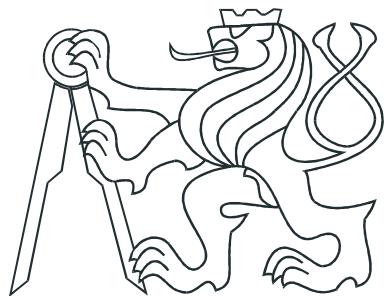


ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE  
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ  
KATEDRA ŘÍDICÍ TECHNIKY



## DIPLOMOVÁ PRÁCE

Metody návrhu adaptivních PID regulátorů

Praha, 2011

Autor: Bc. Tomáš Jindra

## Prohlášení

Prohlašuji, že jsem svou diplomovou práci vypracoval samostatně a použil jsem pouze podklady (literaturu, projekty, SW atd.) uvedené v přiloženém seznamu.

V Praze dne 13.5.2011

  
Jindřich  
podpis



## **Poděkování**

Na tomto místě bych rád poděkoval rodině a především rodičům za celoživotní podporu nejen při studiu. Poděkování patří také mým přátelům a v neposlední řadě mé přítelkyni. Zároveň bych rád poděkoval vedoucímu mé diplomové práce Ing. Petru Huškovi, Ph.D., za cenné rady a ochotu při psaní diplomové práce.

# **Abstrakt**

Cílem diplomové práce je návrh adaptivního mechanismu PID regulátoru pro systém 2. řádu s dopravním zpožděním. Adaptivní mechanismus je navržen pro dávkové procesy, kde adaptace neprobíhá spojitě, ale po dávkách. Samotný adaptační proces je rozdělen na dvě části. V první části se identifikují změny, ke kterým v regulované soustavě došlo. Identifikace je prováděna na základě přechodové charakteristiky uzavřené smyčky. Ve druhé části adaptace probíhá návrh regulátoru. Při návrhu regulátoru je kladen důraz na splnění vlastností původního systému. Těmito vlastnostmi jsou v prvním případě amplitudová a fázová bezpečnost, ve druhém případě adaptace v časové oblasti. To znamená, že přechodová charakteristika uzavřené smyčky původního a nového systému je totožná.

# **Abstract**

The goal of the diploma thesis is to develop adaptive mechanism of PID controller for the second order system with time delay. The adaptive mechanism is designed for batch processes, where the adaptation is not proceeding continuously, but in batches. Adaptive control is divided to two parts. In the first part identifies the changes that have occurred in the controlled system. Identification method is based on step response of closed loop. In the second part is an adaptation of the controller design. The emphasis is given on the fulfillment properties of the original system by controller design. These properties are gain and phase margin in the first case, adaptation in the time domain in the second case. It means that the closed-loop step response of the original and the new system is identical.

České vysoké učení technické v Praze  
Fakulta elektrotechnická  
katedra řídicí techniky

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

Student: **Bc. Tomáš Jindra**

Studijní program: Kybernetika a robotika  
Obor: Systémy a řízení

Název tématu: **Metody návrhu adaptivních PID regulátorů**

Pokyny pro vypracování:

1. Vytvořte přehled známých metod návrhu adaptivních PID regulátorů.
2. Navrhněte metodu pro adaptaci konstant PID regulátorů pro systémy 2. řádu se zpožděním při neznámé změně jednoho parametru regulované soustavy pouze z naměřené přechodové charakteristiky.
3. Navrhněte a implementujte obdobnou metodu pro současnou neznámou změnu dvou parametrů regulované soustavy.

Seznam odborné literatury:

K.J. Astrom, B. Wittenmark: Adaptive Control. Dover Publications. 2008  
P. Mik: Návrh adaptivních PID regulátorů. Diplomová práce, katedra řídicí techniky, FEL  
ČVUT v Praze, 2009

Vedoucí: Ing. Petr Hušek, Ph.D.

Platnost zadání: do konce letního semestru 2011/2012

prof. Ing. Michael Šebek, DrSc.  
vedoucí katedry



prof. Ing. Boris Šimák, CSc.  
děkan

V Praze dne 31. 1. 2011

# Obsah

<b>Seznam obrázků</b>	<b>viii</b>
<b>Seznam tabulek</b>	<b>x</b>
<b>1 Úvod</b>	<b>1</b>
<b>2 Adaptivní řízení</b>	<b>3</b>
2.1 Přehled obecných adaptačních schémat . . . . .	3
2.1.1 Metoda řízeného zesílení . . . . .	3
2.1.2 Adaptivní systém s referenčním modelem (MRAS) . . . . .	4
2.1.3 Samostatně se nastavující regulátory (STC) . . . . .	6
2.1.4 Duální řízení . . . . .	6
2.2 Adaptivní PID . . . . .	8
2.2.1 Metody založené na přechodové charakteristice . . . . .	8
2.2.2 Metody založené na rozkmitání obvodu . . . . .	9
<b>3 Rozbor řešení problému</b>	<b>11</b>
3.1 Navržený postup řešení problému . . . . .	12
3.2 Identifikace přenosu regulované soustavy v uzavřené smyčce . . . . .	13
3.3 Návrh regulátoru . . . . .	14
<b>4 Identifikační část</b>	<b>15</b>
4.1 Definice parametrů přechodové charakteristiky . . . . .	17
4.2 Vliv jednotlivých parametrů na vlastnosti přechodové charakteristiky . . .	18
4.2.1 Vliv změny dopravního zpoždění . . . . .	18
4.2.2 Vliv přirozené frekvence . . . . .	20

4.2.3	Vliv tlumení . . . . .	22
4.2.4	Vliv zesílení . . . . .	23
4.3	Algoritmus hledání změny parametrů . . . . .	25
4.3.1	Algoritmus hledání změny jednoho parametru . . . . .	25
4.3.2	Hledání změny dopravního zpoždění $T_d$ . . . . .	25
4.3.3	Hledání změny přirozené frekvence $\omega_n$ , tlumení $\zeta$ a zesílení $K$ . . . . .	25
4.3.4	Algoritmus hledání změny více parametrů . . . . .	27
<b>5</b>	<b>Adaptační část</b>	<b>30</b>
5.1	Adaptace ve frekvenční oblasti . . . . .	30
5.1.1	Amplitudová bezpečnost . . . . .	30
5.1.2	Fázová bezpečnost . . . . .	31
5.1.3	Metoda nastavování založená na $A_m$ a $\phi_m$ . . . . .	32
5.2	Adaptace v časové oblasti . . . . .	35
<b>6</b>	<b>Porovnání navržených metod</b>	<b>37</b>
6.1	Identifikace změny jedhoho parametru a adaptace pomocí vícerozměrné optimalizace . . . . .	38
6.2	Identifikace i adaptace pomocí vícerozměrné optimalizace . . . . .	40
6.3	Identifikace pomocí optimalizace, adaptace na $A_m$ a $\phi_m$ . . . . .	42
<b>7</b>	<b>Závěr</b>	<b>45</b>
<b>Literatura</b>		<b>47</b>
<b>A Obsah přiloženého CD</b>		<b>I</b>

# Seznam obrázků

1.1	Blokový diagram obecného adaptivního systému . . . . .	2
2.1	Blokové schéma metody řízeného zesílení . . . . .	4
2.2	Blokové schéma metody MRAS . . . . .	5
2.3	Blokové schéma metody STC . . . . .	6
2.4	Blokové schéma metody DC . . . . .	7
2.5	Odezva systému 1. řádu na jednotkový skok . . . . .	8
3.1	Blokové schéma navrženého adaptivního mechanismu . . . . .	12
4.1	Blokové schéma . . . . .	17
4.2	Vlastnosti přechodové charakteristiky . . . . .	18
4.3	Vliv dopravního zpoždění na přechodovou charakteristiku uzavřené smyčky	19
4.4	Vliv dopravního zpoždění na velikost překmitu uzavřené smyčky . . . . .	19
4.5	Vliv přirozené frekvence na dobu ustálení uzavřené smyčky . . . . .	20
4.6	Vliv přirozené frekvence na frekvenci kmitů uzavřené smyčky . . . . .	21
4.7	Vliv přirozené frekvence na dobu náběhu uzavřené smyčky . . . . .	21
4.8	Vliv koeficientu tlumení na poměr útlumu uzavřené smyčky . . . . .	22
4.9	Vliv koeficientu tlumení na dobu ustálení uzavřené smyčky . . . . .	22
4.10	Vliv koeficientu tlumení na frekvenci kmitů uzavřené smyčky . . . . .	23
4.11	Vliv koeficientu zesílení na překmit uzavřené smyčky . . . . .	23
4.12	Vliv koeficientu zesílení na dobu náběhu uzavřené smyčky . . . . .	24
4.13	Vliv koeficientu zesílení na frekvenci kmitů uzavřené smyčky . . . . .	24
4.14	Průběh hledání změněných parametrů . . . . .	29
5.1	Zobrazení $A_m$ a $\phi_m$ na Bodeho charakteristice . . . . .	31
5.2	Nyquistova křivka . . . . .	32

6.1	Simulace dosažených výsledků pro nominální systém $A$	39
6.2	Simulace dosažených výsledků pro nominální systém $B$	41
6.3	Simulace dosažených výsledků pro nominální systém $C$	44
A.1	Obsah přiloženého CD	I

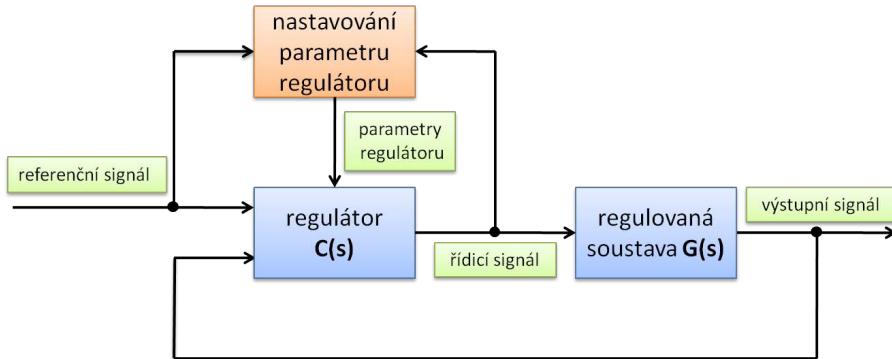
# Seznam tabulek

2.1	Parametry regulátoru založené na přechodové charakteristice dle metody Ziegler-Nichols a Åström-Wittenmark . . . . .	9
2.2	Parametry regulátoru založené na rozkmitání obvodu dle metody Ziegler-Nichols . . . . .	9
4.1	Tabulka zvolených přenosů a regulátorů . . . . .	16
6.1	Nominální systém A . . . . .	38
6.2	Hodnoty parametrů regulátoru a regulované soustavy . . . . .	38
6.3	Nominální systém B . . . . .	40
6.4	Hodnoty parametrů regulátoru a regulované soustavy . . . . .	40
6.5	Nominální systém C . . . . .	42
6.6	Hodnoty parametrů regulátoru a regulované soustavy . . . . .	42
6.7	Hodnoty amplitudové a fázové bezpečnosti . . . . .	43

# Kapitola 1

## Úvod

Adaptace je proces, při němž se systém reprezentovaný ať už živými organismy, či průmyslovým robotem přizpůsobí vnějsím vlivům a dalším faktorům, které na něj působí. Díky adaptaci umožněné přirozeným výběrem vznikají účelné (nikoli však účelové) vlastnosti. V běžném jazyce má slovní spojení „adaptovat se“ význam změny chování za účelem přizbývání se novým okolnostem. I v oblasti teorie řízení bylo mnoho pokusů o určitou standardizaci významu tohoto pojmu. Jednou z nich byla například myšlenka nazývat adaptivním systémem takový fyzikální systém, který byl navržen s adaptivním pracovním bodem. S postupem času a vývojem řízení doznávaly definice četných změn. Ve své diplomové práci se budu držím pragmatického přístupu k pojmu adaptace navrženého pány Åströmem a Wittenmarkem [1]: „Adativní regulátor je regulátor s nastavitelnými parametry a mechanismem pro nastavování parametrů.“ Na obr. 1.1 je znázorněno obecné blokové schéma adaptivního systému. Na něm je vidět, že obecné adaptační schéma má dvě smyčky. První je klasická zpětnovazební a druhá slouží k nastavování parametrů regulátoru.



Obrázek 1.1: Blokový diagram obecného adaptivního systému

Tato diplomová práce je zaměřena na adaptivní PID regulátory. Klasické PID regulátory (s konstantními parametry) jsou běžným nástrojem v průmyslové automatizaci. Jejich flexibilita je umožňují použít při řešení široké škály problémů. Nevýhodou takovýchto regulátorů je neschopnost přizpůsobit se změnám regulované soustavy, neboť regulátor, který systém řídí, byl nastaven na původní soustavu. Časem ovšem může dojít ke změnám vlastností regulované soustavy a původní nastavení regulátoru přestane využívat. Regulovanou soustavou bude systém 2. rádu s dopravním zpožděním, jenž je vhodnou approximací systémů vyšších rádů. Budeme uvažovat adaptační mechanismus, který pracuje v prostředí dávkových procesů. Jedná se o procesy, které se běžně vyskytují v praxi ve většině průmyslových odvětví. V těchto procesech je možné regulátor přenastavit mezi jednotlivými dávkami procesu, a tím docílit stále stejných vlastností i přesto, že mohlo dojít ke změně parametrů regulované soustavy.

Diplomová práce je rozdělena do 7 kapitol, z nichž první kapitolou je úvod a poslední závěr. Ve druhé kapitole jsou popsány obecné adaptační mechanismy, na něž navázují adaptivní PID regulátory s uvedením dvou používaných metod. Třetí kapitolou je započato řešení problematiky zadání. Nejprve je uveden rozbor problému a návrh jeho řešení. S navrženým řešením dojde k rozdělení adaptivního mechanismu na dvě části - část identifikační a část adaptační. Ve čtvrté kapitole jsou uvedena navržená řešení identifikace změn regulované soustavy v uzavřené smyčce. S výsledky identifikace je přistoupeno v páté kapitole k návrhu regulátoru tak, aby odezva uzavřené smyčky změněného systému měla stejné vlastnosti jako odezva uzavřené smyčky s původními parametry. V předposlední, šesté kapitole, jsou porovnány navržené postupy adaptačního mechanismu pomocí simulací.

# Kapitola 2

## Adaptivní řízení

### 2.1 Přehled obecných adaptačních schémat

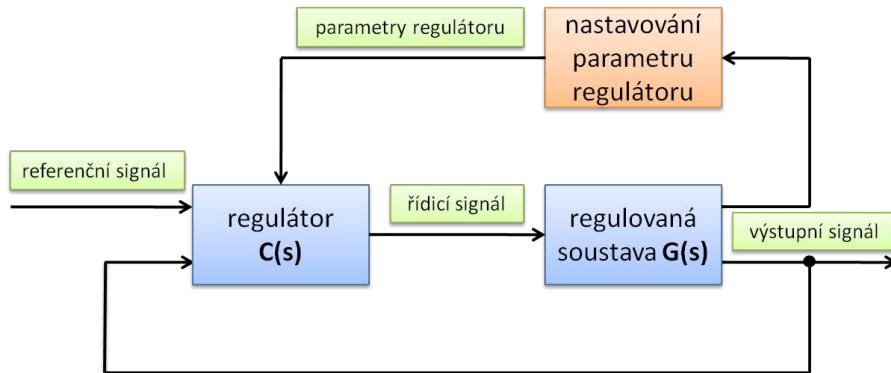
V teorii řízení existuje mnoho přístupů k adaptaci jako takové. Různí autoři představují odlišné pohledy na adaptivní řízení, a proto není zcela jednoduché uvést jednoznačné rozdělení adaptačních schémat. Jak již bylo zmíněno v úvodu, v této práci se budu držet pojmu určených pány Åströmem a Wittenmarkem [1]. V následujících kapitolách jsou představeny základní adaptační mechanismy, jejich struktura, popis a činnost.

#### 2.1.1 Metoda řízeného zesílení

V mnoha situacích při řízení je známa dynamika systému v určitém pracovním bodě. Na tomto principu je založena metoda řízeného zesílení GS (Gain Scheduling, [4]), kde se mění parametry regulátoru se změnou pracovního bodu. Název je poněkud zavádějící, neboť na počátku metody se používala pouze pro přepínání zesílení. Nyní už lze samozřejmě měnit více parametrů regulátoru. Metoda řízeného zesílení má následující obecný postup.

- linearizace procesu v blízkosti pracovních bodů
- navržení regulátorů pro takové linearizované modely
- vytvoření tabulky nastavení regulátorů pro jednotlivé pracovní oblasti
- kombinování používání takto vzniklých regulátorů

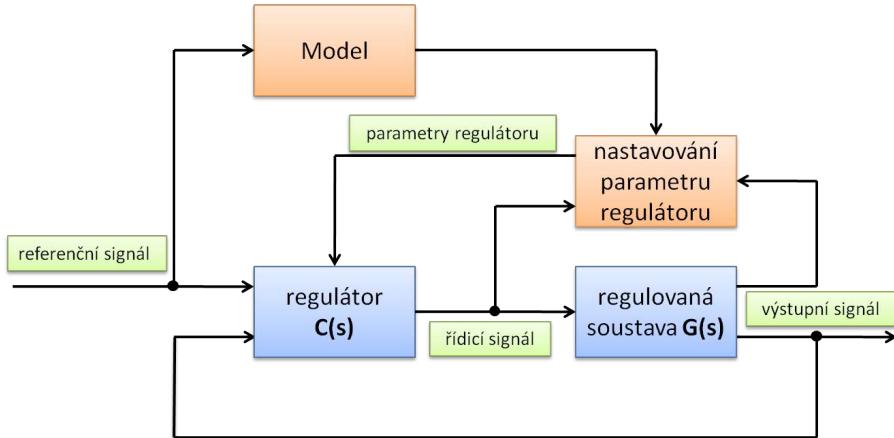
Hlavním problémem techniky řízeného zesílení je najít pomocnou veličinu, která řídí přepínání regulátoru. Tou veličinou může být akční, regulovaná, či jiná vhodná veličina. Princip fungování metody je znázorněn na obr. 2.1.



Obrázek 2.1: Blokové schéma metody řízeného zesílení

### 2.1.2 Adaptivní systém s referenčním modelem (MRAS)

Účelem adaptace s referenčním modelem MRAS (Model Reference Adaptive System, [1], [6], [5]) je taková změna dynamiky řízeného systému, aby se choval stejně jako model požadované dynamiky systému. To znamená, že metoda MRAS je založena na využití referenčního modelu. Tento model nám ukazuje, jak by měl ideálně výstup regulované soustavy reagovat na řídící signál. Na blokovém diagramu na obr. 2.2 je vidět, že regulační schéma se skládá ze dvou smyček. První, tzv. vnitřní smyčka, je klasická zpětnovazební, a to sice s regulátorem a regulovanou soustavou. Druhá, vnější smyčka, slouží k nastavování parametrů regulátoru. Parametry regulátoru jsou nastavovány na základě zpětnovazební odchylky, která je rovna rozdílu výstupu regulované soustavy a vstupu referenčního modelu. Adaptační mechanismus nastavující parametry regulátoru používá různé principy. Zřejmě nejpoužívanějším mechanismem nastavování je metoda MIT.



Obrázek 2.2: Blokové schéma metody MRAS

Pro ukázkou MIT metody budeme uvažovat zpětnovazební smyčku, ve které nastavujeme parametr zesílení  $\theta$ . Jednou z možností, jak nastavit hodnotu tohoto parametru, je minimalizovat ztrátovou funkci  $J(\theta)$ :

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e^2$$

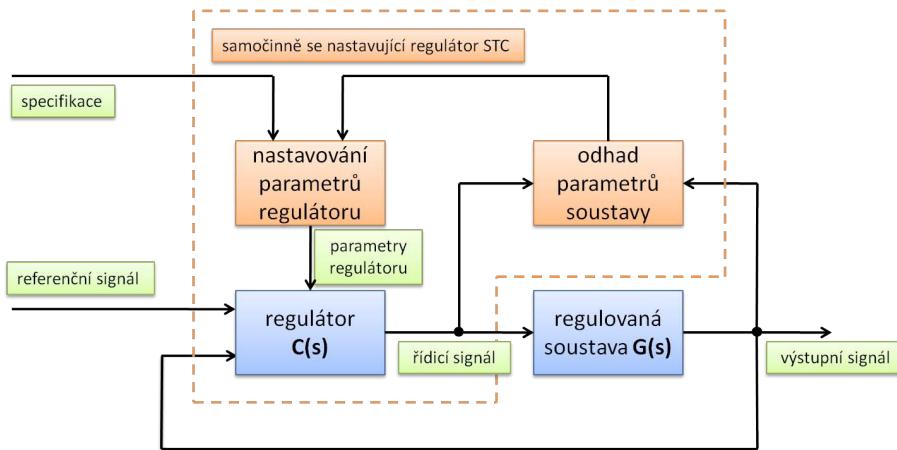
Minimalizace ztrátové funkce dosáhneme změnou parametru ve směru záporného gradientu  $J$ . Odtud dostáváme:

$$\frac{\partial \theta}{\partial t} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta}$$

Parciální derivace  $\frac{\partial e}{\partial \theta}$  se nazývá citlivostní derivace systému a udává, jak se změna nastavitevního parametru podílí na změně adaptační odchylky. V jednoduchých případech ji lze přímo vypočítat, ve složitějších ji pak musíme approximovat. Parametr  $\gamma$  je ladící prostředek návrháře a udává, jak rychle má odchylka  $e$  konvergovat k 0. Problémem MIT přístupu je, že nezaručuje stabilitu výsledného systému. Ta může být ovlivněna amplitudou vstupů. V případě malé amplitudy může být systém stabilní, pro velké amplitudy to již platit nemusí. Tento problém lze při návrhu odstranit postupem založeným na základě Lyapunovi či BIBO stability.

### 2.1.3 Samostatně se nastavující regulátory (STC)

Metoda samočinně se nastavujícího regulátoru STC (Self Tuning Controller, [1], [3]) patří do kategorie tzv. nepřímých metod nastavování. V přechozích kapitolách 2.1.1 a 2.1.2 se regulátor nastavoval přímo z chování systému a nebyl zde žádný mezičlánek. Tím se u nepřímých metod rozumí odhad parametrů soustavy. Parametry regulátoru jsou následně nastavovány z odhadnutých parametrů soustavy, jak je vidět na obr. 2.3.



Obrázek 2.3: Blokové schéma metody STC

Při odhadu parametrů soustavy mohou být odhadnuté parametry zatíženy různými neurčitostmi a poruchami. Toto by samozřejmě značně komplikovalo situaci, proto se v metodě STC využívá princip separace (Certainty equivalence principle), který spočívá v tom, že se k odhadu parametrů přistupuje tak, jako by byl roven skutečné hodnotě. Identifikaci soustavy bychom mohli rozdělit dle dvou základních přístupů vzhledem k časovému zpracování měřených dat. Prvním přístupem je průběžná identifikace (tzv. rekurzivní odhad parametrů) a druhým přístupem je jednorázová identifikace.

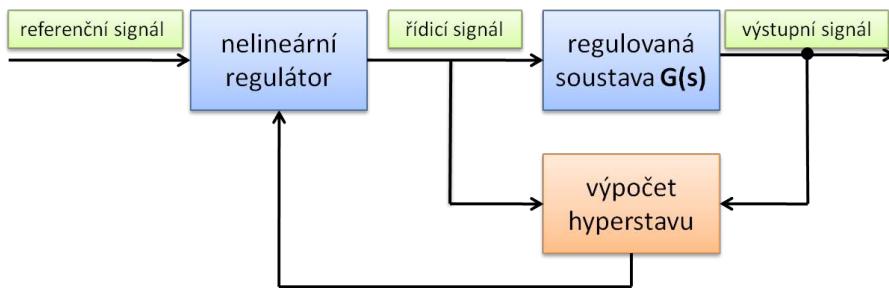
### 2.1.4 Duální řízení

Akční veličina optimálního duálního řízení DC (Dual Control, [1], [5]) by měla splňovat dva základní požadavky. Prvním je, že bezpečně zajišťuje to, že regulovaná veličina sleduje svou žádanou hodnotu a druhým je dostatečné excitování regulované soustavy pro urychlení

průběžného odhadu parametrů v čase, což vede ke zlepšení kvality řízení. Tyto základní vlastnosti kladou dvojí (duální) požadavek na průběh řídícího signálu.

Duální řízení patří do třídy stochastických systémů. To znamená, že stav systému, ale i jeho parametry, jsou zatíženy neurčitostmi. Ty se u parametrů projevují jejich časovou nestálostí. Z tohoto důvodu je vektor stavů  $x$  rozšířen o časově proměnné parametry  $\theta$ . Tako rozšířený vektor je pak nazýván hyperstavem  $z^T = [x^T \theta^T]$ . Protože vývoj parametrů soustavy je neznámý, modeluje se nejčastěji pomocí diferenciální rovnice

$$\frac{\partial \theta}{\partial t} = 0$$



Obrázek 2.4: Blokové schéma metody DC

Kriteriální funkce má tvar:

$$V = E \left( G(z(T), u(T)) + \int g(z, u) dt \right)$$

kde  $E$  je operátor střední hodnoty. Funkce  $G$  a  $g$  jsou skalární funkce proměnných  $z$  a  $u$ , které mezi sebou vážou jednotlivé hyperstavy a akční zásah. Nalezení regulátoru, který minimalizuje ztrátovou funkci, je velmi obtížné. Za určitých předpokladů lze řešení získat pomocí dynamického programování za použití Bellmanovy rekurzivní rovnice a jejího numerického řešení. Velkým problémem tohoto postupu je ovšem jeho obtížnost a časová náročnost.

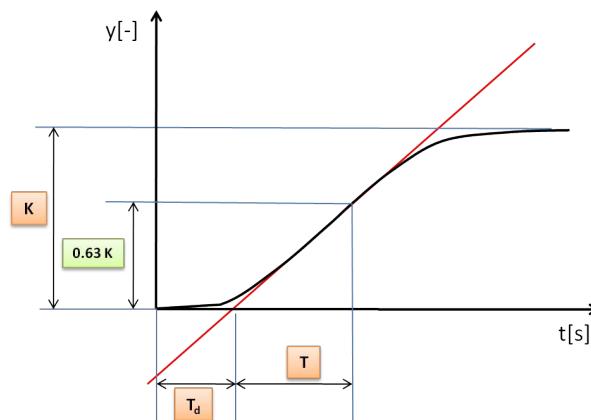
## 2.2 Adaptivní PID

V této kapitole budou uvedeny metody sloužící k nastavování konstant PID regulátoru. Tyto metody můžeme rozdělit do dvou skupin. V první skupině jsou metody vycházející z přechodové charakteristiky otevřené smyčky a ve druhé metody založené na rozkmitávání uzavřené smyčky a následné odečtení kritických parametrů.

### 2.2.1 Metody založené na přechodové charakteristice

Pro tyto metody je důležité mít možnost změřit přechodovou charakteristiku samotného systému, tedy změřit systém v otevřené smyčce. Mnoho průmyslových procesů má odezvu na skok (v otevřené smyčce) ve tvaru „S“ jak ukazuje obr. 2.5. Tento průběh lze snadno approximovat modelem systému 1. řádu s přenosem:

$$G(s) = \frac{K}{1 + sT} e^{-T_d s}$$



Obrázek 2.5: Odezva systému 1. řádu na jednotkový skok

Na přechodové charakteristice odečteme parametry  $T$ ,  $T_d$  a  $K$  a s pomocí vzorečků v tab. 2.1 odvozených na základě empirických zkušeností spočteme parametry PID regulátoru.

	Ziegler-Nichols	Åström-Wittenmark
$k_p$	$1.2 \frac{T}{T_d K}$	$3.8 \frac{T}{T_d K} e^{(-8.4\tau+7.3\tau^2)}$
$k_i$	$0.6 \frac{T}{T_d^2 K}$	$0.73 \frac{T}{T_d^2 K} e^{(-5.9\tau+8.7\tau^2)}$
$k_d$	$0.6 \frac{T}{K}$	$3.38 \frac{T}{K} e^{(-8.77\tau+3.2\tau^2)}$
rozsah	$0.1 < \frac{T_d}{T} < 1$	$0.1 < \frac{T_d}{T} < 1$

Tabulka 2.1: Parametry regulátoru založené na přechodové charakteristice dle metody Ziegler-Nichols a Åström-Wittenmark

Jak již bylo zmíněno, podstatnou nevýhodou těchto metod je nutnost znalosti odezvy otevřené smyčky systému, což je v praxi často ať už z technických nebo finančních důvodů nemožné.

### 2.2.2 Metody založené na rozkmitání obvodu

Tato metoda je založena na měření systému na mez stability. Uzavřená smyčka je buzena krátkým impulsem a postupně zvětšováno zesílení proporcionálního členu, až se systém dostane na mez stability a začne kmitat stalými oscilacemi s amplitudou omezenou saturací akčního členu (s co nejmenší, ale ustálenou amplitudou). Periodu těchto kmitů změříme a nazveme mezní periodou  $T_u$ . Zesílení, při kterém je systém na mezi stability, je mezním zesílením  $K_u$ . Z těchto naměřených parametrů sestavili pánové Ziegler a Nicholse vzorečky pro nastavení parametrů PID regulátoru jak ukazuje tab. 2.2

Regulátor	$k_p$	$k_i$	$k_d$
P	$0.5K_u$		
PI	$0.45K_u$	$0.54 \frac{K_u}{T_u}$	
PID	$0.6K_u$	$1.2 \frac{K_u}{T_u}$	$0.075K_u T_u$

Tabulka 2.2: Parametry regulátoru založené na rozkmitání obvodu dle metody Ziegler-Nichols

Opět je diskutabilní použití této metody v praxi, neboť rozkmitání obvodu a uvedení na jeho mez stability není kolikrát možné. Pokud nám v tom nic nebrání, potom lze říci, že tato

metoda je odolnější vůči šumu a jiným nejistotám oproti metodě uvedené v kapitole 2.2.1, neboť identifikace probíhá v uzavřené smyčce.

# Kapitola 3

## Rozbor řešení problému

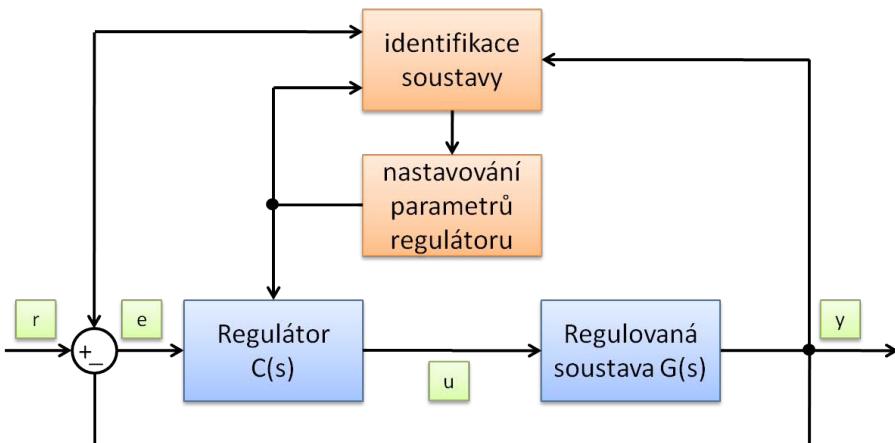
Zadáním diplomové práce je nalézt adaptivní PID regulátor pro systémy 2.řádu. Model 2. řádu je vhodným obecným schématem a dají se s jeho použitím vhodně approximovat systémy vyšších řádů. Jednou z hlavních výhod takového systému je jeho jednoduchost a také relativně snadné nalezení vhodného regulátoru.

Jestliže byla u volby řádu systému uvažována jeho určitá jednoduchost, u regulátoru tomu nebude jinak. I když pojem jednoduchost je trochu nepřesný. V této práci bude daná regulovaná soustava řízená PID regulátorem. I přes jeho dlouholetou historii patří i v dnešní době k jednoznačně nejrozšířenějším typům regulátorů. Uvádí se, že až 95% regulačních algoritmů je typu PID a velká většina z nich navíc využívá pouze proporcionální a integrační složku. V oblasti teorie řízení od realizace prvních PID regulátorů byla publikována spousta jiných regulátorů pracujících na zcela jiných principech. Jejich zavádění do praxe je ovšem dosti problematické. Proto se stále věnuje velká část pozornosti k vylepšování PID regulátoru různými funkcemi, jako je například automatické nastavování parametrů nebo diagnostika funkce regulátoru.

V této práci je navržené řešení adaptace primárně určeno pro dávkové procesy. Tedy pro procesy, kde se výroba jednoho produktu neustále opakuje a ke změně dochází jednou za čas. Můžeme si to představit například tak, že máme proces, kde dochází ke tvarování určitého materiálu. Máme regulátor nastavený na materiál určitého typu. Pokud se materiál nezmění, odezva celého procesu (uzavřené smyčky) bude stejná, proces zpracování běží dál. V případě, že dojde ke změně materiálu (změní se odezva), adaptační mechanismus zaregistrouje změnu, identifikuje ji a nastaví parametry regulátoru tak, aby odezva splňovala původní vlastnosti.

### 3.1 Navržený postup řešení problému

Cílem diplomové práce je nalezení takových vhodných adaptačních mechanismů, aby odezva uzavřené smyčky původního systému a odezva uzavřené smyčky změněného systému s vhodně adaptovaným regulátorem byla totožná. Problém je rozdělen na dvě části, jako tomu bylo například u adaptačního schématu v kapitole 2.1.3 na část identifikační a část nastavovací. Nejprve identifikujeme systém, tzn. získáme nový přenos soustavy, a poté na nově nalezený přenos soustavy budeme hledat vhodný regulátor tak, abychom docílili pokud možno v ideálním případě stejné odezvy. Celý adaptační mechanismus se bude odehrávat mimo vlastní regulovanou soustavu. Nejprve změříme přechodovou charakteristiku uzavřené smyčky původního regulátoru a regulované soustavy. Jakmile dojde ke změně v přenosu regulované soustavy (tj. změní se přechodová charakteristika), změříme novou přechodovou charakteristiku. Jakmile se nám pomocí adaptačního mechanismu podaří docílit přiblížení nové přechodové charakteristiky k původní, aplikujeme nově nastavený regulátor na fyzický systém. Blokové schéma navrženého postupu je znázorněno na obr. 3.1. Na tomto obrázku je zároveň i patrná odlišnost od STC schématu, kde k identifikaci používáme referenční signál  $r$  a nikoli akční zásah  $u$ . Jedná se tedy skutečně o identifikaci v uzavřené smyčce.



Obrázek 3.1: Blokové schéma navrženého adaptivního mechanismu

$r$  ... referenční signál  
 $e$  ... regulační odchylka  
 $u$  ... akční zásah  
 $y$  ... výstup

Obecný přenos PID regulátoru	Obecný přenos systému 2.řádu
$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + \frac{k_d s}{T_f s + 1}$	$G(s) = \frac{K \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2} e^{-T_d s}$
$k_p$ ... zesílení regulátoru	$\omega_n$ ... přirozená(netlumená) frekvence
$k_i$ ... integrační zesílení regulátoru	$\zeta$ ... koeficient tlumení
$k_d$ ... derivační zesílení regulátoru	$K$ ... zesílení
$T_f$ ... časová konstanta filtrace derivační složky	$T_d$ ... dopravní zpoždění

## 3.2 Identifikace přenosu regulované soustavy v uzavřené smyčce

Při hledání způsobu vhodné identifikační metody jsem narážel na spoustu různých omezení pramenících ze zadání. Z tohoto důvodu nebylo možné použít přímé odečtení parametrů z charakteristiky regulovaného obvodu nebo odhadování parametrů regresních modelů (např. ARX identifikace). Přímé odečtení parametrů přechodové charakteristiky není možné, protože nemáme k dispozici samotnou regulovanou soustavu, ale pouze její zpětnovazební zapojení s regulátorem. Jak už bylo výše zmíněno, není možné předpokládat, že by bychom mohli zpětnovazební smyčku rozpojit a změřit přechodovou charakteristiku otevřené smyčky a z ní poté odečíst vlastnosti potřebné k identifikaci podobně jako na 4.2.

Použití ARX identifikace spojené s metodou nejmenších čtverců je také omezené, ne-li vyloučené. Je to hned z několika důvodů. Za prvé není ověřeno, zda lze náš model převést na ARX model a zda do něj (pokud vůbec) vstupuje šum správným způsobem. Druhou velmi limitující podmínkou je omezení vstupního signálu. Pro správnou ARX identifikaci je potřeba dostatečně frekvenčně bohatý referenční signál (například pseudonáhodně generovaná binární posloupnost s definovaným frekvenčním pásmem). V našem případě však máme k dispozici na vstupu pouze jednotkový skok. V případě, že bychom systém budili frekvenčně bohatým signálem, mohl by se systém dostat namez stability a to by bylo např. v průmyslovém prostředí určitě nežádoucí. Identifikační části se věnuje kapitola 4.

### 3.3 Návrh regulátoru

Nyní jsme ve fázi, kdy jsme identifikovali systém a zbývá nám tedy nastavit regulátor tak, aby odezvy původní uzavřené smyčky a uzavřené smyčky se změněnou soustavou byly stejné. Návrh regulátoru budeme provádět dvěma způsoby. První způsob popsaný v kapitole 5.1 se snaží o adaptaci ve frekvenční oblasti, tedy aby přenosy nové a původní otevřené smyčky měly stejnou amplitudovou a fázovou bezpečnost. Druhý přístup je založen na vícerozměrné optimalizaci a snaží se o adaptaci v časové oblasti. Postup adaptace v časové oblasti je popsán v kapitole 5.2.

# Kapitola 4

## Identifikační část

Cílem této kapitoly je identifikace změn v regulované soustavě, které následně využijeme v kapitole 6 při návrhu regulátoru. Jak už bylo zmíněno, identifikace bude prováděna z přechodové charakteristiky systému uzavřené smyčky. Protože budeme uvažovat tzv. dávkové procesy, identifikace nebude probíhat průběžně. Na vstupu systému budeme uvažovat po celou dobu jednotkový skok. Jak už bylo zmíněno, není možné na vstup pouštět různé frekvenčně bohaté signály, protože by hrozilo, že se systém dostane na mez stability, což je v našem případě krajně nežádoucí. Dále jsou známi původní konstanty nastavení regulátoru a přenos regulované soustavy. Tím, že je systém v uzavřené smyčce, není možné využít přenosu otevřené smyčky. Potom by byl totiž celý proces identifikace výrazně ulehčen. Spočítal by se inverzní přenos regulátoru, analyticky by se spočetla jeho impulsní charakteristika (inverzní Laplaceovou transformací), ta by se navzorkovala a provedla konvoluce s přechodovou charakteristikou otevřené smyčky a získala by se přechodová charakteristika regulovaného obvodu. Z té by se odečetly přímo parametry regulované soustavy, a tím by identifikace skončila. Z tohoto důvodu se budeme snažit vyzískat závislost jednotlivých parametrů soustavy na tvaru přechodové charakteristiky. Analytické řešení je v tomto případě nemožné. Jsme schopni si sestavit přenos uzavřené smyčky:

$$\begin{aligned} G_{CL} &= \frac{G_{OL}}{1 + G_{OL}} = \frac{\left( k_p + \frac{k_i}{s} + \frac{k_d s}{T_f s + 1} \right) \frac{K \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2} e^{-T_d s}}{1 + \left( k_p + \frac{k_i}{s} + \frac{k_d s}{T_f s + 1} \right) \frac{K \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2} e^{-T_d s}} \\ &= \frac{(k_p s + k_i + k_d s^2)(K \omega_n^2 e^{-T_d s})}{s^3 + 2\zeta \omega_n s^2 + s \omega_n^2 + (k_p s + k_i + k_d s^2)(K \omega_n^2 e^{-T_d s})} \end{aligned}$$

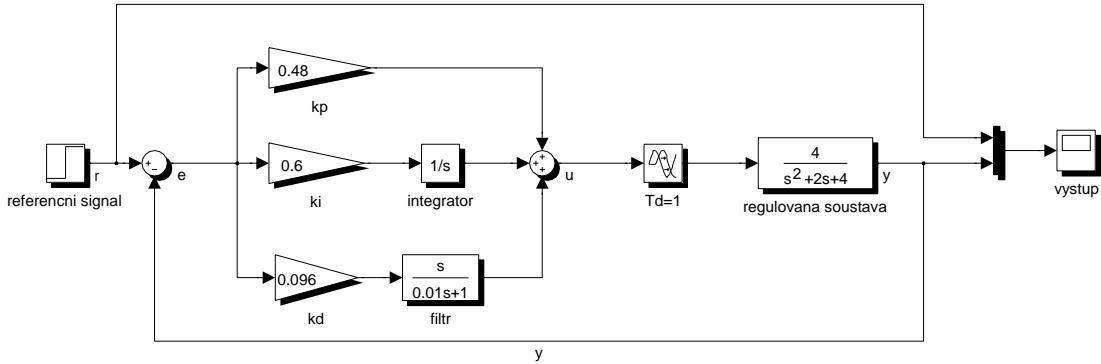
Ale všimněme si, že člen s dopravním zpozděním se vyskytuje pouze u některých členů

přenosu. Z tohoto důvodu je potom velmi obtížná zpětná Laplaceova transformace do časové oblasti. Dopravní zpoždění bychom mohli approximovat prvními členy Taylorova rozvoje. Ale ani tak se nám situace neulehčí, neboť výsledný charakteristický polynom bude čtvrtého a vyššího řádu a jeho rozklad na kořenové činitele je obecně analyticky obtížný. Pro zjištění kořenů polynomu bychom potřebovali složité numerické výpočty, tím bychom ale ztratili obecný přístup. Jak už bylo naznačeno, budeme se snažit určit různé závislosti při změně jednotlivých konstant sysému na tvar přechodové charakteristiky. Pro názorné simulace jsou zvoleny následující tři přenosy regulované soustavy  $G(s)$  a regulátoru  $C(s)$ :

	Systém 1	Systém 2	Systém 3
soustava $G(s)$	$\frac{4}{s^2+2s+4} e^{-s}$	$\frac{6.25}{s^2+3.5s+6.25} e^{-1.5s}$	$\frac{2.25}{s^2+0.9s+2.25} e^{-0.5s}$
regulátor $C(s)$	$0.48 + \frac{0.6}{s} + \frac{0.096s}{0.01s+1}$	$0.75 + \frac{0.55}{s} + \frac{0.25s}{0.01s+1}$	$0.1 + \frac{0.49}{s} + \frac{0.01s}{0.01s+1}$

Tabulka 4.1: Tabulka zvolených přenosů a regulátorů

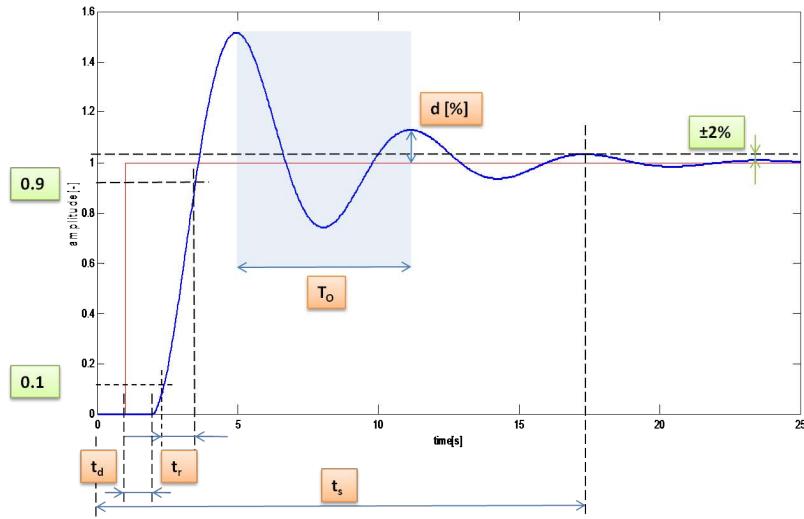
Protože mají všechny tři soustavy jiné časové parametry, musíme je z důvodu porovnávání normalizovat na nominální hodnotu. Původní hodnota má vždy v grafech hodnotu 1. Pokud máme (jako například na obr. 4.4) na vodorovné ose rozsah od 0.1 do 2, znamená to, že simulace byla provedena od desetiny do dvojnásobku původní hodnoty. Simulační schéma sloužící ke zjištování jednotlivých vlivů je zobrazeno na obr. 4.1. Jedná se o paralelně zapojený PID regulátor s filtrovanou derivační složkou, člen s dopravním zpožděním a regulovanou soustavou s přenosem 2. řádu.



Obrázek 4.1: Blokové schéma

## 4.1 Definice parametrů přechodové charakteristiky

Abychom mohli určit vliv jednotlivých konstant na tvar přechodové charakteristiky, určíme si vlastnosti, dle kterých budeme přechodovou charakteristiku posuzovat. Na obr. 4.2 je zobrazena přechodová charakteristika podtlumenného systému 2. řádu. Na přechodové charakteristice je definováno několik základních parametrů, které nám určují vlastnosti přechodové charakteristiky a slouží také k porovnávání mezi vícero přechodovými charakteristikami. Mezi základní parametry přechodové charakteristiky patří doba ustálení  $t_s$  (settling time), která nám říká, za jak dlouho se systém ustálí. Obvykle se za ustálený stav považuje, když je ustálená odchylka menší než 2% žádané hodnoty. S dobou regulace souvisí pojem doba náběhu  $t_r$  (rise time), která udává dobu přeběhu přechodové charakteristiky z 10% na 90% ustálené hodnoty. Dalsí vlastností je překmit OS (overshoot), který nám udává maximální překmit žádané hodnoty v procentech. Další vlastností, dobré čitelnou z přechodové charakteristiky, je dopravní zpoždění. Na přechodové charakteristiky ji značíme jako dobu průtahu  $t_d$ . Je to čas, který systém potřebuje, aby začal reagovat na změnu reference. Na přechodové charakteristice tento čas odečítáme jako rozdíl mezi první změnou reference na výstupu a začátkem jednotkového skoku. Mezi další vlastnosti patří frekvence kmitů  $f_o$  a útlum  $d$ . Frekvenci kmitů  $f_o$  spočteme  $f_o = \frac{1}{T_o}$ , kde  $T_o$  je perioda kmitu. Útlum  $d$  udává poměr útlumu za jednu periodu.

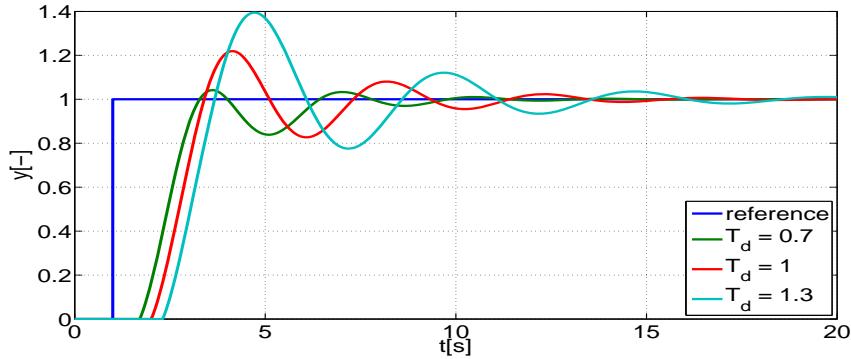


Obrázek 4.2: Vlastnosti přechodové charakteristiky

## 4.2 Vliv jednotlivých parametrů na vlastnosti přechodové charakteristiky

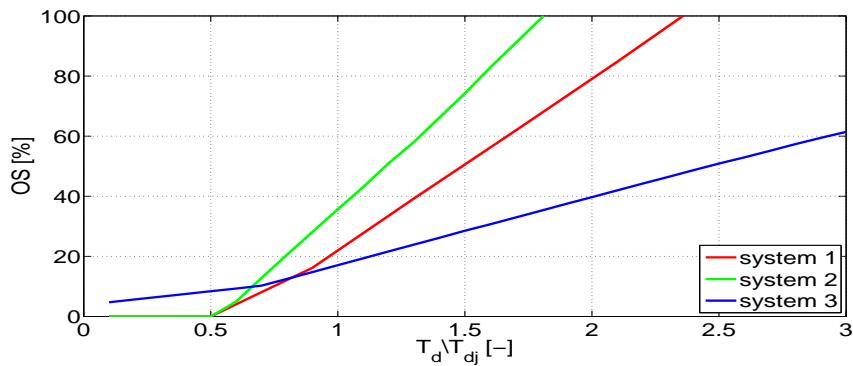
### 4.2.1 Vliv změny dopravního zpoždění

Vliv dopravního zpoždění je názorně vidět na přechodové charakteristice. Posouvá totiž její samotný začátek. Díky dopravnímu zpoždění prochází referenční signál obvodem zpožděně. Zpětná vazba je kvůli tomu jakoby rozpojena a obvod se chová jako smyčka otevřená. Vlastní regulace začíná po uplynutí doby zpoždění a průchodu referenčního signálu soustavou. Na obr. 4.3 je vidět vliv tří různých dopravních zpoždění a jejich vliv na přechodovou charakteristiku. Vidíme, že posun přechodové charakteristiky přesně odpovídá hodnotě dopravního zpoždění  $T_d$ .



Obrázek 4.3: Vliv dopravního zpoždění na přechodovou charakteristiku uzavřené smyčky

Na obr. 4.4 je vidět vliv dopravního zpoždění na překmit. Se vzrůstajícím dopravním zpožděním se zvětšuje překmit. Od druhé poloviny poměru  $\frac{T_d}{T_{dj}}$  je závislost téměř lineární. Systémy 1 a 2 mají od hodnoty 0.6 nulový překmit, neboť se přechodová charakteristika ocitá na mezi aperiodycity a je utlumená natolik, že překmit zmizí.



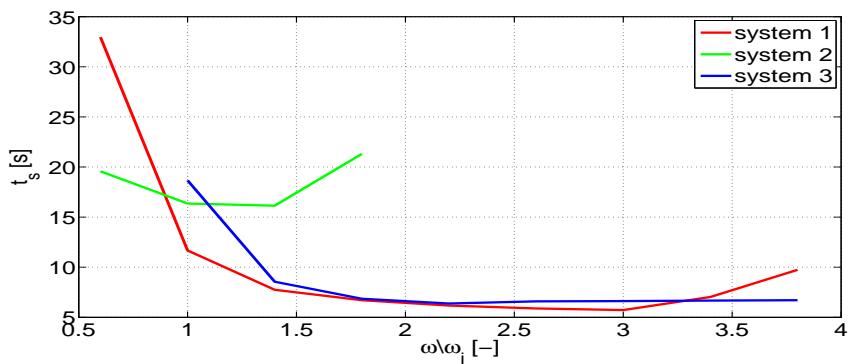
Obrázek 4.4: Vliv dopravního zpoždění na velikost překmitu uzavřené smyčky

Z vlivu dopravního zpoždění je tedy důležité, že s rostoucím dopravním zpožděním klesá doba náběhu, až se ustálí na konstantní hodnotě. Naopak překmit od určité hodnoty roste lineárně s dopravním zpožděním. Zřejmě nejdůležitějším poznatkem o dopravním zpoždění je jeho vliv na počátek odezvy systému na referenční signál. Počátek odezvy je lehce identifikovatelný, a proto budeme tuto vlastnost používat při identifikaci dopravního

zpoždění.

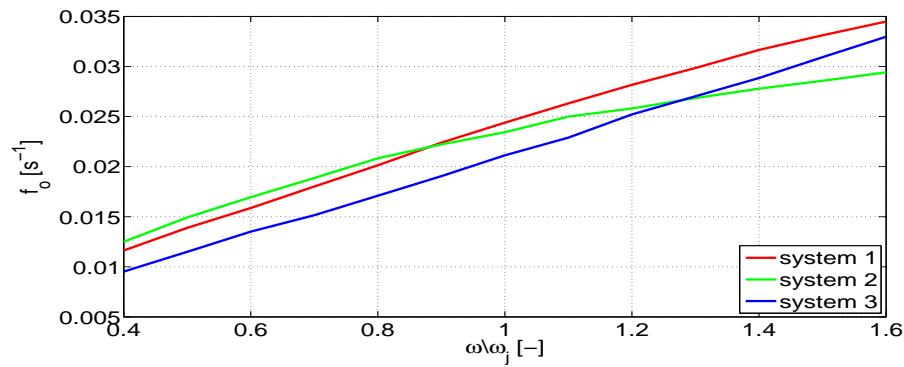
### 4.2.2 Vliv přirozené frekvence

Na obr. 4.5 je vidět závislost doby ustálení  $t_s$  na frekvenci  $\omega_n$ . Pro malé frekvence dochází k dlouhému ustálení přechodové charakteristiky, při určité hodnotě frekvence, která je pro každý systém jiná, se stává doba ustálení konstantní. To ovšem platí opět do určitého bodu, kde začne doba ustálení opět strmě růst. Z výše popsaných vlastností je patrné, že daná závislost se pro následnou identifikaci příliš nehodí.



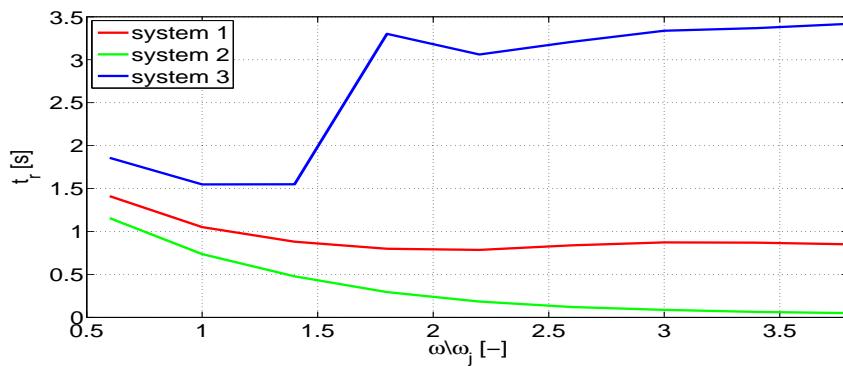
Obrázek 4.5: Vliv přirozené frekvence na dobu ustálení uzavřené smyčky

Další vlastností, která nám již bude vyhovovat pro pozdější identifikaci, je závislost frekvence kmitů  $f_o$  zpětnovazebního obvodu na přirozené frekvenci  $\omega_n$ . Tato závislost je zobrazena na obrázku obr. 4.6. Vidíme, že závislost je opět lineární. Při vyšších hodnotách daná závislost již danou linearitu ztrácí, ale v rámci určitého zjednudušení se budeme zaobírat pouze okolím jmenovité hodnoty.



Obrázek 4.6: Vliv přirozené frekvence na frekvenci kmitů uzavřené smyčky

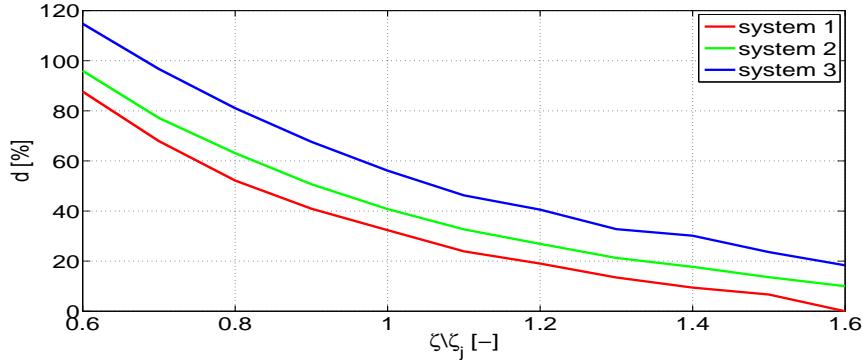
Na obr. 4.7 je vidět závislost přirozené frekvence  $\omega_n$  na době náběhu  $t_r$ . Je zde patrný problém u systému 3, u kterého na jeden a půl násobku původní hodnoty frekvence dochází k přechodu od podtlumeného systému k přetlumenému systému, a tím pádem ke strmému nárůstu doby náběhu. Z tohoto důvodu nebude tato vlastnost při identifikaci používána. Tato vlastnost by se mohla využít v případě, že by se omezila identifikace pouze na kmitavý systém, ale to je zbytečné vzhledem k tomu, že díky závislosti frekvenci kmitů  $f_o$  na přirozené frekvenci  $\omega_n$  se nabízí větší interval využití.



Obrázek 4.7: Vliv přirozené frekvence na dobu náběhu uzavřené smyčky

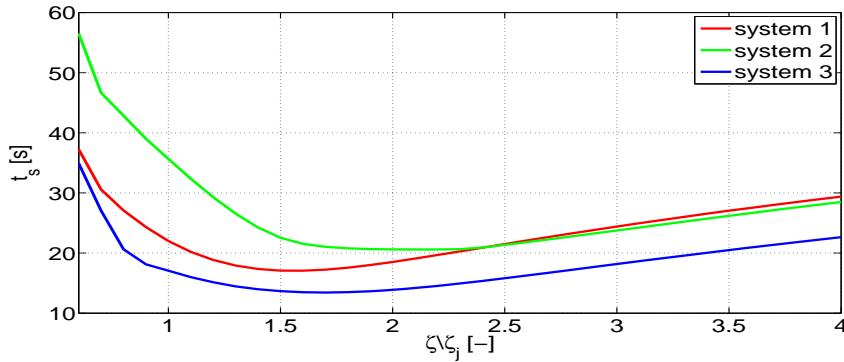
### 4.2.3 Vliv tlumení

U tlumení  $\zeta$  bude (jak ukazuje obr. 4.8) zkoumán jeho vliv na poměr útlumu  $d$ . Je zde vidět, že závislost je opět téměř lineární. Pro malé tlumení je poměr útlumu  $d$  velký a s rostoucím tlumením se poměr útlumu  $d$  pomalu snižuje.



Obrázek 4.8: Vliv koeficientu tlumení na poměr útlumu uzavřené smyčky

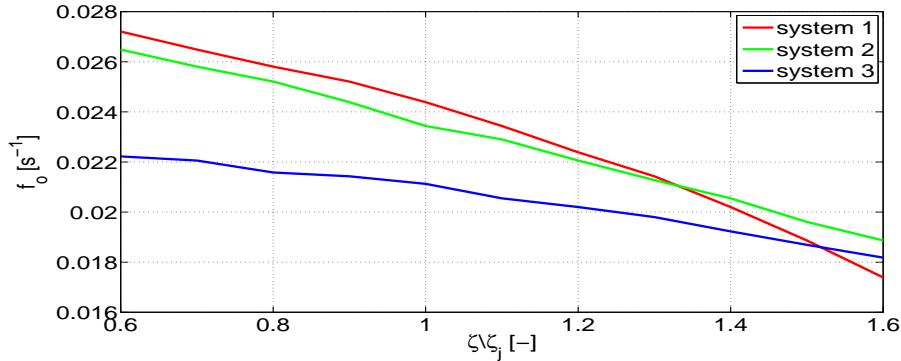
Na obr. 4.9 vidíme, že závislost doby ustálení na koeficientu tlumení má konvexní charakter. Zde nám značně komplikuje situaci to, že průběh není monotónní a jedné hodnotě doby ustálení odpovídají dvě hodnoty tlumení, proto by se nám při identifikaci mohlo stát, že bychom dokonvergovali právě do druhé časové konstanty.



Obrázek 4.9: Vliv koeficientu tlumení na dobu ustálení uzavřené smyčky

Další závilstí, kterou využijeme při pozdější identifikaci, je závislost frekvence kmitů  $f_o$  na tlumení  $\zeta$ . Je na ní patrné, že se zvyšujícím se tlumením se snižuje frekvence kmitů.

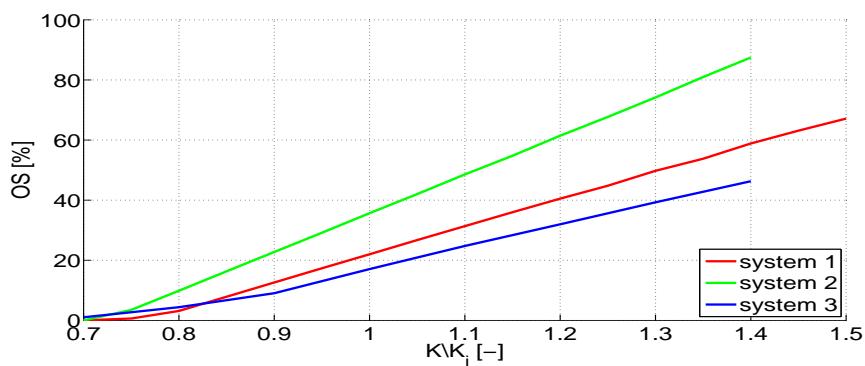
Tuto charakteristiku nebudu používat pro nalezení číselné hodnoty parametru, ale budu ji využívat při hledání, který parametr se změnil. Závislost je zobrazena na obr. 4.10.



Obrázek 4.10: Vliv koeficientu tlumení na frekvenci kmitů uzavřené smyčky

#### 4.2.4 Vliv zesílení

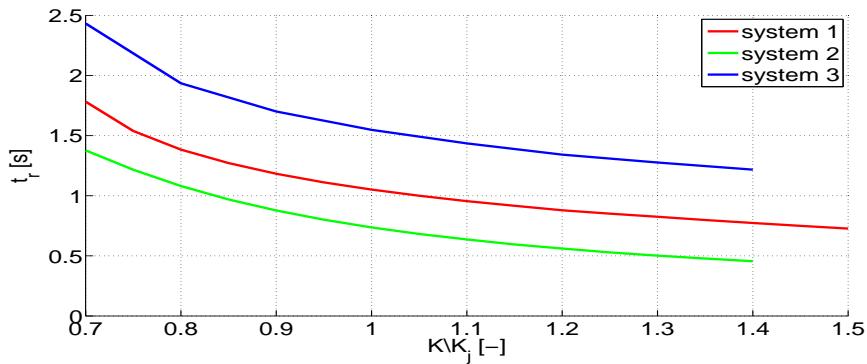
Čtvrtým a zároveň posledním parametrem, jehož vliv je zkoumán, je zesílení. Závislost překmitu na zesílení na obr. 4.11 je monotónní a zároveň téměř lineární. Je vidět, že se zvětšováním zesílení roste překmit a tato vlastnost platí pro všechny tři systémy. Proto bude tato vlastnost využívána při pozdější identifikaci systému.



Obrázek 4.11: Vliv koeficientu zesílení na překmit uzavřené smyčky

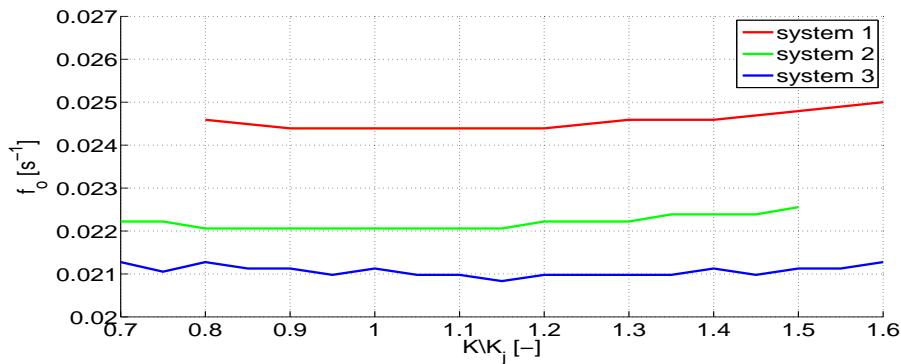
Doba náběhu je neprímo uměrná zesílení, jak dokládá obr. 4.12. Se zvětšujícím se

zesílením klesá doba náběhu. Se vzrůstajícím totiž roste i rychlosť odezvy. Můžeme si to představit tak, že po dobu, kdy je zpětná vazba rozpojená vlivem dopravního zpoždění, přivádíme na vstup soustavy jednotkový skok daný proporcionální složkou regulátoru. Ten je pak zesílen soustavou. Čím je zesílení soustavy větší, tím rychleji projde odezva soustavy mezemi pro odečet doby náběhu (10 a 90% hodnoty referenčního signálu), a tím je doba  $t_r$  kratší.



Obrázek 4.12: Vliv koeficientu zesílení na dobu náběhu uzavřené smyčky

Na obr. 4.13 je vidět závislost frekvence kmitů  $f_o$  na zesílení  $K$ . Tato závislost je téměř konstantní. Z této charakteristiky by proto bylo nemožné získávat hodnotu změněného parametru, ale její konstantní závislost poslouží k hledání, ve kterém parametru došlo ke změně.



Obrázek 4.13: Vliv koeficientu zesílení na frekvenci kmitů uzavřené smyčky

## 4.3 Algoritmus hledání změny parametrů

### 4.3.1 Algoritmus hledání změny jednoho parametru

V této kapitole se budeme zabývat identifikací nových parametrů soustavy, přičemž budeme předpokládat, že se změnil pouze jeden parametr. S vědomím toho, že se změnil pouze jeden parametr, identifikujeme u kterého parametru nastala změna a spočítáme jeho hodnotu. Jako podklady pro identifikaci změny parametru nám poslouží předcházející kapitola 4.2.

### 4.3.2 Hledání změny dopravního zpoždění $T_d$

Zjišťování změny parametru dopravního zpoždění se poněkud liší od hledání změn ostatních parametrů a proto bude popsáno separátně. Parametr dopravního zpoždění  $T_d$  může být totiž jako jediný přímo odečten z přechodové charakteristiky jako doba průtahu  $t_d$ . Nejprve bude tedy provedena identifikace, zda došlo ke změně dopravního zpoždění, a až poté začne zjišťování změny ostatních parametrů  $\omega_n$ ,  $\zeta$  a  $K$ .

### 4.3.3 Hledání změny přirozené frekvence $\omega_n$ , tlumení $\zeta$ a zesílení $K$

V přechozí kapitole jsme zjistili přímým odečtem z přechodové charakteristiky, zda došlo ke změně dopravního zpoždění  $T_d$ . V případě, že nedošlo, je dalším úkolem najít, ke které změně ze zbývajících tří parametrů  $\omega_n$ ,  $\zeta$  nebo  $K$  došlo. Opět budeme vycházet z informací uvedených v předchozí kapitole 4.2.

Zopakujme si nyní, co víme:

1. S rostoucím tlumením klesá frekvence kmitů a tlumení. S klesajícím tlumení roste frekvence kmitů a poměr tlumení.
2. S rostoucím zesílením je frekvence kmitů konstantní a překmit roste. S klesajícím zesílením je frekvence kmitů konstantní a překmit klesá.
3. S růstem přirozené frekvence roste i frekvence kmitů.

V případě, že dojde ke změne jednoho parametru, budeme zjišťovat dle výše uvedených vlastností přechodové charakteristiky (např. doba náběhu  $t_s$ , frekvence kmitů  $f_o$ , atd.), ke změně kterého parametru došlo. Může ale nastat situace, že poklesne frekvence kmitů  $f_o$  a tlumení  $d$  a my budeme chybně uvažovat, že došlo ke změně tlumení, protože tato změna může nastat v některých případech i se změnou přirozené frekvence  $\omega_n$ . Abychom se vyvarovali těchto omylů, approximujeme závislost jednotlivých vlastností přechodové charakteristiky přímkou, či polynomem druhého (třetího) rádu. Approximací těchto závislostí získáme funkční závislost. Z naměřených hodnot jsme schopni analogicky stanovit funkční závislost parametru na vlastnosti přechodové charakteristiky. Postup zjišťování změny bude tedy následující:

1. Máme zadaný přenos PID regulátoru a systém s přenosem 2. řádu s dopravním zpožděním. Vytvoříme si vhodnou approximaci závislostí vlastností přechodové charakteristiky na parametrech regulované soustavy funkční závislost vlastností přechodové charakteristiky na parametru a opačně. Z kapitoly 4.2 vidíme, že podstatné jsou pro nás approximace tří závislostí:
  - závislost poměru tlumení  $d$  na tlumení  $\zeta$
  - závislost frekvence kmitů  $f_o$  na přirozené frekvenci  $\omega_n$
  - závislost překmitu  $OS$  na zesílení  $K$
2. Nyní došlo ke změně jednoho parametru systému. V následujících bodech zjistíme, ke změně jakého parametru a na jakou hodnotu došlo.
3. Pokud klesla (rostla) frekvence kmitů i tlumení, uvažujme, že došlo ke změně tlumení. Odečteme novou hodnotu poměru tlumení  $d$ , dle funkční závislosti vlastnosti na parametru zjistíme hodnotu parametru  $\zeta$ . Spočítáme nový přenos otevřené smyčky s nalezeným parametrem  $\zeta$  a porovnáme odezvy uzavřené smyčky se změněným a nalezeným parametrem  $\zeta$ . Pokud charakteristiky souhlasí, máme jistotu, že došlo ke změně parametru  $\zeta$ . Pokud charakteristiky nesouhlasí, pokračujeme v identifikaci následujícím bodem.
4. Nyní již víme, že ke změně tlumení nedošlo, a zbývají nám tak změny frekvence  $\omega_n$  a zesílení  $K$ . Pokud je frekvence konstantní a došlo ke změně překmitu, odečteme novou hodnotu překmitu a dle approximované rovnice závislosti zesílení  $K$  na překmitu  $OS$

odečteme hodnotu parametru zesílení  $K$ . Opět porovnáme odezvy uzavřené smyčky se změněným a nalezeným parametrem  $K$ . V případě identity obou charakteristik víme, že došlo ke změně parametru zesílení  $K$ . V opačném případě pokračujeme následujícím bodem v nalezení změny parametru přirozené frekvence  $\omega_n$ .

5. Z předchozích bodů vyplývá, že došlo ke změně frekvence  $\omega_n$ . Známe závislost frekvence kmitů  $f_o$  na parametru přirozené frekvence  $\omega_n$ . Spočteme tedy dle této závislosti hodnotu nového parametru  $\omega_n$

#### 4.3.4 Algoritmus hledání změny více parametrů

Následujícím bodem by měl být analogicky algoritmus pro hledání změny dvou parametrů. V porovnávání závislostí vlastností přechodové charakteristiky na parametrech soustavy se mi ovšem nepodařilo najít vhodné závislosti, pomocí kterých bych byl schopen identifikovat systém při změně více parametrů. Při hledání změny všech tří parametrů (opět využíváme toho, že parametr dopravního zpoždění  $T_d$  odečteme přímo z přechodové charakteristiky) se jedná o složitou úlohu, při které nám závislosti vlastností přechodové charakteristiky na parametrech přenosu systému nepomohou. Protože máme k dispozici pouze přechodovou charakteristiku původní zpětnovazební smyčky a charakteristiku zpětnovazební smyčky se změněnou regulovanou soustavou, budeme se snažit, aby tyto dvě charakteristiky byly podobné, nejlépe totožné. Z tohoto důvodu je dobré tuto podobnost nějakým způsobem měřit. Proto zavedu kriteriální funkci. Dva hlavní požadavky na tuto kriteriální funkci budou, aby funkce nabývala minima pro shodné charakteristiky a při zvětšující se odlišnosti charakteristik rostla i hodnota funkce. K dispozici máme dvě navzorkované přechodové charakteristiky, kde každá má  $N$  navzájem si v čase odpovídajících vzorků. Následná kriteriální funkce proto bude mít tvar:

$$f_{krit} = \sum_{i=1}^N (char_A(i) - char_B(i))^2 \quad (4.1)$$

Kvadrát je zde zaveden z toho důvodu, abychom sčítali pouze kladné hodnoty. Tím je zajištěno, že při shodě obou charakteristik nabude hodnotící funkce svého minima. Kvadrát je možno nahradit libovolnou normou. Předpokládáme, že neexistují dvě stejné přechodové charakteristiky pro různé parametry soustavy. Proto je zaručeno, že globální minimum

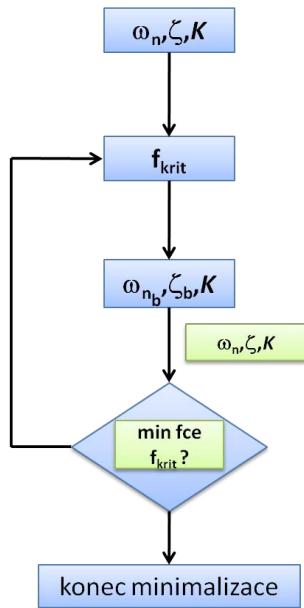
funkce  $f_{krit}$  nastává v bodě, kde jsou obě charakteristiky naprosto stejné. Zavedením kriteriální funkce se dostáváme do oblasti optimalizace. Tedy hledáme parametry  $\omega_n$ ,  $\zeta$  a  $K$  změněné regulované soustavy  $G(s)$ , které nám minimalizují funkci  $f_{krit}$  (4.1), jak ukazuje předpis (4.2).

$$(k_p, k_i, k_d) = \arg \min_{(k_p, k_i, k_d)} f_{krit} \quad (4.2)$$

Pro vyřešení takto definovaného problému použijeme numerické metody vícerozměrné optimalizace programu matlab. Výsledná kriteriální funkce v programu matlab, jejíž minimum budeme hledat, bude mít následující podobu (4.3). Obě charakteristiky jsou reprezentovány vzorky odebranými ve stejných okamžicích  $t$ . Počet vzorků je pro obě charakteristiky shodný a je roven  $N$ .

$$f_{krit} = \sum_{i=1}^N (char_A(i) - char_B(i, \omega_{nb}, \zeta_b, K_b))^2 \quad (4.3)$$

Charakteristikou A se rozumí změřená charakteristika (charakteristika soustavy po změně parametrů). Charakteristika B je charakteristika, jejíž parametry se snažíme najít, aby byla stejná s charakteristikou A. Posledním problémem, který je v tomto případě potřeba vyřešit, jsou počáteční podmínky funkce hledající minimum funkce  $f_{krit}$ . Protože předpokládáme, že změněné parametry nebudou příliš vzdálené od původních parametrů, jeví se jako vhodné zvolit jako počáteční podmínky původní parametry ( $\omega_n$ ,  $\zeta$  a  $K$ ) regulované soustavy  $G(s)$  před změnou. V případě špatně zvolených výchozích bodů minimalizace by se mohlo stát, že funkce hledající minimum funkce  $f_{krit}$  by mohla uvíznout v lokálním extrému. Průběh optimalizace je zobrazen na obr. 4.14.



Obrázek 4.14: Průběh hledání změněných parametrů

# Kapitola 5

## Adaptační část

Nyní jsme ve fázi kdy, jsme identifikovali změněný systém a potřebujeme nastavit regulátor tak, aby přechodová charakteristika nového a původního systému měla stejný průběh. Jak už jsem zmínil, budeme k řešení tohoto problému přistupovat dvěma způsoby. Prvním způsobem bude adaptace ve frekvenční oblasti a druhým způsobem je adaptace v časové oblasti.

### 5.1 Adaptace ve frekvenční oblasti

Adaptací ve frekvenční oblasti se rozumí adaptace na amplitudovou a fázovou bezpečnost. Mezi hlavní výhody použití frekvenčních metod patří zjišťování stability a s ní spojených návrhových parametrů z přenosu otevřené smyčky. To znamená, že z již otevřené smyčky poznáme, že bude zpětnovazební smyčka stabilní.

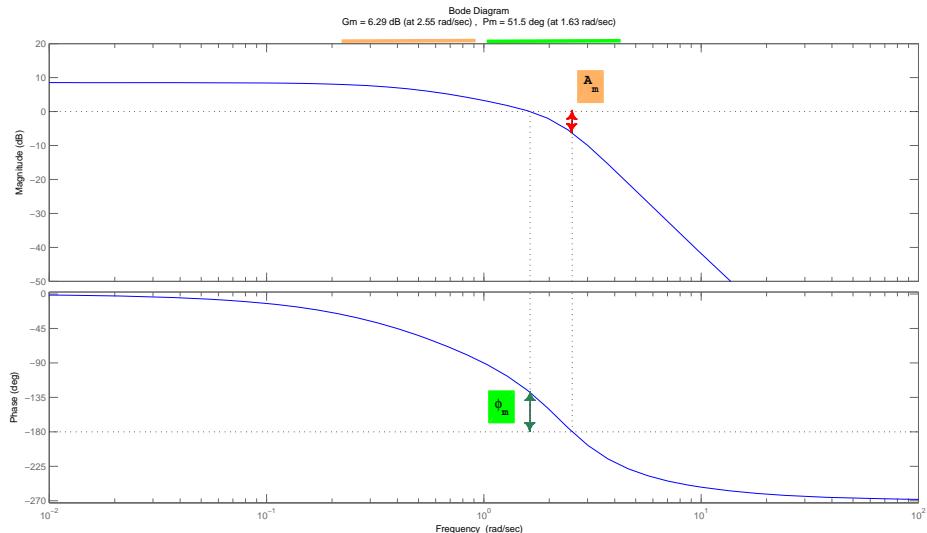
#### 5.1.1 Amplitudová bezpečnost

Amplitudová bezpečnost  $A_m$  (Gain margin) udává rezervu v zesílení, tedy jak ještě můžeme daný systém zesílit (v otevřené smyčce), než se zpětnovazební systém ocitne na mezi stability. Jednou z možností, jak  $A_m$  určit, je z Bodeho charakteristiky, jak ukazuje obr. 5.1.  $A_m$  odečítáme na frekvenci  $\omega_P$ , pro kterou platí  $\angle L(\omega_P) = -180^\circ$ . Početně

lze amplitudovou bezpečnost spočítat podle vzorce

$$A_m = \frac{1}{|L(j\omega_P)|}. \quad (5.1)$$

$A_m$  lze zobrazit i pomocí Nyquistovy křivky (obr. 5.2), která zobrazuje frekvenční charakteristiku v komplexních souřadnicích. Amplitudová bezpečnost nemá přímý vliv na tvar přechodové charakteristiky systému. V ideálním případě je  $A_m \rightarrow \infty$ .



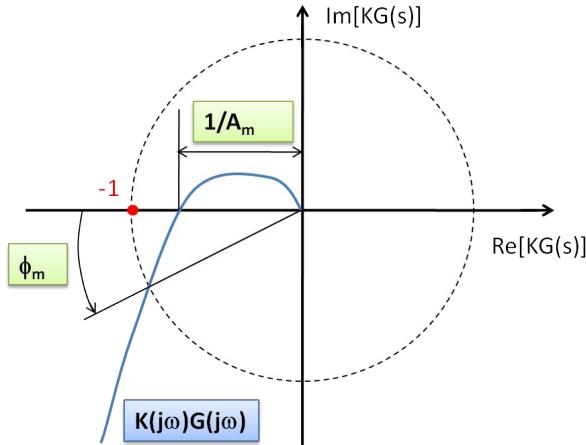
Obrázek 5.1: Zobrazení  $A_m$  a  $\phi_m$  na Bodeho charakteristice

### 5.1.2 Fázová bezpečnost

Fázová bezpečnost  $\phi_m$  (Phase margin) udává bezpečnost ve fázi, tedy o jak velkou fázi (zpoždění) můžeme vstupní signál na frekvenci  $\omega_G$  zpozdit, než se fáze obrátí na  $-180^\circ$  a zpětnovazební systém se ocitne na mezi stability. Tato vlastnost je dobře vidět z Nyquistovy křivky obr. 5.2. Zobrazení  $\phi_m$  v Bodeho charakteristice je vidět na obr. 5.1.  $\phi_m$  je možné spočítat dle vzorce:

$$\phi_m = 180^\circ + \angle L(j\omega_G), \quad (5.2)$$

kde pro  $\omega_G$  platí  $|L(j\omega_G)| = 1 = 0dB$ . Jestliže máme malé  $\phi_m$ , klesá stabilita systému, ovšem pokud zvolíme velké  $\phi_m$ , podstatně prodlužujeme dobu náběhu, a tím i rychlosť regulace. Obvykle se doporučuje nastavovat fázovou bezpečnost mezi  $45^\circ$  a  $90^\circ$ .



Obrázek 5.2: Nyquistova křivka

### 5.1.3 Metoda nastavování založená na $A_m$ a $\phi_m$

Z definice amplitudové a fázové bezpečnosti dostáváme rovnice:

$$G(j\omega_P) \left[ K_P + j \left( K_D \omega_P - \frac{K_I}{\omega_P} \right) \right] = -\frac{1}{A_m} \quad (5.3)$$

$$G(j\omega_G) \left[ K_P + j \left( K_D \omega_G - \frac{K_I}{\omega_G} \right) \right] = -e^{(j\phi_m)} \quad (5.4)$$

kde  $\omega_p$  a  $\omega_G$  jsou fázová a amplitudová přechodová frekvence otevřené smyčky. Na levé straně rovnic (5.3) (5.4) máme parametry regulátoru  $K_P$ ,  $K_I$  a  $K_D$ , které ladíme, a na pravé straně vlastnosti v podobě amplitudové a fázové bezpečnosti, kterých se snažíme dosáhnout.

Vidíme, že zde máme 5 neznámých ve dvou komplexních rovnicích (5.3) a (5.4). Neznámými parametry jsou  $K_P$ ,  $K_I$ ,  $K_D$ ,  $\omega_P$  a  $\omega_G$ . Díky komplexnosti obou rovnic je můžeme rozdělit na reálnou a imaginární část, a tím získat čtyři rovnice. Počet rovnic jsme sice zvýšili, ale počet neznámých převyšuje počet rovnic, což vede k nekonečnému počtu řešení za předpokladu, že nebude přidáno ještě jedno omezení. Požadované páté rovnice docílíme uvažováním dalšího parametru, a to sice šířky pásma. Šířka pásma je definována jako frekvence, na které klesne zesílení systému o  $3dB$ , a je v praxi často approximována fázovou přechodovou frekvencí, protože frekvence pod ní představují nejvýznamnější rozsah v návrhu řízení. Šířka pásma zpětnovazebního systému by měla být pečlivě vybrána. Pokud

je příliš velká, řídící signál se dostává do saturace. Pokud je příliš malá, odezva systému bude příliš pomalá. V teorii řízení je všeobecně akceptováno, že šířka pásma uzavřené smyčky by měla být blízko šířce pásma otevřené smyčky. V této metodě budu proto nastavovat:

$$\omega_P = \alpha\omega_C, \quad \alpha \in [0.5, 2] \quad (5.5)$$

kde  $\omega_P$  je šířka pásma uzavřené smyčky a  $\omega_C$  šířka pásma otevřené smyčky. Defaultní hodnota pro  $\alpha$  se rovná jedné. Hodnotu  $\omega_C$  zjistíme z frekvenční odezvy a odpovídá hodnotě:

$$\angle G(j\omega_C) = -\pi$$

Díky rovnici (5.5) se počet neznámých zredukoval na 4 a odpovídá počtu rovnic. Rozdelením dvou komplexních rovnic (5.3) a (5.4) na reálnou a imaginární část tedy dostaváme:

$$K_P = \operatorname{Re} \left[ \frac{-1}{A_m G(j\omega_P)} \right] \quad (5.6)$$

$$K_I = (K_P \omega_G - X_G \omega_P) \left( \frac{\omega_P}{\omega_G} - \frac{\omega_G}{\omega_P} \right)^{-1} \quad (5.7)$$

$$K_D = \left( \frac{X_P}{\omega_G} - \frac{X_G}{\omega_P} \right) \left( \frac{\omega_P}{\omega_G} - \frac{\omega_G}{\omega_P} \right)^{-1} \quad (5.8)$$

kde

$$X_P = \operatorname{Im} \left[ \frac{-1}{A_m G(j\omega_P)} \right] \quad (5.9)$$

$$X_G = \operatorname{Im} \left[ \frac{-e^{(j\phi_m)}}{A_m G(j\omega_G)} \right] \quad (5.10)$$

a  $\omega_G$  odpovídá

$$\operatorname{Re} \left[ \frac{-e^{(j\phi_m)}}{G(j\omega_G)} \right] = \operatorname{Re} \left[ \frac{-1}{A_m G(j\omega_P)} \right] \quad (5.11)$$

Rovnice (5.11) je řešitelná pouze pro určité  $\omega_G$ . Rovnici můžeme upravit do tvaru:

$$\frac{|G(j\omega_P)| \cos(\phi_m - \angle G(j\omega_G))}{|G(j\omega_G)| \cos(\angle G(j\omega_P))} = \frac{1}{A_m} \quad (5.12)$$

Frekvenci  $\omega_G$  nalezneme prohledáváním na intervalu  $\omega = \omega_P$  do  $\omega = 0$ . Rovnice pro hledané  $\omega$  má tvar:

$$f(\omega) = \frac{|G(j\omega_P)| \cos(\phi_m - \angle G(j\omega))}{|G(j\omega)| \cos(\angle G(j\omega_P))}$$

Rovnice (5.11), bude mít řešení pro  $\omega_G \in [0, \omega_P]$  pokud jsou splněny podmínky:

$$f(0) < \frac{1}{A_m} \quad \text{a} \quad f(\omega_P) > \frac{1}{A_m}$$

Fáze přenosu PID regulátoru se může pohybovat v rozmezí od  $-\frac{\pi}{2}$  do  $\frac{\pi}{2}$ . Ze základních rovnic (5.3) a (5.4) vyjádříme rovnici pro fázi:

$$\begin{aligned} C(j\omega_P)G(j\omega_P) &= -\frac{1}{A_m} = e^{\frac{-j\pi}{A_m}} \\ \angle C(j\omega_P) + \angle G(j\omega_P) &= -\pi \\ \angle G(j\omega_P) &= -\angle C(j\omega_G) - \pi \end{aligned}$$

Za fázi regulátoru dosadíme její minimální a maximální mez a dostaneme:

$$\frac{-3\pi}{2} < \angle G(j\omega_P) < \frac{-\pi}{2} \quad (5.13)$$

Pomocí goniometrické funkce cosinus můžeme rovnici (5.13) přepsat následovně:

$$\cos(\angle G(j\omega_P)) < 0$$

Pro  $0 < \phi_m < \frac{\pi}{2}$  a  $A_m > 1 > 0$  platí  $\cos \phi_m > 0$  a

$$f(0) = \frac{|G(j\omega_P)| \cos(\phi_m)}{|G(j0)| \cos(\angle G(j\omega_P))} < 0 < \frac{1}{A_m}$$

z druhé omezující podmínky  $f(\omega_P) > \frac{1}{A_m}$  dostáváme:

$$\frac{\cos(\phi_m - \angle G(j\omega_P))}{\cos(\angle G(j\omega_P))} > \frac{1}{A_m}$$

jež je pro nás příhodnější ve tvaru:

$$\tan(\angle G(j\omega_P)) > \frac{1 - A_m \cos \phi_m}{A_m \sin \phi_m} \quad (5.14)$$

Pokud spojíme rovnici (5.13) a (5.14), získáme důležitou rovnici (5.15), která nám zajistí, že rovnice (5.11) bude mít řešení.

$$-\pi + \arctan\left(\frac{1 - A_m \cos \phi_m}{A_m \sin \phi_m}\right) < \angle G(j\omega_P) < \frac{-\pi}{2} \quad (5.15)$$

Protože zde máme dva intervaly ( $\omega_P = \alpha \omega_G, \alpha \in [0.5, 2]$  a  $\omega_G \in [0, \omega_P]$ ), na kterých hledáme řešení, nabízí se více možností výsledku. Proto je vhodné prozkoumat všechna vhodná

řešení, tj. řešení, která splňují rovnici (5.15). Tím získáme možnost krom přizpůsobení změněného systému ve frekvenční oblasti (tj. systém bude nastaven na danou amplitudovou a fázovou bezpečnost), ale také částečně v oblasti časové. Pro hodnoty z daných intervalů, pro které je splněna podmínka (5.15), spočítáme konstanty PID regulátoru pomocí rovnic (5.6), (5.7) a (5.8). Spočítáme přenos otevřené smyčky (známe již přenos regulátoru a soustavy) a vykreslíme přechodovou charakteristiku zpětnovazební smyčky. Konstanty PID regulátoru přechodové charakteristiky, která se bude nejvíce blížit charakteristice původní, budou brány jako konečný výsledek.

## 5.2 Adaptace v časové oblasti

Předchozí kapitola byla věnována adaptaci ve frekvenční oblasti, nyní se budeme snažit o adaptaci v oblasti časové. Hlavní snaha bude kladena na zajištění shody mezi přechodovou charakteristikou původního systému  $char_A$  a charakteristikou se změněnou soustavou  $char_B$ . Problém ovšem vyvstává s dopravním zpožděním. Pokud jsme v identifikační části zjistili, že došlo ke změně dopravního zpoždění, bude mít každý systém (jak ten původní, tak i ten změněný) jiný začátek. Pokud dojde například ke zvětšení dopravního zpoždění  $T_d$  o  $1s$ , dojde k posunutí začátku přechodového děje uzavřené smyčky se změněnou regulovanou soustavou právě o  $1s$  a není možné nastavit regulátor tak, aby tento posun vykompenzoval. Z tohoto důvodu není možné zaručit, aby se původní a nová přechodová charakteristika překrývaly. Proto se budeme snažit o co největší podobnost. Podobně jako v kapitole 4.3.4 budeme problém řešit metodou vícerozměrné optimalizace, ale musíme na problém s dopravním zpožděním  $T_d$  myslet při sestavování kriteriální funkce.

Oproti kapitole 4.3.4 budeme muset modifikovat hodnotící kritérium. Sestavování kriteriální funkce bude opět založené na porovnávání kvadrátu vzdáleností jednotlivých vzorků. Tento způsob nám zaručuje, že čím více jsou si charakteristiky bližší, tím je penalizace menší a naopak. Z důvodu nemožnosti úpravy počátku obou charakteristik pomocí regulátoru je na sebe posuneme při sestavování hodnotícího kritéria tak, aby se překrývaly. Výsledná hodnotící funkce potom bude mít tvar (5.16).

$$f_{kritPID} = \sum_{i=1}^N (char_A(i) - char_B(i - (T_{DB} - T_{DA}), k_p, k_i, k_d)) \quad (5.16)$$

Opět je důležité vhodné zvolení počátečních bodů, ze kterých bude vycházet minimizační funkce. Inicializačními body jsem zvolil původní parametry nastavení PID regulátoru  $k_p$ ,  $k_i$  a  $k_d$ .

# Kapitola 6

## Porovnání navržených metod

Předposlední kapitolou je porovnání navržených metod, kde budou porovnány navržené adaptační mechanismy. Jsme ve fázi, kdy umíme poznat z tvaru přechodové charakteristiky změněné hodnoty regulované soustavy a pro tuto novou soustavu umíme navrhnout regulátor, který zajišťuje, aby se nová přechodová charakteristika podobala původní. Z identifikačních metod bude uvedena metoda hledání změn jednoho parametru 4.3.1 založená na rozpoznávání změn vlastností přechodové charakteristiky a metoda hledání více změn pomocí vícerozměrné optimalizace 4.3.4. Metodu hledání změn založenou na rozpoznávání změn vlastností přechodové charakteristiky lze využít pouze u kmitavých systémů, neboť pracuje s termíny jako frekvence kmitů  $f_o$  a poměr útlumu za jednu periodu  $d$ , které u přetlumených soustav nejsou.

V adaptační části se při znalosti změněného systému, který jsme úspěšně identifikovali, budeme snažit nastavit regulátor tak, aby se nám přechodové charakteristiky původního a nově navrženého systému co nejvíce podobaly. K tomu využijeme znalosti získané v kapitole 5.1 věnované návrhu regulované soustavy na známou amplitudovou a fázovou bezpečnost a kapitole 5.2, snažící se o co nejpřesnější adaptaci v časové oblasti.

## 6.1 Identifikace změny jednoho parametru a adaptace pomocí vícerozměrné optimalizace

V této kapitole bude testována metoda identifikace při změně jednoho parametru. Budou zde využity závislosti vlastností přechodové charakteristiky na parametrech regulované soustavy, které jsou uvedeny v kapitole 4.2. Tyto závislosti platí pouze pro kmitavé systémy, a proto bude simulace také probíhat na kmitavém systému. Přenos nominálního systému A je uveden v tab. 6.1. Nastavení regulátoru bude probíhat pomocí vícerozměrné optimalizace. Na obr. 6.1 je vidět, že identifikace probíhala úspěšně, pokud byla vhodně approximována závislost vlastnosti přechodové charakteristiky na parametru regulované soustavy. Například na obr. 6.1(d) je vidět, že nebyla použita vhodná approximace. Byla použita approximace prvního stupně (přímka) u závislosti poměru tlumení  $d$  na tlumení  $\zeta$ , které má ale spíše obloukový charakter, jak je patrné na obr. 4.8.

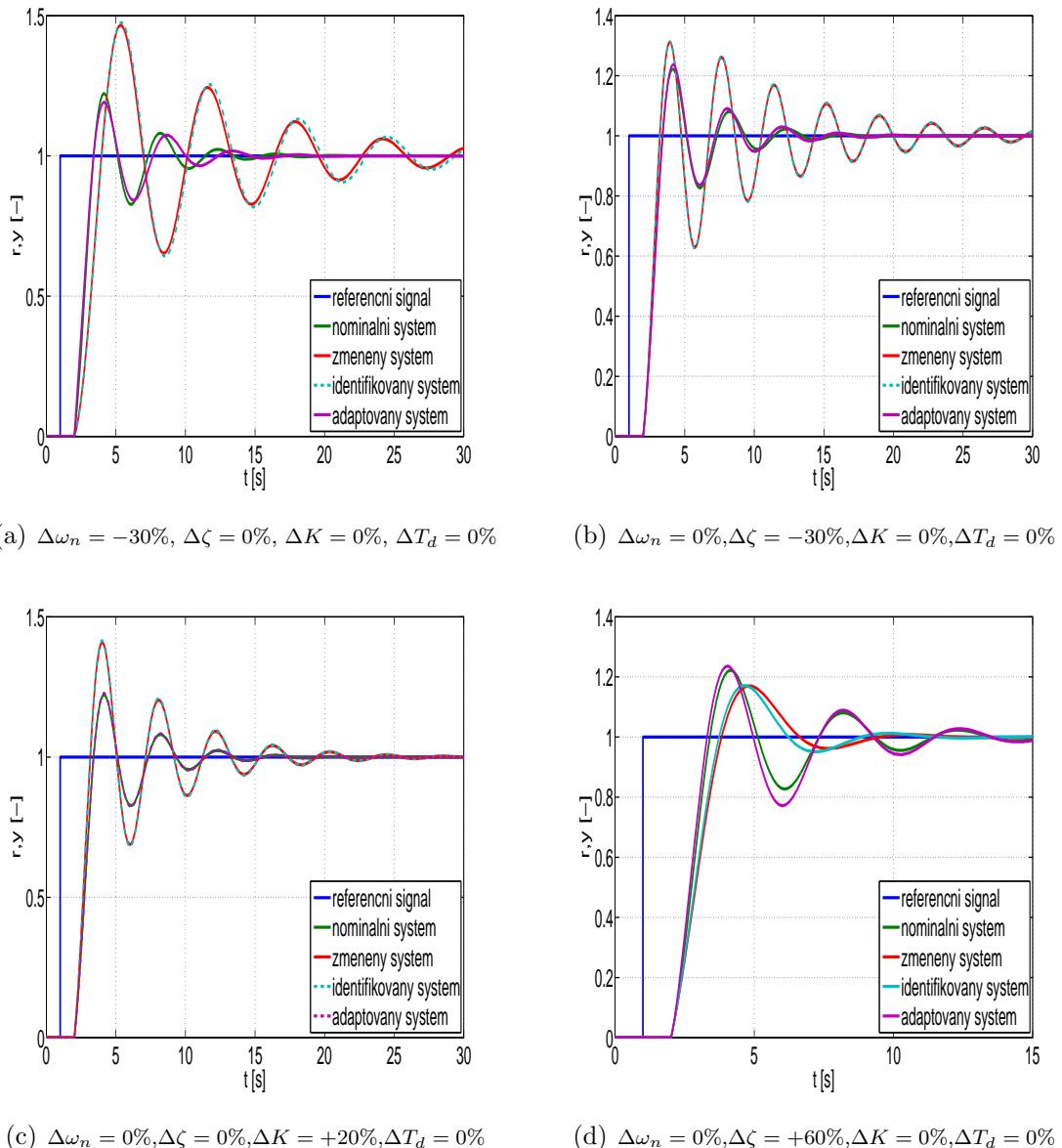
Regulovaná soustava $G(s)$	Regulátor $C(s)$
$\frac{4}{s^2+2s+4} e^{-s}$	$0.48 + \frac{0.6}{s} + \frac{0.096s}{0.01s+1}$

Tabulka 6.1: Nominální systém A

V tab. 6.2 jsou zobrazeny hodnoty změn parametrů regulované soustavy a vypočtené parametry nového PID regulátoru. Úmyslně nebyla prováděna identifikace změny dopravního zpoždění  $T_d$ , neboť tento parametr lze přímo odečíst z přechodové charakteristiky a je zbytečné tuto změnu v simulacích uvádět.

	$\Delta\omega_n$	$\Delta\zeta$	$\Delta K$	$\Delta T_D$	$k_p$	$k_i$	$k_d$
obr. 6.1(a)	-40%	0%	0%	0%	0.7218	0.7218	0.5140
obr. 6.1(b)	0%	-30%	0%	0%	0.3451	0.6152	0.1014
obr. 6.1(c)	0%	0%	+20%	0%	0.4	0.5	0.0800
obr. 6.1(d)	0%	+60%	0%	0%	0.3670	0.6116	0.0001

Tabulka 6.2: Hodnoty parametrů regulátoru a regulované soustavy

Obrázek 6.1: Simulace dosažených výsledků pro nominální systém  $A$

## 6.2 Identifikace i adaptace pomocí vícerozměrné optimalizace

V této části využijeme informace získané v kapitole 4.3.4 věnované identifikaci pomocí vícerozměrové optimalizace a kapitole 5.2 založené taktéž na vícerozměrové optimalizaci. Navržené metody adaptačního mechanismu budou simulovány na nominálním systému  $A$ . Přenos regulované soustavy  $G(s)$  a regulátoru  $C(s)$  pro nominální systém  $A$  je uveden v tab. 6.3.

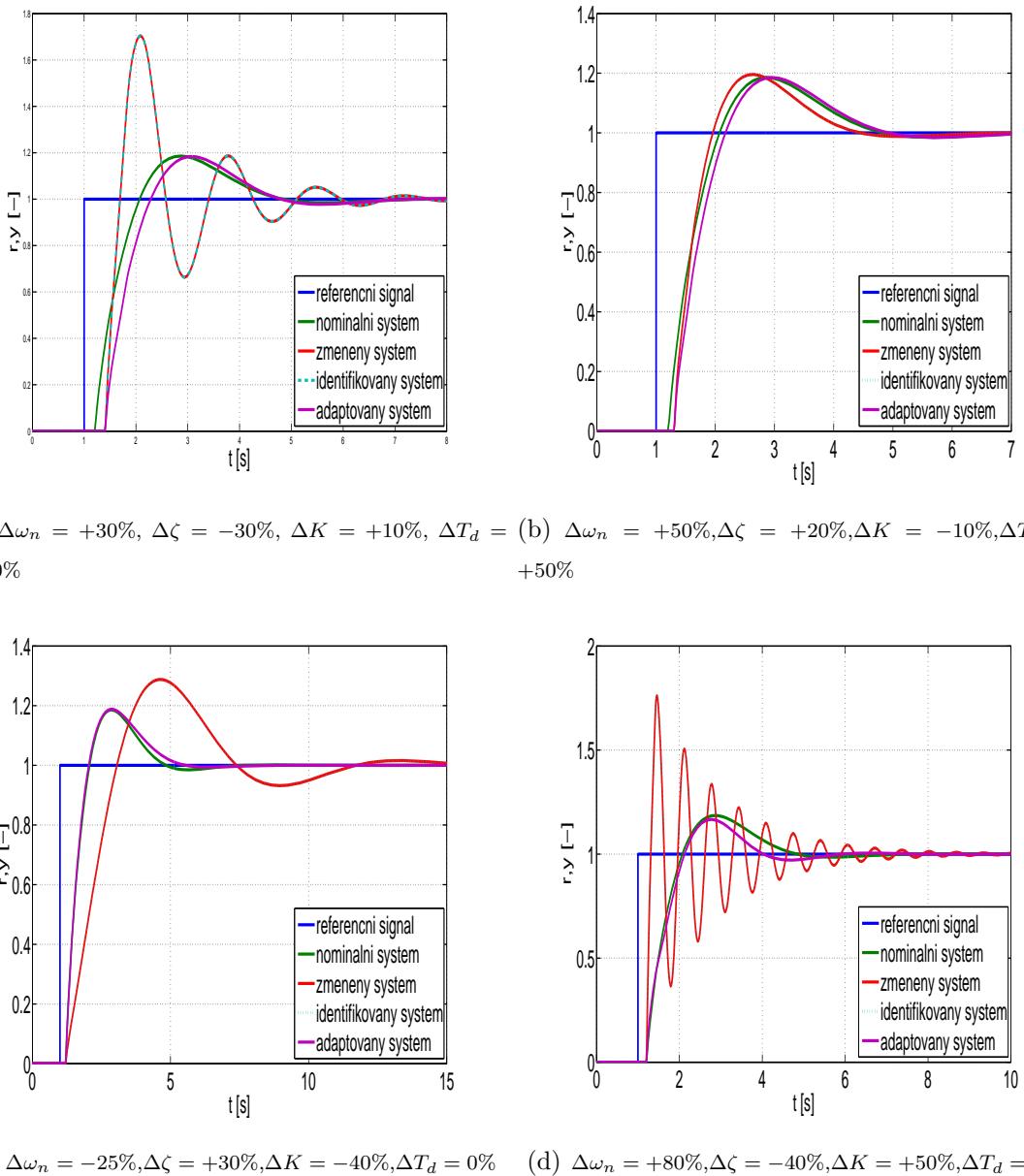
Regulovaná soustava $G(s)$	Regulátor $C(s)$
$\frac{30}{s^2+21s+10} e^{-0.2s}$	$1 + \frac{1.2}{s} + \frac{0.1s}{0.01s+1}$

Tabulka 6.3: Nominální systém B

Na obr. 6.2(a) a obr. 6.2(a) si můžeme všimnout vlivu dopravního zpoždění  $T_d$ . Jak již bylo dříve uvedeno, pokud dojde ke změně dopravního zpoždění, a tím k posunu začátku odezvy přechodové charakteristiky, nejsme schopni tento posun žádným reuglátorem kompenzovat. Proto je adaptovaný systém posunutý o změnu  $\Delta T_D$ , ale jeho dynamika je totožná s nominálním systémem, na který se měl systém po změně parametrů regulované soustavy adaptovat. Metoda vícerozměrné identifikace a adaptce je poměrně účinný nástroj, jak pro identifikaci, tak i nastavování regulátoru, proto jsme si mohli dovolit poměrně velké změny parametrů. Simulované hodnoty jsou uvedeny jak v tabulce tab. 6.4, tak i graficky znázorněny na obr. 6.2.

	$\Delta\omega_n$	$\Delta\zeta$	$\Delta K$	$\Delta T_D$	$k_p$	$k_i$	$k_d$
obr. 6.2(a)	+30%	-30%	+10%	+100%	0.4114	0.6002	0.0665
obr. 6.2(b)	+50%	+20%	-10%	+50%	0.8087	0.9798	0.0809
obr. 6.2(c)	-25%	+30%	-40%	0%	3.0709	2.6297	0.2514
obr. 6.2(d)	+80%	-40%	+50%	0%	0.1839	0.5567	0.0322

Tabulka 6.4: Hodnoty parametrů regulátoru a regulované soustavy

Obrázek 6.2: Simulace dosažených výsledků pro nominální systém  $B$

### 6.3 Identifikace pomocí optimalizace, adaptace na

$$A_m \quad \mathbf{a} \quad \phi_m$$

V této sekci bude ukázán adaptační mechanismus, kde identifikační část bude probíhat na základě vícerozměrné optimalizace 4.3.4 a část nastavování regulátoru pomocí metody nastavování na určitou amplitudovou a fázovou bezpečnost 5.1. Původní regulátor byl nastaven na amplitudovou bezpečnost  $A_m = 4$ , která nám zajišťuje určitou rezervu v zesílení, a fázovou bezpečnost  $\phi_m = 75^\circ$ , která dává dobrou robustnost vůči změně dopravního zpoždění. Adaptační mechanismus bude zkoušen na nominálním systému  $C$ , jehož přenos regulované soustavy  $G(s)$  a regulátoru  $C(s)$  jsou uvedeny v tab. 6.5.

Regulovaná soustava $G(s)$	Regulátor $C(s)$
$\frac{0.3}{s^2+2s+8} e^{-0.5s}$	$0.9 + \frac{10}{s} + \frac{0.1s}{0.01s+1}$

Tabulka 6.5: Nominální systém C

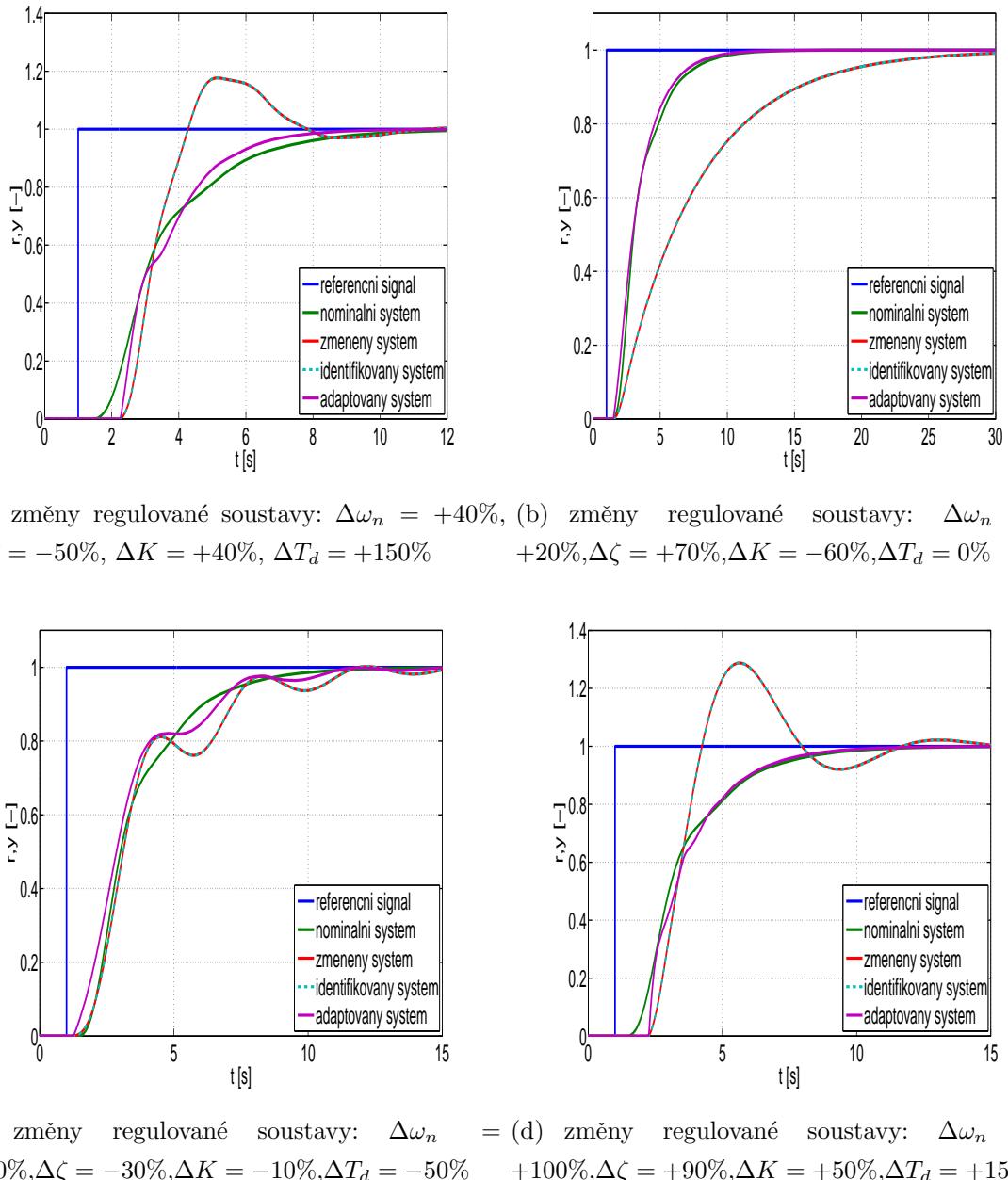
	$\Delta\omega_n$	$\Delta\zeta$	$\Delta K$	$\Delta T_D$	$k_p$	$k_i$	$k_d$
obr. 6.3(a)	+40%	-50%	+40%	+150%	3.0296	7.3104	0.8069
obr. 6.3(b)	+20%	+70%	-60%	0%	7.0471	26.8631	1.358
obr. 6.3(c)	-40%	-30%	-10%	-50%	2.3940	11.8467	1.8968
obr. 6.3(d)	+100%	+90%	+50%	+150%	0.6097	8.3024	0.3802

Tabulka 6.6: Hodnoty parametrů regulátoru a regulované soustavy

V tab. 6.7 jsou uvedeny hodnoty amplitudové a fázové bezpečnosti změněného a adaptovaného systému. Hodnoty amplitudové a fázové bezpečnosti adaptovaného systému by se měly pokud možno co nejvíce blížit bezpečnostem nominálního systému  $C$ . Vidíme například, že u obr. 6.3(b) a obr. 6.3(c) tomu tak zcela není. Je to způsobeno tím, že jsme při návrhu regulátoru měli možnost výběru z množiny regulátorů, jak je uvedeno v kapitole 5.1, a při výběru jsme upřednosnili kritérium podobnosti v časové oblasti.

	změněný systému		adaptovaný systém	
	$A_m$	$\phi_m$	$A_m$	$\phi_m$
obr. 6.3(a)	2.18	51.8°	3.5	69.6°
obr. 6.3(b)	12.6	83.4°	6.48	76.3°
obr. 6.3(c)	2.29	80.7°	3.8	81.7°
obr. 6.3(d)	2	44.98°	3.8	72.09°

Tabulka 6.7: Hodnoty amplitudové a fázové bezpečnosti

Obrázek 6.3: Simulace dosažených výsledků pro nominální systém  $C$

# Kapitola 7

## Závěr

Cílem diplomové práce bylo navrhnut adaptivní mechanismus pro PID regulátory za předpokladu, že máme k dispozici pouze odezvu uzavřené smyčky. První část diplomové práce je věnována obecným metodám adaptace. Při jejím zpracování se ukázalo, že pro naše účely nejsou vhodné. Proto byl v další části diplomové práce vytvořen vlastní adaptivní mechanismus, který je rozdělen na dvě části. Na část identifikační a část nastavování regulátoru. Protože k účelům identifikace jsme měli pouze přechodovou charakteristiku uzavřené smyčky, snažili jsme se nalézt vhodné závislosti vlastností přechodové charakteristiky na parametrech regulované soustavy (vše v uzavřené smyčce). Toto se podařilo pouze částečně. Úspěšně byla sice provedena identifikace změn regulované soustavy při změně jednoho parametru, ale za předpokladu, že se jednalo pouze o kmitavý systém. Pokud by bylo úkolem identifikovat přetlumený systém, dané závislosti by již nevyhovovaly. Při identifikaci změn dvou a více parametrů se již nepodařilo nalézt žádné vhodné závislosti vlastnosí přechodové charakteristiky na parametrech regulované soustavy. Proto jsme přistoupili k vícerozměrné optimalizaci. Byla vhodně zvolena kriteriální funkce, jejíž globální extrém se nalézá v bodě, který odpovídá neznámým parametrům. K nalezení tohoto bodu byly použity optimalizační funkce programu matlab.

Druhá část adaptačního mechanismu zajišťuje adaptaci regulátoru na nově identifikovaný systém. Při návrhu regulátoru byly použity dvě metody. První metoda klade důraz na přizbūsobení systému ve frekvenční oblasti. Tato metoda vychází z literatury [7]. Konkrétně se jedná o nastavení změněného systému na amplitudovou a fázovou bezpečnost původního (nominálního) systému. Jak je popsáno v kapitole 4.3.4, tato metoda nám nabízí více možných řešení a za konečné řešení je považováno takové řešení, které nejlépe vyhovuje

v časové oblasti. Právě na podobnosti v časové oblasti je založena druhá metoda nastavování PID regulátoru. Tato metoda opět využívá numerickou optimalizaci a jejím cílem je shoda přechodové charakteristiky nominálního a změněného systému. Metody identifikace a nastavování parametrů regulátoru založené na vícerozměrné optimalizaci se ukázaly jako nejlepší. Lze je použít jak pro kmitavé, tak i nekmitavé systémy. Jejich nevýhodou je jejich početní náročnost.

# Literatura

- [1] ÅSTRÖM, B and WITTENMARK, B. *Adaptive Control*. Dover Publications, 2008.
- [2] HAVLENA, V. *Odhadování a filtrace (Doplňkové skriptum)*. Vydavatelství ČVUT, 2002.
- [3] HLADÍŠ, M. *Adaptivní duální řízení*. diplomová práce, UTB Zlín, 2006.
- [4] KLÁN, P. *PI regulace procesů s nelineárním chováním*. Automa, 2005.
- [5] MIK, P. *Návrh adaptivních PID regulátorů*. 2010.
- [6] PIRABAKARAN, P. and BECERRA, V.M. *Automatic tuning of PID controllers using model reference adaptive control techniques*. The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001.
- [7] WANG, Q.G. *PID tuning with exact gain and phase margins*. ISA Transactions, 1999.
- [8] ŠEBEK, M. *Materiály k přednáškám předmětu Systémy a řízení*. 2008.

# Příloha A

## Obsah přiloženého CD



Obrázek A.1: Obsah přiloženého CD

**DP\_Tomas\_Jindra** ... diplomová práce ve formátu pdf  
**vypracovani** ... zdrojové soubory diplomové práce