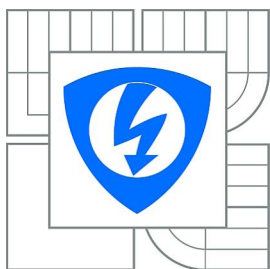


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

VÝKONNOST, ROBUSTNOST A IMPLEMENTACE REGULÁTORŮ PRO PRŮMYSL OVÉ ŘÍZENÍ

PERFORMANCE, ROBUSTNESS AND IMPLEMENTATION OF CONTROLLERS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. LUDĚK BUCHTA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. PETR PIVOŇKA, CSc.

BRNO 2012



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav automatizace a měřicí techniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Kybernetika, automatizace a měření

Student: Bc. Luděk Buchta
Ročník: 2

ID: 109635
Akademický rok: 2011/12

NÁZEV TÉMATU:

Výkonnost, robustnost a implementace regulátorů pro průmyslové řízení

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Vaším úkolem je porovnat a zhodnotit regulační algoritmy, vhodné pro řízení SISO průmyslových zařízení. Porovnání provedte z pohledu výkonnosti, robustnosti a požadavků nutných pro jejich praktické nasazení (antiwindup, přepínání regulačních algoritmů, postup nastavení regulátorů). Zaměřte se na porovnání klasických struktur PID regulátorů a jejich variant s regulátory získanými syntézou H nekonečno.

Praktické ověření regulátorů provedte na vhodně vybraných fyzikálních modelech v laboratoři E541. K tomu si vytvoříte, z průmyslového PC firmy B&R a dalších dodaných SW a HW komponent řídicí systém, který začleníte do vybavení laboratoře. Dále vytvoříte aplikaci, která pomocí dotykové obrazovky umožní plnou obsluhu implementovaných regulátorů a vizualizaci základních veličin v regulačním obvodu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Skogestad, S., Postlethwaite, I.: Multivariable feedback control, Analysis and Design, John Wiley and Sons Ltd, 2000, ISBN 0 471 94277 4
- [2] Ogata, K: Modern control engineering, fourth edition. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, 1997. ISBN 0-13-314899-8
- [3] Astrom K. J., Wittenmark B: Computer-controlled systems, theory and design. New Jersey: Prentice Hall, 1997. ISBN 0-13-314899-8

Termín zadání: 6.2.2012

Termín odevzdání: 21.5.2012

Vedoucí práce: prof. Ing. Petr Pivoňka, CSc.

Konzultanti diplomové práce: Ing. Martin Dvořáček

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.

předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové 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

Tato diplomová práce se zabývá problematikou moderního postupu při návrhu regulačních algoritmů vhodných pro řízení SISO průmyslových zařízení. Popsána je metodika návrhu regulátorů pomocí smíšené citlivostní funkce. Tato metoda spočívá v tvarování frekvenčních charakteristik citlivostní funkce a komplementární citlivostní funkce pomocí váhových funkcí. Navržené H_∞ regulátory jsou srovnány s klasickou strukturou PID regulátoru s filtrací derivační složky. Navržené regulátory jsou srovnány z pohledu robustnosti, výkonnosti, složitosti návrhu a požadavků nutných k jejich praktickému nasazení (anti-windup, beznárazové přepínání). Robustnost regulátorů je zhodnocena na základě zásoby stability v modulu. Parametry modelu jsou získány metodou nejmenších čtverců.

Navržený řídicí systém je složen z Průmyslového PC a Automation Panelu od firmy B&R, decentralizovaného systému vstupů a výstupů a reálné soustavy. Vizualizace pro řídicí pracoviště byla vytvořena v Automation Studiu. Tato vizualizace slouží k přehlednému podávání informací z řízeného procesu.

Klíčová slova

H_∞ regulátor, PID regulátor, H_∞ mixed sensitivity design, metoda nejmenších čtverců, citlivostní funkce, anti-windup, zásoba stability v modulu,

Abstract

This master's thesis deals with the design of modern process control algorithms suitable for SISO industrial control equipments. In this thesis the analysis of the controller design methodology using Mixed-sensitivity function is described. This method consists in shaping frequency characteristics of the sensitivity function and complementary sensitivity function using the weighting functions. The proposed H_∞ controllers are compared with the classical structure of a discrete PID controller with filtered derivative part. The proposed controllers are compared in terms of robustness, performance, complexity of the design and requirements necessary for their practical application (anti-windup, smooth switchover). Robustness of the controller is evaluated on the basis of modulus stability margin. Estimation of model's parameters is solved least-square method.

The proposed control system consists of an industrial PC and Automation Panel from the company B&R, decentralized system I/O and the real plant. Visualization for control workplace was created in the program Automation studio. This visualization is used to the easy transfer of information from a controlled process.

Keywords

H_∞ controller, PID controller, H_∞ mixed sensitivity design, Least-squares method, sensitivity function, anti-windup, modulus stability margin

Bibliografická citace:

BUCHTA, L. *Výkonnost, robustnost a implementace regulátorů pro průmyslové řízení*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012. 90s. Vedoucí diplomové práce byl prof. Ing. Petr Pivoňka, CSc.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Výkonnost, robustnost a implementace regulátorů pro průmyslové řízení jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové 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 diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové 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: **21. května 2012**

.....

podpis autora

Poděkování

Děkuji konzultantovi diplomové práce Ing. Martinu Dvořáčkovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

Děkuji vedoucímu diplomové práce Prof. Ing. Petru Pivoňkovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne: **21. května 2012**

.....
podpis autora

Obsah

Úvod	12
1 H_∞ řízení	13
1.1 Úvod do robustního řízení	13
1.2 Citlivostní a komplementární citlivostní funkce	13
1.3 Lineární zlomková transformace	15
1.4 H_∞ syntéza pomocí smíšené citlivostní funkce	16
1.5 H_∞ norma	17
1.6 Optimální H_∞ řízení	18
1.7 Sub-optimální H_∞ řízení	18
1.7.1 Algoritmus k hledání minimální hodnoty γ	19
2 Diskrétní PSD regulátor	20
2.1 Beznárazové přepínání	22
3 Identifikace	23
3.1 Operátor posunutí	24
3.2 ARX model	24
3.3 Metoda nejmenších čtverců	26
3.4 Metoda pomocných proměnných	27
3.4.1 Metoda se zpožděnými pozorováními	28
3.4.2 Metoda s dodatečným modelem	28
4 Zásoba stability v modulu	30
4.1 Zásoba stability v modulu - citlivostní funkce	31
5 Integrální kritéria	32
5.1 Kvadratické integrální kritérium	32
5.2 ITAE kritérium	32
6 Řídicí systém	33
6.1 Charakteristika IPC od firmy B&R	33
6.2 Automation Panel	34
6.3 Reálná soustava třetího řádu	35
6.4 Moduly vstupů a výstupů	35
6.5 Automation Runtime AR010	36
6.6 Postup instalace AR010	36
7 Identifikace reálného systému	38
7.1 Porovnání identifikačních algoritmů	38
8 Návrh regulátorů	43
8.1 Postup při návrhu a implementaci řídicího algoritmu	43
8.2 Postup při návrhu H_∞ regulátoru	44
8.2.1 H_∞ regulátor s integrační složkou	45
8.2.2 Metody snížení řádu H_∞ regulátoru	45

8.3	Praktické nasazení H_∞ regulátoru.....	46
8.3.1	Anti-windup u H_∞ regulátoru.....	46
8.3.2	Realizace beznárazového přepínání.....	46
9	Ověření chování navržených regulátorů.....	48
9.1	Nastavení váhových funkcí.....	48
9.1.1	Váhové funkce citlivostní funkce	49
9.1.2	Váhové funkce akčního zásahu.....	49
9.1.3	Váhové funkce komplementární citlivostní funkce	49
9.2	Návrh regulátorů na reálnou soustavu $F_{S1}(s)$	50
9.2.1	Návrh regulátoru pomocí vah na S a KS.....	50
9.2.2	Návrh regulátoru pomocí vah na S a T	51
9.2.3	Návrh regulátoru pomocí vah na S, KS a T.....	52
9.2.4	Srovnání přechodových dějů navržených H_∞ regulátorů na reálnou soustavu $F_{S1}(s)$	53
9.2.5	Návrh diskrétního PSD regulátoru.....	55
9.3	Návrh regulátorů na reálnou soustavu $F_{S2}(s)$	56
9.3.1	Návrh regulátoru pomocí vah na S a KS.....	56
9.3.2	Návrh regulátoru pomocí vah na S a T	57
9.3.3	Návrh regulátoru pomocí vah na S, KS a T.....	58
9.3.4	Srovnání přechodových dějů navržených H_∞ regulátorů na reálnou soustavu $F_{S2}(s)$	58
9.3.5	Návrh diskrétního PSD regulátoru.....	60
9.4	Návrh regulátorů na reálnou soustavu $F_{S3}(s)$	61
9.4.1	Návrh regulátoru pomocí vah na S a KS.....	61
9.4.2	Návrh regulátoru pomocí vah na S a T	62
9.4.3	Návrh regulátoru pomocí vah na S, KS a T.....	63
9.4.4	Srovnání přechodových dějů navržených H_∞ regulátorů na reálnou soustavu $F_{S3}(s)$	64
9.4.5	Návrh diskrétního PSD regulátoru.....	65
9.5	Vliv změny globální časové konstanty.....	66
9.6	Vyhodnocení beznárazového přepínání	74
10	Zhodnocení výsledků.....	77
11	Vizualizace.....	82
12	Uživatelské rozhraní PRO návrh H_∞ regulátorů.....	84
12.1	Návrh grafického uživatelského rozhraní	84
12.2	Popis vytvořeného GUI pro návrh H_∞ regulátorů	84
	Závěr.....	87

Seznam obrázků

Obr. 1 Regulační obvod s jedním stupněm volnosti	13
Obr. 2 Obecná struktura regulačního obvodu bez modelu nejistoty	15
Obr. 3 Regulační zpětnovazební obvod s váhovými funkcemi	16
Obr. 4 Diskrétní ekvivalent spojitého PID regulátoru	22
Obr. 5 Blokové schéma principu identifikace	24
Obr. 6 ARX model	25
Obr. 7 Zásoba stability v modulu	30
Obr. 8 Grafické znázornění zásoby stability v modulu	31
Obr. 9 Pracoviště v laboratoři E541	33
Obr. 10 Průmyslové PC 5PC810.SX02-00 od firmy B&R [23]	34
Obr. 11 Automation Panel AP920.1906-01 od firmy B&R [22]	34
Obr. 12 Model soustavy třetího řádu	35
Obr. 13 Moduly vstupů/výstupů	36
Obr. 14 Porovnání výstupu reálné soustavy $F_{S1}(s)$ a výstupu modelů identifikovaných metodou MNC, MNCsZP a MNCsDM	39
Obr. 15 Porovnání výstupu reálné soustavy $F_{S2}(s)$ a výstupu modelů identifikovaných metodou MNC, MNCsZP a MNCsDM	40
Obr. 16 Porovnání výstupu reálné soustavy $F_{S3}(s)$ a výstupu modelů identifikovaných metodou MNC, MNCsZP a MNCsDM	41
Obr. 17 Anti-windup u H_∞ regulátoru	46
Obr. 18 Nastavení váhových funkcí W_1 a W_2 pro návrh H_∞ regulátoru na reálnou soustavu $F_{S1}(s)$	50
Obr. 19 Nastavení váhových funkcí W_1 a W_3 pro návrh H_∞ regulátoru na reálnou soustavu $F_{S1}(s)$	51
Obr. 20 Nastavení váhových funkcí W_1 , W_2 a W_3 pro návrh H_∞ regulátoru na reálnou soustavu $F_{S1}(s)$	52
Obr. 21 Srovnání přechodových dějů navržených H_∞ regulátorů na soustavu $F_{S1}(s)$	54
Obr. 22 Srovnání frekvenčních charakteristik navržených regulátorů na soustavu $F_{S1}(s)$	54
Obr. 23 Průběh přechodového děje navrženého PSD regulátoru na soustavu $F_{S1}(s)$	55
Obr. 24 Nastavení váhových funkcí W_1 a W_2 pro návrh H_∞ regulátoru na reálnou soustavu $F_{S2}(s)$	56
Obr. 25 Nastavení váhových funkcí W_1 a W_3 pro návrh H_∞ regulátoru na reálnou soustavu $F_{S2}(s)$	57
Obr. 26 Nastavení váhových funkcí W_1 , W_2 a W_3 pro návrh H_∞ regulátoru na reálnou soustavu $F_{S2}(s)$	58
Obr. 27 Srovnání frekvenčních charakteristik navržených regulátorů na soustavu $F_{S2}(s)$	59

Obr. 28 Srovnání frekvenčních charakteristik navržených regulátorů na soustavu $F_{S2}(s)$	60
Obr. 29 Průběh přechodového děje navrženého PSD regulátoru na reálnou soustavu $F_{S2}(s)$	60
Obr. 30 Nastavení váhových funkcí W_1 a W_2 pro návrh H_∞ regulátoru na reálnou soustavu $F_{S3}(s)$	62
Obr. 31 Nastavení váhových funkcí W_1 a W_3 pro návrh H_∞ regulátoru na reálnou soustavu $F_{S3}(s)$	62
Obr. 32 Nastavení váhových funkcí W_1 , W_2 a W_3 pro návrh H_∞ regulátoru na reálnou soustavu $F_{S3}(s)$	63
Obr. 33 Srovnání přechodových dějů navržených H_∞ regulátorů na reálnou soustavu $F_{S3}(s)$	64
Obr. 34 Srovnání frekvenčních charakteristik navržených regulátorů na soustavu $F_{S3}(s)$	65
Obr. 35 Průběh přechodového děje navrženého PSD regulátoru na reálnou soustavu $F_{S3}(s)$	65
Obr. 36 Grafické zobrazení průběhů regulačních dějů pro reálnou soustavu $F_{S1ZNS}(s)$	67
Obr. 37 Výsledky kvadratického kritéria pro reálnou soustavu $F_{S1}(s)$ a $F_{S1ZNS}(s)$	68
Obr. 38 Výsledky ITAE kritéria pro reálnou soustavu $F_{S1}(s)$ a $F_{S1ZNS}(s)$	68
Obr. 39 Grafické zobrazení průběhů regulačních dějů pro reálnou soustavu $F_{S2ZNS}(s)$	69
Obr. 40 Výsledky kvadratického kritéria pro reálnou soustavu $F_{S2}(s)$ a $F_{S2ZNS}(s)$	70
Obr. 41 Výsledky ITAE kritéria pro reálnou soustavu $F_{S2}(s)$ a $F_{S2ZNS}(s)$	70
Obr. 42 Grafické zobrazení průběhů regulačních dějů pro reálnou soustavu $F_{S3ZNS}(s)$	71
Obr. 43 Výsledky kvadratického kritéria pro reálnou soustavu $F_{S3}(s)$ a $F_{S3ZNS}(s)$	72
Obr. 44 Výsledky ITAE kritéria pro reálnou soustavu $F_{S3}(s)$ a $F_{S3ZNS}(s)$	72
Obr. 45 Beznárazové přepínání mezi PSD a SKST regulátorem ($F_{S1}(s)$)	74
Obr. 46 Beznárazové přepínání mezi PSD, SKST a PSD regulátorem ($F_{S3}(s)$)	75
Obr. 47 Beznárazové přepínání mezi SKS, manuálním řízením a SKST regulátorem ($F_{S3}(s)$)	76
Obr. 48 Grafické znázornění průběhu regulačního děje pro soustavu $F_{S1}(s)$	77
Obr. 49 Grafické znázornění průběhu regulačního děje pro soustavu $F_{S2}(s)$	78
Obr. 50 Grafické znázornění průběhu regulačního děje pro soustavu $F_{S3}(s)$	80
Obr. 51 Struktura PDS regulátoru	82
Obr. 52 Vizualizace řízeného procesu	83
Obr. 53 Volba vah a načtení přenosu soustavy	85
Obr. 54 Uživatelské rozhraní pro návrh H_∞ regulátorů	85
Obr. 55 Panel návrhu regulátoru	86

ÚVOD

Smyslem robustního řízení je navrhnout pevný regulátor tak, aby v určitých mezích vyhověl stanoveným požadavkům i při změnách parametrů soustavy. Budeme se zde zabývat problematikou moderního postupu při návrhu regulačních algoritmů vhodných pro řízení SISO průmyslových zařízení.

Diplomová práce byla zaměřena na metodiku návrhu regulátorů H_∞ syntézou pomocí smíšené citlivostní funkce. Tato metoda spočívá v tvarování frekvenčních charakteristik pomocí váhových funkcí. Při návrhu je tvarována citlivostní, komplementární citlivostní funkce a váhová funkce akčního zásahu tak, aby bylo dosaženo požadovaného přechodného děje a potlačení poruch.

Navržené H_∞ regulátory budou porovnány s klasickou strukturou diskrétního PID regulátoru s filtrací derivační složky. Konstanty diskrétního ekvivalentu PID regulátoru budou navrženy klasickou metodou Zigler-Nicholsona. Navržené regulátory budou srovnány z pohledu robustnosti, výkonnosti, složitosti návrhu a požadavků nutných k jejich praktickému nasazení. Robustnost regulátorů bude posouzena na základě zásoby stability v modulu. Při návrhu regulačních algoritmů bude věnována pozornost ošetření problematiky windup a realizaci beznárazového přepínání mezi regulačními algoritmy.

Předtím, než je možné regulátor navrhnout, musí být provedena identifikace systému, v tomto případě systém představuje reálný model soustavy třetího řádu. Hlavním cílem identifikace je zajistit, aby se chování modelu co nejvíce blížilo chování reálného systému. K získání matematického modelu bude využito metody nejmenších čtverců, metody pomocných proměnných se zpožděným pozorováním a metody s dodatečným modelem.

Dalším bodem této práce je návrh řídicího systému, který bude začleněn do vybavení laboratoře E541. Řídicí systém bude složen z průmyslového PC a Automation Panelu od firmy B&R, decentralizovaného systému vstupů a výstupů a fyzikálního modelu soustavy třetího řádu. Na průmyslové PC bude nainstalován B&R Automation Runtime AR010, který umožnil souběžný chod operačního systému reálného času a Windows XP. Pro přehledné předávání informací z řízeného procesu bude vytvořena vizualizace, která prostřednictvím dotykové obrazovky též umožní jeho plnou a pohodlnou obsluhu.

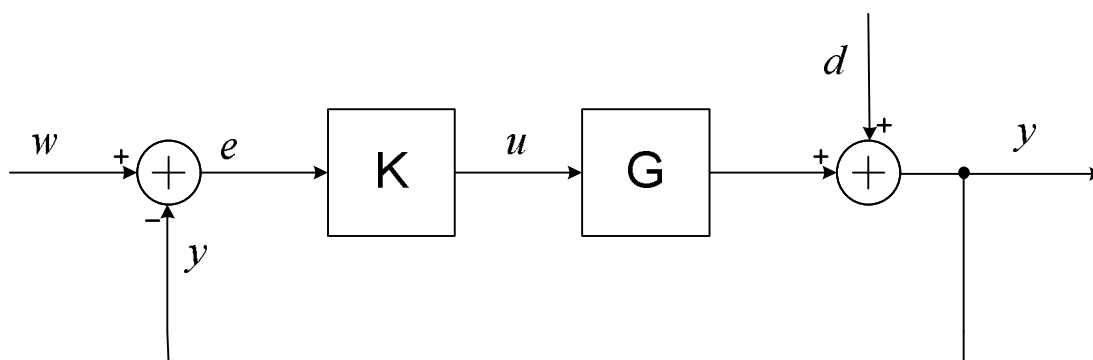
1 H_∞ ŘÍZENÍ

1.1 Úvod do robustního řízení

Robustní řízení se zabývá možností zahrnout do návrhu regulátoru nejistoty a zlepšit tak vlastnosti teoreticky vypočteného regulátoru na reálné soustavě. Na rozdíl od adaptivního řízení, které přizpůsobuje regulátor při změnách parametrů soustavy, je robustní řízení zaměřeno na návrh pevného regulátoru, který v určitých mezích vyhoví stanoveným požadavkům i při změnách parametrů soustavy. Jednou z moderních metod návrhu robustního regulátoru je H_∞ mixed sensitivity design. Tato teorie byla navržena autory D. McFarlanem a K. Gloverem. Metoda návrhu spočívá v tvarování frekvenčních charakteristik pomocí váhových funkcí. Při návrhu je tvarována citlivostní, komplementární citlivostní funkce a váhová funkce akčního zásahu tak, aby bylo dosaženo požadovaného přechodného děje a potlačení poruch [1, 2].

1.2 Citlivostní a komplementární citlivostní funkce

Vlastnosti uzavřeného systému lze odvodit z přenosu jednotlivých veličin v regulačním obvodu. Na Obr. 1 je regulační obvod s jedním stupněm volnosti, kde do regulačního obvodu vstupuje: w - referenční vstup žádané hodnoty, d - porucha vstupující do procesu (šum). Vstupem do regulátoru K je regulační odchylka e , která je dána rozdílem žádané a skutečné hodnoty $e = w - y$. Výstupem z regulátoru je vypočtený akční zásah, který vstupuje do soustavy G [1].



Obr. 1 Regulační obvod s jedním stupněm volnosti

Za modelem soustavy vstupují do procesu poruchy, které mají vliv na skutečný výstup systému:

$$y = Gu + d \quad (1.1)$$

Akční zásah je dán:

$$u = K(w - y) \quad (1.2)$$

Po dosazení za akční zásah můžeme psát skutečný výstup následovně:

$$y = GK(w - y) + d \quad (1.3)$$

Vyjádřením y dostaneme:

$$y = GK(w - y) + d \quad (1.4)$$

$$(I + GK)y = GKw + d \quad (1.5)$$

A pro uzavřený obvod platí:

$$y = (I + GK)^{-1} GKw + (I + GK)^{-1} d \quad (1.6)$$

Zavedeme substituci:

$$L = GK \quad \text{přenos otevřené smyčky} \quad (1.7)$$

$$S = (I + GK)^{-1} = (I + L)^{-1} \quad \text{citlivostní funkce} \quad (1.8)$$

$$T = (I + GK)^{-1} GK = (I + L)^{-1} L \quad \text{komplementární citlivostní funkce} \quad (1.9)$$

Pro nulovou ustálenou odchylku platí $e = w - y = 0$, rozšířený zápis:

$$e = w - y = (I - T)w - Sd = Sw - Sd = 0 \quad (1.10)$$

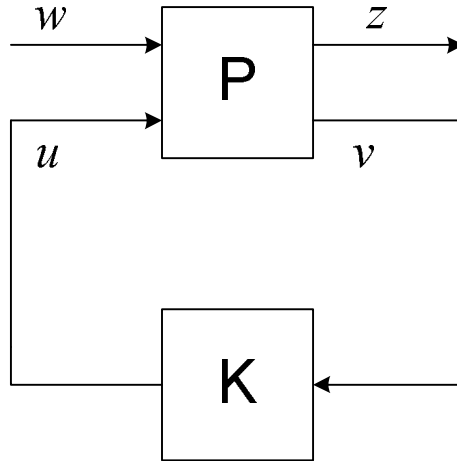
Vlastnosti citlivostní a komplementární citlivostní funkce vyplývají z fyzikálních vlastností reálných regulačních obvodů. Frekvenční charakteristika citlivostní funkce má tvar hornofrekvenční propusti a vypovídá o schopnosti regulačního obvodu potlačit poruchy. V oblasti, kde je $S(j\omega) < 1$, dochází k potlačení vstupujícího poruchového signálu a naopak, kde je $S(j\omega) > 1$, dochází k zesílení poruchy. Cílem je, aby hodnota $S(j\omega)$ byla menší než jedna do co nejvyšších frekvencí. Při tvarování citlivostní funkce dochází k jevu zvanému “vodní postel“, při snaze o potlačení poruchy v určité frekvenční oblasti dochází k zesílení poruchy na jiných frekvencích [1, 21].

Komplementární citlivostní funkce vypovídá o schopnosti regulačního obvodu rychle sledovat žádanou hodnotu, má naopak charakter dolnofrekvenční propusti. Nejlepšího sledování žádané hodnoty je dosaženo na nízkých kmitočtech, kdy je hodnota $T(j\omega) = 1$. Proto je cílem, aby komplementární citlivostní funkce byla do co nejvyšších kmitočtů rovna jedné [1].

Vhodným kompromisem mezi citlivostní a komplementární citlivostní funkcí lze získat uzavřený obvod s požadovanými vlastnostmi. Protože součet S a T je vždy roven 1, nelze změnit S, aniž by nedošlo ke změně T [1].

1.3 Lineární zlomková transformace

Lineární zlomková transformace (LFT – Linear Fractional Transformation) nám umožňuje převést různé typy analýzy a návrhu regulátoru na jednotný tvar, uvedený na *Obr. 2*, kde P je celková matice systému rozšířená o váhové funkce a K je přenosová matice regulátoru [1].



Obr. 2 Obecná struktura regulačního obvodu bez modelu nejistoty

Popis jednotlivých vstupních a výstupních veličin:

- w ... všechny vnější vstupy (řízení, šumové signály)
- u ... řídicí vstupy
- z ... výstupy nebo odchylky
- v ... měřené výstupy

Tento systém lze popsat rovnicemi:

$$\begin{bmatrix} z \\ v \end{bmatrix} = P(s) \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}(s) & P_{12}(s) \\ P_{21}(s) & P_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$$u = K(s)v \quad (1.12)$$

Závislost výstupu z na vstupu u lze vypočítat pomocí LFT a uvést v následujícím tvaru

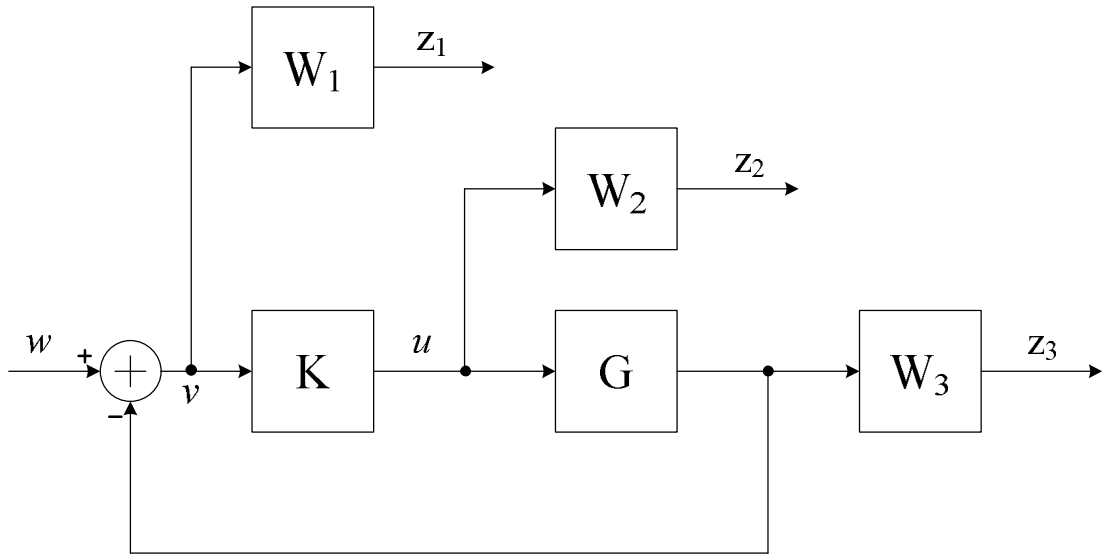
$$z = F_l(P, K)w \quad (1.13)$$

$$T_{zw} = F_l(P, K) = P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21} \quad (1.14)$$

kde $F_l(P, K)$ je přenos mezi odchylkami a vnějšími vstupy. Cíle návrhu regulátoru na H_∞ je minimalizace $\|F_l(P, K)\|_\infty$ [1].

1.4 H_∞ syntéza pomocí smíšené citlivostní funkce

Syntéza pomocí smíšené citlivostní funkce zajišťuje současné splnění více návrhových podmínek. Pro definování tvaru frekvenční charakteristiky citlivostní a komplementární citlivostní funkce se používají váhové funkce. Tyto váhové funkce jsou šablony vymezující prostor, ve kterém se musí nacházet frekvenční charakteristiky buď citlivostní, nebo komplementární citlivostní funkce. Na *Obr. 3* je zobrazeno typické spojení systému s váhovými funkcemi [1, 9].



Obr. 3 Regulační zpětnovazební obvod s váhovými funkcemi

Váhová funkce W_3 je připojena na výstup soustavy a je šablonou komplementární citlivostní funkce určující specifikaci podmínek na stabilitu uzavřeného obvodu. Použitím dalších váhových funkcí lze dále při návrhu ovlivnit průběh přechodového děje pomocí váhy W_1 , která je připojena přes regulační odchylku. Váha W_1 je šablonou citlivostní funkce. Poslední váhovou funkcí W_2 ovlivňujeme maximální velikost akčního zásahu [1, 9].

Analýza výsledného systému se provádí z obecné struktury regulačního obvodu uvedeného na *Obr. 2*. Zpětnovazební regulační obvod s váhovými funkcemi na *Obr. 3* je převeden na požadovanou obecnou strukturu na *Obr. 2* pomocí LFT následovně [1]. Rovnice systému na *Obr. 3*:

$$\begin{aligned} z_1 &= W_1(w - Gu) \\ z_2 &= W_2 u \\ z_3 &= W_3 Gu \\ v &= w - Gu \end{aligned} \tag{1.15}$$

Maticový zápis:

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_1 & -W_1G \\ 0 & W_2 \\ 0 & W_3G \\ 1 & -G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Závislost výstupů z_1 , z_2 a z_3 na vstupu w :

$$F_l(P, K) = \begin{bmatrix} W_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -W_1G \\ W_2 \\ W_3G \end{bmatrix} K(1 + GK)^{-1} = \begin{bmatrix} W_1S \\ W_2KS \\ W_3T \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

Kde S je citlivostní funkce a T je komplementární citlivostní funkce.

Cíle návrhu regulátoru na H_∞ je minimalizace $\|F_l(P, K)\|_\infty$. Pokud není některý z uvedených požadavků stanoven, tak může být z návrhu vypuštěn.

$$\|T_{zw}\|_\infty = \|F_l(P, K)\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} W_1S \\ W_2KS \\ W_3T \end{bmatrix} \right\|_\infty \quad (1.18)$$

Tato rovnice vyjadřuje, jakým způsobem jsou stanoveny šablony pro citlivostní funkci, komplementární citlivostní funkci a velikost akčního zásahu. Volba jednotlivých vah je kompromisem mezi robustností, stabilitou, rychlostí přechodového děje a velikostí akčního zásahu [1, 9].

1.5 H_∞ norma

H_∞ norma je kvalitativní ukazatel, který udává odhad největšího možného zesílení stabilní přenosové funkce přes všechny frekvence. $|P(j\omega)|$ vyjadřuje, jak je zesilován harmonický signál na daném kmitočtu. Pro SISO (Single-input Single-output) systémy je definována následovně:

$$\|P\|_\infty = \max_{\omega} |P(j\omega)| \quad (1.19)$$

V případě, že neexistuje maximum jako

$$\|P\|_\infty = \sup_{\omega} |P(j\omega)| \quad (1.20)$$

H_∞ norma je tedy matematicky brána jako největší možné zesílení vstupního signálu po průchodu systémem [1, 20].

1.6 Optimální H_∞ řízení

Vyjdeme z obecné struktury regulačního obvodu na Obr. 2, kde matice systému P je rozšířena o váhové funkce a K je přenosová matice regulátoru. Kde přenos T_{zw} vyjadřuje závislost výstupů z na vstupu w , pak je optimální H_∞ řízení definováno jako nalezení všech přístupných regulátorů $K(s)$, pro které je $\|T_{zw}\|_\infty$ minimální. Přístupný regulátor je takový, který vnitřně stabilizuje systém.

Nalezení optimálního H_∞ regulátoru je numericky a analyticky velmi obtížně řešitelné. V praxi může být nalezení optimálního regulátoru dokonce nežádoucí. Proto se tato úloha takto neřeší a častěji se využívá regulátorů sub-optimálních, které získáme snadněji a jejich řešení se blíží k optimálnímu řešení H_∞ regulátoru [1].

1.7 Sub-optimální H_∞ řízení

Cílem sub-optimální H_∞ řízení je nalézt všechny přípustné regulátory $K(s)$, pokud existují, pro které platí $\|T_{zw}\|_\infty < \gamma$, kde $\gamma > 0$. Postupně snižujeme γ metodou půlení intervalu a hledáme minimum γ -iterace. Zjednodušený návrh sub-optimálního H_∞ regulátoru závisí na požadavcích kladených na stavovou realizaci systému [1, 9]. Systémová matice $P(s)$ LTI systému je dána:

$$P(s) = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

Předpoklady:

- Dvojice matic (A, B_2) je stabilizovatelná
- Matice $(D_{12}^T D_{12})$ je invertovatelná
- $(D_{12}^T C_1) = 0$
- Dvojice matic (C_1, A) nemá nepozorovatelné módy na imaginární ose
- Matice $D_{11} = 0$ a $D_{12} = 0$

Stabilizující regulátor vyhovující podmínce $\|T_{zw}\|_\infty < \gamma$ existuje tehdy, když $X > 0$ vyhoví řešení druhé Riccatiho rovnice [4, 9]

$$XA + A^T X - XB_2(D_{12}^T D_{12})^{-1} B_2^T X + \gamma^{-2} XB_1 B_1^T X + C_1^T C_1 = 0 \quad (1.22)$$

tak, že matice [9]

$$A - B_2(D_{12}^T D_{12})^{-1} B_2^T X + \gamma^{-2} XB_1 B_1^T \quad (1.23)$$

je stabilní. Potom výsledný regulátor je dán rovnicí [9]

$$K = -(D_{12}^T D_{12})^{-1} B_2^T X \quad (1.24)$$

1.7.1 Algoritmus k hledání minimální hodnoty γ

K hledání minimální hodnoty γ je využita metoda půlení intervalu. Při hledání se postupuje dle následujícího algoritmu [4, 9].

1. Zvolí se γ_1 a γ_2 tak, že $\gamma_1 < \gamma_{\text{inf}}$ a $\gamma_2 > \gamma_{\text{inf}}$, kde γ_{inf} je první hodnota γ , při které nebyl nalezen sub-optimální regulátor.
2. Nastavíme $\gamma = \frac{\gamma_1 + \gamma_2}{2}$.
3. Testujeme existenci regulátoru s hranicí γ . Jestli existuje, potom $\gamma_1 = \gamma$, jinak $\gamma_2 = \gamma$.
4. Testuje se dosažení požadované přesnosti δ . Jestliže $\gamma_2 - \gamma_1 > \delta$, pak se vracíme ke kroku 2, jinak je nalezen sub-optimální regulátor s požadovanou přesností.

2 DISKRÉTNÍ PSD REGULÁTOR

Při odvození diskrétní verze spojitého PID regulátoru vyjdeme z jeho Laplaceho přenosu s filtrací derivační složky ve tvaru

$$F_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K \left[1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{\frac{T_d}{N} s + 1} \right] \quad (2.1)$$

Kde je

K – je proporcionální zesílení

T_i – je integrační konstanta

T_d – je derivační konstanta

N – je filtrační koeficient derivační složky

Proporcionální zesílení odpovídá přirozenému chování regulátoru, čím je větší odchylka od žádané hodnoty, tím je větší akční zásah regulátoru. Integrační složka zabezpečuje odstranění trvalé ustálené regulační odchylky a vyregulování vstupující poruchové veličiny do regulovaného procesu. Integrační složka přináší i nevýhody, zhoršuje stabilitu a prodlužuje dobu přechodového děje. Proto se používá derivační složka ke zrychlení přechodového děje a zlepšení stability. Příliš velká derivační konstanta může vlastnosti regulačního obvodu zhoršit, proto je kladen důraz na realizaci derivační části regulátoru. Proto se do derivační složky $F_D(s)$ přidává N filtrační koeficient derivační složky,

$$F_D(s) = \frac{T_d s}{\frac{T_d}{N} s + 1} \quad (2.2)$$

aby derivační složka neúměrně nezesilovala šum a tím nerozkmitávala regulační obvod. Jejím vlivem dochází k potlačení rušivého šumu, je volena v rozmezí $N \in \langle 3, 20 \rangle$ [2, 3, 5].

Při realizaci diskrétního ekvivalentu PID regulátoru je nezbytné dbát na to, aby byly potlačeny všechny rušivé signály na frekvencích vyšších, než je frekvence vzorkování. Pouze při splnění této podmínky bude diskrétní ekvivalent PID regulátoru srovnatelný se spojitým PID regulátorem.

Jednou z možností potlačení vlivů rušivých signálů v diskrétním regulátoru je implementace jednoduchého číslicového filtru přímo do diferenční složky nebo-li použití diskrétního ekvivalentu spojitě derivační složky [3, 5].

$$F_D(z) = N \frac{1 - z^{-1}}{1 - e^{-\frac{T_s N}{T_d}} z^{-1}} \quad (2.3)$$

Brání přílišnému zesílení amplitudy rušivého signálu diferenční složkou tím, že potlačí vyšší kmitočty ve vstupním signálu. Tímto řešením se omezí vliv rychlosti vzorkování na zesílení šumu a regulátor díky tomu může pracovat s velmi krátkými periodami vzorkování T_s [3].

Další možností filtrace diferenční složky je metoda impulse area invariant, která se velice blíží vlastnostem spojitého filtru (2.2). Celková plocha grafu odezvy diferenční složky je ekvivalentní s plochou spojitě derivační složky [5].

$$F_D(z) = \frac{T_d}{T_s} \left(1 - e^{-\frac{T_s N}{T_d}} \right) \frac{1 - z^{-1}}{1 - e^{-\frac{T_s N}{T_d}} z^{-1}} \quad (2.4)$$

Přenos diskrétního ekvivalentu integrační složky (sumační složka) získáme diskretizací integrační složky spojitého regulátoru.

$$F_I(z) = Z \left\{ \frac{1 - e^{-T_s s}}{s} F_I(s) \right\} = Z \left\{ \frac{1 - e^{-T_s s}}{s} \frac{1}{T_i s} \right\} \quad (2.5)$$

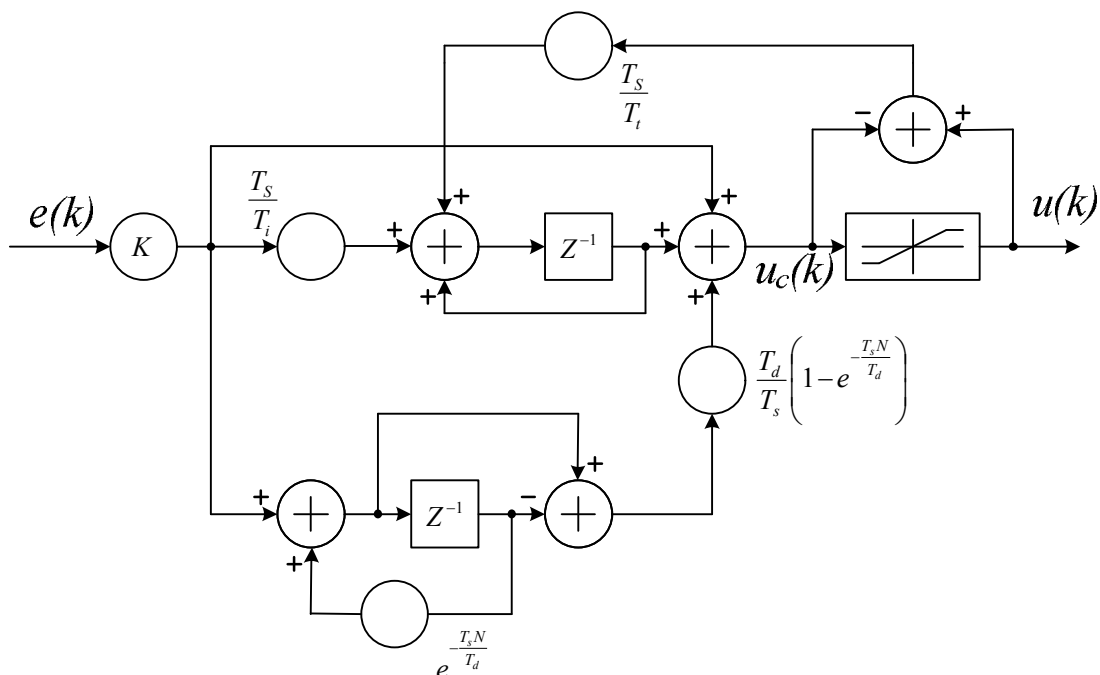
$$F_I(z) = \frac{T_s}{T_i} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (2.6)$$

Při použití integrační složky může dojít k nežádoucímu prodloužení přechodového děje. K tomu dochází, pokud velikost signálu vytvářeného integrační složkou dosáhne větší hodnoty, než kterou je akční člen schopný zpracovat. Tento jev se nazývá přebuzení integrační složky nebo-li windup. Při přebuzení dochází ke zpomalování přechodového děje, protože při změně znaménka regulační odchylky se musí nejprve odintegrovat naintegrovaná hodnota na integrační složce regulátoru. Regulátory jsou proto vybaveny ochranou proti přebuzení (anti-windup). Nejjednodušší ochranou proti přebuzení je zavedení saturace integrační složky regulátoru. Vhodnějším řešením je dynamické omezení integrační složky s modelem akčního členu, k tomuto omezení dochází v návaznosti na omezení akčního zásahu. Je vyhodnocována difference mezi vypočteným akčním zásahem a jeho skutečnou omezenou hodnotou, pokud dojde k omezení akčního zásahu, tak je pomocí záporné zpětné vazby omezena hodnota před sumátorem v integrační větvi regulátoru (viz modelační schéma na Obr. 4) [3]. Diskrétní verze spojitého PID regulátoru je dána vztahem

$$F_R(z) = K[1 + F_I(z) + F_D(z)] \quad (2.7)$$

Pokud vyjdeme z předcházející rovnice (2.7), integrační náhradu použijeme podle (2.6) a derivační podle (2.4) [3, 5]. Výsledný z-přenos PSD regulátoru je dán rovnicí

$$F_R(z) = K \left[1 + \frac{T_s}{T_i} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} + \frac{T_d}{T_s} \left(1 - e^{-\frac{T_s N}{T_d}} \right) \frac{1 - z^{-1}}{1 - e^{-\frac{T_s N}{T_d}} z^{-1}} \right] \quad (2.8)$$



Obr. 4 Diskrétní ekvivalent spojitého PID regulátoru

2.1 Beznárazové přepínání

Realizace beznárazového přepínání u průmyslových regulátorů je dnes standardním požadavkem na regulační algoritmus. Rozlišujeme dvě základní varianty a to přepínání mezi řídicími algoritmy navzájem a přepínáním na ruční řízení. Při přepnutí na jiný typ regulačního algoritmu může dojít k nežádoucí skokové změně akčního zásahu. Tato změna by měla být při implementaci beznárazového přepínání minimální nebo alespoň omezena na technologicky přijatelnou úroveň. V případě regulátorů v podobě číslicového řídicího algoritmu je beznárazové přepínání řešeno vhodnou úpravou algoritmu. Přepínání se zásadně uskutečňuje v ustáleném stavu, kdy se regulační odchylka blíží nulové hodnotě [3].

Při přepnutí z jiného řídicího algoritmu (H_∞ regulátor, manuální řízení) na PSD regulátor je třeba zajistit, aby zůstal akční zásah v okamžiku přepnutí nezměněn. Pokud budeme uvažovat nulovou ustálenou odchylku a zajistíme nulový příspěvek diferenční složky, bude dán akční zásah PSD regulátoru pouze příspěvkem sumační složky. Proto stačí při přepnutí nastavit hodnotu sumační složky rovnu celkovému akčnímu zásahu předešlého algoritmu [3].

3 IDENTIFIKACE

Abychom byli schopni navrhnout regulátor, musíme nejprve znát parametry regulovaného systému. Jelikož je úplná znalost systému prakticky nerealizovatelná, hovoříme o znalosti modelu řízeného procesu. Hlavním cílem identifikace je, aby se chování modelu co nejvíce blížilo chování reálného systému. Z toho plyne, že pojmem model dáváme najevo fyzický rozdíl mezi reálným procesem a identifikovaným matematickým modelem.

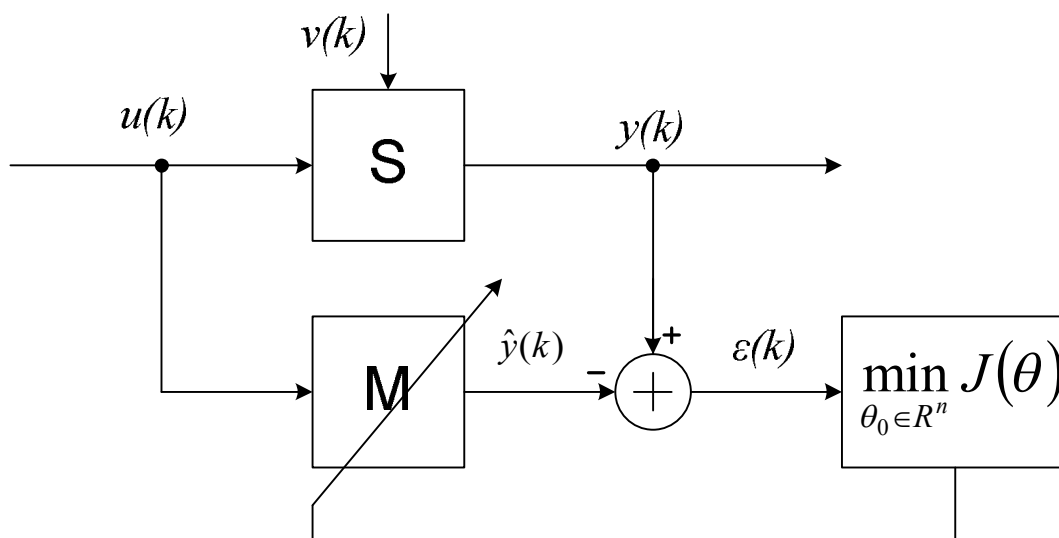
První možností je získat model systému analytickou cestou, pomocí matematické analýzy fyzikálně chemických procesů, které v systému probíhají. Tento model je ve většině případů vyjádřen soustavou nelineárních diferenciálních rovnic. Výhodou je postih veškerých nelinearit, složité dynamiky a jiných specifík identifikovaného systému. Hlavní nevýhodou tohoto přístupu je nutnost mít detailní a úplné znalosti o probíhajících procesech.

Druhou možností získání modelu je experimentální identifikace, při které provádíme potřebná měření na již existujícím systému. Metody založené na experimentální identifikaci vycházejí z představy systému jako černé skříňky s neznámým obsahem, pracují s naměřenými hodnotami vstupů a výstupů, což vede k tvorbě vnějších matematických modelů. Tyto metody jsou jednodušší a časově méně náročné než analytické, nevyžadují podrobné znalosti procesů, které v systému probíhají. Nevýhodou je, že nepostihují nelinearity a složitější dynamiku dějů (vnitřní stavy, neminimální fázi, dynamické nelinearity atd.) [8].

Experimentální metody dělíme podle typu získaného modelu na parametrické a neparametrické metody identifikace. Mezi neparametrické metody se řadí analýza přechodových charakteristik, korelační analýza, frekvenční analýza a spektrální analýza, které typicky umožňují získat model ve tvaru charakteristiky. Model získaný parametrickou metodou je popsán několika parametry. Tato skupina je zejména reprezentována metodou nejmenších čtverců a jejími modifikacemi, které jsou v praxi často využívány. Blokové schéma znázorňující obecný princip identifikace neznámého systému parametrickou metodou (metoda nejmenších čtverců) je uvedeno na Obr. 5 [8].

Experimentální metody identifikace lze dělit také podle způsobu získání parametrů modelu:

- Jednorázové identifikace – kdy jsou parametry modelu získány z množiny naměřených vstupně výstupních dat
- Průběžné identifikace – kdy se parametry modelu postupně zpřesňují s přibývajícími naměřenými daty



Obr. 5 Blokové schéma principu identifikace

Parametrickou metodou jsou hledány neznámé parametry modelu M na základě rozdílu výstupů nebo-li chyby predikce. Chyba predikce $\varepsilon(k)$ je dána rozdílem výstupu $y(k)$ systému S a predikovaného výstupu $\hat{y}(k)$ modelu M , kde $u(k)$ je vstup do systému a modelu a $v(k)$ je porucha nebo šum působící na systém. Metoda identifikace stanoví na základě minimalizace příslušného kritéria J neznámé parametry θ modelu [15].

3.1 Operátor posunutí

Zavedeme operátor q pro posunutí v čase z důvodu formálního souhlasu se z-transformací [12].

Pro posunutí operátoru posunutí q dopředu platí:

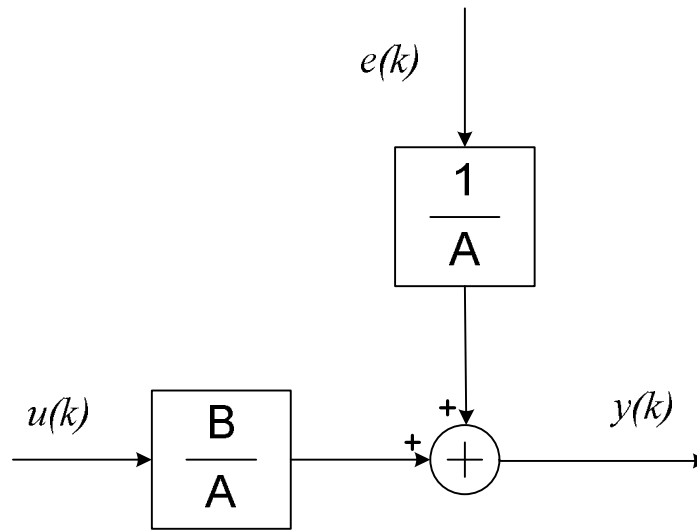
$$qu(k) = u(k+1) \quad (3.1)$$

Pro posunutí operátoru posunutí q^{-1} dopředu platí:

$$q^{-1}u(k) = u(k-1) \quad (3.2)$$

3.2 ARX model

ARX model patří mezi modely s chybou rovnice, tento model předpokládá vstup poruchy $e(k)$, mající vlastnost bílého šumu, přímo do diferenční rovnice. V názvu modelu AR znamená autoregresivní část $A(q^{-1})y(k)$ a X je část s externím vstupem $B(q^{-1})u(k)$. V praxi se tento model často používá, protože vede na lineární regresi [8, 12].



Obr. 6 ARX model

Pokud vyjdeme z *Obr. 6*, můžeme zapsat rovnici pro ARX model následovně

$$y(k) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u(k) + \frac{1}{A(q^{-1})} e(k) \quad (3.3)$$

model zapíšeme do tvaru diferenciální rovnice

$$y(k) = -\sum_{i=1}^{n_a} a_i y(k-i) + \sum_{i=1}^{n_b} b_i u(k-i) + e(k) \quad (3.4)$$

následovným převedením zápisu do tvaru lineární regrese obdržíme

$$y(k) = \varphi^T(k) \theta + e(k) \quad (3.5)$$

kde,

$$\theta = (b_1 \quad b_2 \quad \dots \quad b_{n_b} \quad a_1 \quad a_2 \quad \dots \quad a_{n_a})^T \quad (3.6)$$

$$\varphi(k) = (u(k-1) \quad u(k-2) \quad \dots \quad u(k-n_b) \quad -y(k-1) \quad -y(k-2) \quad \dots \quad -y(k-n_a))^T \quad (3.7)$$

$$n = n_a + n_b \quad (3.8)$$

$y(k)$ – je měřená veličina

θ – je sloupcový vektor neznámých parametrů modelu o n -řádcích

$\varphi(k)$ – je sloupcový vektor naměřených vstupních a výstupních dat o n -řádcích

Odhad výstupu zapíšeme následovně:

$$\hat{y}(k | \theta) = \varphi^T(k) \theta \quad (3.9)$$

3.3 Metoda nejmenších čtverců

Metoda nejmenších čtverců a její modifikace jsou v praxi velmi rozšířené. Před použitím metody je nutností stanovit řád systému, počet neznámých koeficientů v čitateli a jmenovateli diskretního přenosu. Nevhodná volba struktury modelu může negativně ovlivnit kvalitu identifikace. Výhodou metody je úspěšnost identifikace i při působení neměřitelných poruch na měřený systém. Metoda je obecně použitelná jak pro vícerozměrné systémy, tak pro jednorozměrné systémy, se vstupem a výstupem [8, 13, 15].

Předpokládejme regresivní ARX model bez poruchové veličiny $e(k)$, u níž předpokládáme nulovou střední hodnotu, ve tvaru:

$$y(k) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u(k) \quad (3.10)$$

Z tohoto přenosu lze odvodit regresivní model systému, který určuje diferenční rovnice

$$y(k) = -\sum_{i=1}^{n_a} a_i y(k-i) + \sum_{i=1}^{n_b} b_i u(k-i) \quad (3.11)$$

následovným převedením zápisu do tvaru lineární regrese obdržíme

$$y(k) = \varphi^T(k) \theta \quad (3.12)$$

Zápis rozšíříme do maticového tvaru, uvažujeme N měření a n neznámých parametrů

$$Y = \phi \theta \quad (3.13)$$

Kde,

$$n = n_a + n_b \quad (3.14)$$

$$Y = (y(1) \ y(2) \ \dots \ y(N))^T \quad (3.15)$$

$$\phi = (\varphi(1) \ \varphi(2) \ \dots \ \varphi(N))^T \quad (3.16)$$

Y - je sloupcový vektor měřených výstupních veličin

θ - je sloupcový vektor neznámých parametrů o n -řádcích

ϕ - je matice regresivních proměnných o N -řádcích a n -sloupcích

Kvalitu identifikace posuzujeme podle velikosti chyby predikce $\varepsilon(k)$

$$\varepsilon(k) = \sum_{k=1}^N y(k) - \varphi^T(k) \theta = Y - \phi \theta \quad (3.17)$$

Metoda nejmenších čtverců vychází z minimalizace ztrátové funkce

$$J(\theta) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \varepsilon^2(k) = \frac{1}{2} \varepsilon^T \varepsilon \quad (3.18)$$

Cílem je získat minimum ztrátové funkce

$$\min_{\theta} J(\theta) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N [y(k) - \varphi^T(k) \theta]^2 = \frac{1}{2} (Y - \phi \theta)^T (Y - \phi \theta) \quad (3.19)$$

Minimum ztrátové funkce získáme, když její první derivaci podle vektoru parametrů položíme rovnu nule.

$$0 = \frac{dJ(\theta)}{d\theta} = \frac{1}{2} [\phi^T (Y - \phi\theta) + (Y - \phi\theta)^T \phi] \quad (3.20)$$

Dále upravíme

$$0 = \frac{dJ(\theta)}{d\theta} = \phi^T (Y - \phi\theta) = \phi^T Y - \phi^T \phi \theta \quad (3.21)$$

Odtud získáme

$$\theta = (\phi^T \phi)^{-1} \phi^T Y \quad (3.22)$$

Matice $(\phi^T \phi)^{-1}$ nesmí být singulární, nesmí obsahovat lineárně závislé vektory $\phi(k)$ [8, 13, 15]. Vzorec lze zapsat v ekvivalentním tvaru

$$\theta = \left[\sum_{k=1}^N \phi(k) \phi^T(k) \right]^{-1} \left[\sum_{k=1}^N \phi(k) y(k) \right] \quad (3.23)$$

3.4 Metoda pomocných proměnných

Uvažujeme systém odpovídající ARX modelu popsany diferenciální rovnicí

$$A(q^{-1})y(k) = B(q^{-1})u(k) + e(k) \quad (3.24)$$

Použití metody nejmenších čtverců vede na neposunutý odhad neznámých parametrů pouze za podmínky, že vstupující porucha $e(k)$ má vlastnosti bílého šumu. Pokud se nejedná o bílý šum, tak je porucha $e(k)$ korelována s minulými hodnotami výstupu $y(k)$. To nastane v případě, když porucha $e(k)$ není náhodná s normálním rozložením nebo je zabarvená modelem šumu, což následně vede na posunutý odhad neznámých parametrů systému.

Myšlenkou metody pomocných proměnných je změnit vektor pozorování $\phi(k)$ tak, aby byl nejméně korelovaný se šumem $e(k)$ a co nejvíce korelovaný s nezašuměnými daty ($y(k)$ a $u(k)$) [14, 15].

Rovnici (4.26) převedeme do tvaru lineární regrese

$$y(k) = \phi^T(k) \theta + e(k) \quad (3.25)$$

Obě strany rovnice násobíme $\phi(k)$ a sumací pro N měření

$$\sum_{k=1}^N \phi(k) y(k) = \left[\sum_{k=1}^N \phi(k) \phi^T(k) \right] \theta + \sum_{k=1}^N \phi(k) e(k) \quad (3.26)$$

V případě nekorelovaného $\phi(k)$ a $e(k)$ je poslední člen roven nule. Pokud jsou $\phi(k)$ a $e(k)$ korelované, můžeme použít vektor $\xi(k)$, který je korelovaný s $\phi(k)$ a nekorelovaný s $e(k)$.

$$\sum_{k=1}^N \xi(k) y(k) = \left[\sum_{k=1}^N \xi(k) \phi^T(k) \right] \theta + \sum_{k=1}^N \xi(k) e(k) \quad (3.27)$$

Za předpokladu platnosti

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \xi(k) e(k) = 0 \quad (3.28)$$

Je poslední člen v rovnici (3.27) roven nule a proto můžeme psát

$$\theta = \left[\sum_{k=1}^N \xi(k) \varphi^T(k) \right]^{-1} \left[\sum_{k=1}^N \xi(k) y(k) \right] \quad (3.29)$$

Tím získáme neposunutý odhad parametrů. Vektor $\xi(k)$ se nazývá vektor pomocných proměnných [14 15].

3.4.1 Metoda se zpožděnými pozorováními

Vektor pomocných proměnných $\xi(k)$ se od vektoru $\varphi(k)$ liší tím, že obsahuje zpožděné hodnoty výstupu $y(k)$, které závisí na předcházejících hodnotách šumu. Z toho vyplývá, že vektor pomocných proměnných není korelovaný s šumem v aktuálním kroku. Předpokládejme obecný model, kdy šum $e(k)$ vstupuje na výstupu soustavy ve tvaru

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d} B(q^{-1})u(k) + C(q^{-1})e(k), \quad (3.30)$$

pro který je vektor pomocných proměnných $\xi(k)$ dán následujícím vztahem

$$\xi(k) = \begin{pmatrix} u(k-1) \\ \dots \\ u(k-n_b) \\ -y(k-1-n_c) \\ \dots \\ -y(k-n_a-n_c) \end{pmatrix} \quad (3.31)$$

Kde n_c představuje počet kroků zpožděného pozorování. Pokud má být odhad neposunutý, musí platit podmínka $n_c \geq \deg C(q^{-1})$ [14, 15].

Rovnici (3.29) zapíšeme v maticovém tvaru následovně

$$\theta = (Z^T \phi)^{-1} Z^T Y \quad (3.32)$$

3.4.2 Metoda s dodatečným modelem

Cílem této metody je určit nevychýlený odhad neznámých koeficientů modelu, aniž by bylo nutné zabývat se modelováním poruchy. Vyjdeme z obecného modelu dle vztahu (3.30).

Dále je definován dodatečný model, který tvoří pomocnou proměnnou $y_{IVM}(k)$ dle následující rovnice.

$$y_{IMV}(k) = \xi^T(k) \hat{\theta}(k) \quad (3.33)$$

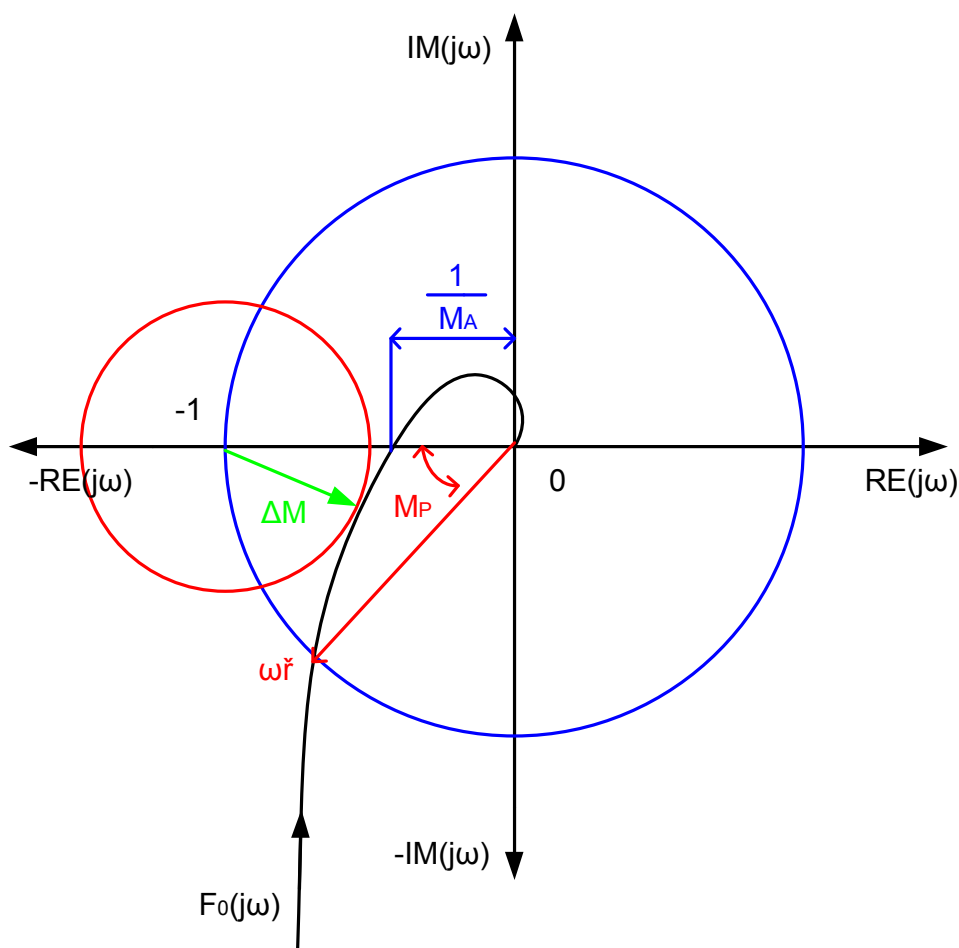
Vektor pomocných proměnných $\xi(k)$ není závislý na minulé hodnotě výstupu, ale na jejím odhadu a je dán vztahem

$$\xi(k) = \begin{pmatrix} u(k-1) \\ \dots \\ u(k-n_b) \\ -y_{IMV}(k-1) \\ \dots \\ -y_{IMV}(k-n_a) \end{pmatrix} \quad (3.34)$$

Odhad výstupu $y_{IVM}(k)$ je méně ovlivněn působící poruchou a proto tato metoda vede na nevychýlený odhad parametrů [14, 15]. Následně vektor $\xi(k)$ dosadíme do rovnice (4.31) a zapíšeme ji v maticovém tvaru dle vztahu (4.34).

4 ZÁSoba STABILITY V MODULU

Posouzením zásoby stability v modulu otevřené smyčky regulačního obvodu je jedním ze způsobů určení robustnosti systému v uzavřené smyčce. Je určena nejkratší vzdáleností frekvenční charakteristiky přenosu otevřené smyčky regulačního obvodu od bodu $[-1, 0]$ v komplexní rovině. Pro snadnější posouzení je možno využít geometrické hledisko, kdy M-kružnice se středem v bodě $[-1, 0]$ a o poloměru ΔM se pouze dotýká, ale neprotíná, frekvenční charakteristiku otevřeného obvodu. Pokud je splněna tato podmínka, tak je dána stabilita v modulu poloměrem M-kružnice ΔM . Stabilita v modulu je silnější kritérium než zásoba stability ve fázi a amplitudě, protože garantuje určitou hodnotu zásoby stability ve fázi a amplitudě. Princip zásoby stability v modulu je zobrazen na Obr. 7. Typická volba poloměru M-kružnice při návrhu robustního regulátoru bývá $\Delta M = 0,5$ (-6dB), (minimální hodnota $\Delta M = 0,4$ (-8dB)), což zajišťuje amplitudovou bezpečnost $M_A \geq 2$ (6dB) a fázovou bezpečnost $M_P \geq 29^\circ$ [6].



Obr. 7 Zásoba stability v modulu

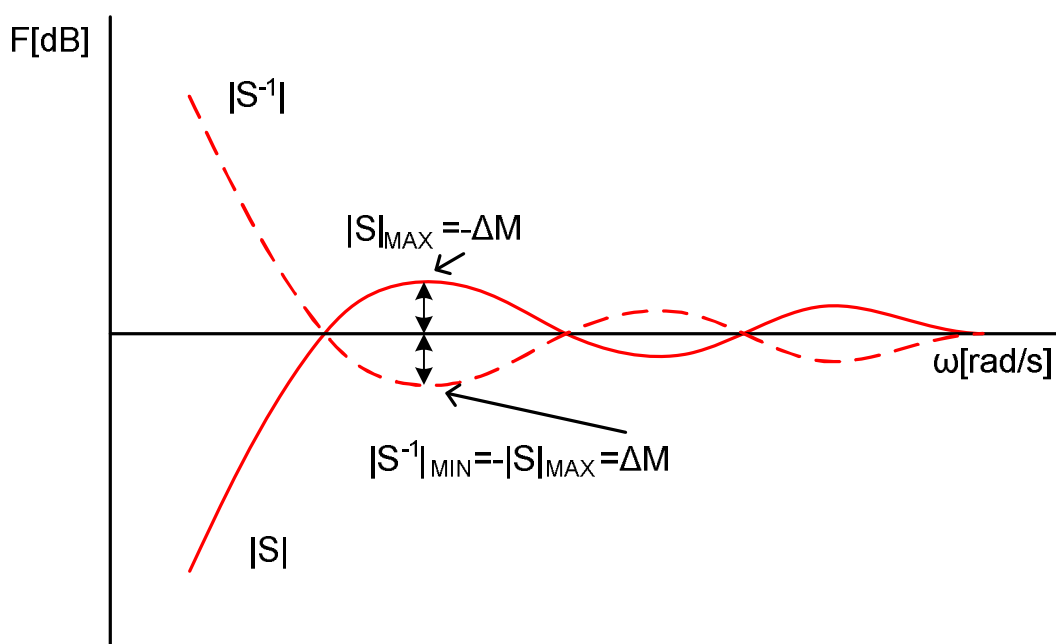
4.1 Zásoba stability v modulu - citlivostní funkce

Další možností jak určit zásobu stability v modulu je pomocí citlivostní funkce. Stabilitě v modulu ΔM odpovídá záporně vzatá maximální hodnota citlivostní funkce nebo minimum inverzně vzaté citlivostní funkce. Princip stability v modulu získané z citlivostní funkce je zobrazen na Obr. 8 [1].

$$\Delta M = \left(\|S(j\omega)\|_{MAX} \right)^{-1} = \left(\|S(j\omega)^{-1}\|_{MIN} \right) \quad (4.1)$$

Vzájemný vztah mezi citlivostní funkcí a frekvenční charakteristikou otevřené smyčky regulačního obvodu:

$$S(j\omega)^{-1} = 1 + L(j\omega) \quad (4.2)$$



Obr. 8 Grafické znázornění zásoby stability v modulu

5 INTEGRÁLNÍ KRITERIA

Integrální kriteria kvality charakterizují kvalitu regulace v časové oblasti. Vychází z průběhu regulační odchylky $e(t)$, kterou získáme z odezvy regulačního obvodu na skokovou změnu žádané hodnoty. Při návrhu regulátorů je snahou zajistit, aby kriteria nabývaly minimálních hodnot [6]. K nejčastěji využívaným kritériím patří následující:

5.1 Kvadratické integrální kritérium

Toto kritérium vyjadřuje kvadratickou plochu funkce ohraničenou regulační odchylkou. Je definováno následujícím integrálem, kde $e(t)$ je časový průběh regulační odchylky a $e(\infty)$ je trvale ustálená odchylka.

$$J_{KVAD} = \int_0^{\infty} [e(t) - e(\infty)]^2 dt \quad (5.1)$$

V případě nulové trvalé ustálené odchylky má kvadratické kritérium zjednodušený tvar:

$$J_{KVAD} = \int_0^{\infty} e(t)^2 dt \quad (5.2)$$

V případě tohoto kriteria je zřejmé, že přikládá větší váhu velkým odchylkám na rozdíl od menších. Toto kritérium je oblíbené z důvodu jednoduchosti výpočtu, nemusí se řešit záporné odchylky, protože jejich kvadrát je vždy kladné číslo. Kvadratické kritérium lze určit analytickým výpočtem reziduové věty, výpočtem Nekolneho doplňku Routh-Shourova kriteria nebo pomocí simulace [6].

5.2 ITAE kritérium

ITAE kritérium odstraňuje nevýhodu kvadratického kriteria, které preferuje kmitavé průběhy s relativně velkým překmitem. Je to váhové kritérium, kde váha odchylky lineárně narůstá s časem. Je definováno následujícím vztahem:

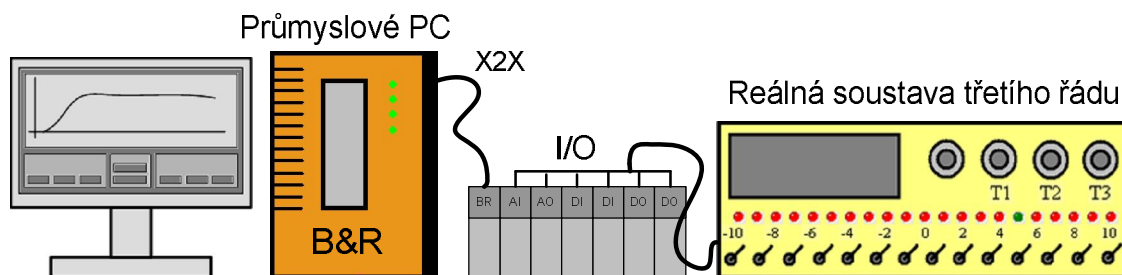
$$J_{ITAE} = \int_0^{\infty} t |e(t) - e(\infty)| dt, \quad (5.3)$$

kde $e(t)$ je časový průběh regulační odchylky a $e(\infty)$ je trvale ustálená odchylka a t je čas [6]. V případě trvale nulové ustálené odchylky má kritérium tvar:

$$J_{ITAE} = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt \quad (5.4)$$

6 ŘÍDICÍ SYSTÉM

V této kapitole bude popsáno navržené pracoviště z vybraného hardwaru a softwaru, které bude následně začleněno do výbavy laboratoře E541. Pracoviště je složeno z průmyslového PC *5PC810.SX02-00*, Automation Panelu *AP920.1906-01* od firmy B&R, decentralizovaného systému vstupů a výstupů a fyzikálního modelu třetího řádu. Sestava navrženého pracoviště je zobrazena na *Obr. 10*.



Obr. 9 Pracoviště v laboratoři E541

Na průmyslové PC (dále jen IPC) byl nainstalován B&R Automation Runtime AR010, který umožňuje souběžný chod operačního systému reálného času a Windows XP.

6.1 Charakteristika IPC od firmy B&R

Průmyslová PC jsou konstruována především s ohledem na spolehlivost, životnost a na co největší úsporu montážního prostoru. Veškeré kabelové připojení je přivedeno pouze na horní část průmyslového PC, což usnadňuje montáž a šetří místo v rozvaděči. Všechny volitelné vstupní jednotky jsou umístěny na přední straně IPC pod ochrannými dvířky (*Obr. 11*). IPC je složeno z karet, které se zasunují do patič. V konstrukci nejsou použity drátové propojky, které by se mohly vlivem vibrací v průmyslovém provozu utřepat. Další výhodou je využití pouze pasivního chlazení. Chladič je umístěn na pravé boční stěně IPC. Všechny součástky jsou umístěny na základové desce tak, aby teplo z nich bylo odváděno přes tento chladič. Protože není použit ventilátor, odpadají náklady na údržbu (např. výměna filtrů) a sníží se počet mechanických částí a tím se prodlužuje životnost a zvyšuje spolehlivost [11, 23].



Obr. 10 Průmyslové PC 5PC810.SX02-00 od firmy B&R [23]

Do IPC musel být vložen příslušný hardwarový klíč nezbytný pro instalaci operačního systému reálného času Automation Runtime. Ke komunikaci s moduly vstupů a výstupů po sběrnici X2X Link je požita karta Logic Scanner *5SL189.6-1*. X2X Link je sběrnice, která je využívána především pro vysokorychlostní komunikaci mezi vstupy/výstupy a řídicím systémem [23]

6.2 Automation Panel

Automation Panel (dále jen AP) je určen pro průmyslové využití, tomu také odpovídá jeho konstrukce a vzhled. Má silný hliníkový rám a čelní krytí IP 65. Panel (*Obr. 12*) je vybaven dotykovou obrazovkou s rozlišením SXGA (1280x1024) a USB portem.



Obr. 11 Automation Panel AP920.1906-01 od firmy B&R [22]

Každé IPC má integrované rozhraní, k němu je možné připojit AP nebo monitor. Standardně jsou k dispozici tři různé možnosti připojení: DVI (Digital Visual Interface), SDL (Short Distance Link) a tenký klient, *AP920.1906-01* je k IPC připojen přes SDL. Využití SDL je mnohem výhodnější než využití DVI, protože díky tomuto rozhraní je možno po jediném kabelu přenášet všechny typy dat, zobrazovaná data, USB a dotykové ovládání. Pro funkci dotykové obrazovky musí být nainstalován speciální ovladač ELO, který je ke stažení na stránce (www.br-automation.com). Dále je zapotřebí v Biosu povolit možnosti COM C nebo COM D, záleží na tom, ke kterému vstupu IPC je AP připojen [11, 22].

6.3 Reálná soustava třetího řádu

Reálnou soustavu představuje laboratorní přípravek realizovaný operačními zesilovači. Na předním panelu modelu soustavy třetího řádu (*Obr. 13*) jsou tři otočné přepínače pro nastavení časových konstant soustavy (T_1 , T_2 , T_3), zesílení soustavy je přibližně rovno jedné. Průběh regulované veličiny je na modelu zobrazován pomocí indikačních LED diod. Součástí modelu je rovněž dvanáct spínačů (0 - 11) a dvanáct indikačních LED diod (0 - 11) pro zobrazení binárních proměnných.



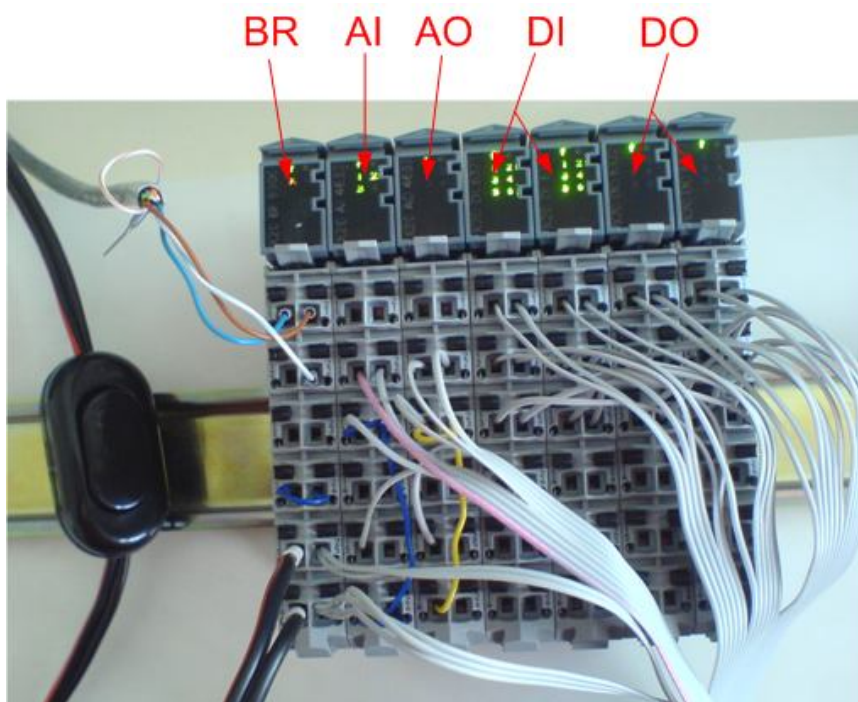
Obr. 12 Model soustavy třetího řádu

6.4 Moduly vstupů a výstupů

Zapojení modulů vstupů a výstupů modelu soustavy třetího řádu je na *Obr. 14*. Modul X20BR9300 (BR) slouží k připojení I/O modulů X20 k sběrnici X2X Link a k napájení I/O modulů. Modul X20AI4632 (AI) je vybaven 16 bitovým A/D převodníkem, mohou zde být připojeny až čtyři analogové vstupy. Modul X20AO4632 (AO) je vybaven čtyřmi analogovými výstupy a 16 bitovým D/A převodníkem, umožňuje zpracování napěťových i proudových signálů.

Dále je využito dvou modulů X20DI6371 (DI) pro připojení spínačů modelu, každý tento modul je vybaven šesti digitálními vstupy. Modul X20DI6322 (DO)

umožňuje připojení až šesti digitálních výstupů, opět jsou požity dva tyto moduly pro připojení indikačních LED diod modulu [10].



Obr. 13 Moduly vstupů/výstupů

6.5 Automation Runtime AR010

Automation Runtime AR010 umožňuje souběžný chod operačního systému reálného času a Windows XP. Windows běží jako jedna z úloh operačního systému, real-time operační systém má vyšší prioritu, která zajišťuje deterministický Soft PLC systém. TCP/IP je používán jako komunikační protokol mezi oběma operačními systémy. Tato kombinace real-time operačního systému a Windows může sloužit jako výchozí platforma pro různé vizualizační softwary.

6.6 Postup instalace AR010

Prvním krokem byla instalace Windows XP Professional a instalace příslušných ovladačů. Balíček ovladačů k IPC není standardní výbavou Windows XP Professional, ovladače musejí být staženy z webových stránek výrobce (www.br-automation.com) a nainstalovány.

Druhým krokem je instalace Automation Runtime AR010 verze AR V3.00 a PVI Runtime 3.0.0, jehož součástí je komunikační rozhraní PVI (Process Visualization Interface), které slouží jako rozhraní pro připojení k jakékoliv síti.

Třetím bodem je nastavení Biosu, které je nezbytné z důvodu souběžného chodu dvou operačních systémů. Změny se týkají zejména nastavení priorit přerušení, příslušné nastavení pro daný typ Biosu a IPC je uvedeno v nápovědě Automation Studia [10].

Čtvrtým krokem je konfigurace PVI Manageru a AR010. V PVI Manageru musí být povolena komunikace prostřednictvím TPC/IP (Use TPC/IP Communication) a nastaveno číslo portu. Po jeho konfiguraci je potřeba PVI Manager vypnout a znovu spustit. V konfiguraci AR010 je nutno nastavit vnitřní IP adresu Windows a IP adresu AR010. Tyto IP adresy byly ponechány v defaultním nastavení, IP adresa Windows 192.168.0.1 a IP adresa AR010 192.168.0.2 [10].

Pátým krokem je založení projektu v Automation Studiu 3.0.80. Nejprve musí být založena nová HW konfigurace pro IPC 5PC810.SX02-00. Pokud chceme do IPC nahrát vytvořený program, musíme být napřed k němu připojeni. Konfigurace připojení se provádí v menu *Online* → *Setting*, kde musí být vytvořeno nové připojení TCP/IP. Zde je nastavena IP adresa IPC 147.229.76.203 a vnitřní IP adresa 192.168.0.2 AR010 nutná k přesměrování komunikace mezi operačním systémem Windows XP a AR010. Po konfiguraci připojení je potřeba ukončit a znovu zapnout Automation studio, aby se mohlo provést přesměrování komunikace. Po opětovném spuštění Automation studia je stav bezproblémového spojení signalizován stavem RUN. Nyní je možné vytvořený projekt přeložit a odeslat do IPC [10].

7 IDENTIFIKACE REÁLNÉHO SYSTÉMU

V následující kapitole bude popsána provedená identifikace reálného systému, který představuje fyzikální model soustavy třetího řádu realizovaný operačními zesilovači. Na modelu je možno nastavit tři časové konstanty (T_1 , T_2 , T_3), jeho zesílení je přibližně rovno jedné. Soustava je popsána přenosem $F_S(s)$

$$F_S(s) = \frac{1}{(T_1s + 1) \cdot (T_2s + 1) \cdot (T_3s + 1)} \quad (7.1)$$

K identifikaci systému jsou použity metody uvedené v kapitole 3, jedná se o jednorázovou metodu nejmenších čtverců (MNC), metodu pomocných proměnných se zpožděným pozorováním (MNCsZP) a metodu s dodatečným modelem (MNCsDM). Výsledky všech identifikačních algoritmů budou vzájemně srovnány dle kritéria

$$R(0) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varepsilon^2(k) \quad (7.2)$$

Volba vhodného vstupního signálu významně ovlivňuje kvalitu identifikace. Jako vhodný vstupní signál byl zvolen PRBS (Pseudo Random Binary Sequence), protože má vlastnosti blízké vlastnostem bílého šumu. Korelační funkce bílého šumu je podobná jako korelační funkce PRBS maximální délky. Pro správnou identifikaci statického zesílení je potřeba, aby délka nejdelšího impulsu PRBS byla delší než doba náběhu identifikovaného systému. Délka experimentu se volí delší nebo rovna maximální délce PRBS, aby bylo postiženo co nejvíce frekvencí. Amplituda vstupního signálu se volí tak, aby byl dostatečný odstup signálu od šumu [13, 15].

Identifikace, později i návrh regulátorů, byla provedena pro tři nastavení fyzikálního modelu $F_{S1}(s)$, $F_{S2}(s)$ a $F_{S3}(s)$.

$$F_{S1}(s) = \frac{1}{(T_1s + 1) \cdot (T_2s + 1) \cdot (T_3s + 1)} = \frac{1}{(0.5s + 1) \cdot (s + 1) \cdot (5s + 1)} \quad (7.3)$$

$$F_{S2}(s) = \frac{1}{(T_1s + 1) \cdot (T_2s + 1) \cdot (T_3s + 1)} = \frac{1}{(s + 1) \cdot (7s + 1) \cdot (7s + 1)} \quad (7.4)$$

$$F_{S2}(s) = \frac{1}{(T_1s + 1) \cdot (T_2s + 1) \cdot (T_3s + 1)} = \frac{1}{(s + 1) \cdot (s + 1) \cdot (s + 1)} \quad (7.5)$$

7.1 Porovnání identifikačních algoritmů

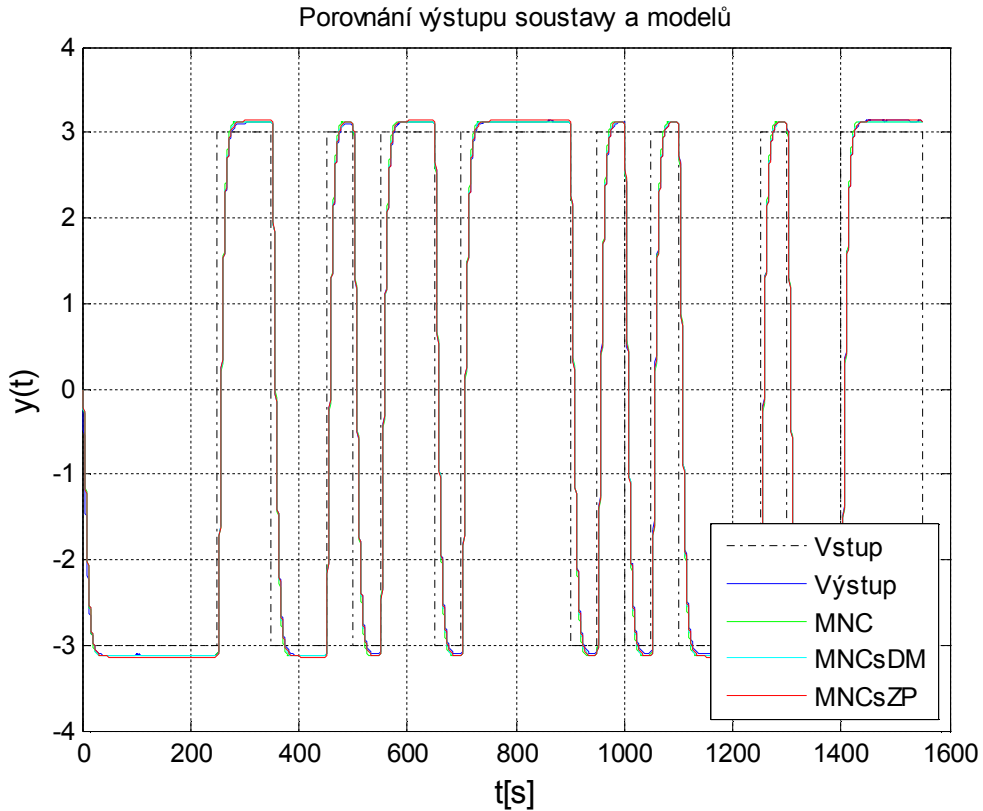
Pro identifikaci byl zvolen přenos modelu systému v následujícím tvaru:

$$F_Z(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3}} \quad (7.6)$$

Vstupně výstupní data vhodná pro identifikaci byla získána měřením na reálné soustavě $F_{S1}(s)$. Měření bylo prováděno s periodou vzorkování $T_s = 0,2s$. Na vstup reálné soustavy $F_{S1}(s)$ byl přiveden signál PRBS o vlastnostech bílého šumu. Délka tohoto experimentu byla ve shodě s předcházejícími tvrzeními zvolena dle maximální délky

PRBS 1550s. Naměřená vstupně výstupní data ze soustavy tvořila množinu dat, ze kterých byla následně provedena identifikace. Analogicky bylo postupováno i při získání množiny validačních dat k testování kvality identifikace.

V následujícím grafu (Obr. 15) je zobrazeno srovnání výstupu reálné soustavy buzeného vstupním signálem (validační data) a průběhů odezev modelů získaných metodou nejmenších čtverců, pomocných proměnných se zpožděnými pozorováními a s dodatečným modelem.



Obr. 14 Porovnání výstupu reálné soustavy $F_{SI}(s)$ a výstupu modelů identifikovaných metodou MNC, MNCsZP a MNCsDM

Výsledný model získaný pomocí identifikace metodou MNC

$$F_{Z1MNC}(z) = \frac{0,00004z^{-1} + 0,00039z^{-2} + 0,00174z^{-3}}{1 - 1,782z^{-1} + 0,6553z^{-2} + 0,1288z^{-3}} \quad (7.7)$$

$$R(0)_{1MNC} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varepsilon^2(k) = 0,00216 \quad (7.8)$$

Výsledný model získaný pomocí identifikace metodou MNCsZP

$$F_{Z1MNCsZP}(z) = \frac{0,00001z^{-1} + 0,00039z^{-2} + 0,00046z^{-3}}{1 - 2,547z^{-1} + 2,132z^{-2} - 0,5841z^{-3}} \quad (7.9)$$

$$R(0)_{1MNCsZP} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varepsilon^2(k) = 0,00087 \quad (7.10)$$

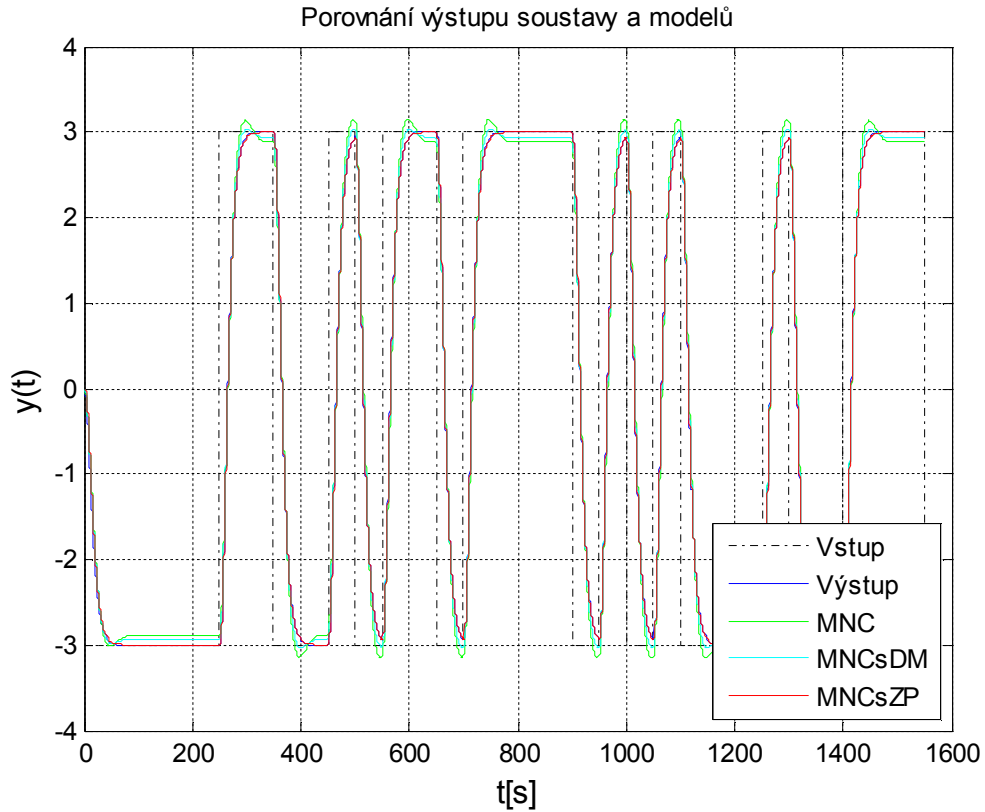
Výsledný model získaný pomocí identifikace metodou MNCsDM

$$F_{Z1MNCsDM}(z) = \frac{0,00002z^{-1} + 0,00039z^{-2} + 0,00065z^{-3}}{1 - 2,434z^{-1} + 1,914z^{-2} - 0,479z^{-3}} \quad (7.11)$$

$$R(0)_{1MNCsDM} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varepsilon^2(k) = 0,00095 \quad (7.12)$$

Z grafu (*Obr. 15*) a výpočtu kritéria (7.10) vyplývá, že model získaný metodou MNCsPZ lépe aproximuje reálnou soustavu $F_{S1}(s)$ než model získaný pomocí metody MNC a MNCsDM, proto bude tento model použit při následném návrhu regulátorů.

Stejným postupem jako při identifikaci reálné soustavy $F_{S1}(s)$ bylo postupováno i při identifikaci soustavy $F_{S2}(s)$. Na *Obr. 16* je zobrazeno srovnání výstupu reálné soustavy a průběhů odezev modelů získaných metodou MNC, MNCsPZ a MNCsDM.



Obr. 15 Porovnání výstupu reálné soustavy $F_{S2}(s)$ a výstupu modelů identifikovaných metodou MNC, MNCsPZ a MNCsDM

Výsledný model získaný pomocí identifikace metodou MNC

$$F_{Z2MNC}(z) = \frac{-0,00005z^{-1} + 0,00007z^{-2} + 0,00049z^{-3}}{1 - 1,445z^{-1} - 0,06973z^{-2} + 0,5148z^{-3}} \quad (7.13)$$

$$R(0)_{2MNC} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varepsilon^2(k) = 0,02154 \quad (7.14)$$

Výsledný model získaný pomocí identifikace metodou MNCsZP

$$F_{Z2MNCsZP}(z) = \frac{-0,00008z^{-1} + 0,00018z^{-2} - 0,00006z^{-3}}{1 - 2,886z^{-1} + 2,777z^{-2} - 0,8904z^{-3}} \quad (7.15)$$

$$R(0)_{2MNCsZP} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varepsilon^2(k) = 0,00054 \quad (7.16)$$

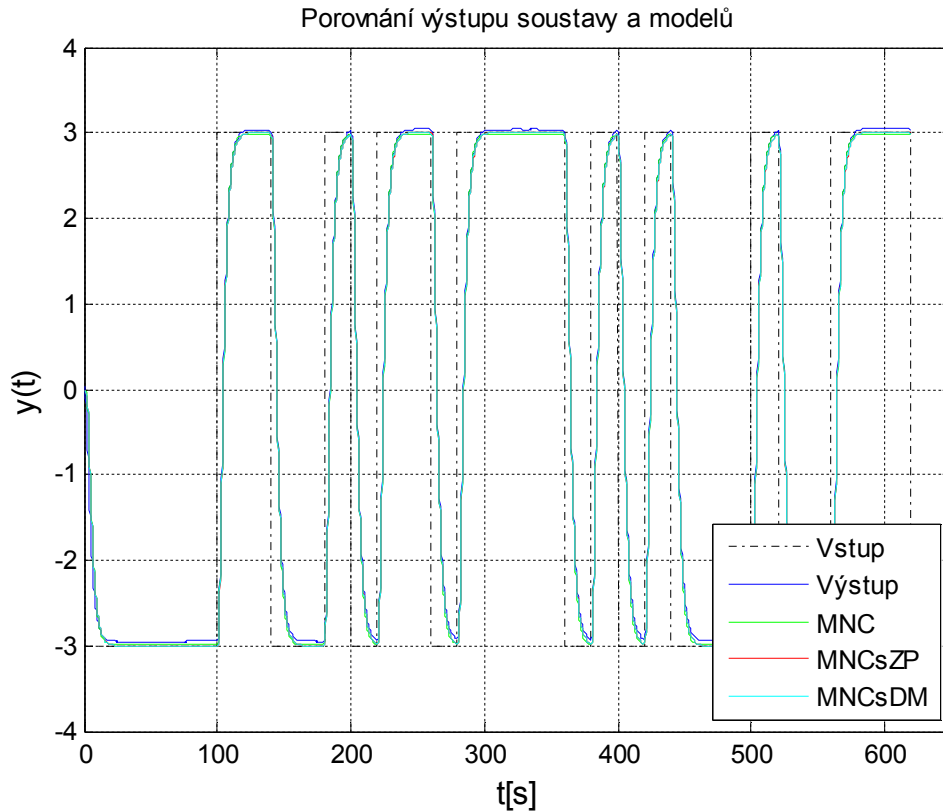
Výsledný model získaný pomocí identifikace metodou MNCsDM

$$F_{Z2MNCsDM}(z) = \frac{0,000004z^{-1} + 0,000029z^{-2} + 0,000072z^{-3}}{1 - 2,712z^{-1} + 2,434z^{-2} - 0,7211z^{-3}} \quad (7.17)$$

$$R(0)_{2MNCsDM} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varepsilon^2(k) = 0,00663 \quad (7.18)$$

Z Obr. 16 je zřejmé, že model získaný metodou MNCsPZ lépe aproximuje reálnou soustavu $F_{S2}(s)$ než model získaný pomocí metody MNC a MNCsDM, proto bude tento model použit při následném návrhu regulátorů.

Stejným postupem jako při identifikaci reálné soustavy $F_{S1}(s)$ bylo postupováno i při identifikaci soustavy $F_{S3}(s)$. Délka tohoto experimentu byla zvolena dle maximální délky PRBS na 620s. Na Obr. 17 je zobrazeno srovnání výstupu reálné soustavy a průběhů odezev modelů získaných metodou MNC, MNCsZP a MNCsDM.



Obr. 16 Porovnání výstupu reálné soustavy $F_{S3}(s)$ a výstupu modelů identifikovaných metodou MNC, MNCsZP a MNCsDM

Výsledný model získaný pomocí identifikace metodou MNC

$$F_{Z3MNC}(z) = \frac{0,00008z^{-1} + 0,0009z^{-2} + 0,00148z^{-3}}{1 - 2,471z^{-1} + 2,008z^{-2} - 0,5343z^{-3}} \quad (7.19)$$

$$R(0)_{3MNC} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varepsilon^2(k) = 0,00453 \quad (7.20)$$

Výsledný model získaný pomocí identifikace metodou MNCsZP

$$F_{Z3MNCsZP}(z) = \frac{0,00008z^{-1} + 0,00089z^{-2} + 0,00101z^{-3}}{1 - 2,586z^{-1} + 2,226z^{-2} - 0,6379z^{-3}} \quad (7.21)$$

$$R(0)_{3MNCsZP} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varepsilon^2(k) = 0,00421 \quad (7.22)$$

Výsledný model získaný pomocí identifikace metodou MNCsDM

$$F_{Z3MNCsDM}(z) = \frac{0,00009z^{-1} + 0,00089z^{-2} + 0,00107z^{-3}}{1 - 2,573z^{-1} + 2,201z^{-2} - 0,6264z^{-3}} \quad (7.23)$$

$$R(0)_{3MNCsDM} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varepsilon^2(k) = 0,00419 \quad (7.24)$$

Všemi metodami identifikace byly získány obdobné výsledky z hlediska aproximace reálné soustavy $F_{S3}(s)$ modelem, srovnání jejich výstupů je uvedeno na *Obr. 17*. Nejnižší hodnoty kritéria (7.24) dosahuje metoda MNCsDM, proto bude tento model použit při následném návrhu regulátorů.

Ve všech případech bylo dosaženo lepší aproximace reálné soustavy za pomoci metod pomocných proměnných, neboť nám umožňují získat neposunutý odhad parametrů i v případě působícího šumu, který může mít velký vliv na kvalitu získaného modelu. Reálná soustava představována fyzikálním modelem je ovlivněna ofsetem a driftem operačních zesilovačů. Tato skutečnost spolu s nepřesností měření způsobenou kvantifikací měřené veličiny A/D převodníkem má za následek zhoršenou možnost identifikace.

8 NÁVRH REGULÁTORŮ

V této kapitole bude detailně popsán postup při návrhu jednotlivých regulátorů a při tvorbě řídicího algoritmu.

8.1 Postup při návrhu a implementaci řídicího algoritmu

Postup návrhu regulátorů a řídicího algoritmu v simulačním prostředí MATLAB/Simulink a následná implementace do IPC, které je využito jako průmyslový regulátor, je rozdělen do tří na sebe navazujících kroků [1] [2].

1. **Krok:** Identifikace soustavy, vytvoření a otestování algoritmu v simulačním prostředí.

V tomto kroku je identifikována soustava pomocí metod uvedených v kapitole 7. Na zvolený model s nejnižší hodnotou kritéria $R(0)$ jsou následně navrženy regulátory, PSD regulátor pomocí klasické metody Ziegler-Nicholsona a H_∞ regulátory metodou smíšené citlivostní funkce. V prostředí MATLAB/Simulink jsou vytvořeny a otestovány regulační algoritmy ve formě S-funkce, ze kterých se bude vycházet při tvorbě výsledného řídicího algoritmu pro reálný proces [1] [2].

2. **Krok:** Odladění algoritmu v simulačním prostředí propojeným s reálným procesem.

V druhém kroku jsou odladěny navržené regulátory přímo na reálném procesu. Algoritmus řízení procesu nadále probíhá v simulačním prostředí MATLAB/Simulink, který je propojen s reálnou soustavou prostřednictvím IPC a komunikačního rozhraní PVI. Zde se již uplatňuje vliv A/D a D/A převodníku. Otestovaný algoritmus je následně přepsán do jazyka ANSI-C [1] [2].

3. **Krok:** Implementace algoritmu do IPC.

Ve třetím kroku je navržený a otestovaný algoritmus implementován přímo do IPC. V tomto okamžiku je již IPC přímo použito jako průmyslový regulátor, který reguluje reálný proces [1] [2].

8.2 Postup při návrhu H_∞ regulátoru

Jelikož teorie H_∞ řízení pracuje jen ve spojitě oblasti, musel být nejprve model získaný pomocí identifikace převeden do spojitě oblasti prostřednictvím zpětné z-transformace. Poté je nutné specifikovat strukturu regulačního obvodu, ve které jsou zahrnuty váhové funkce W_1 , W_2 a W_3 , to lze učinit funkcí `augw()`.

$$P = \text{augw}(G, W1, W2, W3);$$

Tento příkaz vypočítá stavový model $P(s)$ rozšířený o váhové funkce W_1 , W_2 a W_3 . Převede regulační zpětnovazební obvod s váhovými funkcemi z *Obr. 3* na obecnou strukturu regulačního obvodu z *Obr. 2*, která je potřebná k řešení zadané úlohy. Tato funkce je implementována v Robust Control Toolboxu softwaru Matlab 7.13.0 (R2011b) [4].

$$\|T_{zw}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} W_1 S \\ W_2 K S \\ W_3 T \end{bmatrix} \right\|_\infty \quad (8.1)$$

Váhové funkce W_1 , W_2 a W_3 tvarují frekvenční charakteristiku citlivostní funkce (S), váhovou funkci akčního zásahu (KS) a komplementární citlivostní funkci (T) tak, aby bylo dosaženo požadovaných vlastností regulátoru. Při návrhu nemusí být využito zpravidla všech tří váhových funkcí, s výjimkou váhy pro citlivostní funkci, ta musí být při návrhu použita vždy.

Jednotlivé váhové funkce jsou definovány ve tvaru přenosových funkcí následovně:

Váhové funkce citlivostní funkce

$$W_1(s) = \frac{Z_{W1}(T_{W11}s + 1)^2}{(T_{W12}s + 1)^2} \quad (8.2)$$

Váhové funkce akčního zásahu

$$W_2(s) = \frac{Z_{W2}(T_{W21}s + 1)}{(\varepsilon_{W21}s + 1)} \quad (8.3)$$

Váhové funkce komplementární citlivostní funkce

$$W_3(s) = \frac{Z_{W3}(T_{W31}s + 1)^2}{(\varepsilon_{W31}s + 1)^2} \quad (8.4)$$

Podrobný popis nastavení váhových funkcí je uveden v kapitole zabývající se konkrétním návrhem H_∞ regulátoru.

Pro výpočet regulátoru K stabilizující soustavu P pomocí minimalizace $\|T_{zw}\|_\infty$ je používána funkce `hinfsyn()`, která je implementována v Robust Control Toolboxu.

Tato funkce hledá sub-optimální H_∞ regulátor pro snižující se parametr γ , dle uvedeného postupu v kapitole Sub-optimální H_∞ řízení [1] [4].

Specifikace funkce:

$$[K, CL, GAM] = \text{hinfsyn}(P);$$

Kde K je výsledný navržený regulátor stabilizující soustavu P , parametr GAM odpovídá $\gamma = \|T_{zw}\|_\infty$, což představuje dosaženou přesnost při návrhu sub-optimální H_∞ regulátoru.

Návrh regulátoru pomocí minimalizace $\|T_{zw}\|_\infty$ vede na regulátor vysokého řádu [4].

Vhodnou volbou váhových funkcí při návrhu regulátoru se snažíme dosáhnout požadovaných vlastností vyjádřených těmito váhami. Z čehož vyplývá, že výsledný regulátor je kompromisem mezi rychlostí přechodového děje, překmitem a potlačením poruchy.

8.2.1 H_∞ regulátor s integrační složkou

Pokud požadujeme, aby H_∞ regulátor vyreguloval vstupující poruchu s nulovou ustálenou odchylkou je nutné, aby obsahoval integrační složku. Při návrhu je integrační složka zahrnuta do váhové funkce W_I , potom $T_{zw} = W_I S$. Výsledný navržený regulátor K získaný minimalizací $\|T_{zw}\|_\infty$ musí obsahovat pól v počátku $s = 0$. H_∞ teorii řízení nelze aplikovat na systémy s póly na imaginární ose. Tento problém může být vyřešen použitím pólu velmi blízko počátku, který je zahrnut místo integrátoru do váhové funkce W_I . Po návrhu H_∞ regulátoru se pól vyskytující se nejbližší počátku nahradí integrátorem [1, 9].

8.2.2 Metody snížení řádu H_∞ regulátoru

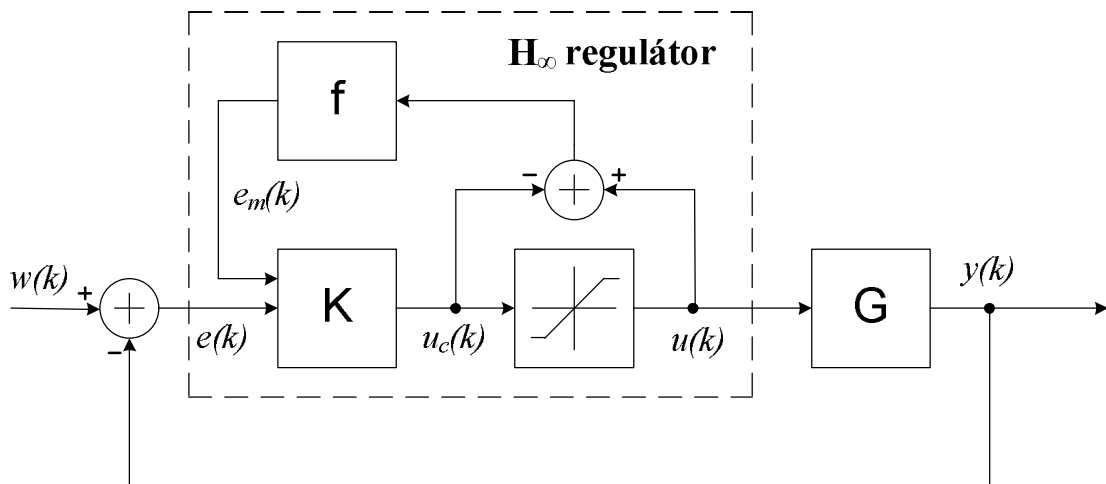
Návrh regulátoru pomocí minimalizace normy H_∞ vede na regulátory vysokých řádů. Proto se zabýváme postupy, jak snížit vysoký řád navrženého regulátoru. Existují dva přístupy jak toho dosáhnout. Jednou z možností je aproximovat soustavu, na niž je regulátor navrhován soustavou nižšího řádu a tím docílit snížení výsledného řádu H_∞ regulátoru. Další možností je navržení regulátoru vysokého řádu s následným snížením řádu regulátoru. Minimalizace je provedena tak, že jsou z přenosu H_∞ regulátoru odstraněny nevýznamné nuly a póly na vysokých frekvencích. Vlivem minimalizace nesmí dojít ke změnám vlastností H_∞ regulátoru, změně zesílení, dominantních časových konstant, zásoby stability v modulu a musí být zachována jeho stabilita [1, 9].

8.3 Praktické nasazení H_∞ regulátoru

V této podkapitole bude popsáno ošetření problematiky windup a zajištění beznárazového přepínání mezi řídicími algoritmy navzájem a přepínáním na ruční řízení u H_∞ regulátorů.

8.3.1 Anti-windup u H_∞ regulátoru

Použití regulátoru bez anti-windupu může nepříznivě ovlivnit přechodový děj. K tomu dochází, jestliže velikost akčního zásahu překročí jeho maximální zpracovatelnou hodnotu, pro kterou platí $u \in \langle -10, 10 \rangle$. Toto omezení je realizováno na výstupu regulátoru nelinearitou typu nasycení.



Obr. 17 Anti-windup u H_∞ regulátoru

Realizace anti-windupu u H_∞ regulátoru vychází z principiálního schématu na Obr. 18. Pokud je difference mezi vypočteným akčním zásahem $u_c(k)$ a skutečnou hodnotou akčního zásahu $u(k)$ nulová, je akční člen schopen sledovat změny akčního zásahu. V opačném případě je funkcí f vypočtena odchylka $e_m(k)$ odpovídající omezenému akčnímu zásahu $u(k)$. Tato odchylka opět vstupuje do regulátoru a následně je regulátorem vypočten správný akční zásah $u_c(k)$ shodný s omezeným akčním zásahem $u(k)$, který je přiveden na vstup do soustavy G . Podrobnější popis algoritmu je uveden v literatuře [7].

8.3.2 Realizace beznárazového přepínání

Realizace beznárazového přepínání u průmyslových regulátorů má za úkol minimalizovat nežádoucí skokové změny akčního zásahu při přepínání mezi řídicími algoritmy. V případě H_∞ regulátoru, jehož řídicí algoritmus je implementován ve formě diferenční rovnice, je beznárazové přepínání řešeno úpravou řídicího algoritmu. Při

přepnutí z jiného řídicího algoritmu na H_∞ regulátor je třeba zajistit, aby akční zásah zůstal v okamžiku přepnutí nezměněn.

Předpokládejme H_∞ regulátor $K(z)$ ve tvaru:

$$K(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3} + b_4 z^{-4}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3} + a_4 z^{-4}} \quad (8.5)$$

Z tohoto přenosu můžeme vyjádřit akční zásah v aktuálním kroku a zapsat jej ve tvaru diferenční rovnice

$$u(k) = b_0 e(k) + b_1 e(k-1) + b_2 e(k-2) + b_3 e(k-3) + b_4 e(k-4) \dots - a_1 u(k-1) - a_2 u(k-2) - a_3 u(k-3) - a_4 u(k-4) \quad (8.6)$$

Vydeme-li z předpokladu, že přepínání uskutečňuje v ustáleném stavu, kdy se regulační odchylka blíží nulové hodnotě, čili následující člen je roven nule.

$$b_0 e(k) + b_1 e(k-1) + b_2 e(k-2) + b_3 e(k-3) + b_4 e(k-4) = 0 \quad (8.7)$$

Je dán akční zásah $u(k)$ rovnicí

$$u(k) = -a_1 u(k-1) - a_2 u(k-2) - a_3 u(k-3) - a_4 u(k-4). \quad (8.8)$$

V tomto případě by pro zajištění nezměněné hodnoty akčního zásahu stačilo do rovnice (8.8) dosadit předešlé hodnoty akčních zásahů. Bohužel při praktickém nasazení beznárazového přepínání u H_∞ regulátorů si toto zjednodušení nemůžeme dovolit a to ze dvou důvodů. Zaprvé regulační odchylka se pouze blíží k nulové hodnotě, ale nulová není. Zadruhé je jak regulační odchylka, tak i akční zásah zatížen šumem, který negativně ovlivňuje beznárazové přepnutí. Proto si nemůžeme dovolit člen (8.7) položit roven nule. V případě PSD regulátoru se tyto vlivy na beznárazovém přepínání neprojevují tak výrazně, jelikož hodnota akčního zásahu je po přepnutí dána pouze jeho minulou hodnotou [3, 7].

Algoritmus beznárazového přepínání na H_∞ regulátor je především velice citlivý na působící šum. Tento problém byl vyřešen použitím číslicového filtru, který funguje na principu plovoucího průměru. Tímto filtrem jsou filtrovány minulé hodnoty akčního zásahu a regulační odchylky. Díky této změně algoritmu beznárazového přepínání došlo k minimalizaci nežádoucích jevů při přepínání regulačních algoritmů [7].

9 OVĚŘENÍ CHOVÁNÍ NAVRŽENÝCH REGULÁTORŮ

Na spojitě ekvivalenty diskretních modelů reálné soustavy získaných pomocí identifikace bude navržena trojice H_∞ regulátorů pomocí kombinací váhových funkcí. První regulátor pomocí váhové funkce W_1 a W_2 , další pomocí váhové funkce W_1 a W_3 , a poslední pomocí všech váhových funkcí. H_∞ regulátory jsou vypočteny v podobě přenosové funkce v m-file, kde je řešena úloha sub-optimálního H_∞ řízení. Dále bude navržen diskretní ekvivalent PID regulátoru filtrací derivační složky dle rovnice (2.8), u něhož bude realizován anti-windup dle modelačního schématu na Obr. 4. Při návrhu je uvažován vliv dopravního zpoždění způsobeného periodou vzorkování, které je aproximováno časovou konstantou dopravního zpoždění $\tau = T_s / 2$, kde T_s je perioda vzorkování. Toto dopravní zpoždění je při návrhu připočteno k soustavě.

Navržené a otestované diskretní ekvivalenty regulátorů jsou spolu s algoritmem pro anti-windup a algoritmem zajišťující beznázorové přepínání mezi regulátory implementovány přímo do IPC. V tomto okamžiku je IPC použito jako průmyslový regulátor, regulující reálný proces.

Navržené regulační algoritmy budou porovnávány z hlediska robustnosti, výkonnosti, složitosti návrhu a požadavků nutných k jejich praktickému nasazení. Robustnost navržených regulátorů bude posuzována zásobou stability v modulu. Výkonnost navržených regulátorů bude hodnocena z přechodových charakteristik jednotlivých regulátorů navržených pro testované systémy. Porovnáván bude průběh a rychlost přechodového děje, maximální překmit a vyregulování vstupujícího poruchového signálu na vstupu do soustavy.

9.1 Nastavení váhových funkcí

Váhové funkce W_1 , W_2 a W_3 tvarují frekvenční charakteristiku citlivostní funkce, váhové funkce akčního zásahu a komplementární citlivostní funkci tak, aby bylo dosaženo rychlého přechodového děje a dobré citlivosti řízení s potlačením poruchy na nízkých frekvencích. Dále, aby byla frekvenční charakteristika uzavřeného obvodu stabilní s omezením rezonančního překmitu.

Jednotlivé váhové funkce jsou definovány ve tvaru přenosových funkcí následovně:

9.1.1 Váhové funkce citlivostní funkce

$$W_1(s) = \frac{Z_{W1}(T_{W11}s + 1)^2}{(T_{W12}s + 1)^2} \quad (9.1)$$

Zde je uvedeno, jakým způsobem byla nastavena přenosová funkce váhové funkce $W_1(s)$, stejným způsobem byla nastavena při všech návrzích. Byla nastavována tak, aby citlivostní funkce byla schopna na nízkých kmitočtech potlačit poruchové signály. Proto má frekvenční charakteristika váhové funkce vždy na nejnižších kmitočtech zesílení přes 80 dB. (Upozornění - ve všech grafech jsou pro lepší názornost vždy zobrazeny funkce inverzní k váhovým funkcím). V časové konstantě T_{W12} se její frekvenční charakteristika láme se sklonem -40dB/dek. Sklon citlivostní funkce má vliv na rychlost vyregulování vstupujícího poruchového signálu, se sklonem +40dB/dek bylo dosaženo lepších výsledků než se sklonem citlivostní funkce +20dB/dek, tato problematika je podrobně popsána v literatuře [1]. Sklon citlivostní funkce +40dB/dek se v přenosové funkci regulátoru projeví dvojitým integrátorem. Frekvenční charakteristika váhové funkce $W_1(s)$ se v časové konstantě T_{W11} láme se sklonem +40dB/dek a spolu s volbou zesílení Z_{W1} určují minimální přípustnou úroveň zásoby stability v modulu [1].

9.1.2 Váhové funkce akčního zásahu

$$W_2(s) = \frac{Z_{W2}(T_{W21}s + 1)}{(\varepsilon_{W21}s + 1)} \quad (9.2)$$

Zde je uvedeno, jakým způsobem byla nastavena přenosová funkce váhové funkce $W_2(s)$, stejným způsobem byla nastavena při všech návrzích. Hodnota zesílení Z_{W2} určuje maximální možnou velikost akčního zásahu regulátoru. Frekvenční charakteristika funkce akčního zásahu by neměla přesáhnout hodnotu 40dB, protože by návrh mohl vést na prakticky nerealizovatelný regulátor. Proto má frekvenční charakteristika zesílení $W_2(j\omega) \geq -40\text{dB/dek}$ na nízkých a středních kmitočtech. V časové konstantě T_{W21} se láme se sklonem +20dB/dek. Pro realizační konstantu ε_{W21} platí $\varepsilon_{W21} \ll T_{W21}$ [1].

9.1.3 Váhové funkce komplementární citlivostní funkce

$$W_3(s) = \frac{Z_{W3}(T_{W31}s + 1)^2}{(\varepsilon_{W31}s + 1)^2} \quad (9.3)$$

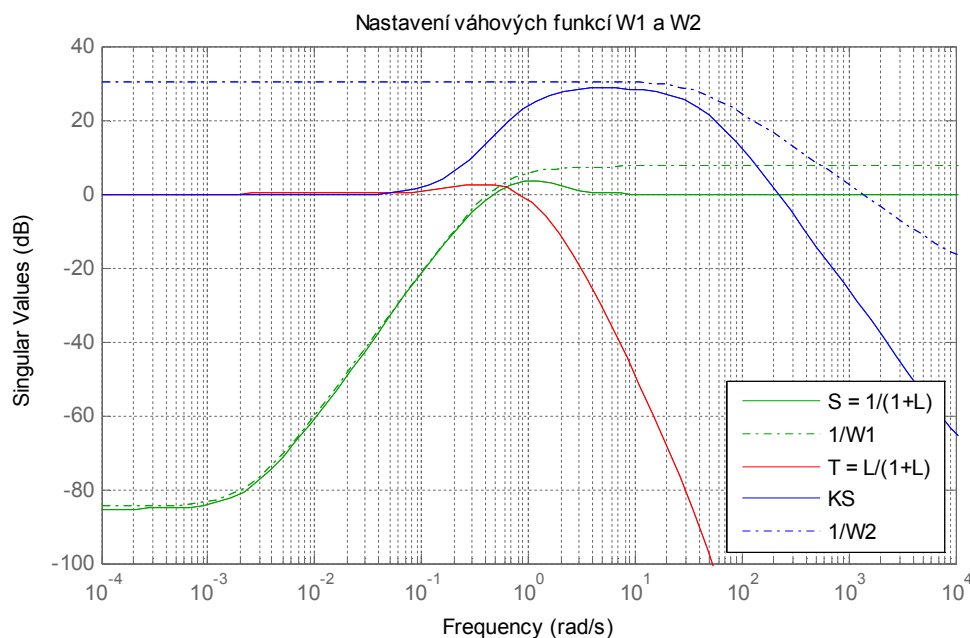
Zde je uvedeno, jakým způsobem byla nastavena přenosová funkce váhové funkce $W_3(s)$, stejným způsobem byla nastavena při všech návrzích. Hodnota zesílením Z_{W3} určuje maximální možnou velikost rezonančního převýšení komplementární citlivostní funkce. Frekvenční pásmo komplementární citlivostní funkce a tím i navrženého regulátoru je určeno časovou konstantou T_{W31} . Cílem je, aby komplementární citlivostní funkce byla do co nejvyšších kmitočtů rovna jedné. Pro realizační konstantu ε_{W31} platí $\varepsilon_{W31} \ll T_{W31}$ [1].

9.2 Návrh regulátorů na reálnou soustavu $F_{SI}(s)$

Tato podkapitola se zabývá návrhem H_∞ regulátorů na model reálné soustavy $F_{SI}(s)$ a specifickými vlastnostmi návrhu pro různé kombinace váhových funkcí. Dále se zabývá návrhem konstant PSD regulátoru. Na konci kapitoly je uvedeno srovnání přechodových dějů získaných nasazením regulačních algoritmů na reálnou soustavu.

9.2.1 Návrh regulátoru pomocí vah na S a KS

Návrh H_∞ regulátoru pomocí vah na S a KS je nejméně komplikovaný a lze jím dosáhnout obdobných vlastností jak při návrhu využívající všechny váhové funkce. Předností tohoto návrhu je, že díky váhové funkci W_2 máme přímou kontrolu nad maximální hodnotou akčního zásahu.



Obr. 18 Nastavení váhových funkcí W_1 a W_2 pro návrh H_∞ regulátoru na reálnou soustavu $F_{SI}(s)$

Na *Obr. 19* je zobrazeno nastavení váhových funkcí W_1 a W_2 tvarujících frekvenční charakteristiku citlivostní funkce a váhové funkce akčního zásahu, které jsou zvoleny tak, aby bylo dosaženo požadovaného přechodového děje, dle kapitoly 9.1.

$$\|T_{zw}\|_{\infty} = \left\| \frac{W_1 S}{W_2 K S} \right\|_{\infty} \quad (9.4)$$

Vlastní výpočet H_{∞} regulátoru pomocí minimalizace $\|T_{zw}\|_{\infty}$ je proveden funkcí `hinfsyn()`.

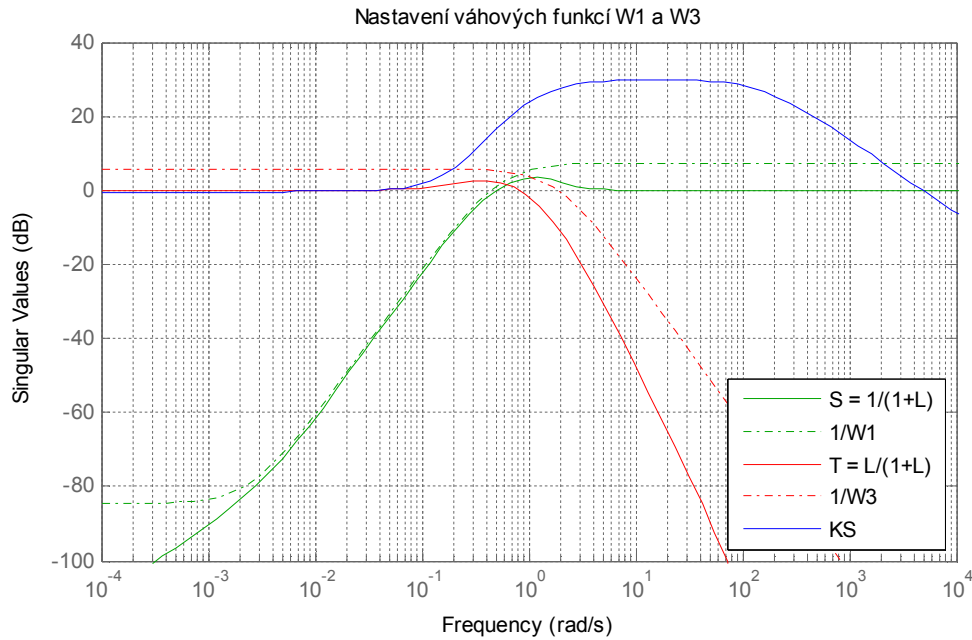
Navržený H_{∞} regulátor je podroben minimalizaci, jeho frekvenční a fázová charakteristika je zobrazena na *Obr. 23*. Výsledný přenos minimalizovaného regulátoru $K_{SKSI}(s)$

$$K_{SKSI}(s) = \frac{0,11(0,46s + 1) \cdot (3,2s + 1) \cdot (5s + 1) \cdot (5,2s + 1)}{s^2(0,152s^2 + 0,64s + 1)} \quad (9.5)$$

Přenos diskretního ekvivalentu H_{∞} regulátoru získáme diskretizací spojitého minimalizovaného přenosu $K_{SKSI}(s)$ s periodou vzorkování $T_s = 100ms$.

9.2.2 Návrh regulátoru pomocí vah na S a T

Nevýhodou tohoto návrhu je, že i při malé změně váhové funkce W_3 může dojít k velkému navýšení maximální hodnoty akčního zásahu, a to až o desítky dB, což je nežádoucí. Je to způsobeno absencí váhové funkce W_2 , která má přímou kontrolu nad maximální hodnotou akčního zásahu.



Obr. 19 Nastavení váhových funkcí W_1 a W_3 pro návrh H_{∞} regulátoru na reálnou soustavu $F_{SI}(s)$

Na Obr. 20 je zobrazeno nastavení váhových funkcí W_1 a W_3 tvarujících frekvenční charakteristiku citlivostní funkce a komplementární citlivostní funkce, které jsou zvoleny tak, aby bylo dosaženo požadovaného přechodového děje, dle kapitoly 9.1.

$$\|T_{zw}\|_{\infty} = \left\| \frac{W_1 S}{W_3 T} \right\|_{\infty} \quad (9.6)$$

Vlastní výpočet H_{∞} regulátoru pomocí minimalizace $\|T_{zw}\|_{\infty}$ je proveden funkcí `hinfsyn()`.

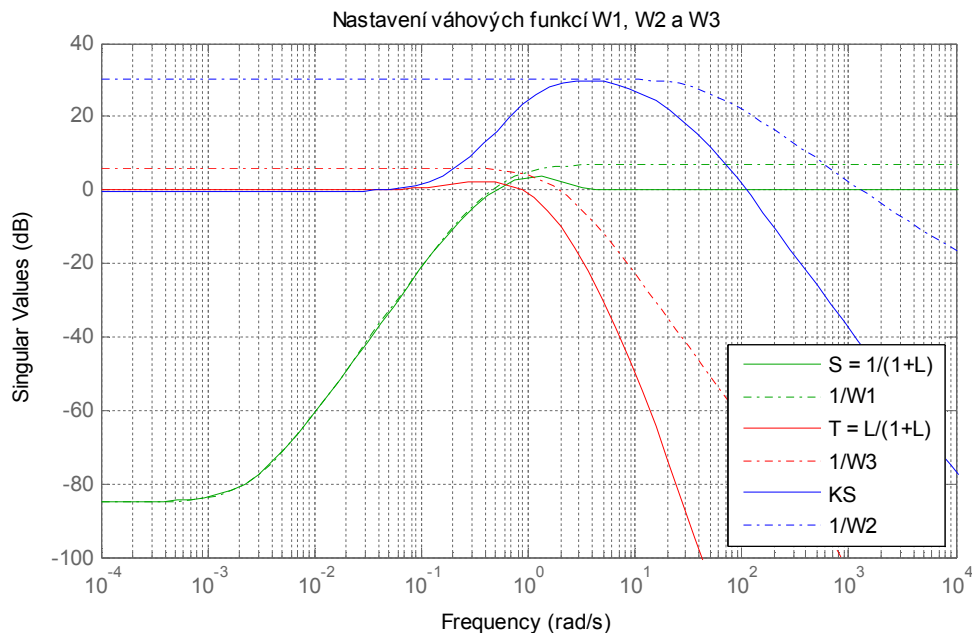
Navržený H_{∞} regulátor je podroben minimalizaci, jeho frekvenční a fázová charakteristika je zobrazena na Obr. 23. Výsledný přenos minimalizovaného regulátoru $K_{STI}(s)$

$$K_{STI}(s) = \frac{0,12(0,46s + 1) \cdot (3,1s + 1) \cdot (5s + 1) \cdot (5,2s + 1)}{s^2(0,13s^2 + 0,62s + 1)} \quad (9.7)$$

Přenos diskrétního ekvivalentu H_{∞} regulátoru získáme diskretizací spojitého minimalizovaného přenosu $K_{STI}(s)$ s periodou vzorkování $T_s = 100ms$.

9.2.3 Návrh regulátoru pomocí vah na S, KS a T

Návrhem H_{∞} regulátoru pomocí všech váhových funkcí lze dosáhnout nejlepších výsledků, ale návrh je komplikovaný, protože může dojít k blokování jedné z váhových funkcí jinou. Nejčastěji dochází k blokování váhové funkce W_2 váhovou funkcí W_3 nebo naopak. Nastává to v případě, kdy jsou splněny požadavky na průběh akčního zásahu norem na S a T, pak se vliv váhové funkce W_2 neprojeví.



Obr. 20 Nastavení váhových funkcí W_1 , W_2 a W_3 pro návrh H_{∞} regulátoru na reálnou soustavu $F_{SI}(s)$

Na *Obr. 21* je zobrazeno nastavení váhových funkcí W_1 , W_2 a W_3 tvarujících frekvenční charakteristiku citlivostní funkce, váhové funkce akčního zásahu a komplementární citlivostní funkce, které jsou zvoleny tak, aby bylo dosaženo požadovaného přechodového děje, dle kapitoly 9.1.

$$\|T_{zw}\|_{\infty} = \left\| \begin{bmatrix} W_1 S \\ W_2 K S \\ W_3 T \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \quad (9.8)$$

Vlastní výpočet H_{∞} regulátoru pomocí minimalizace $\|T_{zw}\|_{\infty}$ je proveden funkcí `hinfsyn()`.

Navržený H_{∞} regulátor je podroben minimalizaci, jeho frekvenční a fázová charakteristika je zobrazena na *Obr. 23*. Výsledný přenos minimalizovaného regulátoru $K_{SKST1}(s)$

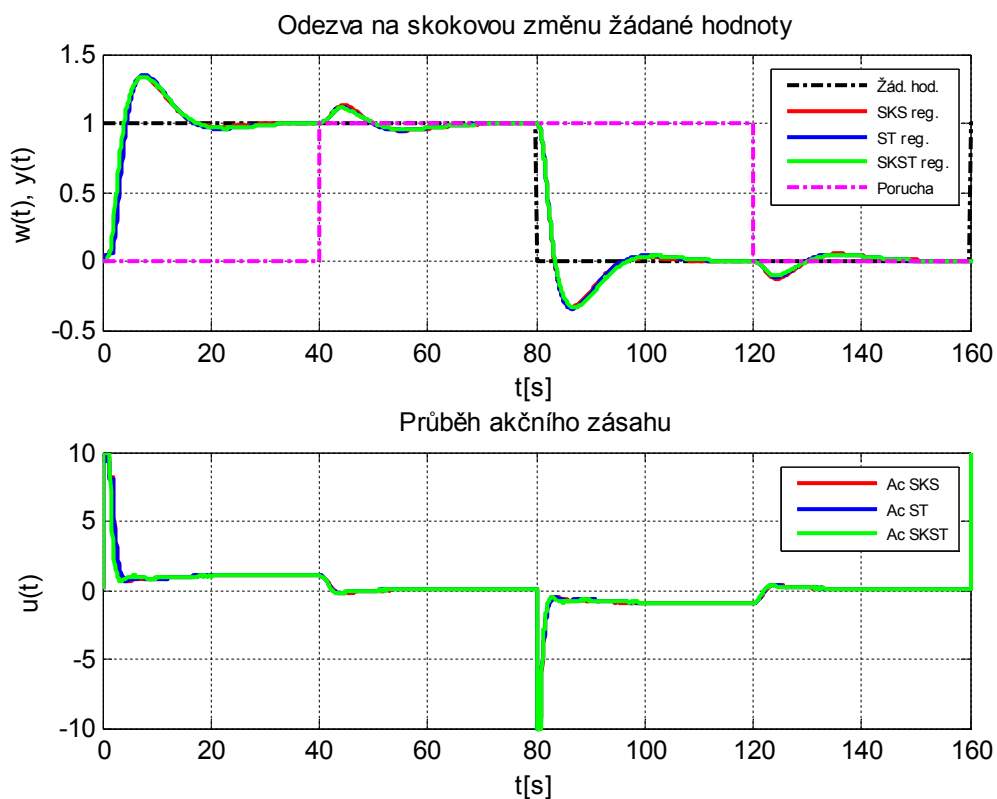
$$K_{SKST1}(s) = \frac{0,12(0,46s + 1) \cdot (3,1s + 1) \cdot (5,2s + 1) \cdot (5,6s + 1)}{s^2(0,13s^2 + 0,58s + 1)} \quad (9.9)$$

Přenos diskrétního ekvivalentu H_{∞} regulátoru získáme diskretizací spojitého minimalizovaného přenosu $K_{SKST1}(s)$ s periodou vzorkování $T_s = 100ms$.

9.2.4 Srovnání přechodových dějů navržených H_{∞} regulátorů na reálnou soustavu $F_{SI}(s)$

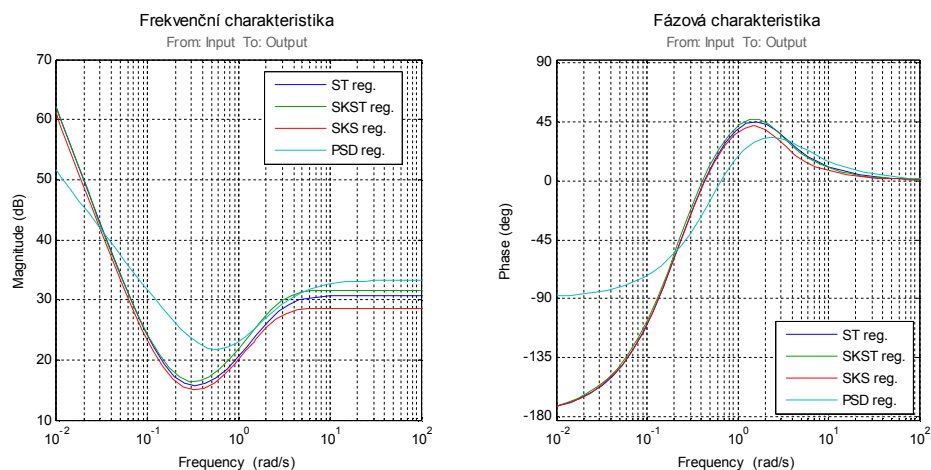
Srovnání přechodových charakteristik diskrétních ekvivalentů jednotlivých H_{∞} regulátorů navržených pro soustavu $F_{SI}(s)$ je zobrazeno na *Obr. 22*. V čase $t = 0s$ je skokově změněna žádaná hodnota $w(t)$ z hodnoty 0V na hodnotu +1V. Změna žádané hodnoty $w(t)$ je SKS a SKST regulátorem regulována s překmitem 34% a regulátorem ST s překmitem 35%, přechodový děj se ustálí ve všech třech případech za stejnou dobu $t_w = 16s$.

Po ukončení přechodového děje způsobeného změnou žádané hodnoty $w(t)$ je v čase $t = 40s$ na vstup do soustavy přiveden poruchový signál $v(t)$ ve tvaru jednotkového skoku +1V. Vstupující poruchový signál je vyregulován nejrychleji SKST regulátorem za dobu $t_v = 14s$ s překmitem 11%. Regulátory SKS a ST vyregulují poruchový signál $v(t)$ za dobu $t_v = 16s$ s překmitem 13% a 12%.



Obr. 21 Srovnání přechodových dějů navržených H_∞ regulátorů na soustavu $F_{SI}(s)$

Chování všech tří regulátorů je téměř shodné, jak je patrné z *Obr. 22*, jen o něco málo lepších výsledků bylo dosaženo regulátorem SKST, který byl navrhnout za pomoci všech váhových funkcí.



Obr. 22 Srovnání frekvenčních charakteristik navržených regulátorů na soustavu $F_{SI}(s)$

9.2.5 Návrh diskrétního PSD regulátoru

Návrh parametrů byl proveden pro PSD regulátor filtrací derivační složky dle rovnice (2.8). Konstanty pro nastavení regulátorů byly získány s využitím klasické metody Zigler-Nicholsona. Tato metoda preferuje kmitavé průběhy (tři viditelné překmity) a také poměrně dobře odstraňuje skokovou poruchu. Přivedením soustavy na mez stability byly získány hodnoty kritického zesílení a kritické periody. Perioda vzorkování byla zvolena $T_s = 100ms$ jako u H_∞ regulátorů.

Výsledné konstanty regulátoru jsou:

Zesílení: $K_r = 11,4457$

Integrační konstanta: $T_i = 3,0795$

Derivační konstanta: $T_d = 0,7699$

Filtrační koeficient: $N = 3$

Sledovací konstanta: $T_t = 10$

Průběh přechodového děje navrženého PSD regulátoru na reálnou soustavu $F_{SI}(s)$ vyvolaného skokovou změnou žádané hodnoty $w(t)$ z hodnoty 0V na hodnotu +1V v čase $t = 0s$ je zobrazen na Obr. 24. Změna žádané hodnoty $w(t)$ je PSD regulátorem regulována s překmitem 35%, přechodový děj se ustálí za dobu $t_w = 18s$.



Obr. 23 Průběh přechodového děje navrženého PSD regulátoru na soustavu $F_{SI}(s)$

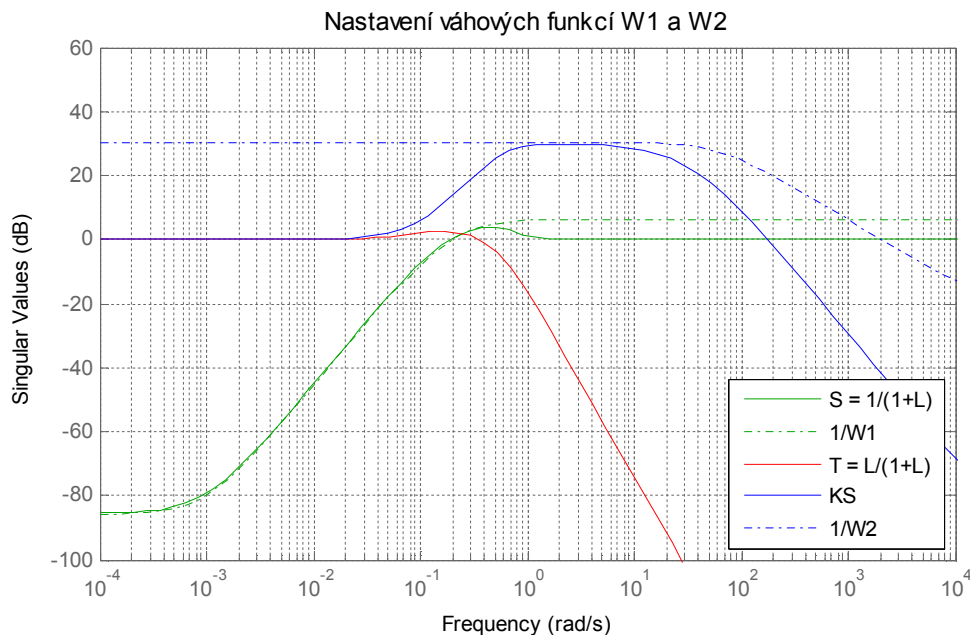
Po ukončení přechodového děje způsobeného změnou žádané hodnoty $w(t)$ je v čase $t = 40s$ na vstup do soustavy přiveden poruchový signál $v(t)$ ve tvaru jednotkového skoku $+1V$. Vstupující poruchový signál je vyregulován za dobu $t_v = 11s$ s překmitem 13%.

9.3 Návrh regulátorů na reálnou soustavu $F_{S2}(s)$

Tato podkapitola se zabývá návrhem H_∞ regulátorů na model reálné soustavy $F_{S2}(s)$ a specifickými vlastnostmi návrhu pro různé kombinace váhových funkcí. Dále se zabývá návrhem konstant PSD regulátoru. Na konci kapitoly je uvedeno srovnání přechodových dějů získaných nasazením regulačních algoritmů na reálnou soustavu.

9.3.1 Návrh regulátoru pomocí vah na S a KS

Při návrhu H_∞ regulátoru pomocí vah na citlivostní a komplementární citlivostní funkci bylo postupováno stejným způsobem jako v předcházejícím případě, při návrhu regulátoru na reálnou soustavu $F_{S1}(s)$. Na Obr. 25 jsou zobrazeny průběhy váhových funkcí W_1 , W_2 a výsledné průběhy S, KS a T.



Obr. 24 Nastavení váhových funkcí W_1 a W_2 pro návrh H_∞ regulátoru na reálnou soustavu $F_{S2}(s)$

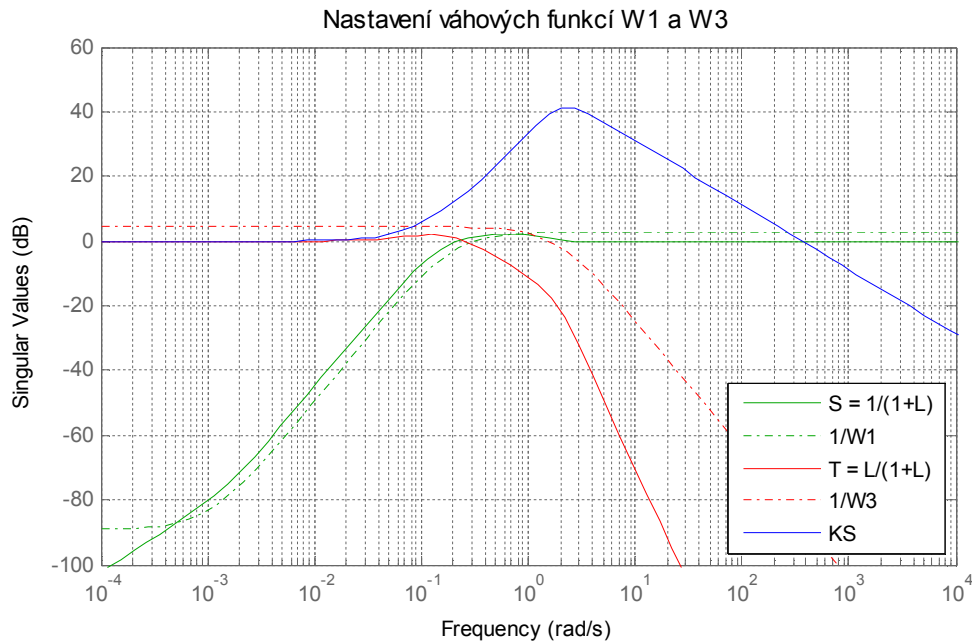
Navržený H_∞ regulátor je podroben minimalizaci, jeho frekvenční a fázová charakteristika je zobrazena na Obr. 29. Výsledný přenos minimalizovaného regulátoru $K_{SKS2}(s)$

$$K_{SKS2}(s) = \frac{0,019(3,3s + 1) \cdot (13s + 1) \cdot (49s^2 + 14s + 1)}{s^2(1,21s^2 + 1,6s + 1)} \quad (9.10)$$

Přenos diskrétního ekvivalentu H_∞ regulátoru získáme diskretizací spojitého minimalizovaného přenosu $K_{SKS2}(s)$ s periodou vzorkování $T_s = 100ms$.

9.3.2 Návrh regulátoru pomocí vah na S a T

Při návrhu H_∞ regulátoru pomocí vah na citlivostní funkci a váhovou funkci akčního zásahu bylo postupováno stejným způsobem jako v předcházejícím případě, při návrhu regulátoru na reálnou soustavu $F_{S1}(s)$. Na Obr. 26 jsou zobrazeny průběhy váhových funkcí W_1 , W_3 a výsledné průběhy S, KS a T.



Obr. 25 Nastavení váhových funkcí W_1 a W_3 pro návrh H_∞ regulátoru na reálnou soustavu $F_{S2}(s)$

Navržený H_∞ regulátor je podroben minimalizaci, jeho frekvenční a fázová charakteristika je zobrazena na Obr. 29. Výsledný přenos minimalizovaného regulátoru $K_{ST2}(s)$

$$K_{ST2}(s) = \frac{0,02(3,3s + 1) \cdot (12s + 1) \cdot (49s^2 + 14s + 1)}{s^2(0,5s + 1) \cdot (0,26s^2 + 0,56s + 1)} \quad (9.11)$$

Přenos diskrétního ekvivalentu H_∞ regulátoru získáme diskretizací spojitého minimalizovaného přenosu $K_{ST2}(s)$ s periodou vzorkování $T_s = 100ms$.

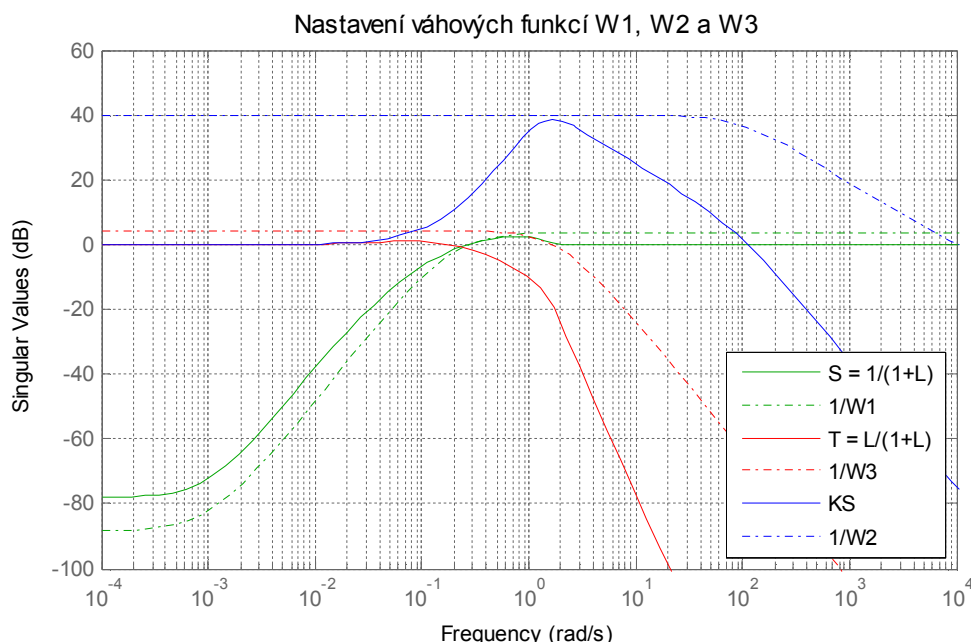
9.3.3 Návrh regulátoru pomocí vah na S, KS a T

Při návrhu H_∞ regulátoru pomocí vah na citlivostní, komplementární citlivostní funkci a váhovou funkci akčního zásahu bylo postupováno stejným způsobem jako v předcházejícím případě, při návrhu regulátoru na reálnou soustavu $F_{S1}(s)$. Na Obr. 27 jsou zobrazeny průběhy váhových funkcí W_1 , W_2 , W_3 a výsledné průběhy S, KS a T.

Navržený H_∞ regulátor je podroben minimalizaci, jeho frekvenční fázová charakteristika je zobrazena na Obr. 29. Výsledný přenos minimalizovaného regulátoru $K_{SKAT2}(s)$

$$K_{SKST2}(s) = \frac{0,014(3,3s + 1) \cdot (17s + 1) \cdot (49s^2 + 14s + 1)}{s^2(0,59s + 1) \cdot (0,476s^2 + 0,59s + 1)} \quad (9.12)$$

Přenos diskrétního ekvivalentu H_∞ regulátoru získáme diskretizací spojitého minimalizovaného přenosu $K_{SKST2}(s)$ s periodou vzorkování $T_s = 100ms$.

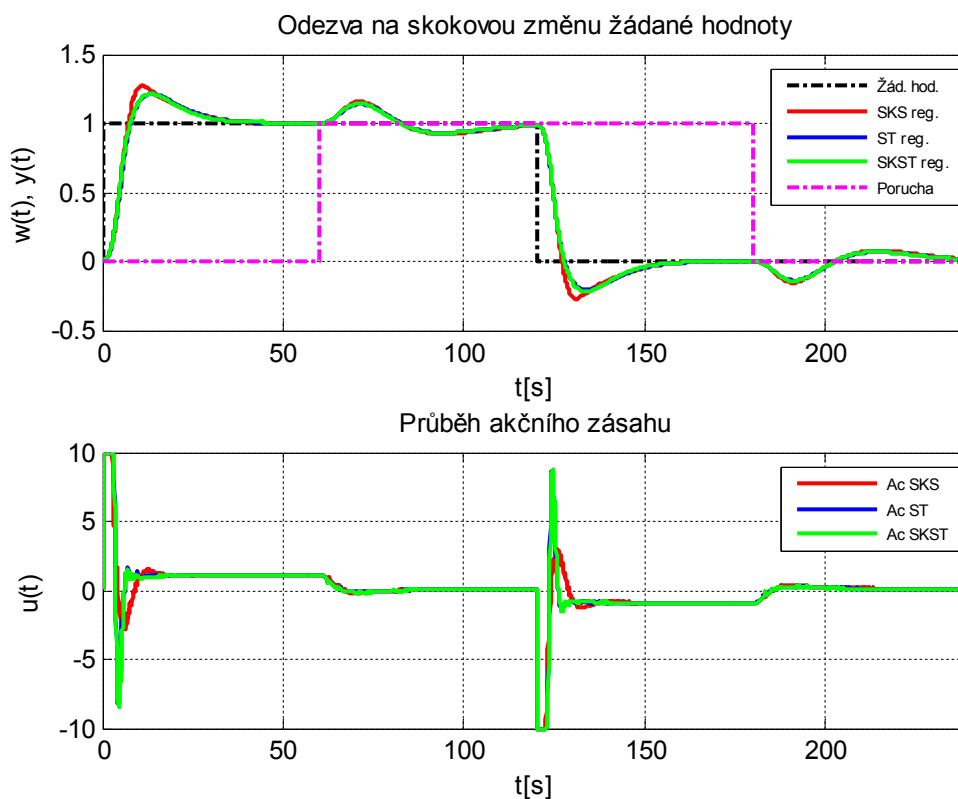


Obr. 26 Nastavení váhových funkcí W_1 , W_2 a W_3 pro návrh H_∞ regulátoru na reálnou soustavu $F_{S2}(s)$

9.3.4 Srovnání přechodových dějů navržených H_∞ regulátorů na reálnou soustavu $F_{S2}(s)$

Srovnání přechodových charakteristik diskrétních ekvivalentů jednotlivých H_∞ regulátorů navržených pro soustavu $F_{S2}(s)$ je zobrazeno na Obr. 28. V čase $t = 0s$ je skokově změněna žádaná hodnota $w(t)$ z hodnoty 0V na hodnotu +1V. Změna žádané hodnoty $w(t)$ je SKS regulátorem regulována s překmitem 23% za dobu $t_w = 31s$, ST je

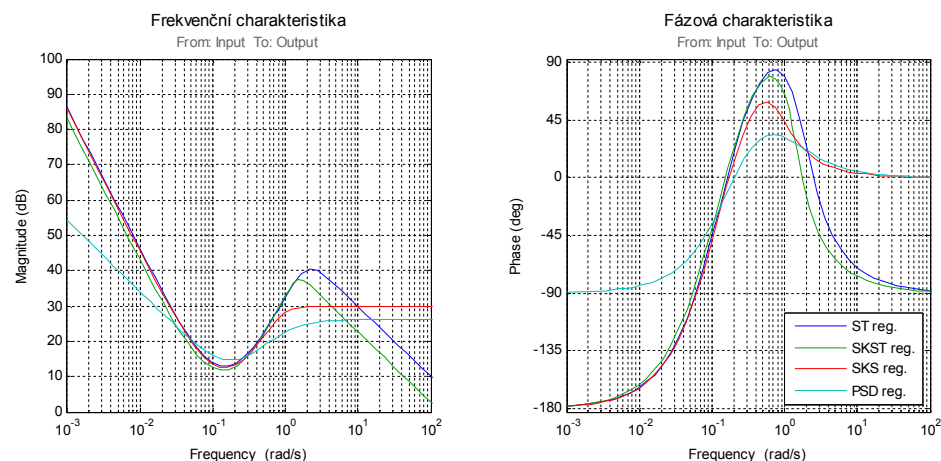
regulována s překmitem 19% a přechodový děj se ustálí za dobu $t_w = 30,5s$. Nejrychleji je vyregulována změna $w(t)$ regulátorem SKST za dobu $t_w = 29s$ s překmitem 20%.



Obr. 27 Srovnání frekvenčních charakteristik navržených regulátorů na soustavu $F_{S2}(s)$

Po ukončení přechodového děje způsobeného změnou žádané hodnoty $w(t)$ je v čase $t = 60s$ na vstup do soustavy přiveden poruchový signál $v(t)$ ve tvaru jednotkového skoku $+1V$. Vstupující poruchový signál je vyregulován nejrychleji ST a SKST regulátorem za dobu $t_v = 40s$ s překmitem 14%. Regulátor SKS vyreguluje poruchový signál $v(t)$ za dobu $t_v = 42s$ s překmitem 16%.

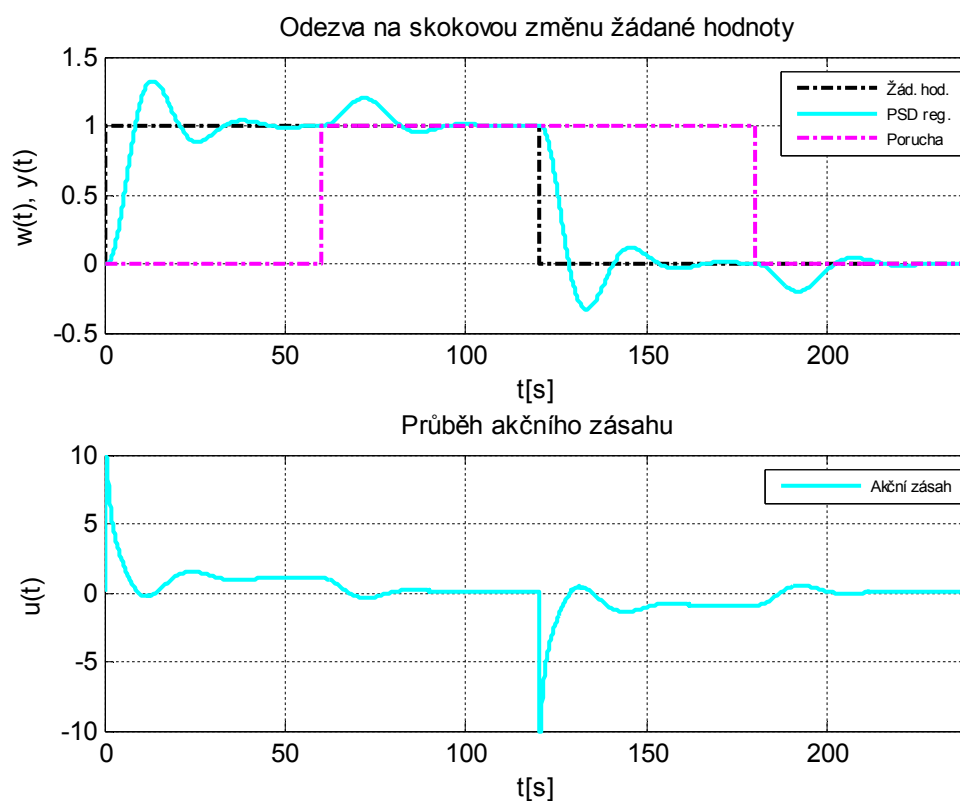
Chování všech tří regulátorů je téměř shodné jak již je patrné z *Obr. 28*, opět je lepších výsledků dosaženo regulátorem SKST, který byl navrhnut za pomoci všech váhových funkcí.



Obr. 28 Srovnání frekvenčních charakteristik navržených regulátorů na soustavu $F_{S2}(s)$

9.3.5 Návrh diskrétního PSD regulátoru

Návrh parametrů byl proveden pro PSD regulátor filtrací derivační složky dle rovnice (3.7). Konstanty pro nastavení regulátorů byly získány s využitím klasické metody Zigler-Nicholsona. Přivedením soustavy na mez stability byly získány hodnoty kritického zesílení a kritické periody. Perioda vzorkování byla zvolena $T_s = 100ms$ jako u H_∞ regulátorů.



Obr. 29 Průběh přechodového děje navrženého PSD regulátoru na reálnou soustavu $F_{S2}(s)$

Výsledné konstanty regulátoru jsou:

Zesílení: $K_r = 5,0588$

Integrační konstanta: $T_i = 10,0509$

Derivační konstanta: $T_d = 2,5127$

Filtrační koeficient: $N = 3$

Sledovací konstanta: $T_l = 10$

Průběh přechodového děje, navrženého PSD regulátoru na reálnou soustavu $F_{S2}(s)$, vyvolaného skokovou změnou žádané hodnoty $w(t)$ z hodnoty 0V na hodnotu +1V v čase $t = 0s$ je zobrazen na *Obr. 30*. Změna žádané hodnoty $w(t)$ je PSD regulátorem regulována s překmitem 32%, přechodový děj se ustálí za dobu $t_w = 38s$. Po ukončení přechodového děje způsobeného změnou žádané hodnoty $w(t)$ je v čase $t = 60s$ na vstup do soustavy přiveden poruchový signál $v(t)$ ve tvaru jednotkového skoku +1V. Vstupující poruchový signál je vyregulován za dobu $t_v = 31s$ s překmitem 20%.

9.4 Návrh regulátorů na reálnou soustavu $F_{S3}(s)$

Tato podkapitola se zabývá návrhem H_∞ regulátorů na model reálné soustavy $F_{S3}(s)$ a specifickými vlastnostmi návrhu pro různé kombinace váhových funkcí. Dále se zabývá návrhem konstant PSD regulátoru. Na konci kapitoly je uvedeno srovnání přechodových dějů získaných nasazením regulačních algoritmů na reálnou soustavu.

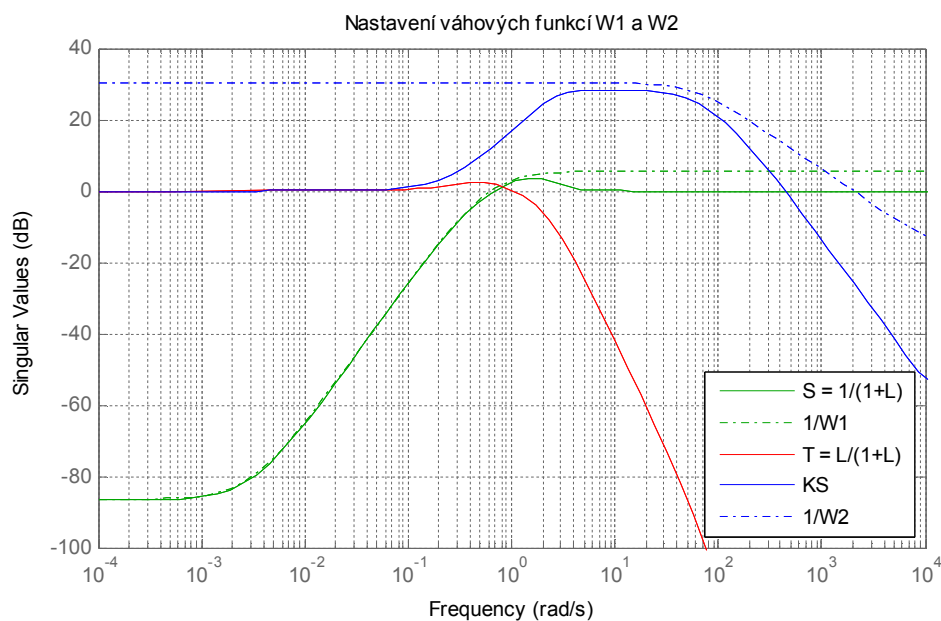
9.4.1 Návrh regulátoru pomocí vah na S a KS

Při návrhu H_∞ regulátoru pomocí vah na citlivostní a komplementární citlivostní funkci bylo postupováno stejným způsobem jako v případě předcházejících návrhů. Na *Obr. 31* jsou zobrazeny průběhy váhových funkcí W_1 , W_2 a výsledné průběhy S, KS a T.

Navržený H_∞ regulátor je podroben minimalizaci, jeho frekvenční a fázová charakteristika je zobrazena na *Obr. 35*. Výsledný přenos minimalizovaného regulátoru $K_{SKS3}(s)$

$$K_{SKS2}(s) = \frac{0.215(0,9s + 1) \cdot (1,1s + 1) \cdot (3,1s + 1) \cdot (3,9s + 1)}{s^2(0,09s^2 + 4,4s + 1)} \quad (9.13)$$

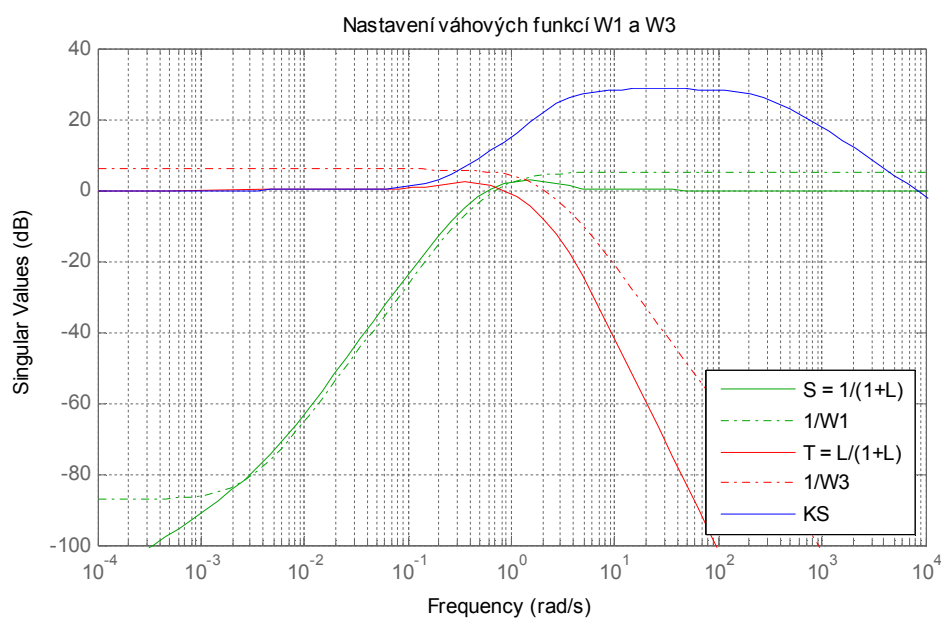
Přenos diskrétního ekvivalentu H_∞ regulátoru získáme diskretizací spojitého minimalizovaného přenosu $K_{SKS3}(s)$ s periodou vzorkování $T_s = 100ms$.



Obr. 30 Nastavení váhových funkcí W_1 a W_2 pro návrh H_∞ regulátoru na reálnou soustavu $F_{S3}(s)$

9.4.2 Návrh regulátoru pomocí vah na S a T

Při návrhu H_∞ regulátoru pomocí vah na citlivostní funkci a váhovou funkci akčního zásahu bylo postupováno stejným způsobem jako v případě předcházejících návrhů. Na Obr. 32 jsou zobrazeny průběhy váhových funkcí W_1 , W_3 a výsledné průběhy S, KS a T.



Obr. 31 Nastavení váhových funkcí W_1 a W_3 pro návrh H_∞ regulátoru na reálnou soustavu $F_{S3}(s)$

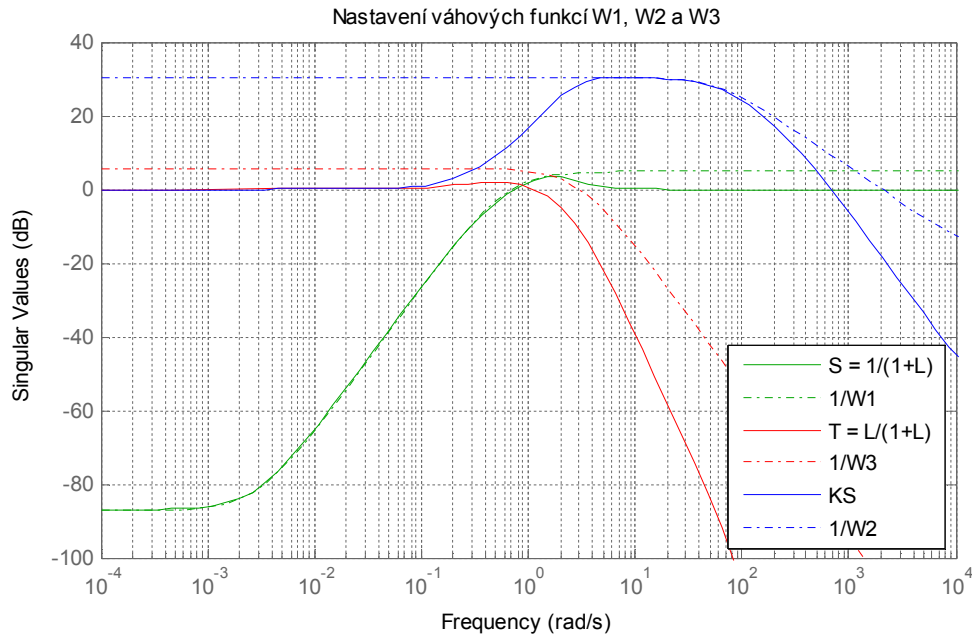
Navržený H_∞ regulátor je podroben minimalizaci, jeho frekvenční a fázová charakteristika je zobrazena na Obr. 35. Výsledný přenos minimalizovaného regulátoru $K_{ST3}(s)$

$$K_{ST3}(s) = \frac{0,16(0,9s + 1) \cdot (1,1s + 1) \cdot (3,1s + 1) \cdot (4,4s + 1)}{s^2(0,078s^2 + 0,46s + 1)} \quad (9.14)$$

Přenos diskrétního ekvivalentu H_∞ regulátoru získáme diskretizací spojitého minimalizovaného přenosu $K_{ST3}(s)$ s periodou vzorkování $T_s = 100ms$.

9.4.3 Návrh regulátoru pomocí vah na S, KS a T

Při návrhu H_∞ regulátoru pomocí vah na citlivostní, komplementární citlivostní funkci a váhovou funkci akčního zásahu bylo postupováno stejným způsobem jako v případě předcházejících návrhů. Na Obr. 23 jsou zobrazeny průběhy váhových funkcí W_1 , W_2 , W_3 a výsledné průběhy S, KS a T.



Obr. 32 Nastavení váhových funkcí W_1 , W_2 a W_3 pro návrh H_∞ regulátoru na reálnou soustavu $F_{S3}(s)$

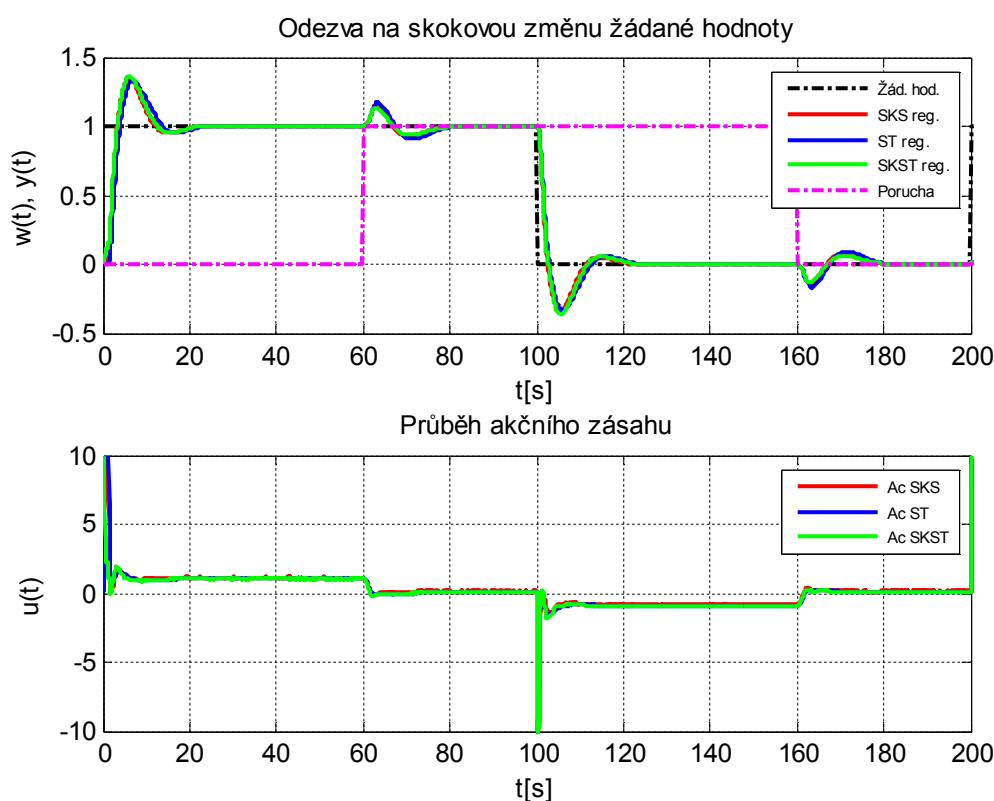
Navržený H_∞ regulátor je podroben minimalizaci, jeho frekvenční a fázová charakteristika je zobrazena na Obr. 33. Výsledný přenos minimalizovaného regulátoru $K_{SKAT3}(s)$ je:

$$K_{SKST3}(s) = \frac{0,22(0,9s + 1) \cdot (1,1s + 1) \cdot (3,1s + 1) \cdot (4,2s + 1)}{s^2(0,078s^2 + 0,42s + 1)} \quad (9.15)$$

Přenos diskrétního ekvivalentu H_∞ regulátoru získáme diskretizací spojitého minimalizovaného přenosu $K_{SKST3}(s)$ s periodou vzorkování $T_s = 100ms$.

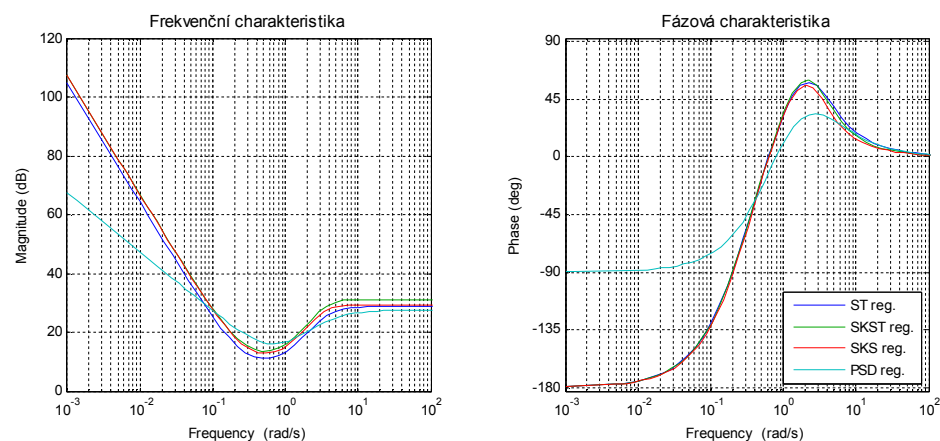
9.4.4 Srovnání přechodových dějů navržených H_∞ regulátorů na reálnou soustavu $F_{S3}(s)$

Srovnání přechodových charakteristik diskrétních ekvivalentů jednotlivých H_∞ regulátorů navržených pro soustavu $F_{S3}(s)$ je zobrazeno na Obr. 34. V čase $t = 0s$ je skokově změněna žádaná hodnota $w(t)$ z hodnoty 0V na hodnotu +1V. Změna žádané hodnoty $w(t)$ je SKS regulátorem regulována s překmitem 34% za dobu $t_w = 11,5s$, ST je regulována s překmitem 33% a přechodový děj se ustálí za dobu $t_w = 13s$. Nejrychleji je vyregulována změna $w(t)$ regulátorem SKST za dobu $t_w = 11,5s$ s překmitem 36%.



Obr. 33 Srovnání přechodových dějů navržených H_∞ regulátorů na reálnou soustavu $F_{S3}(s)$

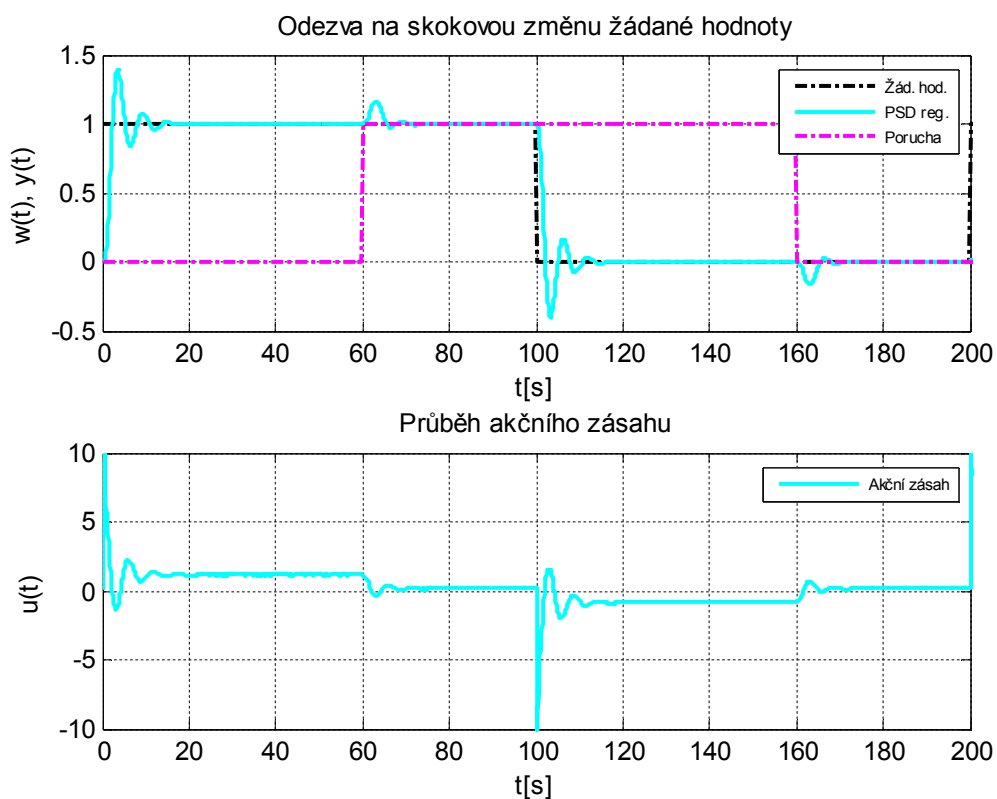
Po ukončení přechodového děje způsobeného změnou žádané hodnoty $w(t)$ je v čase $t = 60s$ na vstup do soustavy přiveden poruchový signál $v(t)$ ve tvaru jednotkového skoku +1V. Vstupující poruchový signál je vyregulován nejrychleji SKST za dobu $t_v = 9s$ s překmitem 13%. Regulátor SKS vyreguluje poruchový signál $v(t)$ za dobu $t_v = 10s$ s překmitem 15% a ST regulátor za dobu $t_v = 13s$ s překmitem 17%. Nejlepších výsledků bylo dosaženo regulátorem SKST, který byl navrhnut za pomoci všech váhových funkcí.



Obr. 34 Srovnání frekvenčních charakteristik navržených regulátorů na soustavu $F_{S3}(s)$

9.4.5 Návrh diskrétního PSD regulátoru

Návrh parametrů byl proveden pro PSD regulátor filtrací derivační složky dle rovnice (2.8). Konstanty pro nastavení regulátorů byly získány s využitím klasické metody Zigler-Nicholsona. Perioda vzorkování byla zvolena $T_s = 100ms$.



Obr. 35 Průběh přechodového děje navrženého PSD regulátoru na reálnou soustavu $F_{S3}(s)$

Výsledné konstanty regulátoru jsou:

$$\text{Zesílení: } K_r = 5,9$$

$$\text{Integrační konstanta: } T_i = 2,5689$$

$$\text{Derivační konstanta: } T_d = 0,6422$$

$$\text{Filtrační koeficient: } N = 3$$

$$\text{Sledovací konstanta: } T_l = 10$$

Průběh přechodového děje, navrženého PSD regulátoru na reálnou soustavu $F_{S3}(s)$, vyvolaného skokovou změnou žádané hodnoty $w(t)$ z hodnoty 0V na hodnotu +1V v čase $t = 0s$ je zobrazen na Obr. 36. Změna žádané hodnoty $w(t)$ je PSD regulátorem regulována s překmitem 39%, přechodový děj se ustálí za dobu $t_w = 10,5s$. Po ukončení přechodového děje způsobeného změnou žádané hodnoty $w(t)$ je v čase $t = 60s$ na vstup do soustavy přiveden poruchový signál $v(t)$ ve tvaru jednotkového skoku +1V. Vstupující poruchový signál je vyregulován za dobu $t_v = 6,5s$ s překmitem 17%.

9.5 Vliv změny globální časové konstanty

V následující kapitole bude ověřen vliv změny globální časové konstanty reálné soustavy na výkonnost a robustnost navržených regulátorů. K vyhodnocení jsou použity integrální kritéria uvedené v kapitole 5, jedná se o ITAE a kvadratické kritérium. Robustnost je hodnocena z následujícího poměru kritérií:

$$\Delta J_{ITAE} = \frac{J_{ITAEZNS}}{J_{ITAE}} \quad (9.16)$$

$$\Delta J_{KVAD} = \frac{J_{KVADZNS}}{J_{KVAD}} \quad (9.17)$$

Kde, ΔJ_{ITAE} a ΔJ_{KVAD} jsou výsledné poměry integrálních kritérií, J_{ITAE} a J_{KVAD} jsou kritéria získaná z průběhu regulační odchylky při regulaci výchozí soustavy, $J_{ITAEZNS}$ a $J_{KVADZNS}$ jsou získány při regulaci soustavy se změněnou globální časovou konstantou. Zde jsou uvedeny přenosy soustav $F_{S1}(s)$, $F_{S2}(s)$ a $F_{S3}(s)$ před a po změně globální časové konstanty:

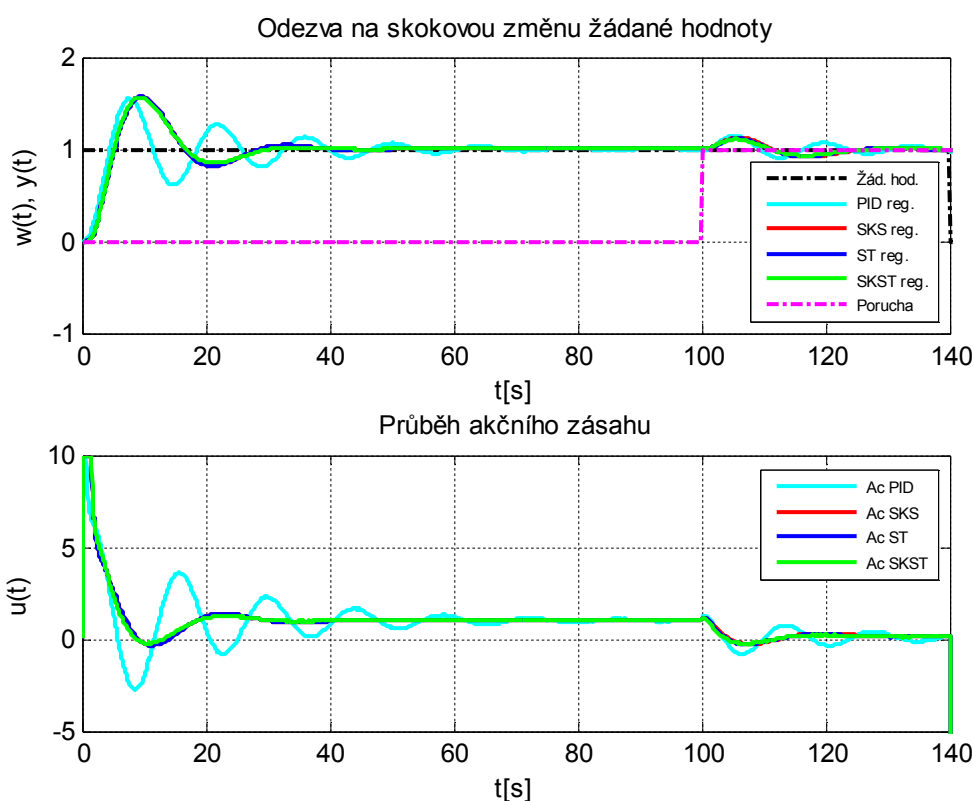
$$F_{S1}(s) = \frac{1}{(0,5s+1) \cdot (s+1) \cdot (5s+1)} \Rightarrow F_{S1ZNS}(s) = \frac{1}{(0,5s+1) \cdot (s+1) \cdot (10s+1)} \quad (9.18)$$

$$F_{S2}(s) = \frac{1}{(s+1) \cdot (7s+1) \cdot (7s+1)} \Rightarrow F_{S2ZNS}(s) = \frac{1}{(s+1) \cdot (7s+1) \cdot (10s+1)} \quad (9.19)$$

$$F_{S3}(s) = \frac{1}{(s+1) \cdot (s+1) \cdot (s+1)} \Rightarrow F_{S3ZNS}(s) = \frac{1}{(s+1) \cdot (s+1) \cdot (3s+1)} \quad (9.20)$$

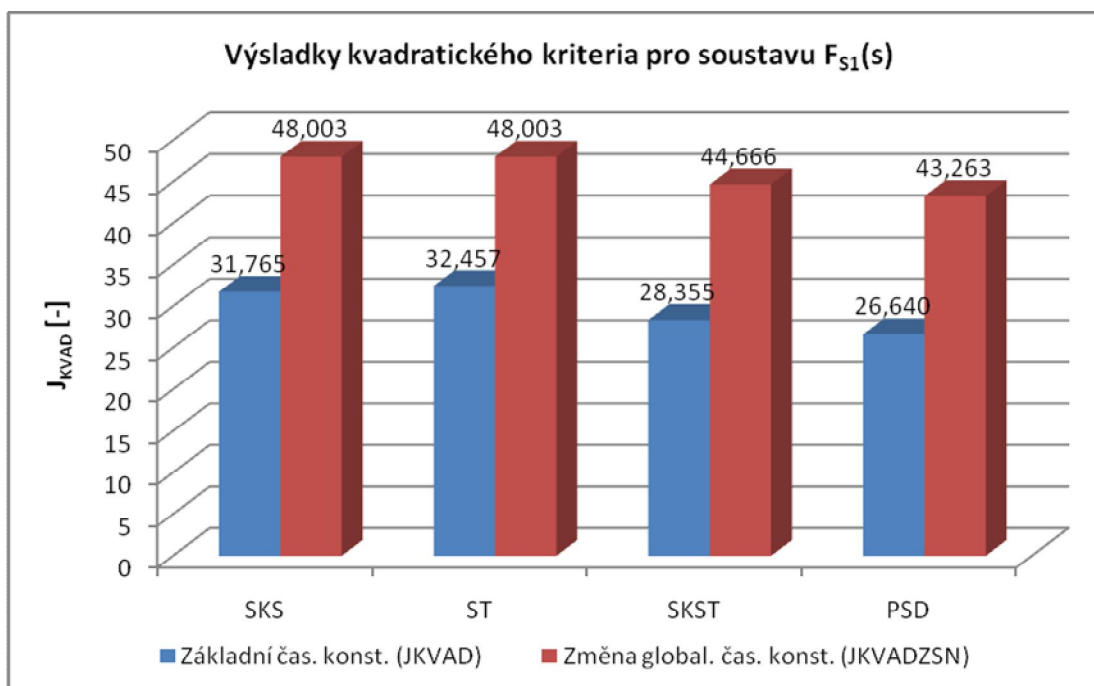
Dále bude uvedeno srovnání regulačních dějů pro soustavy, u kterých došlo ke změně parametrů. Integrální kriteria byla vypočtena z průběhů bez vstupujícího poruchového signálu.

Průběh regulačního děje reálné soustavy $F_{SIZNS}(s)$, u které se projevila změna globální časové konstanty, je zobrazena na Obr. 37. Změna žádané hodnoty $w(t)$ je SKS regulátorem regulována s překmitem 57%, ST s překmitem 58%, SKST s překmitem 56%, všechny H_∞ regulátory se ustálí v čase $t_w = 27s$. PSD regulátor na změnu soustavy reaguje nejhůře, přechodový děj se ustálí za více jak 50s s překmitem 54%.

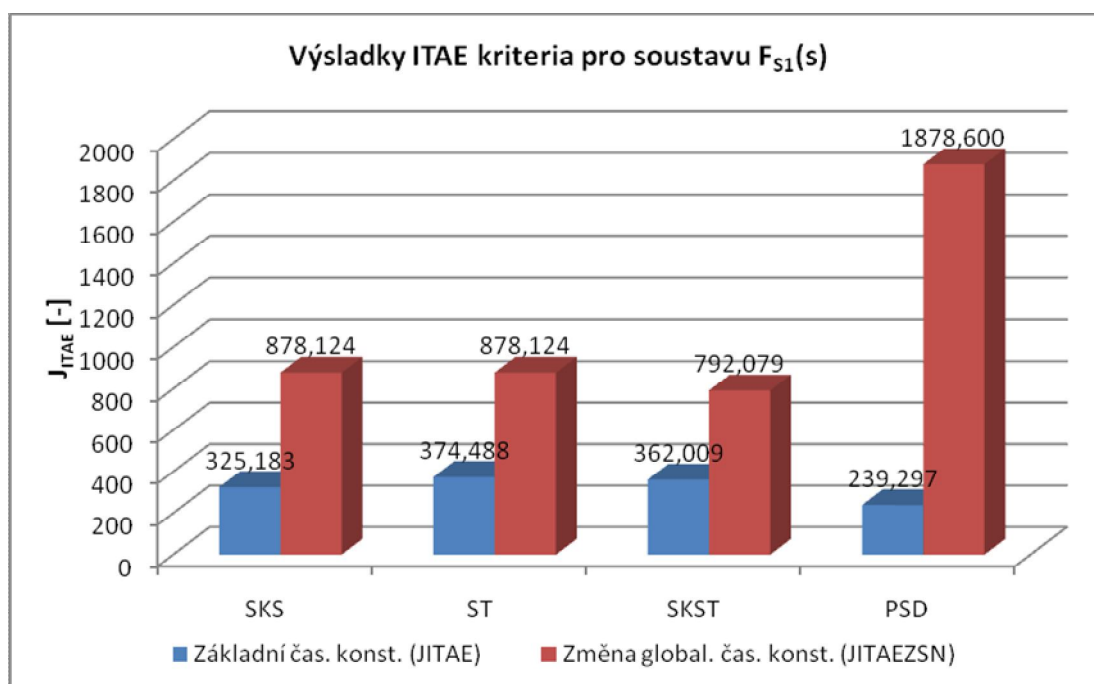


Obr. 36 Grafické zobrazení průběhů regulačních dějů pro reálnou soustavu $F_{SIZNS}(s)$

Po ukončení přechodového děje způsobeného změnou žádané hodnoty $w(t)$ je v čase $t = 100s$ na vstup do soustavy přiveden poruchový signál $v(t)$ ve tvaru jednotkového skoku $+1V$. Vstupující poruchový signál je vyregulován nejrychleji H_∞ regulátory dobu $t_v = 22s$ překmitem 11-13%. Regulátor PSD vyreguluje poruchový signál $v(t)$ za dobu $t_v = 27s$ s překmitem 14%. Na Obr. 38 a Obr. 39 jsou uvedeny výsledky integrálních kriterií.

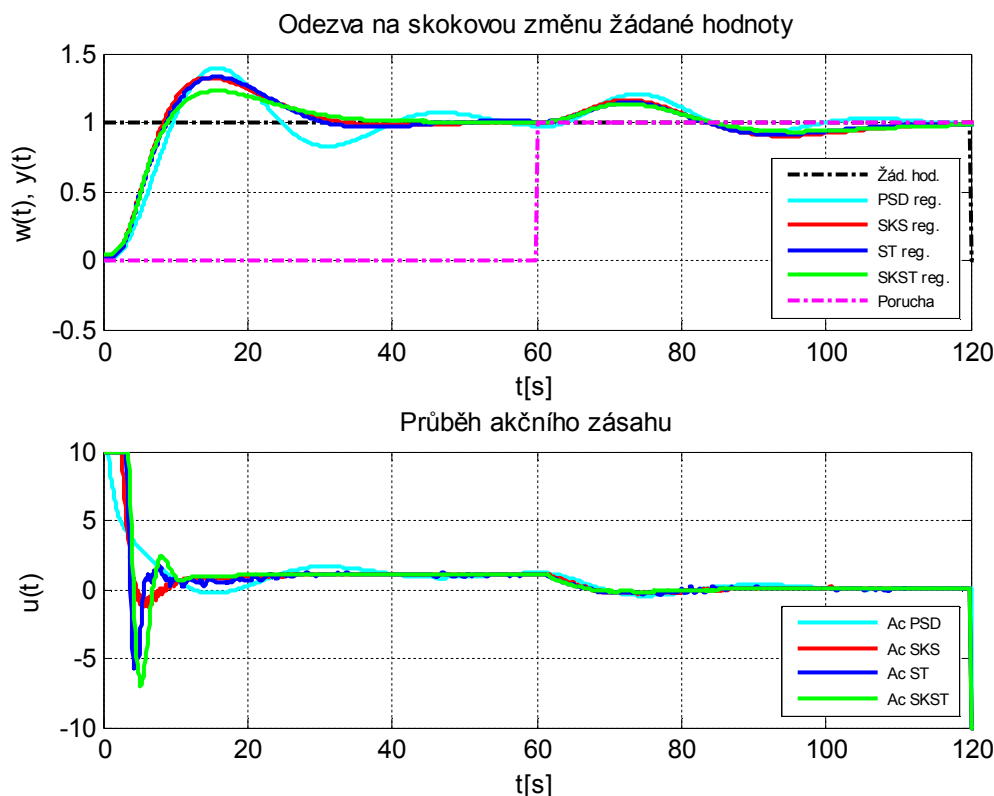


Obr. 37 Výsledky kvadratického kritéria pro reálnou soustavu $F_{S1}(s)$ a $F_{S1ZNS}(s)$



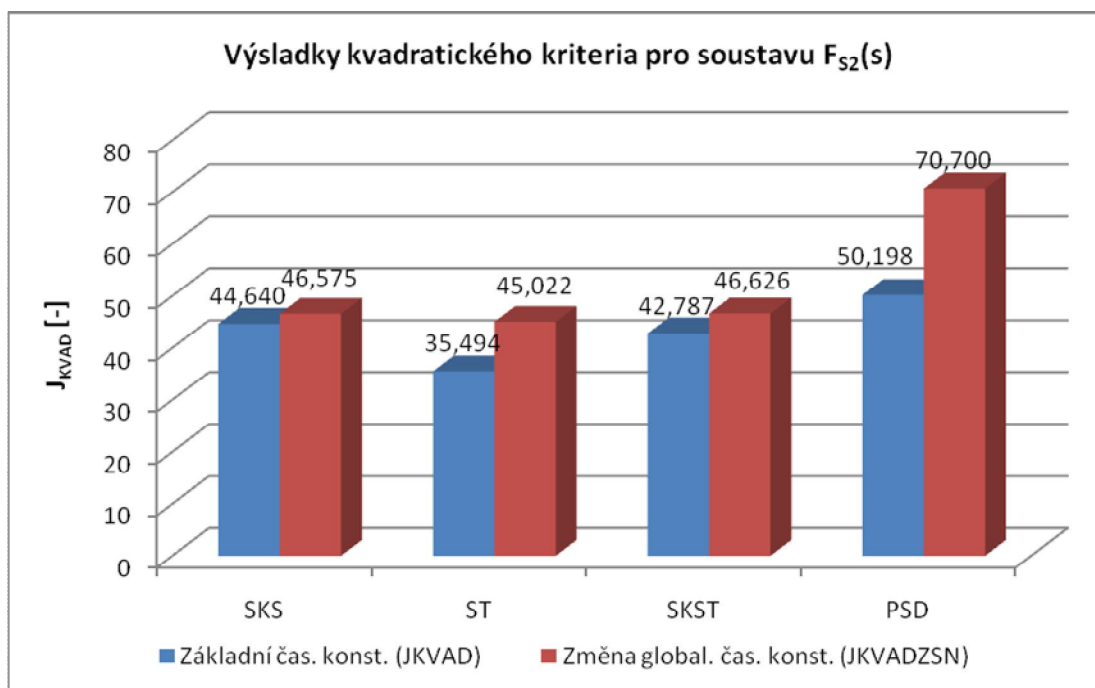
Obr. 38 Výsledky ITAE kritéria pro reálnou soustavu $F_{S1}(s)$ a $F_{S1ZNS}(s)$

Průběh regulačního děje reálné soustavy $F_{S2ZNS}(s)$, u které byla provedena změna globální časové konstanty, je zobrazena na Obr. 40. Změna žádané hodnoty $w(t)$ je SKS regulátorem regulována s překmitem 32% a ST regulátorem s překmitem 33%, ustálí se za $t_w = 38s$. Změna žádané hodnoty je SKST regulována s nejnižším překmitem 23% za dobu $t_w = 42s$. PSD regulátor na změnu soustavy reaguje nejhůře, přechodový děj se ustálí za $t_w = 52s$ s překmitem 39%.

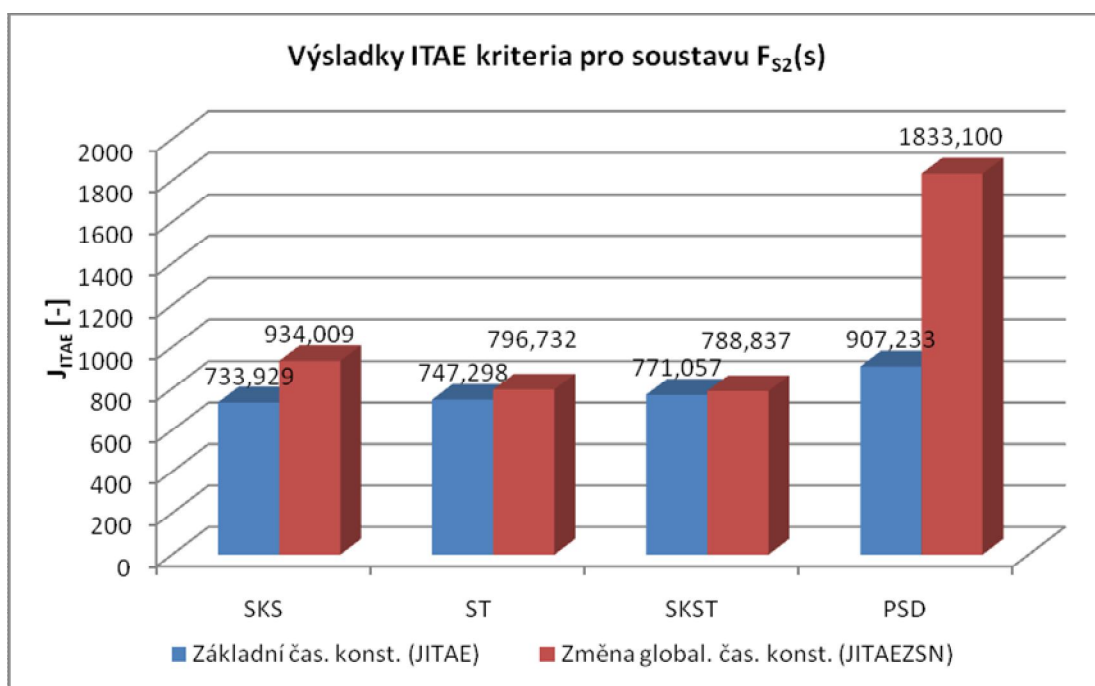


Obr. 39 Grafické zobrazení průběhů regulačních dějů pro reálnou soustavu $F_{S2ZNS}(s)$

Po ukončení přechodového děje v čase $t = 60s$ je na vstup do soustavy přiveden poruchový signál $v(t)$ ve tvaru jednotkového skoku $+1V$. Vstupující porucha je vyregulována nejrychleji H_∞ regulátory s překmitem 13-14% za dobu $t_v = 45 - 48s$. Regulátor PSD vyreguluje poruchový signál $v(t)$ za dobu $t_v = 49s$ s překmitem 20%. Na Obr. 41 a Obr. 42 jsou uvedeny výsledky integrálních kritérií.

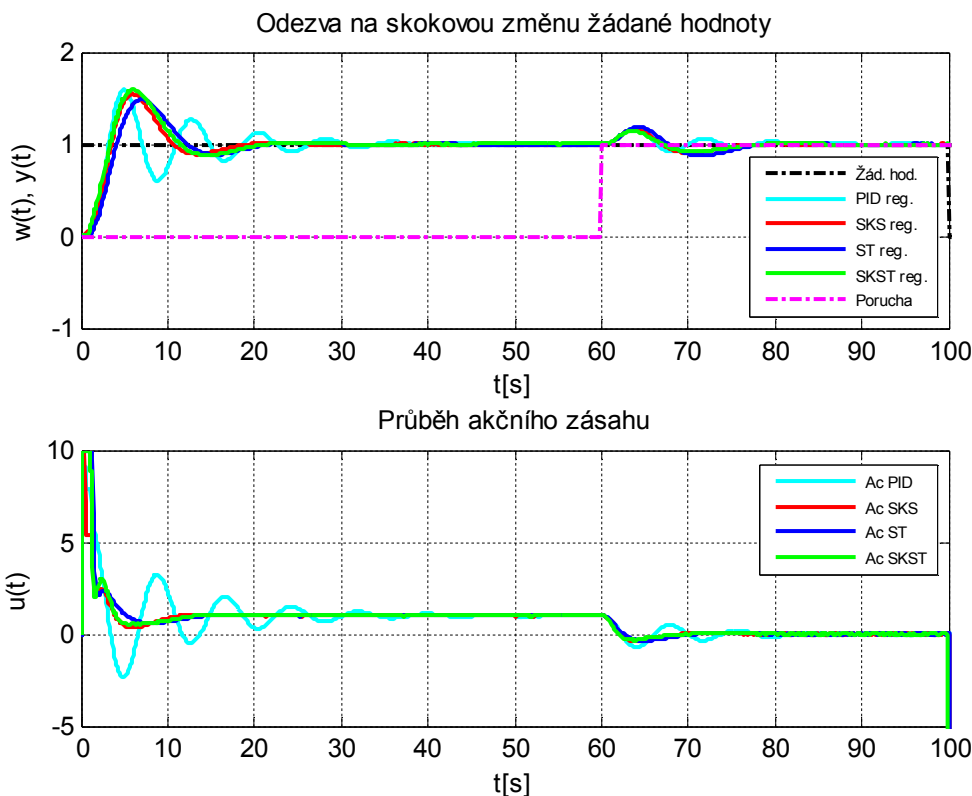


Obr. 40 Výsledky kvadratického kritéria pro reálnou soustavu $F_{S2}(s)$ a $F_{S2ZNS}(s)$



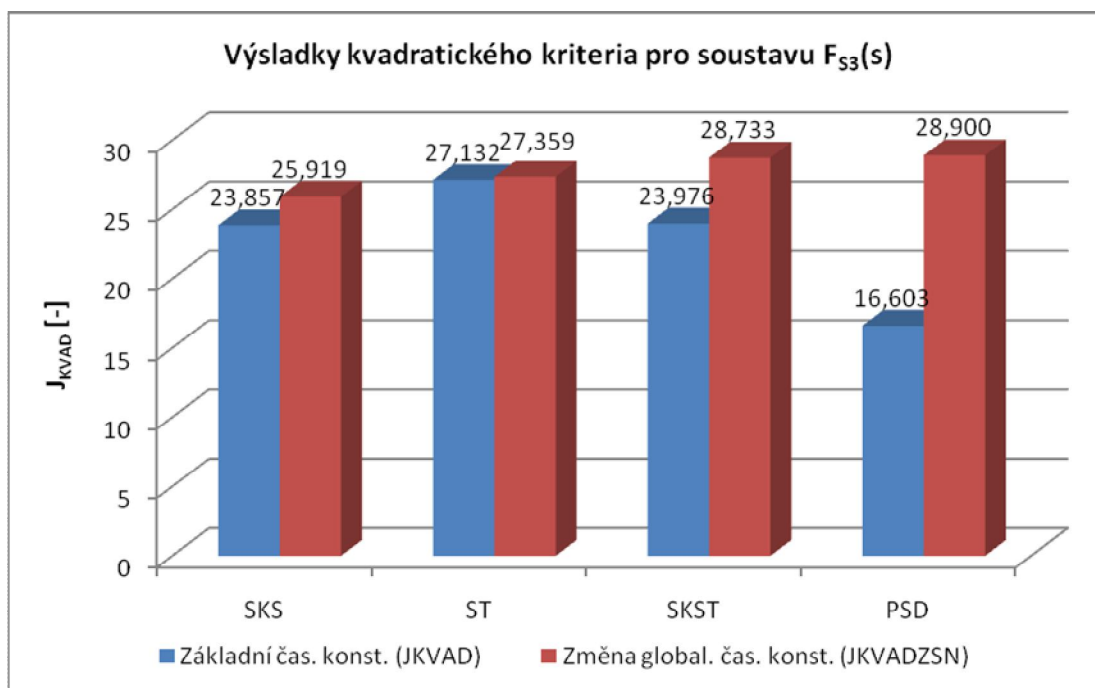
Obr. 41 Výsledky ITAE kritéria pro reálnou soustavu $F_{S2}(s)$ a $F_{S2ZNS}(s)$

Průběh regulačního děje reálné soustavy $F_{S3ZNS}(s)$, u které byla provedena změna globální časové konstanty, je zobrazena na Obr. 43. Změna žádané hodnoty $w(t)$ je SKS regulátorem regulována s překmitem 54%, ustálí se za $t_w = 17s$, SKST regulátorem s nejnižším překmitem 59%, ustálí se za $t_w = 18s$. Změna žádané hodnoty je ST regulována s nejnižším překmitem 48% za dobu $t_w = 19s$. PSD regulátor na změnu soustavy reaguje nejhůře, přechodový děj se ustálí za $t_w = 59s$ s překmitem 29%.

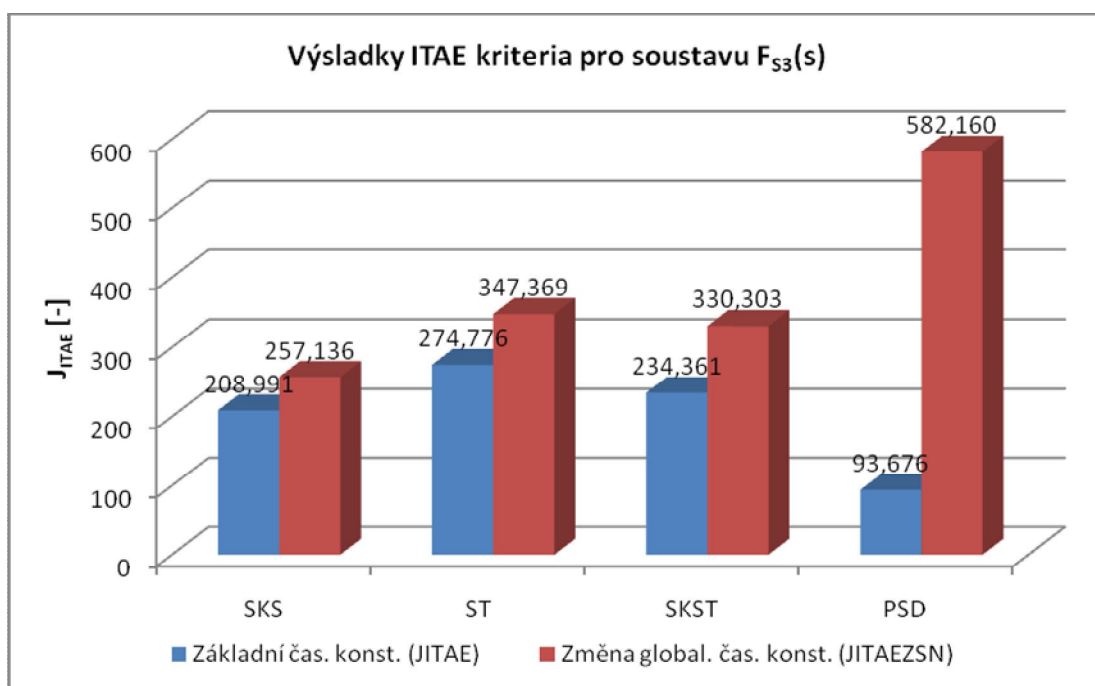


Obr. 42 Grafické zobrazení průběhů regulačních dějů pro reálnou soustavu $F_{S3ZNS}(s)$

Po ukončení přechodového děje v čase $t = 60s$ je na vstup do soustavy přiveden poruchový signál $v(t)$ ve tvaru jednotkového skoku $+1V$. Vstupující porucha je vyregulována všemi regulátory s překmitem 14-18% za dobu $t_v = 14 - 16s$. Na Obr. 44 a Obr. 45 jsou uvedeny výsledky integrálních kritérií.



Obr. 43 Výsledky kvadratického kritéria pro reálnou soustavu $F_{S3}(s)$ a $F_{S3ZNS}(s)$



Obr. 44 Výsledky ITAE kritéria pro reálnou soustavu $F_{S3}(s)$ a $F_{S3ZNS}(s)$

Změna globální časové konstanty soustavy se nejvíce projevuje v průběhu regulačního děje s PSD regulátorem. Na změnu žádané hodnoty reaguje kmitavým průběhem a tím negativně ovlivní kvalitu přechodového děje. H_∞ regulátory na tuto změnu reagují méně dramaticky, tvar přechodové charakteristiky zůstává zachován. Pouze dojde k prodloužení přechodového děje a zvýšení překmitu, také průběh akčního zásahu zůstává plynulý, na rozdíl od průběhu akčního zásahu PSD regulátoru. Rozdíl v chování regulátorů je nejvíce patrný při změně globální časové konstanty soustavy $F_{S1}(s)$ a $F_{S3}(s)$. Při změně časové konstanty soustavy $F_{S2}(s)$ nedošlo k tak výraznému zhoršení vlastností PSD regulátoru, protože změna časové konstanty nebyla tak výrazná jako v ostatních případech.

Vyhodnocení robustnosti regulátorů vychází z porovnání vypočtených hodnot integrálních kritérií, při základním nastavení časových konstant reálné soustavy a při změně globální časové konstanty této soustavy. Kde jsou změny hodnot kritérií ve vztahu se změnou parametru soustavy. K vyhodnocení byla zvolena dvě kritéria. Kvadratické kritérium, které penalizuje velké hodnoty regulační odchylky a menší zanedbává. ITAE kritérium, které penalizuje regulační odchylky s narůstajícím časem. Poměry kritérií byly vypočteny dle vztahů (9.16) a (9.17), výsledné hodnoty ΔJ_{ITAE} a ΔJ_{KVAD} pro jednotlivé soustavy jsou uvedeny v Tab. 1.

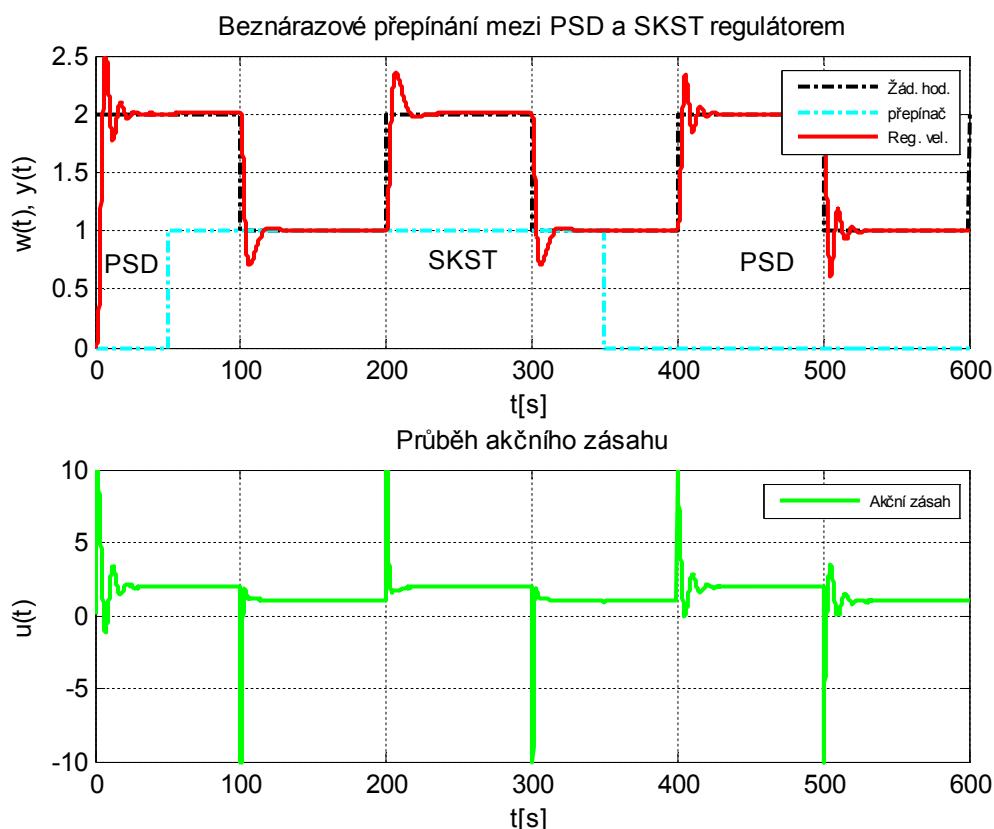
Tab. 1 Výsledné poměry integrálních kritérií ΔJ_{ITAE} a ΔJ_{KVAD} navržených regulátorů

Regulátor	$F_{S1}(s) \rightarrow F_{S1ZSN}(s)$		$F_{S2}(s) \rightarrow F_{S2ZSN}(s)$		$F_{S3}(s) \rightarrow F_{S3ZSN}(s)$	
	$\Delta J_{KVAD} [-]$	$\Delta J_{ITAE} [-]$	$\Delta J_{KVAD} [-]$	$\Delta J_{ITAE} [-]$	$\Delta J_{KVAD} [-]$	$\Delta J_{ITAE} [-]$
SKS	1,511	2,700	1,043	1,273	1,086	1,230
ST	1,479	2,345	1,268	1,066	1,008	1,264
SKST	1,575	2,188	1,090	1,023	1,198	1,409
PSD	1,624	7,851	1,408	2,021	1,741	6,215

Z hodnot uvedených v Tab. 1 vyplývá, že změny globální časové konstanty soustavy se nejvíce projeví v regulačním obvodu s PSD regulátorem, dosahuje výrazně nejvyšších hodnot kritérií ΔJ_{ITAE} a ΔJ_{KVAD} u všech regulovaných soustav. Z těchto výsledků jasně vyplývá, že PSD regulátor je méně robustní než navržené H_∞ regulátory. Tento rozdíl je nejvíce patrný při změně časové konstanty soustavy $F_{S1}(s)$ a $F_{S3}(s)$, kdy hodnota kritéria ΔJ_{ITAE} u PSD regulátoru několika násobně převyšuje hodnotu tohoto kritéria u H_∞ regulátorů.

9.6 Vyhodnocení beznárazového přepínání

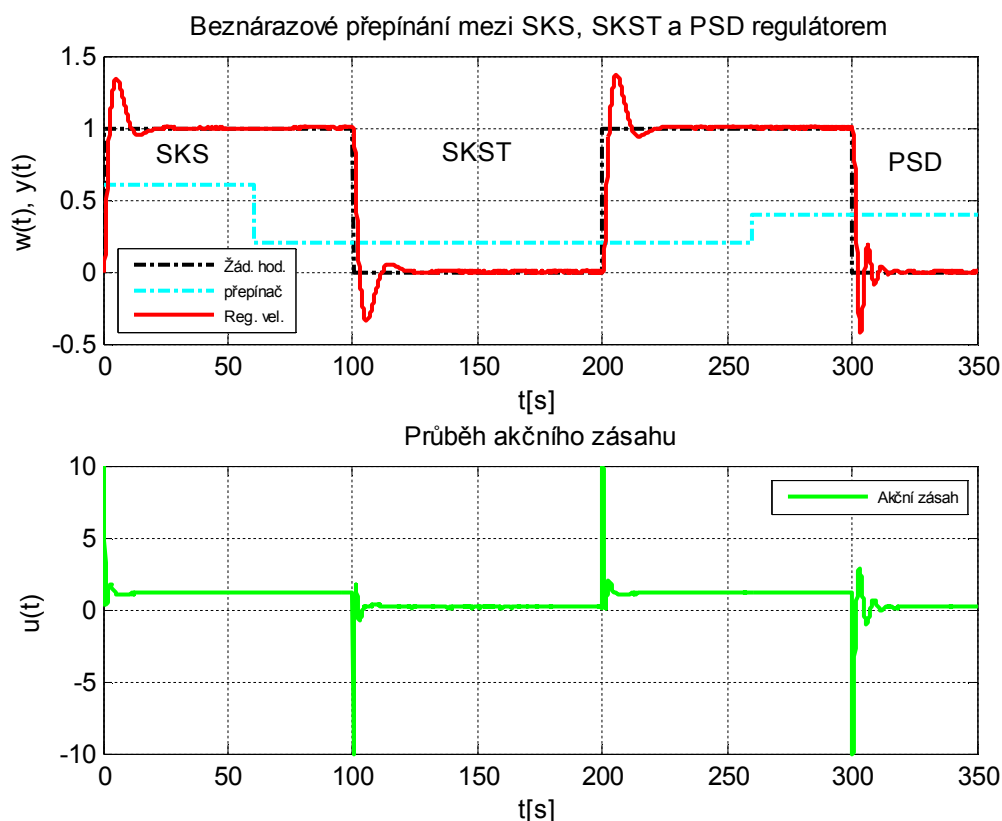
Při implementaci regulačního algoritmu muselo být ošetřeno několik typů beznárazového přepínání tak, aby nedošlo k negativnímu ovlivnění regulačního děje. Ošetřeno bylo přepínání z automatického režimu na manuální režim a naopak, a dále přepínání mezi jednotlivými automatickými regulačními algoritmy. Přepínání se v zásadě uskutečňuje v ustáleném stavu, kdy se hodnota regulační odchylky blíží nule a akční zásah je konstantní. V této kapitole bude především prezentována funkčnost beznárazového přepínání u H_∞ regulátorů.



Obr. 45 Beznárazové přepínání mezi PSD a SKST regulátorem ($F_{SI}(s)$)

Na *Obr. 46* je zobrazen regulační děj demonstrující funkci beznárazového přepínání mezi PSD a SKST regulátorem. Do obvodu nejprve vstupuje skoková změna žádané hodnoty, po jejím ustálení dojde v čase 50s k beznárazovému přepnutí z PSD na SKST regulátor, pak následuje několik změn žádané hodnoty a v čase 350s dojde k opětovnému přepnutí na PSD regulátor. Z průběhu je zřejmé, že při přepínání mezi jednotlivými algoritmy nedošlo k ovlivnění regulačního děje, vychýlením regulované veličiny z ustáleného stavu nebo skokovou změnou akčního zásahu.

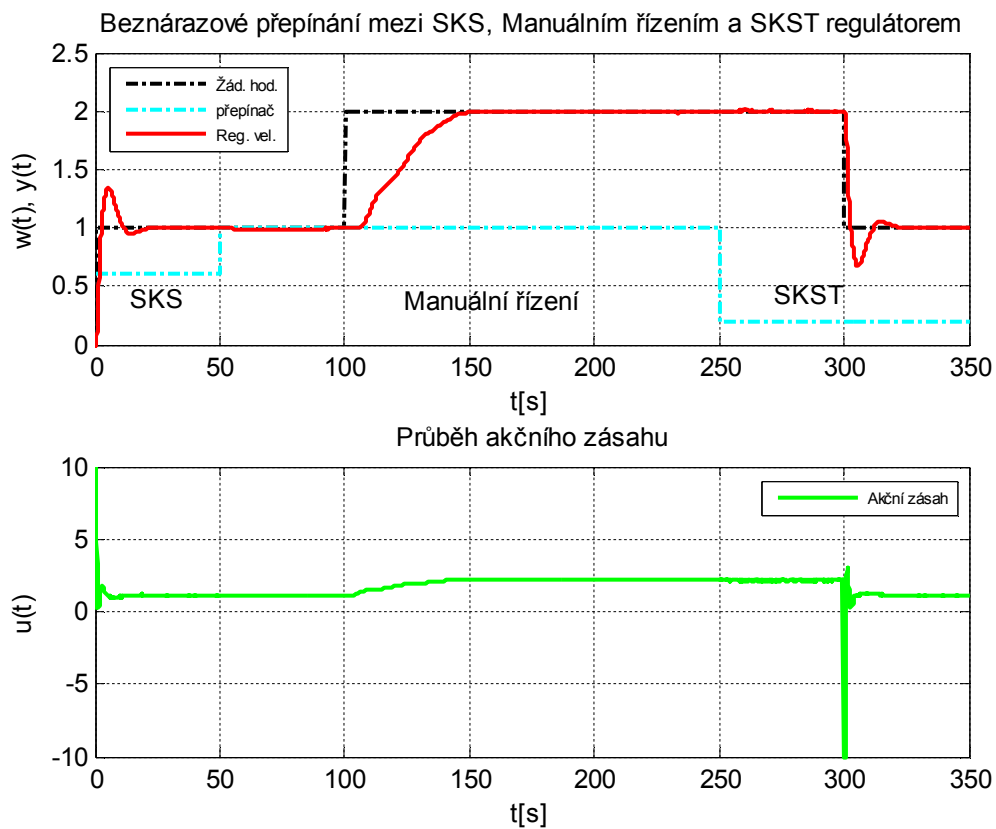
V následujícím průběhu na Obr. 47 je prezentována funkčnost beznárazového přepnutí mezi dvěma H_∞ regulátory, jehož realizace byla nejsložitější. Po ukončení přechodového děje, který byl vyvolán skokovou změnou žádané hodnoty, dojde v čase 60s k přepnutí z SKS na SKST regulátor, poté co odeznění několik přechodových dějů, dojde k přepnutí z SKST na PSD regulátor. K přepnutí mezi dvěma H_∞ regulátory dochází bez jakýchkoliv nežádoucích projevů. Těchto výsledků bylo dosaženo díky potlačení vlivu šumu na předcházející hodnoty regulační odchylky a akčního zásahu pomocí implementace číslicového filtru.



Obr. 46 Beznárazové přepínání mezi PSD, SKST a PSD regulátorem ($F_{S3}(s)$)

V praxi musí být obsluze umožněno řídit technologický proces ručně. Proto musí být v řídicím algoritmu implementováno manuální řízení a jeho plynulé přepínání na automatický režim a naopak. Při této změně řízení nesmí dojít ke skokové změně akčního zásahu nebo jiným negativním projevům v regulovaném procesu. Tyto požadavky zajišťuje beznárazové přepínání, demonstrace jeho funkčnosti je uvedena na Obr. 48. K přepnutí z automatického režimu, který je reprezentován SKS regulátorem, na manuální řízení dojde v čase 50s. Beznárazové přepnutí je realizováno tak, že je sledována hodnota akčního zásahu regulátoru a při přepnutí je aktuální hodnota akčního zásahu vzata jako výstupní hodnota manuálního řízení. V čase 100s dojde ke skokové změně žádané hodnoty, které je dosaženo pomocí manuálního řízení. To je ve vizualizaci realizováno pomocí tlačítek (zvýšit/zmenšit), kterými se poměrně mění

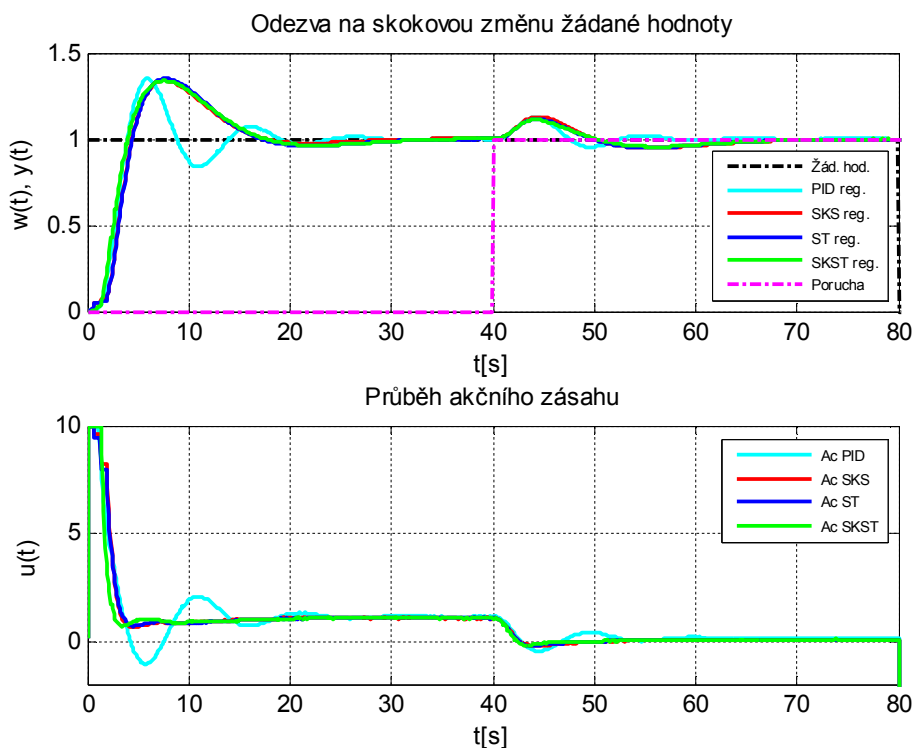
velikost akčního zásahu. Poté dojde k přepnutí na automatické řízení, které je reprezentováno SKST regulátorem.



Obr. 47 Beznárazové přepínání mezi SKS, manuálním řízením a SKST regulátorem
($F_{S3}(s)$)

10 ZHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ

Navržené regulační algoritmy budou v této kapitole porovnány z hlediska robustnosti, výkonnosti a požadavků nutných k jejich praktickému nasazení na reálnou soustavu. Hlavním kritériem při posouzení robustnosti regulátorů je velikost zásoby stability v modulu, také bude posouzena fázová a amplitudová bezpečnost. Dále je robustnost zhodnocena na základě porovnání změny hodnot integrálních kritérií ve vztahu ke změně parametru soustavy. Výkonnost navržených regulátorů je zhodnocena z přechodových charakteristik. Srovnáván bude průběh a rychlost přechodového děje a akčního zásahu, maximální překmit a vyregulování vstupujícího poruchového signálu na vstupu do soustavy. Aby mohla být regulovaná veličina $y(t)$ a porucha $v(t)$ považována za ustálenou, musí se nalézat v pásu $\pm 4\%$ žádané hodnoty $w(t)$.



Obr. 48 Grafické znázornění průběhu regulačního děje pro soustavu $F_{SI}(s)$

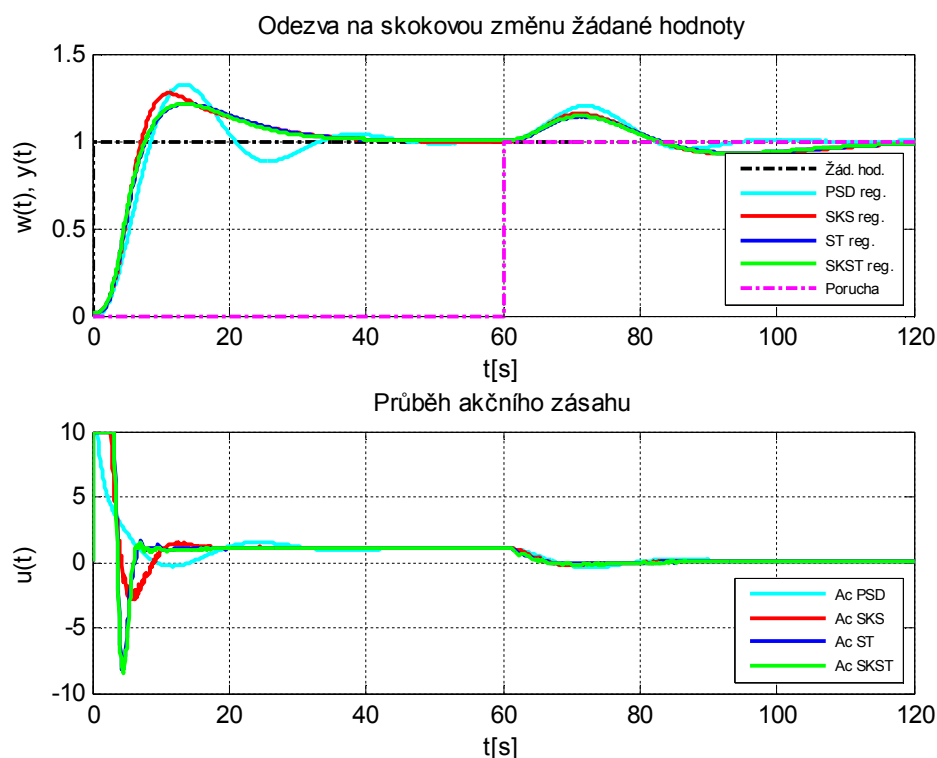
Srovnání průběhů regulačních dějů, regulátorů navržených na reálnou soustavu $F_{SI}(s)$, je zobrazeno na Obr. 49. Skoková změna žádané hodnoty $w(t)$ je H_∞ regulátory SKS, ST a SKST regulována s jedním velkým viditelným překmitem. Metoda návrhu sub-optimálního H_∞ regulátoru pomocí smíšených citlivostních funkcí takového průběhy preferuje. Přechodový děj se ustálí ve všech třech případech ve stejném čase $t_w = 16s$ s maximálním překmitem 34% - 35%. Skoková změna žádané hodnoty je PSD regulátorem regulována se třemi viditelnými překmity, z nichž první dosahuje maximální hodnoty 35%. Vyvolaný přechodový děj se ustálí v čase $t_w = 18s$. Průběh

akčního zásahu je méně plynulý než u navržených H_∞ regulátorů. Po ukončení přechodového děje v čase $t = 40s$ je na vstup do soustavy přiveden poruchový signál $v(t)$ o velikosti $+1V$, který je nejlépe vyregulován PSD za dobu $t_v = 11s$. SKST vyreguluje poruchu za $t_v = 14s$, překmity všech regulátorů se pohybují v rozmezí 11% až 13%. Z pohledu výkonnosti mají všechny navržené regulátory srovnatelné vlastnosti. Zásoba stability v modulu, amplitudová a fázová bezpečnost navržených regulátorů je uvedena v tabulce Tab. 2. Z hodnot zásob stability v modulu uvedených v tabulce vyplývá, že PSD regulátor je méně robustní než H_∞ regulátory.

Tab. 2 Zásoba stability v modulu, amplitudová a fázová bezpečnost regulátorů navržených pro soustavu $F_{SI}(s)$

Regulátor	ΔM [dB]	M_A [dB]	M_p [°]
SKS	-3,57	13,80	51,90
ST	-3,58	14,00	52,90
SKST	-3,86	12,70	53,50
PSD	-5,96	14,70	32,90

Stejný závěr byl vyvozen i na základě vyhodnocení kritérií ΔJ_{ITAE} a ΔJ_{KVAD} uvedených v Tab. 1. Hodnoty kritérií regulačního obvodu s PSD regulátorem dosahují výrazně vyšších hodnot (vyhodnocení na základě ITAE kriteria) než u obvodu s H_∞ regulátory.



Obr. 49 Grafické znázornění průběhu regulačního děje pro soustavu $F_{S2}(s)$

Srovnání průběhů regulačních dějů, regulátorů navržených na reálnou soustavu $F_{S2}(s)$, je zobrazeno na Obr. 50. Skoková změna žádané hodnoty je H_∞ regulátory SKS, ST a SKST regulována s jedním velkým viditelným překmitem 19% - 23%, nejrychleji se ustálí průběh s SKST regulátorem v čase $t_w = 29s$. Změna žádané hodnoty je nejhůře vyregulována PSD regulátorem s největším překmitem 32% a za nejdelší dobu $t_w = 38s$, ale průběh jeho akčního zásahu je nejvíce plynulý. V čase $t = 60s$ je přiveden na vstupu do soustavy poruchový signál o velikosti +1V. Signál je nejlépe vyregulován PSD, vyšší překmit 20% je kompenzován nejkratší dobou ustálení $t_v = 31s$, SKST vyreguluje poruchu za $t_v = 40s$ s překmitem 14%.

Tab. 3 Zásoba stability v modulu, amplitudová a fázová bezpečnost regulátorů navržených pro soustavu $F_{S2}(s)$

Regulátor	ΔM [dB]	M_A [dB]	M_p [°]
SKS	-4,16	11,80	49,10
ST	-2,72	13,90	53,60
SKST	-2,85	12,20	58,40
PSD	-7,24	11,00	32,10

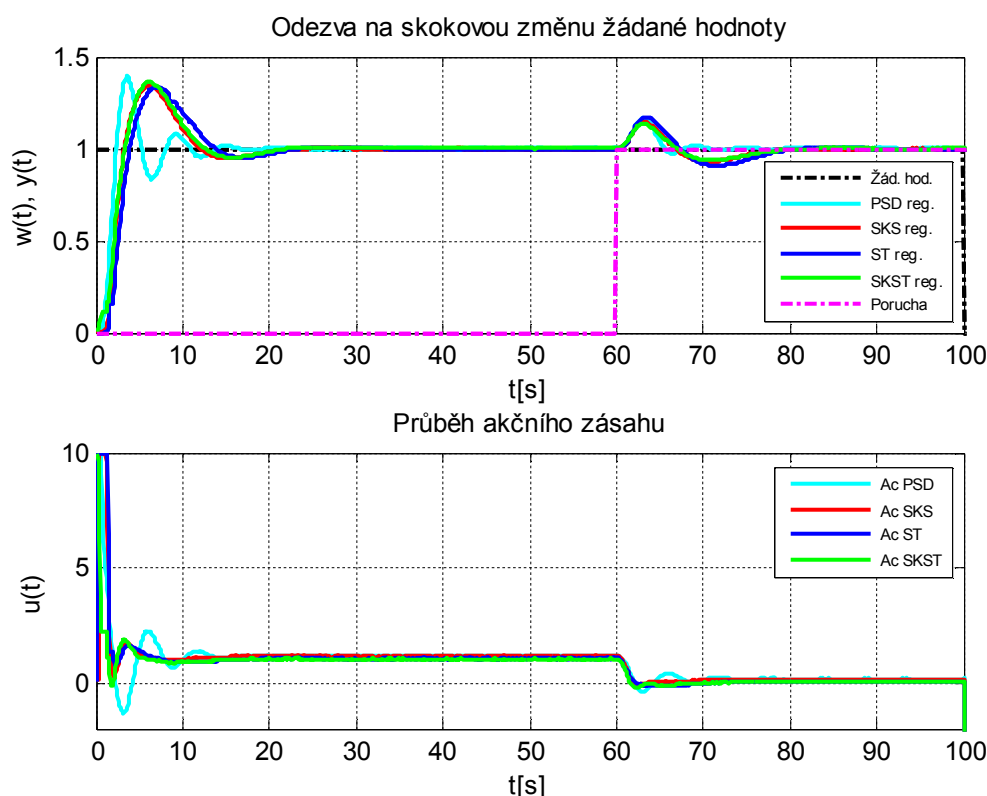
Zásoba stability v modulu, amplitudová a fázová bezpečnost navržených regulátorů je uvedena v tabulce Tab. 3. Jak na základě vyšetření zásoby stability v modulu, tak z vyhodnocení kritérií ΔJ_{ITAE} a ΔJ_{KVAD} vyplývá, že PSD regulátor je méně robustní než H_∞ regulátory.

Srovnání průběhů regulačních dějů, regulátorů navržených na reálnou soustavu $F_{S3}(s)$, je zobrazeno na Obr. 51. Skoková změna žádané hodnoty je nejrychleji vyregulována PSD regulátorem za $t_w = 10,5s$, ale s největším překmitem 39%. H_∞ regulátory regulují změnu žádané hodnoty s jedním viditelným překmitem 33% - 36%, nejrychleji se ustálí průběh s SKS a SKST regulátorem v čase $t_w = 11,5s$, ale oproti PSD regulátorům mají plynulejší průběh akčního zásahu. V čase $t = 60s$ vstupuje do soustavy porucha o velikosti +1V. Poruchový signál je nejrychleji vyregulován PSD regulátorem za $t_v = 6,5s$ s překmitem 17%, SKST vyreguluje poruchu za $t_v = 9s$ s překmitem 13%.

Zásoba stability v modulu, amplitudová a fázová bezpečnost navržených regulátorů je uvedena v tabulce Tab. 4. Na základě vyšetření zásoby stability v modulu, tak z vyhodnocení kritérií ΔJ_{ITAE} a ΔJ_{KVAD} vyplývá, že PSD regulátor je méně robustní než H_∞ regulátory.

Tab. 4 Zásoba stability v modulu, amplitudová a fázová bezpečnost regulátorů navržených pro soustavu $F_{S3}(s)$

Regulátor	ΔM [dB]	M_A [dB]	M_p [°]
SKS	-3,38	14,20	51,20
ST	-2,69	17,50	53,40
SKST	-3,35	14,10	53,10
PSD	-7,37	11,40	31,30



Obr. 50 Grafické znázornění průběhu regulačního děje pro soustavu $F_{S3}(s)$

Navrhnuté H_∞ regulátory pro všechny tři soustavy splňují typický požadavek na zásobu stability v modulu -6dB, PSD regulátor tuto podmínku splňuje jen pro soustavu $F_{S1}(s)$. Menší robustnost PSD regulátorů se výrazně projevila při změně globální časové konstanty soustavy, PSD regulátor začne kmitat a tím negativně ovlivní průběh regulačního děje. H_∞ regulátory na tuto změnu reagují prodloužením přechodového děje a zvýšením překmitu. Tento rozdíl je nejvíce patrný při změně časové konstanty soustavy $F_{S1}(s)$ a $F_{S3}(s)$, kdy hodnota kritéria ΔJ_{ITAE} u PSD regulátoru několikanásobně převyšuje hodnotu tohoto kritéria u H_∞ regulátorů.

Z pohledu výkonnosti mají všechny navržené regulátory pro soustavu $F_{S1}(s)$ téměř shodné vlastnosti. U soustavy $F_{S2}(s)$ H_∞ regulátory dosahují lepších vlastností, při změnách žádané hodnoty, PSD regulátor oproti tomu lépe vyreguluje vstupující poruchu. U soustavy $F_{S2}(s)$ dosahuje PSD regulátor lepších vlastností při vyregulování poruchového signálu. Regulátor SKST dosahuje vždy o něco lepších vlastností, než ostatní H_∞ regulátory, což je umožněno návrhem za pomoci všech tří váhových funkcí. H_∞ regulátory vyžadují krátké periody vzorkování, z toho vyplývá, že pro zlepšení jejich vlastností by musela být zkrácena perioda vzorkování.

Nevýhodou návrhu H_∞ regulátoru je ve srovnání s návrhem PSD regulátorů Z-N metodou, že je potřeba porozumět složité problematice H_∞ řízení a k návrhu je potřebný výpočetní software v našem případě Matlab/Simulink s Robust Control Toolboxem. Nevýhodou Z-N metody je, že může být použita k návrhu regulátoru jen na soustavy třetího nebo vyššího řádu nebo na soustavu druhého řádu s dopravním zpožděním. Dalším omezením Z-N metody je poměr mezi třemi největšími časovými konstantami soustavy, který nesmí být větší než 12 [3].

Z rozboru a vyhodnocení návrhu regulátoru různými kombinacemi váhových funkcí vyplývá, že návrh pomocí vah na S a KS je nejméně komplikovaný. Jeho největší předností je přímá kontrola nad maximální hodnotou akčního zásahu. Nejméně použitelný je návrh pomocí vah na S a T , proto se také téměř nepoužívá. Návrhem H_∞ regulátoru pomocí všech váhových funkcí lze dosáhnout nejlepších výsledků, ale návrh je komplikovaný, protože může dojít k blokování jedné z váhových funkcí funkcí jinou.

Návrh H_∞ regulátoru vždy vede na regulátor vysokého řádu, který musí být minimalizován, což návrh komplikuje. Oproti tomu struktura PSD regulátorů je srozumitelná a předem známá.

U všech navržených typů regulátorů je realizován anti-windup, který brání nepříznivému ovlivnění přechodového děje. U PSD regulátoru je řešen dynamickým omezením integrační složky s modelem akčního členu. U H_∞ regulátorů je anti-windup řešen algoritmicky. Nevýhodou tohoto algoritmu je, že při omezení akčního zásahu dochází k opětovnému přepočtu výsledného akčního zásahu shodného s omezením. Tyto výpočty navíc mohou působit mikroprocesorům s nízkým výpočetním výkonem problém při krátkých periodách vzorkování.

Algoritmus beznárazového přepínání na H_∞ regulátor byl oproti algoritmu pro beznárazové přepínání na PSD regulátor a manuální řízení velice citlivý na působící šum. Tento problém byl vyřešen použitím číslicového filtru, který pracuje na principu plovoucího průměru. Tímto filtrem jsou filtrovány minulé hodnoty akčního zásahu a regulační odchylky. Díky této změně algoritmu došlo k minimalizaci nežádoucích jevů při přepínání regulačních algoritmů.

Náročnost implementace PSD i H_∞ regulátoru je přibližně stejná, jejich diferenční rovnice spolu s algoritmem pro anti-windup a beznárazové přepínání se přepíše v jazyce ANSI-C do programovatelného automatu popřípadě IPC.

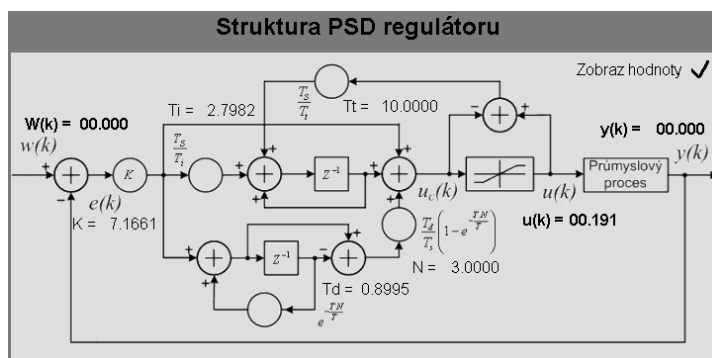
11 VIZUALIZACE

Vizualizace je jedním z nejdůležitějších prostředků v průmyslové automatizaci, stává se pohodlným nástrojem pro přehledné předání informací z řízeného procesu, přičemž druh řízeného procesu zde nehraje žádnou roli. Podle složitosti procesu se používají různě rozsáhlé vizualizační systémy. V jednoduchých případech má vizualizace jen informativní charakter, slouží pouze k nahlédnutí do probíhajícího procesu. Ve složitějších případech jsou po celém výrobním procesu rozmístěna operátorská pracoviště poskytující obsluhu informace o stavu technologického procesu. Tato pracoviště obvykle spadají pod nadřazené řídicí pracoviště umístěné ve velínu [16, 17].

Vizualizace vytvořená v Automation Studiu 3.0.80 slouží k monitorování probíhajícího procesu. Umožňuje obsluhu prostřednictvím dotykové obrazovky zasahovat do procesu. Je určena pro zobrazování na Automation Panelu s rozlišením SXGA (1280x1204). Obsluhu umožňuje sledovat průběh regulačního děje a v případě potřeby přepínat mezi jednotlivými regulátory a ručním řízením, nastavovat žádanou hodnotu nebo změnit konstanty regulátoru [22].

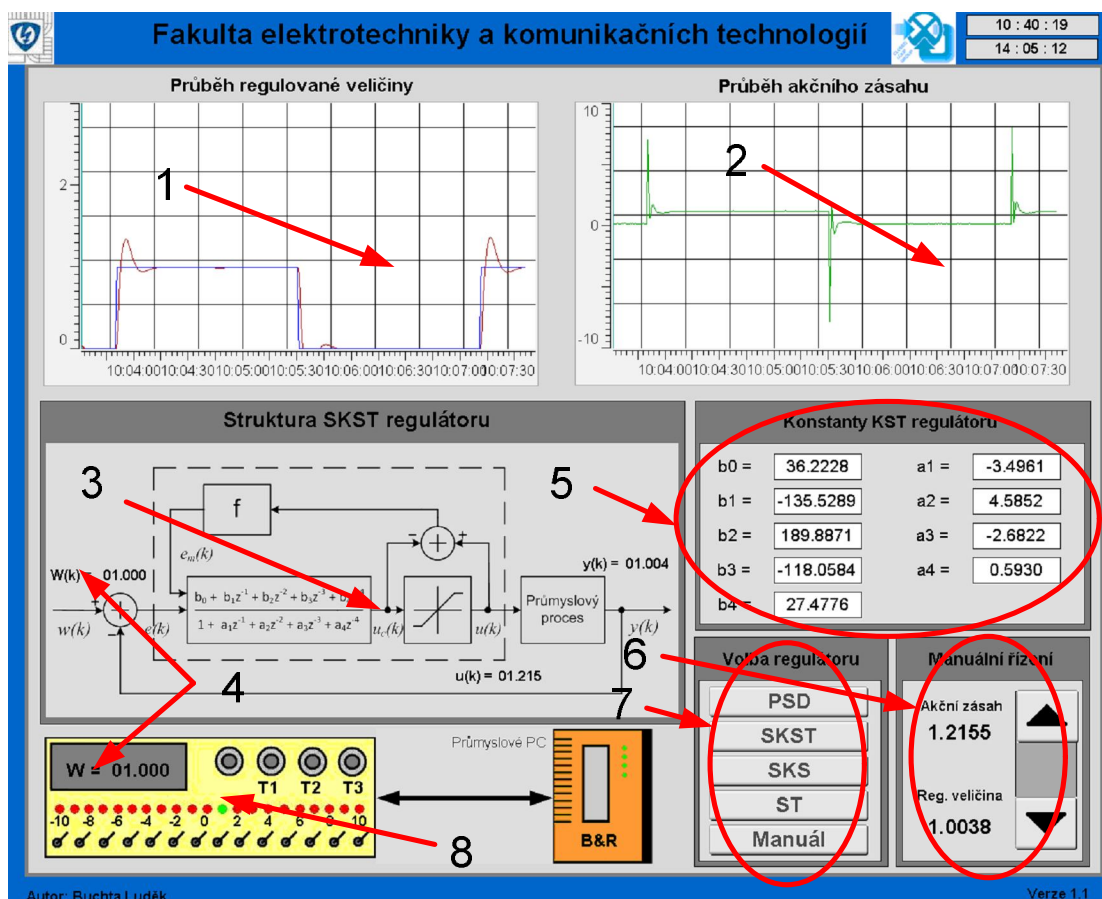
Vizualizace z Obr. 53 byla vytvořena tak, aby přehledně podávala informace o probíhajícímu procesu. V horní části je zobrazen průběh regulačního děje, vlevo je zobrazena žádaná a regulovaná veličina (1), a vpravo je zobrazen průběh akčního zásahu (2). Grafické zobrazení regulačního děje je realizováno pomocí komponenty *Trend*.

Spodní část je rozdělena do čtyř panelů. Panely informují o struktuře zvoleného regulátoru (3) a jeho konstantách (5), které je zde možno nastavit. Tyto panely jsou umístěny do vrstev (*Common Layers*). Pro přepínání mezi jednotlivými automatickými režimy a manuálním řízením je určen panel (7) „Volba regulátoru“. Při přepnutí regulátoru dojde k zviditelnění vrstvy, která zobrazuje strukturu a konstanty aktuálního regulátoru. Ve vizualizaci na Obr. 53 je zobrazena struktura SKST regulátoru, struktura PSD regulátoru je uvedena na Obr 52.



Obr. 51 Struktura PDS regulátoru

Tento panel dále zobrazuje aktuální hodnoty regulované veličiny, akčního zásahu a umožňuje obsluhu nastavení žádané hodnoty (4). Pokud je obsluhou přepnuto z automatického režimu na manuální, odemkne se panel (6) „Manuální řízení“, velikost akčního zásahu je měněna pomocí tlačítek zvětšit/zmenšit.



Obr. 52 Vizualizace řízeného procesu

Spodní levá část je věnována schematickému znázornění fyzikálního modelu a IPC. Obrázky se do vizualizací vkládají pomocí komponenty *Bitmap*. Indikátory (8) na obrázku fyzikálního modelu ukazují aktuální hodnotu regulované veličiny, plní stejnou funkci jako LED diody na reálném modelu. K tomu bylo třeba vytvořit skupinu 41 obrázků (*Bitmap Groups*), která je přidělena komponentě *Bitmap*. Ve vlastnostech komponenty byla *IndexDatapointu* přidělena proměnná určující index obrázku v *Bitmap Groups*.

Nezbytnou součástí každé vizualizace je pomocný program, ve kterém jsou definované veškeré proměnné použité ve vizualizaci a tvořeny uživatelské funkce. Pomocný program je napsaný v jazyce ANSY - C. V softwarové konfiguraci IPC je umístěn do taskové třídy 500ms.

12 UŽIVATELSKÉ ROZHRAŇÍ PRO NÁVRH H_∞ REGULÁTORŮ

Uživatelské rozhraní bylo vytvořeno proto, aby byl uživateli umožněn návrh H_∞ regulátoru bez znalosti funkcí potřebných při práci v textovém rozhraní Matlabu. Nová grafická uživatelská rozhraní nebo-li GUI, jsou vytvářena za pomoci nástroje GUIDE (Graphical User Interface Development Environment) implementovaného v prostředí Matlab [18].

12.1 Návrh grafického uživatelského rozhraní

GUIDE obsahuje nástroje pro tvorbu GUI (Graphical User Interface), tyto nástroje proces návrhu a programování GUI podstatně zjednodušují. GUIDE také generuje výsledný m-file, který obsahuje kód pro inicializaci a spouštění GUI. Tento m-file se stává výchozí kostrou pro programování callback funkcí, které jsou vykonány v okamžiku, kdy uživatel aktivuje patřičný objekt v GUI. To je sestavené z grafických komponent, jako jsou tlačítka (*Buttons*), textová pole (*Static Text*), vysouvací nabídky (*Popup Menu*), tabulky (*Table*), osy (*Axes*) a podobně, které jsou umísťovány do návrhové plochy. Jakmile uložíme nebo spustíme GUI, jsou automaticky vytvořeny dva soubory se stejným jménem, ale jinou příponou:

- FIG-file – soubor s příponou *.fig, který obsahuje celkový popis a všechny grafické součásti GUI.
- M-file – soubor s příponou *.m, který obsahuje zdrojový kód GUI včetně callback funkcí. Když poprvé spustíme nebo uložíme GUI, je automaticky vygenerován m-file s hlavičkou pro každou callback funkci, kterou je potřeba odprogramovat [18, 19].

12.2 Popis vytvořeného GUI pro návrh H_∞ regulátorů

Vytvořené GUI umožňuje uživateli provést návrh regulátoru na soustavu získanou za pomoci identifikace. GUI (*Obr. 55*) je rozdělena do dvou oddílů, v levé dolní části je tvořena panelem, na kterém jsou umístěny nástroje pro návrh regulátoru, ve zbylé části okna jsou zobrazovány výsledky návrhu v podobě grafů (váhových funkcí, frekvenčních, fázových a přechodových charakteristik).

Prvním krokem je načtení přenosu spojitě soustavy. Tato operace je provedena v panelu „Přenos soustavy“ pomocí tlačítka „Načti soustavu“ (*Obr. 54*). Stisknutím tlačítka se objeví dialogové okno s žádostí o výběr souboru *.mat, který obsahuje spojitou soustavu typu *transfer function* v proměnné *P*. Načtení soustavy je dokončeno, když je ve spodní části zobrazen její přenos a je vykreslena její frekvenční (2) a přechodová charakteristika (3).

Volba váhových funkcí

Váha W1, W2 a W3

Vykreslení váhových funkcí

	zesílení	Čitatel		Jmenovatel	
		T1	T2	T3	T4
W1	18000	2	2	400	400
W2	0.0300	0.0250	0	5.5556e-05	0
W3	0.4920	0.5263	0.5263	1.0000e-04	1.0000e-04

Přenos soustavy

Načti soustavu

Přenos soustavy P(s)

0.13983

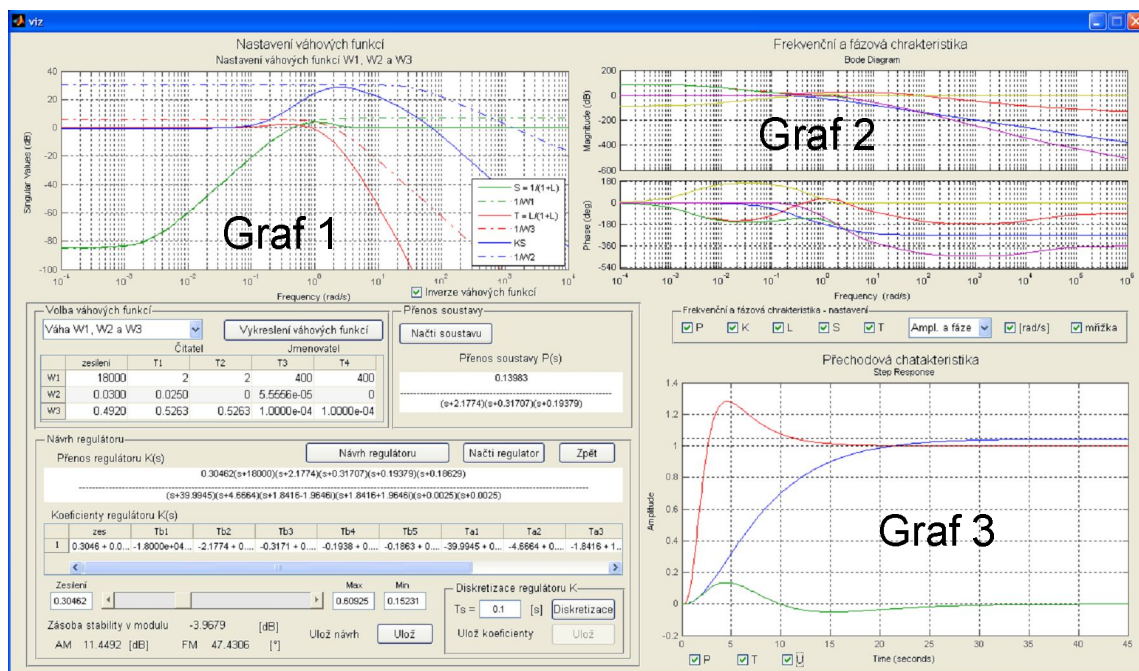
(s+2.1774)(s+0.31707)(s+0.19379)

Obr. 53 Volba vah a načtení přenosu soustavy

Druhým krokem je volba kombinace váhových funkcí, které budou použity při návrhu regulátoru, tato volba se provádí v panelu „Volba váhových funkcí“ (Obr. 54). Pomocí rozbalovacího menu lze vybrat jednu z kombinací váhových funkcí a to: W_1 a W_2 nebo W_1 a W_3 nebo všechny tři váhové funkce. Jednotlivé váhové funkce jsou definovány tabulkou, ve které jednotlivá políčka odpovídají přenosové funkci dle vzoru:

$$W(s) = \frac{Zes \cdot (T_1s + 1)(T_2s + 1)}{(T_3s + 1)(T_4s + 1)} \quad (11.1)$$

Stisknutím tlačítka „Vykreslení váhových funkcí“ jsou inverzní frekvenční charakteristiky nadefinovaných vah vykresleny do grafu (1).



Obr. 54 Uživatelské rozhraní pro návrh H_∞ regulátorů

Třetím krokem je samotný výpočet regulátoru. K návrhu, zobrazení a minimalizaci regulátoru je určen panel „Návrh regulátoru“ (Obr. 56). Pokud jsou nadefinovány váhy, může být vyřešena úloha sub-optimálního H_∞ řízení, jejímž výsledkem je nalezení regulátoru, který stabilizuje zadanou soustavu, řešení úlohy je spuštěno tlačítkem „Návrh regulátoru“. Po skončení výpočtu je zobrazena jeho přenosová funkce, do grafu (1) je vykreslena citlivostní, komplementární citlivostní

funkce a funkce akčního zásahu, do grafu (2) je vykreslena frekvenční a fázová charakteristika regulátoru (dále může být vykreslena frekvenční a fázová charakteristika otevřeného a uzavřeného obvodu a citlivostní funkce) a do grafu (3) je vykreslena přechodová charakteristika uzavřeného obvodu. V tabulce pod přenosovou funkcí regulátoru jsou uvedeny jeho časové konstanty a zesílení, také je vypočtena zásoba stability v modulu, amplitudě a fázi.

Čtvrtým krokem je snížení řádu regulátoru, protože návrh pomocí minimalizace H_∞ normy vede na regulátory vysokých řádů. Minimalizace je provedena tak, že jsou z přenosu H_∞ regulátoru odstraněny nevýznamné nuly a póly na vysokých frekvencích. Odstranění nuly nebo pólu provedeme tak, že do tabulky zapíšeme na místo časové konstanty, kterou chceme odstranit, libovolný nenumerný znak např. písmeno x. Pokud požadujeme, aby H_∞ regulátor vyreguloval vstupující poruchu s nulovou ustálenou odchylkou, je nutné, aby obsahoval integrační složku. Toho dosáhneme tak, že pól vyskytující se nejbližše počátku, nahradíme integrátorem a do tabulky za časovou konstantu zvoleného pólu dosadíme nulu. Po každé změně regulátoru dojde k automatickému překreslení všech charakteristik a přepočtení zásob stability.

Návrh regulátoru

Přenos regulátoru $K(s)$

$$\frac{0.30462(s+18000)(s+2.1774)(s+0.31707)(s+0.19379)(s+0.18629)}{(s+39.9945)(s+4.6664)(s+1.8416-1.9646i)(s+1.8416+1.9646i)(s+0.0025)(s+0.0025)}$$

Koeficienty regulátoru $K(s)$

	zes	Tb1	Tb2	Tb3	Tb4	Tb5	Ta1	Ta2	Ta3
1	0.3046 + 0.0...	-1.8000e+04...	-2.1774 + 0...	-0.3171 + 0...	-0.1938 + 0...	-0.1863 + 0...	-39.9945 + 0...	-4.6664 + 0...	-1.8416 + 1...

Zesílení: 0.30462 (Max: 0.60925, Min: 0.15231)

Zásoba stability v modulu: -3.9679 [dB]
 AM 11.4492 [dB] FM 47.4306 [°]

Diskretizace regulátoru K :
 $T_s = 0.1$ [s] [Diskretizace]
 Ulož koeficienty [Ulož]

Obr. 55 Panel návrhu regulátoru

Výsledný návrh regulátoru může být uložen nebo znovu načten ze souboru *.mat, pomocí tlačítek „Ulož“ a „Načti regulátor“.

Pátým a posledním krokem je provedení diskretizace navrženého regulátoru, pomocí které získáme konstanty pro implementaci regulátoru do IPC. K této operaci je určen panel „Diskretizace regulátoru“, zde musí být nejprve zadána perioda vzorkování T_s . Výpočet diskrétního přenosu regulátoru je proveden tlačítkem „Diskretizace“. Číselné a jmenovatelové koeficienty diskrétního přenosu regulátoru mohou být uloženy do souboru ve formátu *.mat pomocí tlačítka „Ulož“.

Vytvořené GUI usnadňuje uživateli návrh H_∞ regulátoru bez znalosti funkcí potřebných při práci v textovém rozhraní Matlabu. Poskytuje rozhraní mezi uživatelem, aplikací a zdrojovým kódem.

ZÁVĚR

Diplomová práce byla zaměřena na metodiku návrhu regulátorů H_∞ syntézou pomocí smíšené citlivostní funkce a jejich praktického nasazení. Tato metoda spočívá v tvarování frekvenčních charakteristik pomocí váhových funkcí. Při návrhu je tvarována citlivostní, komplementární citlivostní funkce a váhová funkce akčního zásahu tak, aby bylo dosaženo požadovaného přechodného děje a potlačení poruch.

Aby mohl být proveden návrh regulátorů, musí být nejprve provedena identifikace systému v tomto případě fyzikálního modelu soustavy třetího řádu. Byla provedena jeho off-line identifikace pro tři různá nastavení časových konstant $F_{S1}(s)$, $F_{S2}(s)$ a $F_{S2}(s)$. K identifikaci byla použita jednorázová metoda nejmenších čtverců, metoda pomocných proměnných se zpožděnými pozorováními a metoda s dodatečným modelem. Na přesnější získaný model byl proveden návrh regulátorů.

Pro tři různá nastavení reálného systému byla navržena trojice H_∞ regulátorů pomocí kombinací váhových funkcí. První pomocí váhové funkce na S a KS , další pomocí váhové funkce na S a T a poslední pomocí všech váhových funkcí S , KS a T . K usnadnění návrhu H_∞ regulátorů bylo vytvořeno přehledné GUI.

Navržené H_∞ regulátory byly srovnávány z hlediska robustnosti, výkonnosti a složitosti návrhu s klasickým PSD regulátorem s filtrací derivační složky. Konstanty PSD regulátoru byly navrženy klasickou metodou Zigler-Nicholsona. U všech typů regulátorů je realizován anti-windup. Dále bylo realizováno beznárazové přepínání mezi jednotlivými automatickými režimy navzájem a manuálním řízením.

Největší předností H_∞ regulátorů je splnění v praxi typického požadavku na zásobu stability v modulu -6dB pro všechny soustavy, PSD regulátor tuto podmínku splňuje jen pro soustavu $F_{S1}(s)$. Z pohledu výkonnosti mají všechny navržené regulátory pro soustavu $F_{S1}(s)$ a $F_{S2}(s)$ velice podobné vlastnosti. Regulátor SKST má vždy nejlepší vlastnosti z navržených H_∞ regulátorů, což je umožněno návrhem za pomoci všech tří váhových funkcí. H_∞ regulátory vyžadují krátké periody vzorkování, z toho vyplývá, že pro zlepšení jejich vlastností by musela být zkrácena perioda vzorkování. Hlavní nevýhody návrhu H_∞ regulátorů je nutnost minimalizace navrženého regulátoru a požadavky na výpočetní software v našem případě Matlab/Simulink a celková složitost návrhu.

Dalším bodem této práce bylo navržení řídicího systému, který je složen z IPC, Automation Panelu od firmy B&R, decentralizovaného systému vstupů a výstupů a reálné soustavy. Na IPC byl nainstalován B&R Automation Runtime AR010, který umožnil souběžný chod operačního systému reálného času a Windows XP. Dále byla vytvořena vizualizace, která pomocí dotykové obrazovky přehledně podává informace o řízeném procesu a umožňuje jeho plnou obsluhu. Správná funkčnost celého řídicího systému a řídicích algoritmů byla ověřena v laboratoři E541 a tím byly splněny všechny body vytyčené v zadání diplomové práce.

Literatura

- [1] SKOGESTAD, S. POSTLETHWAITE, I.: *Multivariable feedback kontrol, Analysis and Design*, John Wiley and Sons Ltd, 2000, ISBN 0 471 94277 4
- [2] ASTROM, K, J. WITTENMARK, B.: *Computer-controlled systems, theory and design*. New Jersey: Prentice Hall. 1997. ISBN 0-13-314899-8
- [3] PIVOŇKA, P.: *Číslicová řídicí technika*. Skriptum FEKT VUT. Brno. 2003. 151 s.
- [4] The MathWorks, Inc. Matlab help. Version 7.13.0.564, August 14, 2011.
- [5] PIVOŇKA, P.: *Comparative analysis in implementations discrete PID controllers*. Brno University of Technology. Zittau, Germany: HS Zittau/Gorlitz, 2008. s. 162-167.
- [6] VAVŘÍN, P. BLAHA, P.: *Řízení a regulace I*. Skriptum FEKT VUT. Brno. 2001. 231 s.
- [7] GREEN, M. LIMEBEER, D.: *Linear Robust Control*. Prentice Hall. August. 1994. 538. s. ISBN 0-13-102278-4
- [8] PIVOŇKA, P.: *Optimalizace regulátorů*. Skriptum FEKT VUT. Brno. 2005. 112 s.
- [9] BLAHA, P.: *H_∞ řízení*. VUT Brno, prezentace, 2011.
- [10] B&R Automation Studio 3.0.80. [DVD-ROM]. ver. 3.0.80.25 SP04, Austria, Eggelsberg: Bernecker + Rainer Industrie – Elektronik Ges.m.b.H. 2009.11.03.3
- [11] CHARVÁT, R.: *Nová generace průmyslových počítačů B&R Automation PC. Automatizace*. [online]. 2005, roč. 11, č. 7-8, [cit. 2012-01-17]. Dostupné z <<http://www.automatizace.cz/article.php?a=788>>
- [12] BLAHA, P.: *Modely lineárních systémů*. VUT Brno, prezentace, 2008.
- [13] BLAHA, P.: *Metoda nejmenších čtverců*. VUT Brno, prezentace, 2011.
- [14] BLAHA, P.: *Metody pomocných proměnných*. VUT Brno, prezentace, 2009.
- [15] SODERSTROM, T. STOCIA, P.: *System identification*. Prentice Hall International Series in Systems and Control Engineering. UK. July 1989. 528s. ISBNB 978-0138812362
- [16] Bernecker + Rainer Industrie – Elektronik Ges.m.b.H. B+R školicí materialy 2009/11. *The basics of ASiV - TM610TRE.25-ENG*. [CD-ROM]. Brno. 2009. [cit. 2012-05-10]. Adresář: \English\Visualization\AS_V_TR1
- [17] Bernecker + Rainer Industrie – Elektronik Ges.m.b.H. B+R školicí materialy 2009/11. *The basics of ASiV - TM600TRE.00-ENG*. [CD-ROM]. Brno. 2009. [cit. 2012-05-10]. Adresář: \English\Visualization\AS_V_TR1
- [18] BLAŠKA, J. KRUMPHOLC, M. SEDLÁČEK, M.: *Využití grafického uživatelského rozhraní matlabu ve výzkumu a výuce*. Konference MATALB 2003 – sborník příspěvků. [online]. 2003, 6s, [cit. 2012-05-15]. Dostupné z <http://dsp.vscht.cz/konference_matlab/matlab03/>

- [19] DOŇAR, B. ZAPLATÍLEK, K.: *Matlab – tvorba uživatelských aplikací*. BEN - Technická literatura, 2004, ISBN: 80-7300-133-0, 215s
- [20] KWAKERNAAK, H.: *Robust Control and H_∞ Optimalization – Tutorial Paper*. Automatica. Vol. 29 No. 2, pp. 255-283. 1993. Great Britain.
- [21] WEI-GIAN, Y. HUAI-HAI, CH. XU-DONG.: *Tracking Control Research of High-Order Flexible Structures on The H-infinity Control Method*. University of Aeronautics and Astronautics. Nanjing. China. 978-1-4244-5848/6/10. 2010 IEEE
- [22] Bernecker + Rainer Industrie – Elektronik Ges.m.b.H. *Automation Panel 900, User's Manual, MAAP900-ENG*. [online]. V 2.90. January 2010. 312s. [cit. 2012-05-15]. Dostupné z <http://www.br-automation.com/downloads_br_productcatalogue/BRP4440000000000000000126315/Automation_Panel_900_E_V2_00.pdf>
- [23] Bernecker + Rainer Industrie – Elektronik Ges.m.b.H. *Automation PC810, User's Manual, MAAPC800-ENG*. [online]. V 1.34. July 2011. [cit. 2012-05-15]. Dostupné z <http://www.br-automation.com/downloads_br_productcatalogue/BRP4440000000000000000156462/Automation_PC_810_E_V1_34.pdf>

Seznam příloh

Elektronická verze diplomové práce DP_Buchta_Ludek.pdf je uložena na CD v adresáři Diplomová práce.

V adresáři IPC je uložen projekt pro průmyslové PC IPC_24.zip obsahující navržené řídicí algoritmy a vizualizaci vytvořenou v Automation studiu.

V adresáři Hinf_GUI jsou uloženy zdrojové soubory (viz.m a viz.fig) uživatelského rozhraní pro návrh H_∞ regulátorů.