoždění 0,1s	3,142	1,202	0,724

5.4 Integrální kritéria kvality regulace

Integrální kritéria kvality regulace bývají používána k optimalizaci nastavení parametrů regulátoru a ke zjištění kvality nastavení regulátoru. Tato metoda vychází z integrálního kritéria konvergence číselné řady, kde jsou jako hodnoty řady použity hodnoty průběhu regulační odchylky $e(t)$. Hodnoty regulační odchylky se získají z odezvy regulačního obvodu na skokovou změnu žádané hodnoty.

Mezi integrální kritéria kvality regulace patří: lineární integrální kritérium, usměrněné lineární integrální kritérium, kvadratické integrální kritérium a ITAE kritérium.

5.4.1 Kvadratické integrální kritérium

Kvadratické integrální kritérium patří mezi nejčastěji používaná integrální kritéria. Oproti lineárnímu integrálnímu kritériu zvládá záporné hodnoty regulační odchylky. Kvadratické integrální kritérium patří mezi váhová kritéria, u kterého je větší váha přikládána větším odchylkám. Toto kritérium má také nevýhodu v podobě přikládání velkých vah počátečním odchylkám, což vede ke kmitání. Kvadratické integrální kritérium je definováno vztahem,

$$J_K = \int_0^{\infty} [e(t) - e(\infty)]^2 dt \quad (5.5)$$

kde $e(t)$... časový průběh regulační odchylky,
 $e(\infty)$... trvalá ustálená odchylka,
 t ... čas.

Pokud je trvalá ustálená odchylka nulová, lze kritérium zjednodušit do tvaru

$$J_K = \int_0^{\infty} e^2(t) dt \quad (5.6)$$

Kvadratické kritérium stability lze vypočítat několika analytickými metodami, mezi které patří výpočet inverzní Laplaceovou transformací, výpočet pomocí reziduové věty a Nekolného doplněk Routh-Shourova algoritmu. Dále lze také použít neanalytické metody, ke kterým patří simulace.

Tabulka 5.6 Hodnoty pro nastavení parametrů regulátoru metodou kvadratického integrálního kritéria

Typ regulátoru	K_R	T_I	T_D	Hodnoty kritéria
PID bez kompenzace dopravního zpoždění	1,66	0,25	2,59	1,0694
PID s kompenzací dopravního zpoždění 0,1s	1,14	0,26	2,5	2,061

5.4.2 Nekolného doplněk Routh-Shourova algoritmu

Nekolného doplněk Routh-Shourova algoritmu je nejčastěji používaná výpočetní metoda pro určení hodnoty kvadratického kritéria. Oproti ostatním metodám vyniká svým jednoduchým a algoritmizovatelným postupem.

Nejprve je třeba si vyjádřit obraz odezvy odchylky na jednotkový skok $E(s)$, jenž je dán vztahem

$$E(s) = \frac{1}{s} \cdot F_e(s) = \frac{b_n s^{n-1} + \dots + b_2 s + b_1}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} \quad (5.7)$$

Nekolného algoritmus výpočtu kvadratického kritéria

1. Na celý polynom jmenovatele obrazu odchylky aplikujeme Routh-Shourův algoritmus. Podtrhneme každý sudý koeficient jmenovatele. Určíme redukční

koeficient α_i , který bude mít takovou hodnotu, aby jím vynásobený první sudý koeficient mohl anulovat odečtením první lichý koeficient.

2. Stejně postupujeme s koeficienty čitatele, u kterých redukční koeficient nazveme β_i .
3. Od nepodtržených koeficientů odečteme zleva podtržené koeficienty vynásobené redukčním koeficientem.
4. Předěšlé kroky budeme opakovat, dokud bude mít polynom jmenovatele více jak jeden koeficient.
5. Kvadratická regulační plocha je dána vztahem[4]

$$EI_k = \frac{1}{2} \sum_i^n \frac{\beta_i^2}{\alpha_i} \quad (5.8)$$

5.4.3 Výpočet kvadratického kritéria stability pomocí metody Nekolného doplňku Routh-Shourova algoritmu pro identifikovanou soustavu z rovnice (4.24)

$$F_S(s) = \frac{0,4028}{0,1765 \cdot s^3 + 0,7118 \cdot s^2 + 0,571 \cdot s + 1}$$

$$F_R(s) = \frac{4,2994 \cdot s^2 + 1,66 \cdot s + 6,64}{s}$$

$$F_e(s) = \frac{1}{1 + \frac{0,4028}{0,1765 \cdot s^3 + 0,7118 \cdot s^2 + 0,571 \cdot s + 1} \cdot \frac{4,2994 \cdot s^2 + 1,66 \cdot s + 6,64}{s}}$$

$$= \frac{s \cdot (0,1765 \cdot s^3 + 0,7118 \cdot s^2 + 0,571 \cdot s + 1)}{0,1765 \cdot s^4 + 0,7118 \cdot s^3 + 2,3028 \cdot s^2 + 1,6686 \cdot s + 2,6746}$$

$$E(s) = \frac{1}{s} \cdot F_e(s) = \frac{0,1765 \cdot s^3 + 0,7118 \cdot s^2 + 0,571 \cdot s + 1}{0,1765 \cdot s^4 + 0,7118 \cdot s^3 + 2,3028 \cdot s^2 + 1,6686 \cdot s + 2,6746}$$

Nekolného algoritmus

0,1765	<u>0,7118</u>	2,3028	<u>1,6686</u>	2,6746	$ \alpha_1 = 0,248$
-0,1765		-0,4138			
	0,7118	<u>1,889</u>	1,6686	<u>2,6746</u>	$ \alpha_2 = 0,3768$
	-0,7118		-1,0078		
		1,889	<u>0,6608</u>	2,6746	$ \alpha_3 = 2,8567$
		-1,889			
			0,6608	<u>2,6746</u>	$ \alpha_4 = 0,2471$

$$\begin{array}{rcll}
0,1765 & \underline{0,7118} & 0,571 & \underline{1} & |\beta_1 = 0,248 \\
-0,1765 & & -0,248 & & \\
& 0,7118 & \underline{0,323} & 1 & |\beta_2 = 0,3768 \\
& -0,7118 & & & \\
& & 0,323 & \underline{1} & |\beta_3 = 2,8567 \\
& & -0,323 & & \\
& & & 1 & |\beta_4 = 0,2471
\end{array}$$

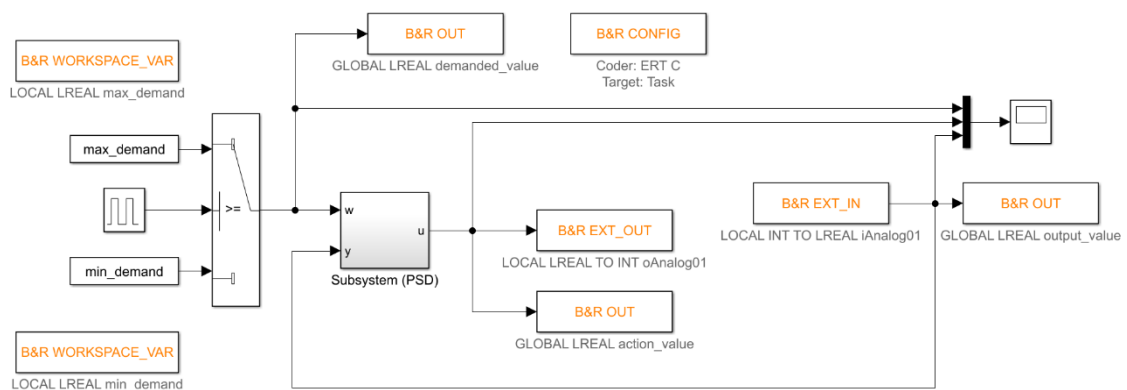
Kvadratická regulační plocha

$$I_k = \frac{1}{2} \sum_i^4 \frac{\beta_i^2}{\alpha_i} = \frac{1}{2} (0,248 + 12,888 + 0,0365 + 0,2471) = 6,7098$$

Hodnota kvadratického kritéria vypočteného Nekolného doplňkem Routh-Schurova algoritmu je 6,7098. Výsledky dosažené pomocí Nekolného doplňku Routh-Schurova algoritmu byly s výsledky dosaženými Matlabem shodné pouze v rámci řádu. Důvodem může být, že Matlab pracoval s diskretní soustavou a Nekolného doplňkem Routh-Schurova algoritmu pracoval se spojitou soustavou.

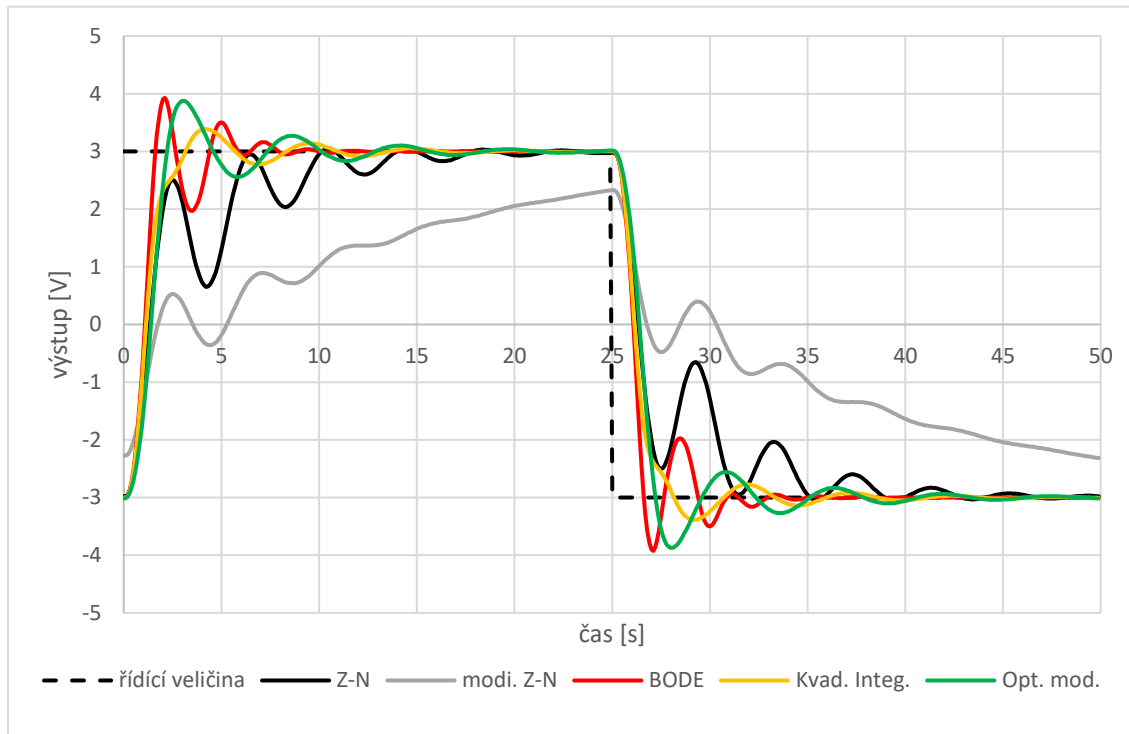
6. POROVNÁNÍ REGULÁTORŮ A NÁVRHOVÝCH METOD

Tato kapitola se zabývá porovnáním návrhových metod a regulátorů v programu MATLAB/Simulink a B&R/Automation studio. Pro porovnání byly použity některé z diskretních regulátorů popsanych v kapitole 4. Jednotlivé regulátory byly navrženy a nastaveny v programu MATLAB/Simulink. Odsud byly následně převedeny do programu B&R/Automation studio, které nastavilo PLC. PLC jako reálný regulátor pracovalo s identifikovanou soustavou z kapitoly 5 a naměřená data odesílalo stejnou cestou zpět do programu MATLAB.



Obrázek 6.1 Zapojení regulovaného obvodu v programu MATLAB/Simulink

6.1 Porovnání návrhových metod testovaných na PSD regulátorech



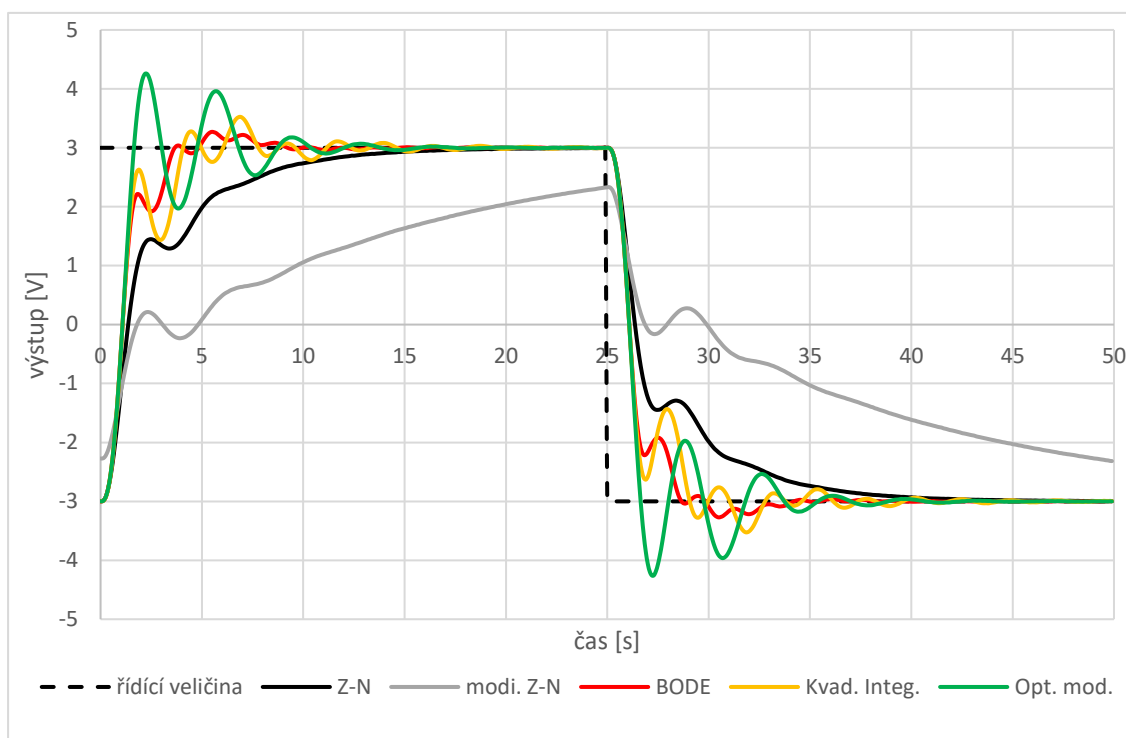
Obrázek 6.2 Porovnání návrhových metod testovaných na polohovém PSD regulátoru

Tabulka 6.1 Tabulka parametrů polohovém PSD regulátoru

Metoda nastavení	Z-N	modi. Z-N	BODE	Kvad. integ.	Opt. mod.
Maximální překmit [%]	1,50		30,93	12,96	29,25
Čas ustálení [s]	17		7,5	10	12,1

Na obrázku 6.2 můžeme pozorovat průběh regulace polohového PSD regulátoru s řídicí veličinou 3V a -3V. Pro nastavení regulátoru byly použity metody Ziegler-Nichols, modifikovaná metoda Ziegler-Nichols, experimentální nastavení podle Bodeho diagramu, metoda Kvadratického integrálního kritéria a metoda optimálního modulu.

Z vyobrazeného průběhu a tabulky 6.1 je patrné, že nejvyššího překmitu 30,93% dosáhl regulátor nastaven experimentálním nastavením podle Bodeho diagramu. Oproti tomu nejnižšího překmitu 1,5% dosáhl regulátor nastaven metodou Ziegler-Nichols. Nejkratší dobu regulace 7,5s dosáhl regulátor nastaven experimentálním nastavením podle Bodeho diagramu a nejdelší doby regulace 17s dosáhl regulátor nastaven metodou Ziegler-Nichols. Modifikovaná metoda Ziegler-Nichols zde nemůže být porovnána, protože v daném čase nedosáhla ustálení.



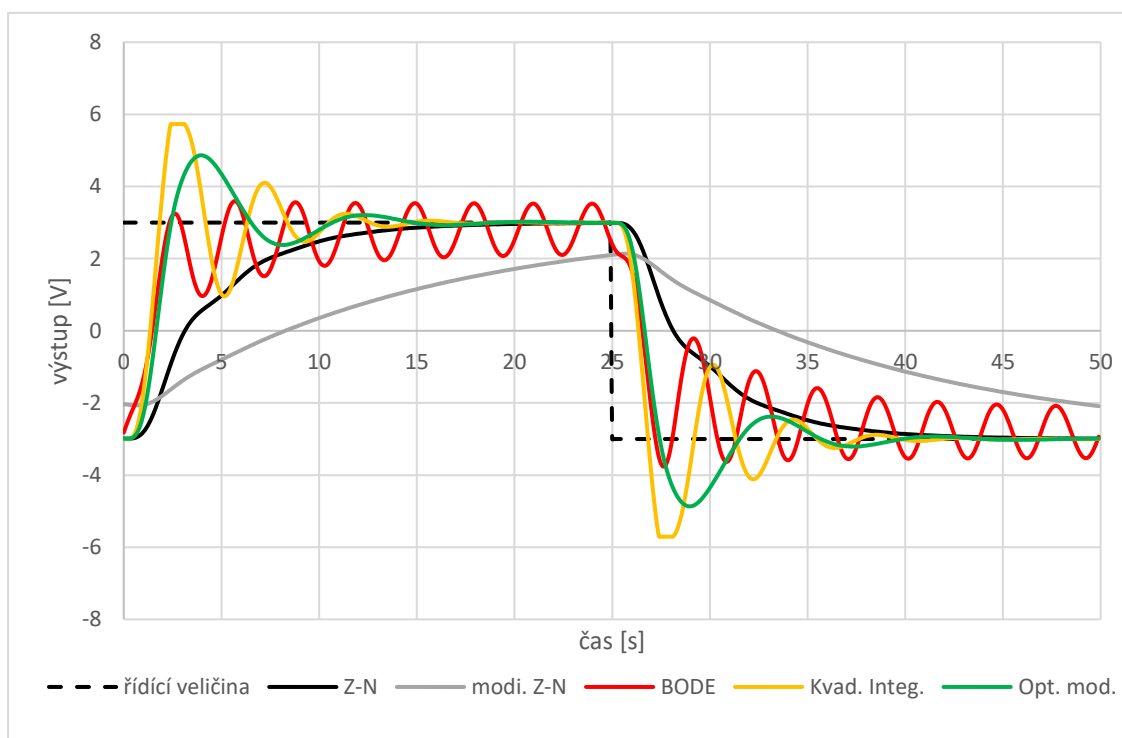
Obrázek 6.3 Porovnání návrhových metod testovaných na PSD regulátoru s filtrací derivační složky pro $N=10$

Tabulka 6.2 Tabulka parametrů PSD regulátoru s filtrací derivační složky

Metoda nastavení	Z-N	modi. Z-N	BODE	Kvad. integ.	Opt. mod.
Maximální překmit [%]	0		9,05	17,51	41,88
Čas ustálení [s]	12,9		7,6	10,9	10

Na obrázku 6.3 můžeme pozorovat průběh regulace PSD regulátoru s filtrací derivační s řídicí veličinou 3V a -3V. Pro nastavení regulátoru byly použity metody Ziegler-Nichols, modifikovaná metoda Ziegler-Nichols, experimentální nastavení podle Bodeho diagramu, metoda Kvadratického integrálního kritéria a metoda optimálního modulu.

Z vyobrazeného průběhu a tabulky 6.2 je patrné, že nejvyššího překmitu 41,88% dosáhl regulátor nastaven metodou optimálního modulu. Oproti tomu nejnižšího překmitu 0% dosáhl regulátor nastaven metodou Ziegler-Nichols. Nejkratší dobu regulace 7,6s dosáhl regulátor nastaven experimentálním nastavením podle Bodeho diagramu a nejdelší doby regulace 12,9s dosáhl regulátor nastaven metodou Ziegler-Nichols. Modifikovaná metoda Ziegler-Nichols zde nemůže být porovnána, protože v daném čase nedosáhla ustálení.



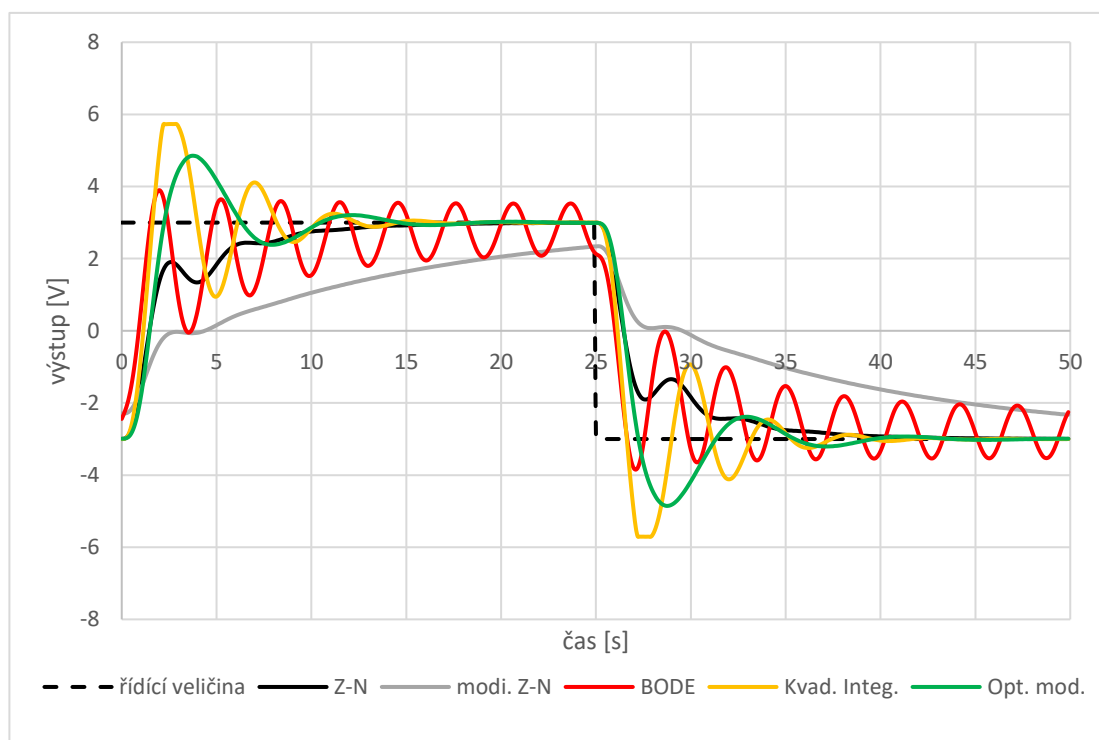
Obrázek 6.4 Porovnání návrhových metod testovaných na S-PD regulátoru pro $N=14$

Tabulka 6.3 Tabulka parametrů S-PD regulátoru

Metoda nastavení	Z-N	modi. Z-N	BODE	Kvad. integ.	Opt. mod.
Maximální překmit [%]	0		19,85	91,07	62,18
Čas ustálení [s]	15,7			12,2	13,7

Na obrázku 6.4 můžeme pozorovat průběh regulace S-PD regulátoru s řídicí veličinou 3V a -3V. Pro nastavení regulátoru byly použity metody Ziegler-Nichols, modifikovaná metoda Ziegler-Nichols, experimentální nastavení podle Bodeho diagramu, metoda Kvadratického integrálního kritéria a metoda optimálního modulu.

Z vyobrazeného průběhu a tabulky 6.3 je patrné, že nejvyššího překmitu 91,07% dosáhl regulátor nastaven metodou Kvadratického integrálního kritéria. Oproti tomu nejnižšího překmitu 0% dosáhl regulátor nastaven metodou Ziegler-Nichols. Nejkratší dobu regulace 12,2s dosáhl regulátor nastaven metodou Kvadratického integrálního kritéria a nejdelší doby regulace 15,7s dosáhl regulátor nastaven metodou Ziegler-Nichols. Modifikovaná metoda Ziegler-Nichols a experimentální nastavení podle Bodeho diagramu zde nemohou být porovnány, protože v daném čase nedosáhly ustálení.



Obrázek 6.5 Porovnání návrhových metod testovaných na PS-D regulátoru pro $N=14$

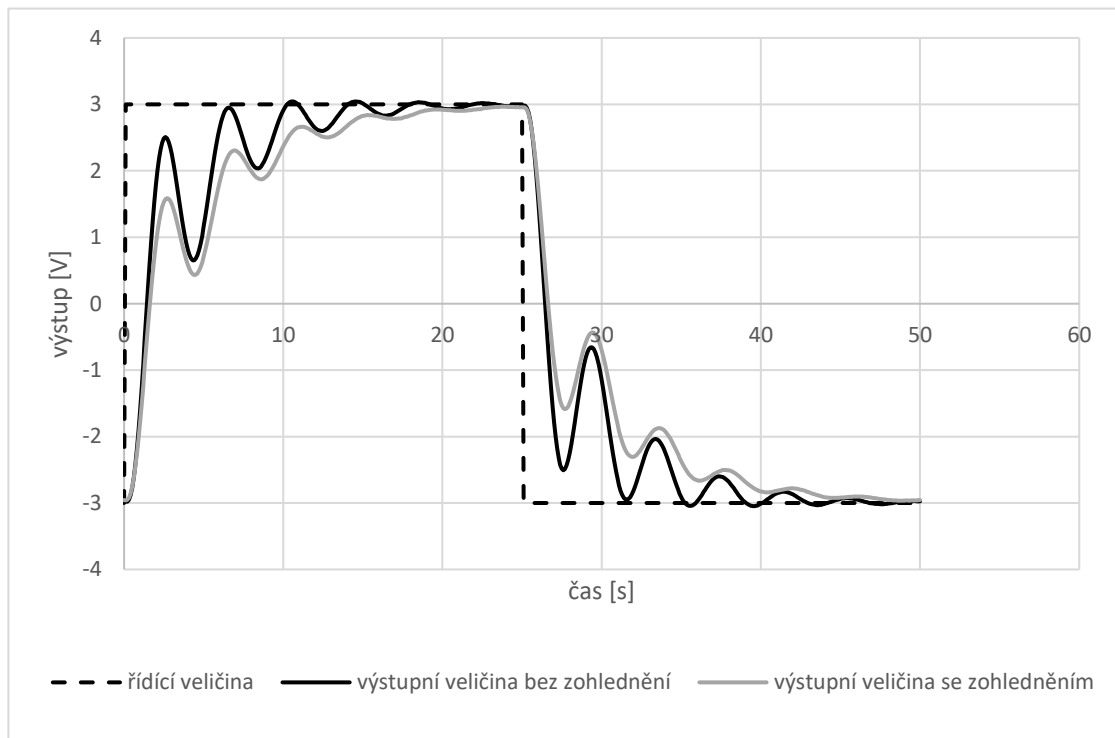
Tabulka 6.4 Tabulka parametrů PS-D regulátoru

Metoda nastavení	Z-N	modi. Z-N	BODE	Kvad. integ.	Opt. mod.
Maximální překmit [%]	0		29,88	91,09	61,75
Čas ustálení [s]	13,1			12	13,5

Na obrázku 6.5 můžeme pozorovat průběh regulace S-PD regulátoru s řídicí veličinou 3V a -3V. Pro nastavení regulátoru byly použity metody Ziegler-Nichols, modifikovaná metoda Ziegler-Nichols, experimentální nastavení podle Bodeho diagramu, metoda Kvadratického integrálního kritéria a metoda optimálního modulu.

Z vyobrazeného průběhu a tabulky 6.4 je patrné, že nejvyššího překmitu 91,09% dosáhl regulátor nastaven metodou Kvadratického integrálního kritéria. Oproti tomu nejnižšího překmitu 0% dosáhl regulátor nastaven metodou Ziegler-Nichols. Nejkratší dobu regulace 12s dosáhl regulátor nastaven metodou Kvadratického integrálního kritéria a nejdelší doby regulace 13,5s dosáhl regulátor nastaven metodou optimálního modulu. Modifikovaná metoda Ziegler-Nichols a experimentální nastavení podle Bodeho diagramu zde nemohou být porovnány, protože v daném čase nedosáhly ustálení.

6.2 Porovnání návrhových metod zohledňující dopravním zpožděním a bez zohlednění dopravního zpoždění pro polohový PSD regulátor



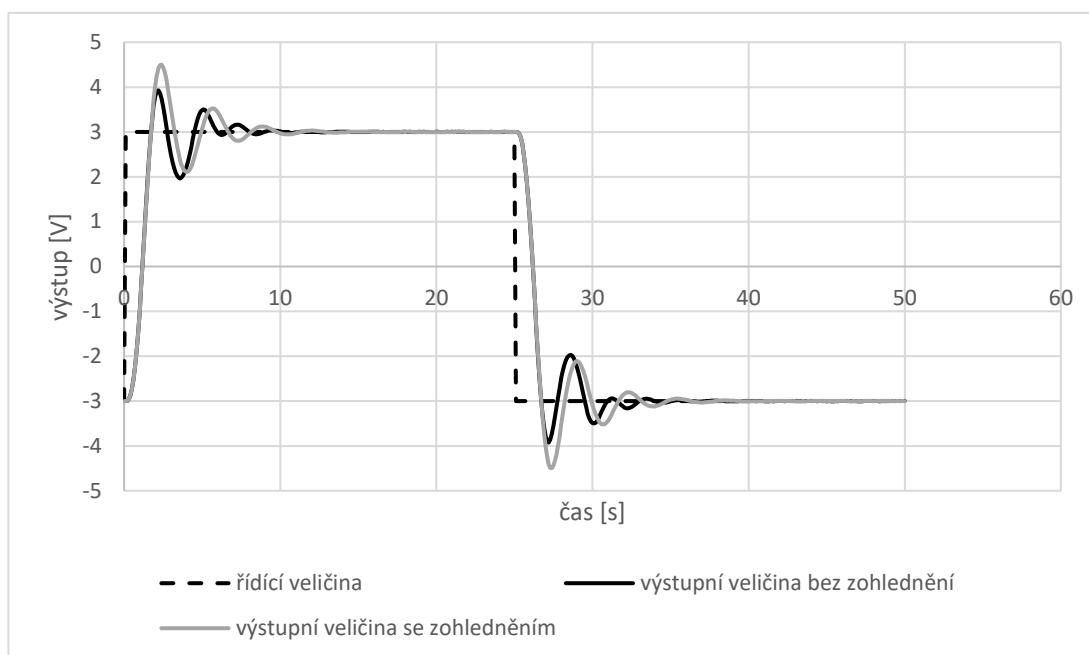
Obrázek 6.6 Porovnání návrhové metody Ziegler-Nichols zohledňující dopravní zpoždění a bez zohlednění dopravního zpoždění na polohovém PSD regulátoru

Tabulka 6.5 Tabulka parametrů polohovém PSD regulátoru nastaveného metodou Ziegler-Nichols zohledňující dopravní zpoždění a bez zohlednění dopravního zpoždění

Metoda nastavení Z-N	bez zohlednění	se zohledněním
Maximální překmit [%]	1,50	0
Čas ustálení [s]	17	18,5

Na obrázku 6.6 můžeme pozorovat průběh regulace polohového PSD regulátoru s řídicí veličinou 3V a -3V. Pro nastavení regulátoru byly použity metody Ziegler-Nichols bez zohlednění dopravního zpoždění vzniklého vzorkovací periodou regulátoru a se zohledněním dopravního zpoždění vzniklého vzorkovací periodou regulátoru.

Z vyobrazeného průběhu a tabulky 6.5 je patrné, že vyššího překmitu 1,50% dosáhl regulátor nastaven metodou Ziegler-Nichols bez zohlednění dopravního zpoždění. Kratší dobu regulace 17 s dosáhl regulátor nastaven metodou Ziegler-Nichols bez zohlednění dopravního zpoždění.



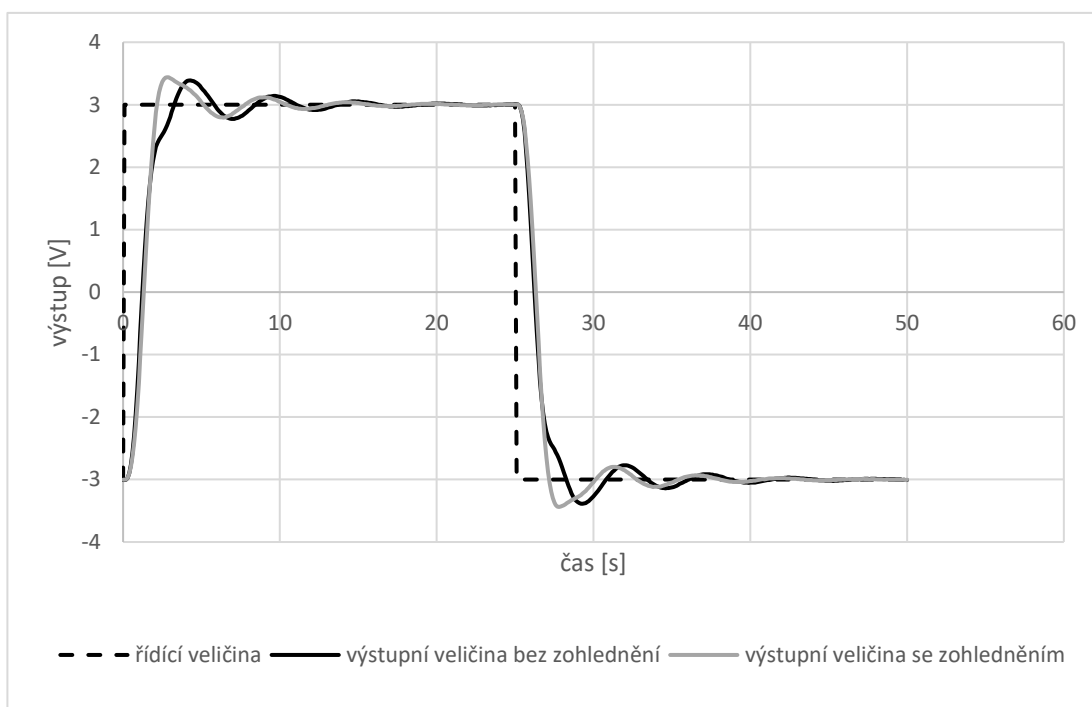
Obrázek 6.7 Porovnání návrhové metody experimentálního nastavení podle Bodeho diagramu zohledňující dopravní zpoždění a bez zohlednění dopravního zpoždění na polohovém PSD regulátoru

Tabulka 6.6 Tabulka parametrů polohového PSD regulátoru nastaveného metodou experimentálního nastavení podle Bodeho diagramu zohledňující dopravní zpoždění a bez zohlednění dopravního zpoždění

Metoda nastavení BODE	bez zohlednění	se zohledněním
Maximální překmit [%]	30,93	49,94
Čas ustálení [s]	7,5	8,9

Na obrázku 6.7 můžeme pozorovat průběh regulace polohového PSD regulátoru s řídicí veličinou 3V a - 3V. Pro nastavení regulátoru byly použity metody experimentálního nastavení podle Bodeho diagramu bez zohlednění dopravního zpoždění vzniklého vzorkovací periodou regulátoru a se zohledněním dopravního zpoždění vzniklého vzorkovací periodou regulátoru.

Z vyobrazeného průběhu a tabulky 6.6 je patrné, že vyššího překmitu 49,94% dosáhl regulátor nastaven metodou experimentálního nastavení podle Bodeho diagramu se zohledněním dopravního zpoždění. Kratší dobu regulace 7,5s dosáhl regulátor nastaven metodou experimentálního nastavení podle Bodeho diagramu bez zohlednění dopravního zpoždění.



Obrázek 6.8 Porovnání návrhové metody Kvadratického integrálního kritéria zohledňující dopravní zpoždění a bez zohlednění dopravního zpoždění na polohovém PSD regulátoru

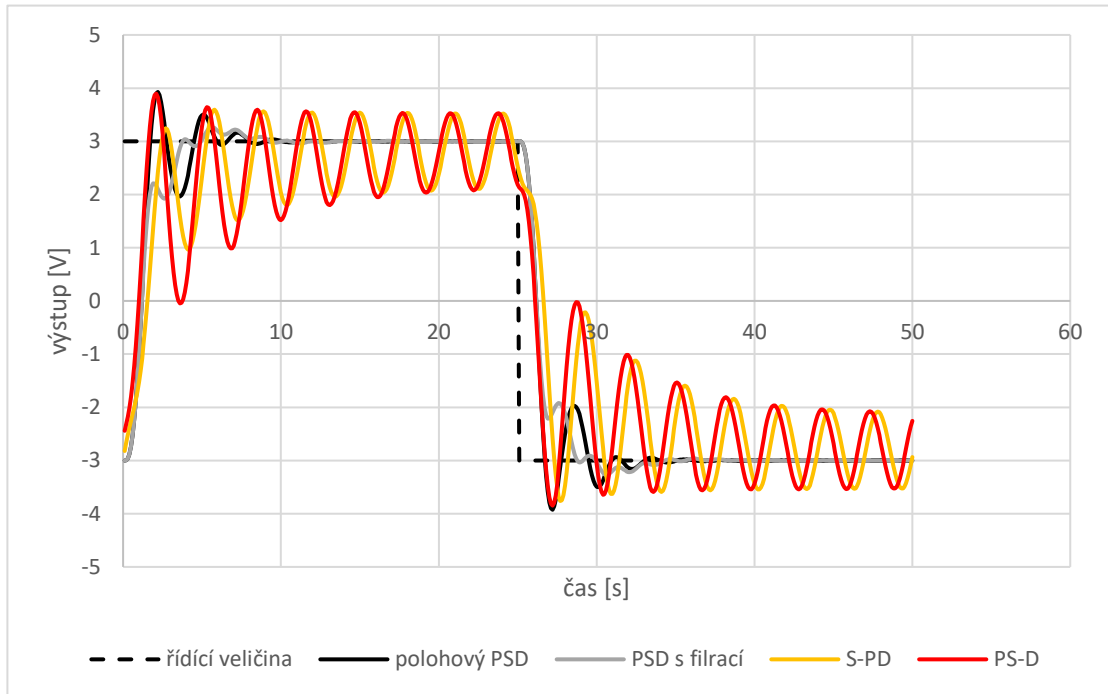
Tabulka 6.7 Tabulka parametrů polohového PSD regulátoru nastaveného metodou Kvadratického integrálního kritéria zohledňující dopravní zpoždění a bez zohlednění dopravního zpoždění

Metoda nastavení Kvad. integ.	bez kompenzace	s kompenzací
Maximální překmit [%]	12,96	14,65
Čas ustálení [s]	10	7,1

Na obrázku 6.8 můžeme pozorovat průběh regulace polohového PSD regulátoru s řídicí veličinou 3V a -3V. Pro nastavení regulátoru byly použity metody Kvadratického integrálního kritéria bez zohlednění dopravního zpoždění vzniklého vzorkovací periodou regulátoru a se zohledněním dopravního zpoždění vzniklého vzorkovací periodou regulátoru.

Z vyobrazeného průběhu a tabulky 6.7 je patrné, že vyššího překmitu 14,65% dosáhl regulátor nastaven metodou Kvadratického integrálního kritéria bez zohlednění dopravního zpoždění. Kratší dobu regulace 7,1s dosáhl regulátor nastaven metodou Kvadratického integrálního kritéria s kompenzací dopravního zpoždění.

6.3 Porovnání typů regulátorů pro návrhové metody Kvadratického integrálního kritéria, optimálního modulu a experimentální nastavení podle Bodeho diagramu



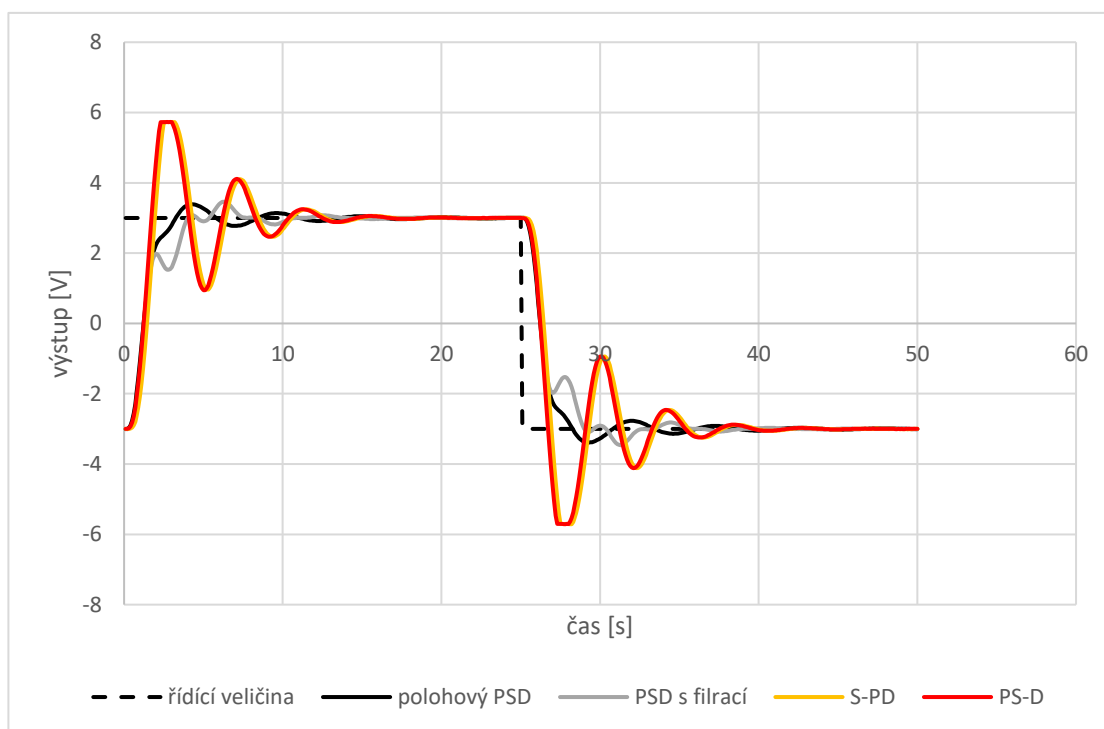
Obrázek 6.9 Porovnání regulátorů polohového PSD, PSD s filtrací derivační složky, S-PD a PS-D nastavených metodou experimentálního nastavení podle Bodeho diagramu

Tabulka 6.8 Tabulka parametrů regulátorů polohového PSD, PSD s filtrací derivační složky, S-PD a PS-D nastavených metodou experimentálního nastavení podle Bodeho diagramu

Metoda nastavení	Polohový PSD	PSD s filtrací	S-PD	PS-D
Maximální překmit [%]	30,93	9,05	19,85	29,88
Čas ustálení [s]	7,5	7,6		

Na obrázku 6.9 můžeme pozorovat průběh regulace polohového PSD regulátoru, PSD regulátoru s filtrací derivační složky, S-PD regulátoru a PS-D regulátoru s řídicí veličinou 3V a -3V. Pro nastavení regulátorů byla použita metoda experimentálního nastavení podle Bodeho diagramu.

Z vyobrazeného průběhu a tabulky 6.8 je patrné, že nejvyššího překmitu 30,93% dosáhl polohový PSD regulátor. Oproti tomu nejnižšího překmitu 9,05% dosáhl PSD regulátor s filtrací derivační složky. Nejkratší dobu regulace 7,5s dosáhl polohový PSD regulátor a nejdelší doby regulace 7,6s dosáhl PSD regulátor s filtrací derivační složky. Regulátory S-PD a PS-D v daném čase nedosáhly ustálení.



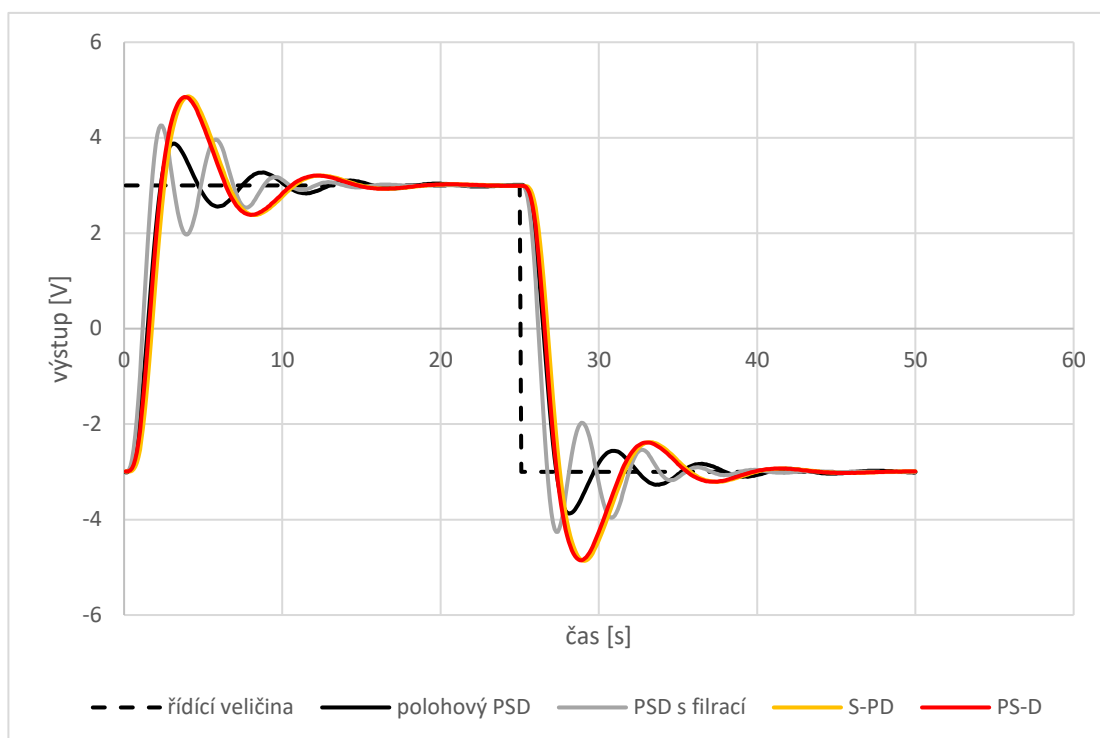
Obrázek 6.10 Porovnání regulátorů polohového PSD, PSD s filtrací derivační složky, S-PD a PS-D nastavených metodou Kvadratického integrálního kritéria

Tabulka 6.9 Tabulka parametrů regulátorů polohového PSD, PSD s filtrací derivační složky, S-PD a PS-D nastavených metodou Kvadratického integrálního kritéria

Metoda nastavení	Polohový PSD	PSD s filtrací	S-PD	PS-D
Maximální překmit [%]	12,96	17,51	91,07	91,04
Čas ustálení [s]	10	10,9	14,3	14,1

Na obrázku 6.10 můžeme pozorovat průběh regulace polohového PSD regulátoru, PSD regulátoru s filtrací derivační složky, S-PD regulátoru a PS-D regulátoru s řídicí veličinou 3V a - 3V. Pro nastavení regulátorů byla použita metoda Kvadratického integrálního kritéria.

Z vyobrazeného průběhu a tabulky 6.9 je patrné, že nejvyššího překmitu 91,07% dosáhl S-PD regulátor. Oproti tomu nejnižšího překmitu 12,96% dosáhl polohový PSD regulátor. Nejkratší dobu regulace 10s dosáhl polohový PSD regulátor a nejdelší doby regulace 14,3s dosáhl S-PD regulátor.



Obrázek 6.11 Porovnání regulátorů polohového PSD, PSD s filtrací derivační složky, S-PD a PS-D nastavených metodou optimálního modulu

Tabulka 6.10 Tabulka parametrů regulátorů polohového PSD, PSD s filtrací derivační složky, S-PD a PS-D nastavených metodou optimálního modulu

Metoda nastavení	Polohový PSD	PSD s filtrací	S-PD	PS-D
Maximální překmit [%]	29,25	41,88	62,18	61,75
Čas ustálení [s]	12,1	10	13,7	13,5

Na obrázku 6.11 můžeme pozorovat průběh regulace polohového PSD regulátoru, PSD regulátoru s filtrací derivační složky, S-PD regulátoru a PS-D regulátoru s řídicí veličinou 3V a - 3V. Pro nastavení regulátorů byla použita metoda optimálního modulu.

Z vyobrazeného průběhu a tabulky 6.10 je patrné, že nejvyššího překmitu 62,18% dosáhl S-PD regulátor. Oproti tomu nejnižšího překmitu 29,25% dosáhl polohový PSD regulátor. Nejkratší dobu regulace 10s dosáhl PSD regulátor s filtrací derivační složky a nejdelší doby regulace 13,7s dosáhl S-PD regulátor.

7. ZÁVĚR

V této práci bylo zkoumáno několik druhů PSD regulátorů, které byly nastaveny různými návrhovými metodami. Testovanými PSD regulátory byly polohový PSD regulátor, PSD regulátor s filtrací diferenční složky a Beta PSD regulátor, který byl v nastavení S-PD regulátoru a PS-D regulátoru. Pro nastavení regulátorů byly použity metody: Ziegler-Nichols, Kvadratického integrálního kritéria, experimentální nastavení pomocí rozložení pólů a nul v Bodeho diagramu za pomoci programu Matlab a metoda optimálního modulu.

Pro nastavení regulátorů pomocí návrhových metod byla použita přechodová funkce regulované soustavy, která byla zjištěna pomocí identifikace v programu Matlab/Ident. Identifikovaná soustava obsahovala komplexně sdružený pól a setrvačnost.

Data pro metodu Ziegler-Nichols byla zjištěna pomocí funkce margin, která je obsažena v Matlabu a dále ověřena analytickou metodou. Hodnoty pro nastavení metodou Kvadratického integrálního kritéria byly zjištěny za pomoci mnou vytvořeného programu v Matlabu a ověřeny analytickým výpočtem integrálního kvadratického kritéria za pomoci Nekolného doplňku Routh-Schurova algoritmu. Hodnoty pro nastavení metodou optimálního modulu byly vypočteny analyticky.

Testování probíhalo na soustavě v laboratoři, kde byl regulátorem programovatelný automat B&R, jenž byl naprogramován v programu Matlab/Simulink a skrze automation studio byl přenesen do programovatelného automatu. Regulátory obsahovaly omezení integrační složky a omezení výstupu ± 10 V.

V práci byly porovnány návrhové metody vzhledem k jednotlivým regulátorům, návrhové metody se zohledněním dopravního zpoždění a bez zohlednění dopravního zpoždění vzhledem k polohovému PSD regulátoru a regulátory vzhledem k jednotlivým návrhovým metodám.

V části porovnávání návrhových metod vzhledem k jednotlivým regulátorům byly porovnány všechny metody bez zohlednění dopravního zpoždění. Pro polohový PSD regulátor dosáhla nejlepších parametrů kvality regulace metoda experimentálního rozložení pólů a nul. Nejlepších parametrů kvality regulace pro PSD regulátor s filtrací diferenční složky dosáhla metoda experimentálního rozložení pólů a nul. Nejlepších parametrů kvality regulace pro S-PD a PS-D regulátor dosáhla metoda Kvadratického integrálního kritéria.

Při porovnávání návrhových metod se zohledněním dopravního zpoždění a bez zohlednění dopravního zpoždění vzhledem k polohovému PSD regulátoru zde není obsažena metoda optimálního modulu, z důvodu nemožnosti zohlednit v této metodě dopravní zpoždění. Jako dopravní zpoždění je zde brána perioda vzorkování regulátoru. Zhoršení parametrů kvality regulace se při zohlednění dopravního zpoždění projevilo u metody Ziegler-Nichols a u metody experimentálního rozložení pólů a nul. Naopak u metody Kvadratického integrálního kritéria, kde bylo zohledněno dopravní zpoždění se

parametry kvality regulace zlepšily.

Regulátory se dvěma stupni volnosti S-PD a PS-D nepodávaly výsledky dle očekávání. Bylo to pravděpodobně tím že se přes mnoho pokusů nepodařilo nalézt vhodné nastavení časové konstanty omezení přebuzení sumační složky. Potvrdilo se, že správně nastavit časovou konstantu omezení přebuzení sumační složky je obtížné. Nejlepší poměr kvality regulace dosáhl polohový PSD regulátor, který byl nastaven metodou Kvadratického integrálního kritéria zohledňující dopravní zpoždění způsobené periodou vzorkování. Jako jeden z nejuniverzálnějších regulátorů se jeví PSD regulátor s filtrací derivační složky, který dosahoval velmi dobrých parametrů regulace pro téměř všechny návrhové metody.

Ve vizualizaci je možné přepínat mezi jednotlivými typy regulátorů, nastavovat je a sledovat časový průběh jejich akční a výstupní veličiny.

LITERATURA

- [1] PIVOŇKA, P.: Číslicová řídicí technika, Skriptum VUT v Brně, Brno 2012.
- [2] ZIEGLER, J. G. – NICHOLS, N. B.: Optimum Settings for Automatic Controllers. In Proceedings of ASME, 1942, pp. 759–765.
- [3] ASTRÖM, K. J. – WITTENMARK, B.: Computer-Controlled Systems. Prentice-Hall Inc, London, 1997.
- [4] VAVŘÍN, P., BLAHA, P.: Řízení a regulace 1, Skriptum VUT v Brně.
- [5] VAVŘÍN, P., VÁCLAVEK, P., ŠOLC, F.: Řízení a regulace 2, Skriptum VUT v Brně.
- [6] PELIKÁN, R. Porovnávací studie diskrétních PSD regulátorů. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 73 s., příloh. Vedoucím bakalářské práce prof. Ing. Petr Pivoňka, CSc.

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratky:

FEKT	Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
VUT	Vysoké učení technické v Brně
Z-N	Ziegler-Nichols
modi. Z-N	modifikovaný Ziegler-Nichols
BODE	experimentální nastavení pomocí rozložení pólů a nul v Bodeho diagramu za pomoci programu Matlab
Kvad. integ.	Kvadratické integrální kritérium
Opt. mod.	Optimálního modulu

Symboly:

U	napětí	(V)
I	proud	(A)
K	zesílení regulátoru	[-]
T	vzorkovací perioda	[s]
k	diskrétní krok	[-]
T_I	integrační konstanta regulátoru	[-]
T_D	derivační konstanta regulátoru	[-]
$e(k)$	regulační odchylka diskrétní	[V]
$u(k)$	akční zásah diskrétní	[V]
$u(t)$	akční zásah spojitý	[V]
$F_R(s)$	přenos regulátoru	[-]
$F_S(s)$	přenos regulovaného systému	[-]
$w(t)$	řídící veličina	[V]
$y(t)$	výstupní veličina	[V]
$v(t)$	výstupní veličina ovlivněná zpětnou vazbou	[V]
$e(t)$	regulační odchylka spojitá	[V]
$x(t)$	akční zásah	[V]
$u(t)$	porucha	[V]

SEZNAM PŘÍLOH

PŘÍLOHA A - ZDROJOVÝ KÓD PROGRAMU	65
---	----

Příloha A - Zdrojový kód programu

A.1 Vizualizace B&R a Matlab/Simulink

A.2 Výpočet Kvadratického integrálního kritéria Matlab

Přílohy jsou uloženy na přiloženém CD