

SLOVENSKÁ TECHNICKÁ UNIVERZITA V BRATISLAVE

Fakulta chemickej a potravinárskej technológie

Evidenčné číslo: FCHPT-5414-50938

**Návrh robustných PID regulátorov pre riadenie
neminimálne fázových systémov**

Diplomová práca

Bratislava 2013

Bc. Katarína Peterková

SLOVENSKÁ TECHNICKÁ UNIVERZITA V BRATISLAVE

Fakulta chemickej a potravinárskej technológie

Evidenčné číslo: FCHPT-5414-50938

**Návrh robustných PID regulátorov pre riadenie
neminimálne fázových systémov**

Diplomová práca

Študijný program: automatizácia a informatizácia v chémii a potravinárstve

Číslo študijného odboru: 2621

Názov študijného odboru: 5.2.14 automatizácia

Školiace pracovisko: Ústav informatizácie, automatizácie a matematiky

Vedúca záverečnej práce: doc. Ing. Monika Bakošová, CSc.

Bratislava 2013

Bc. Katarína Peterková



ZADANIE DIPLOMOVEJ PRÁCE

Študentka: **Bc. Katarína Peterková**
ID študenta: 50938
Študijný program: automatizácia a informatizácia v chémii a potravinárstve
Študijný odbor: 5.2.14 automatizácia
Vedúca práce: doc. Ing. Monika Bakošová, CSc.
Miesto vypracovania: ÚIAM FCHPT STU v Bratislave

Názov práce: **Návrh robustných PID regulátorov pre riadenie neminimálne fázových systémov**

Špecifikácia zadania:

1. Identifikácia neminimálne fázových systémov,
2. matematický opis neminimálne fázových systémov ako systémov s parametrickými neurčitostami,
3. návrh PID regulátorov pre neminimálne fázové systémy,
4. návrh robustných regulátorov pre neminimálne fázové systémy,
5. riadenie vybraného neminimálne fázového chemickotechnologického procesu klasickým a robustným PID regulátorom,
6. vyhodnotenie získaných výsledkov.

Rozsah práce: 60 strán

Zoznam odbornej literatúry:

1. VESELÝ, V. – HARSÁNYI, L. *Robustné riadenie dynamických systémov*. Bratislava: STU v Bratislave, 2008. 126 s. ISBN 978-80-227-2801-0.
2. BARMISH, B. *New Tools for Robustness of Linear Systems*. New York: Macmillan Publishing Company, 1994. 394 s. ISBN 0-02-306055-7.
3. MIKLEŠ, J. – FIKAR, M. *Process Modelling, Identification, and Control*. Berlin Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg New York, 2007. 480 s. ISBN 978-3-540-71969-4.

Riešenie zadania práce od: 18. 02. 2013

Dátum odovzdania práce: 25. 05. 2013

L. S.




Bc. Katarína Peterková
študentka


prof. Ing. Miroslav Fikar, DrSc.
vedúci pracoviska


prof. Ing. Miroslav Fikar, DrSc.
garant študijného programu

Prehlásenie

Čestne vyhlasujem, že celú diplomovú prácu na tému „Návrh robustných PID regulátorov pre riadenie neminimálne fázových systémov“, vrátane všetkých jej príloh a obrázkov, som vypracovala samostatne podľa pokynov vedúcej diplomovej práce, a to s použitím literatúry uvedenej na konci tejto práce.

V Bratislave, 22.5. 2013

Pod'akovanie

Touto cestou sa chcem pod'akovať vedúcej diplomovej práce, doc. Ing. Monike Bakošovej, CSc., za cenné rady, pripomienky a odborné vedenie pri vypracovaní mojej diplomovej práce.

Abstrakt

Riadenie priemyselných procesov, ktoré vykazujú neminimálne fázové správanie, môže byť problematické. Klasická teória riadenia predpokladá pre návrh regulátora ideálne správanie riadeného systému. Toto však v praxi nikdy presne nezodpovedá reálnemu správaniu zariadenia. Jednou z možností ako vyriešiť problém rozdielov medzi reálnym procesom a matematickým modelom je použitie modelu, ktorý zahŕňa neurčitosti, a návrh takého regulátora, ktorý dokáže zabezpečiť robustné vlastnosti uzavretého regulačného obvodu pri danej veľkosti neurčitosti.

Diplomová práca sa najskôr zaoberá identifikáciou neminimálne fázových systémov. Ďalej sa venuje návrhu PID regulátorov pre neminimálne fázové systémy pomocou DS-d metódy, ktorá je zameraná najmä na odstránenie vplyvu porúch pre takéto systémy. V poslednej časti je diplomová práca zameraná na návrh robustných regulátorov pre neminimálne fázové systémy s parametrickými neurčitosťami.

Kľúčové slová:

identifikácia, intervalová neurčitosť, neminimálne fázový systém, PID regulátor, robustný regulátor

Abstract

It is difficult to control industrial processes that show an inverse response output. Classical theory of control assumes for controller design an ideal behaviour of a controlled system. However, it never exactly corresponds to the real behaviour of a real device. One of possibilities how to solve the problem of differences between a real process and its mathematical model is to use a model including uncertainty and to design a controller, which can ensure robust performance of a closed-loop system with some uncertainty.

The diploma thesis is focused on identification of inverse response processes at first. Then it presents PID controller tuning using the Direct Synthesis design (DS-d) for disturbance rejection for inverse response systems. The last part is devoted to the robust controller design for inverse response processes with parametric uncertainties.

Key words:

identification, interval uncertainty, inverse response process, PID controller, robust controller

Obsah

Zoznam obrázkov.....	9
Zoznam tabuliek.....	11
Úvod.....	12
1 Neurčité systémy.....	14
1.1 Neurčitosť	14
1.2 Rozdelenie neurčitostí	14
1.2.1 Klasifikácia parametrických neurčitostí.....	14
1.2.2 Klasifikácia dynamických neurčitostí.....	15
1.3 Stabilita systémov s intervalovými neurčitostami.....	15
1.3.1 Charitonovova veta	16
1.3.2 Veta o vylúčení nuly	16
2 Nemimálné fázové systémy.....	17
2.1 Identifikácia nemimálnych fázových systémov	17
2.1.1 Identifikácia zosilnenia K	18
2.1.2 Identifikácia dopravného oneskorenia h	19
2.1.3 Identifikácia dominantnej časovej konštanty T_1	19
2.1.4 Identifikácia konštanty b	21
2.1.5 Identifikácia konštanty a	21
2.1.6 Všeobecný identifikačný algoritmus.....	22
2.1.7 Zjednodušený identifikačný algoritmus.....	22
2.2 Návrh PID regulátorov pre nemimálné fázové systémy - DS-d metóda nastavovania parametrov regulátorov.....	23
3 Robustné riadenie.....	26
3.1 Analýza robustnosti	26
3.2 Návrh robustných regulátorov pre nemimálné fázové systémy	27
3.2.1 Veta o šestnástich procesoch.....	28
3.2.2 Metóda D-rozkladu	28
3.2.3 Vykreslenie hranice stability URO	29
4 Riadenie chemického reaktora.....	31
4.1 Statické charakteristiky.....	32
4.2 Identifikácia procesu.....	34

4.3	Návrh regulátorov DS-d metódou nastavovania parametrov regulátorov	35
4.4	Návrh robustných regulátorov	40
4.4.1	Neurčitosť v nominálnej koncentrácii zložky A_{Ci} vo vstupnom prúde reakčnej zmesi	40
4.4.2	Neurčitosť v rýchlostných konštantách chemických reakcií ($k_i =$ 1,2,3).....	47
Záver		59
Zoznam použitej literatúry		61

Zoznam obrázkov

Obr. 1	Identifikácia z prechodovej charakteristiky neminimálne fázového systému.....	17
Obr. 2	Spätnoväzbový systém riadenia	26
Obr. 3	CSTR.....	31
Obr. 4	Statické charakteristiky reaktora	32
Obr. 5	Statická charakteristika pre sústavu akčný člen – proces – snímač	33
Obr. 6	Porovnanie prechodovej charakteristiky procesu a identifikovaného modelu.....	34
Obr. 7	Porovnanie prechodovej charakteristiky procesu a identifikovaného modelu pri zanedbaní neminimálne fázového správania	37
Obr. 8	Sledovanie vplyvu porúch (20%) na priebeh riadenej veličiny pri regulácii regulátorom Cd(s), Cd6(s) a Cd_Strejc(s)	39
Obr. 9	Akčný zásah pri pôsobení porúch (20%) pri regulácii regulátorom Cd(s), Cd6(s) a Cd_Strejc(s).....	40
Obr. 10	Overenie stability intervalového polynómu Pint1s	42
Obr. 11	Hranice stability pre procesy s neurčitou v nominálnej koncentrácii vstupného prúdu reakčnej zmesi	43
Obr. 12	Sledovanie vplyvu porúch (20%) na priebeh riadenej veličiny pri regulácii systémov s koncentráciami nástreku 8, 10 a 12 mol.l-1 navrhnutým robustným regulátorom.....	45
Obr. 13	Akčný zásah pri pôsobení porúch (20%) pri regulácii systémov s koncentráciami nástreku 8, 10 a 12 mol.l-1 navrhnutým robustným regulátorom.....	45
Obr. 14	Sledovanie vplyvu porúch (20%) na priebeh riadenej veličiny pri regulácii systémov s koncentráciami nástreku 8, 10 a 12 mol.l-1 navrhnutým klasickým regulátorom.....	46
Obr. 15	Akčný zásah pri pôsobení porúch (20%) pri regulácii systémov s koncentráciami nástreku 8, 10 a 12 mol.l-1 navrhnutým klasickým regulátorom.....	47
Obr. 16	Statické charakteristiky pri neurčitosti v rýchlostných konštantách reakcií.....	48
Obr. 17	Overenie stability intervalového polynómu Pint2s.....	50
Obr. 18	Hranice stability pre procesy s neurčitou v rýchlostných konštantách chemických reakcií	51
Obr. 19	Sledovanie vplyvu porúch (8%) na priebeh riadenej veličiny pri regulácii hraničných systémov Ki navrhnutým robustným regulátorom	53

Obr. 20	Akčný zásah pri pôsobení porúch (8%) pri regulácii hraničných systémov Ki navrhnutým robustným regulátorom.....	53
Obr. 21	Sledovanie vplyvu porúch (10%) na priebeh riadenej veličiny pri regulácii hraničných systémov Ki navrhnutým robustným regulátorom	54
Obr. 22	Akčný zásah pri pôsobení porúch (10%) pri regulácii hraničných systémov Ki navrhnutým robustným regulátorom.....	54
Obr. 23	Sledovanie vplyvu porúch (8%) na priebeh riadenej veličiny pri regulácii hraničných systémov Ki navrhnutým klasickým regulátorom.....	56
Obr. 24	Akčný zásah pri pôsobení porúch (8%) pri regulácii hraničných systémov Ki navrhnutým klasickým regulátorom.....	56
Obr. 25	Sledovanie vplyvu porúch (10%) na priebeh riadenej veličiny pri regulácii hraničných systémov Ki navrhnutým klasickým regulátorom.....	57
Obr. 26	Akčný zásah pri pôsobení porúch (10%) pri regulácii hraničných systémov Ki navrhnutým klasickým regulátorom	57

Zoznam tabuliek

Tab. 1	Konštanty a_i pre (35)	24
Tab. 2	Parametre regulátorov pre rôzne hodnoty τ_c	36
Tab. 3	Porovnanie ôsmich regulátorov navrhnutých DS-d metódou a jedného regulátora navrhnutého Strejcovou metódou	38
Tab. 4	Porovnanie riadenia troch systémov s rôznymi koncentraciami nástreku navrhnutým robustným regulátorom	44
Tab. 5	Porovnanie riadenia troch systémov s rôznymi koncentraciami nástreku navrhnutým klasickým regulátorom	46
Tab. 6	Kombinácie možností rýchlostných konštánt	48
Tab. 7	Hodnoty identifikovaných parametrov pre systémy s neurčitou v rýchlostných konštántach	49
Tab. 8	Porovnanie riadenia ôsmich systémov s rôznymi kombináciami rýchlostných konštánt chemických reakcií navrhnutým robustným regulátorom	52
Tab. 9	Porovnanie riadenia ôsmich systémov s rôznymi kombináciami rýchlostných konštánt chemických reakcií regulátorom navrhnutým Strejcovou metódou	55

Úvod

Neminimálne fázové odozvy vznikajúce pri dvoch paralelných proti sebe pôsobiacich dynamikách sa vyskytujú vo viacerých priemyselných a chemickotechnologických procesoch, ako sú kotly a chemické reaktory. Neminimálne fázové procesy predstavujú závažné problémy pre návrh riadenia práve kvôli týmto proti sebe pôsobiacim dynamikám, ktoré vedú k zhoršeniu kvality riadenia a robustnosti.

PID riadenie neminimálne fázových procesov sa dostalo do pozornosti v oblasti riadenia pomocou takých štruktúr, ako je riadenie s vnútorným modelom (Internal Model Control) a pomocou klasických PID regulátorov.

Robustnosť je dôležitou vlastnosťou pre riadiace systémy, pretože postupy návrhu regulátorov sú zvyčajne založené na použití lineárnych modelov nízkeho rádu odvodených v určitom pracovnom bode riadeného systému. Vzhľadom k nelinearitě väčšiny priemyselných procesov je potrebné vziať do úvahy zmeny vlastností procesu v okolí pracovného bodu. Z toho dôvodu sa pri návrhu uzavretého regulačného obvodu (URO) musí zohľadniť stabilita riadeného systému, kvalita riadenia a robustnosť riadiaceho systému.

Pre reálnu prax je problematika návrhu robustných regulátorov vysoko aktuálna. Požaduje sa, aby teória riadenia poskytla účinné metódy syntézy robustných regulátorov, ktoré budú schopné pracovať v reálnych podmienkach. To znamená, že je potrebné navrhnuť taký robustný regulátor, ktorý zabezpečí požadované vlastnosti uzavretého regulačného obvodu pri predpísanej veľkosti neurčitosti. [1]

Tento diplomový projekt sa v prvej časti zameriava na objasnenie pojmov neurčitosť, neurčité systémy, ich rozdelenie a stabilitu systémov s intervalovými neurčitosťami, keďže v ďalšej časti práce sa predpokladá práve tento druh neurčitosti.

V druhej časti sa už diplomová práca zaoberá samotnými neminimálne fázovými systémami a ich identifikáciou. Taktiež pojednáva o dvoch prístupoch k návrhu regulátorov pre takéto systémy, a to pomocou DS-d (Direct Synthesis design) metódy návrhu regulátorov, ktorá je zameraná na odstránenie vplyvu porúch na riadený proces a ktorou sa dajú navrhnuť robustné regulátory a návrh robustných regulátorov pomocou D-rozkladu, ktorá je opísaná v tretej časti tejto práce.

Tretia časť je taktiež v krátkosti venovaná robustnému riadeniu a analýze robustnej stability pomocou citlivosti systémov.

V záverečnej štvrtej časti je prezentovaná teória aplikovaná na riadenie vybraného neminimálne fázového chemickotechnologického procesu a tým je izotermický prietokový chemický reaktor s dokonalým miešaním reakčnej zmesi.

1 Neurčité systémy

Je nemožné získať úplne presné matematické modely procesov v praxi, pretože každý model opisuje dynamiku riadeného systému len približne. V každom systéme vznikajú rozličné neurčitosti, ktoré sú spôsobené napríklad premenlivosťou alebo nedostatočnou znalosťou fyzikálnych parametrov. [2]

1.1 Neurčitost'

Podľa [1] je neurčitost' stav s nedostatočnou informovanosťou, je to situácia kedy nie je možné presne opísať existujúci stav alebo budúci výstup. Je to vlastne rozdiel medzi modelom a reálnym procesom. Neurčitý systém je taký systém, v ktorom nie sú dané žiadne ohraničenia neurčitých parametrov.

V systémoch na jednej strane vznikajú neurčitosti z toho dôvodu, že reálne procesy sa pomerne ťažko presne identifikujú a na druhej strane sa zas pri analytických modeloch prijímajú rôzne zjednodušenia, ktoré majú za následok to, že proces je opísaný nepresne. Z toho vyplýva fakt, že dynamika reálneho procesu a modelu býva odlišná. Ďalšou možnou príčinou, kvôli ktorej môžu vznikať neurčitosti modelu je vyskytovanie sa nelinearity v modeli. Táto nelinearita vzniká buď z dôvodu nelineárnej závislosti parametrov od stavových veličín alebo v dôsledku nelineárnej závislosti veličín. [2]

1.2 Rozdelenie neurčitostí

Prvou skupinou neurčitostí sú parametrické neurčitosti (štruktúrované), pri ktorých sú jednotlivé parametre matematického modelu procesu známe iba v nejakých intervaloch.

Dynamicke neurčitosti (neštruktúrované) sú druhou veľkou skupinou neurčitostí. Pri tomto type neurčitosti je neznámy rád aj štruktúra modelu a k nominálnemu systému sa pripočítava tzv. nemodelovaná dynamika, ktorej štruktúra je neznáma. [1]

1.2.1 Klasifikácia parametrických neurčitostí

Podľa spôsobu ako vstupuje neurčitost' do parametrov systému sa parametrické neurčitosti delia na:

- neurčitost' s jedným parametrom
- intervalová neurčitost'

-
- afinná lineárna neurčitosť
 - multilineárna neurčitosť
 - nelineárna neurčitosť [1]

Systémy so štruktúrovanými neurčitosťami sa potom delia na :

- systémy s jedným neurčitým parametrom
- systémy s intervalovými neurčitosťami
- lineárne afinné systémy
- multilineárne systémy [1]

1.2.2 Klasifikácia dynamických neurčítostí

K dynamickým neurčutostiam patrí

- aditívna neurčitosť
- multiplikatívna neurčitosť
- neurčitosť sa stabilným faktorom [1]

V mojej ďalšej práci sa budem zaoberať už len jedným typom parametrických neurčítostí, a to intervalovými neurčitosťami.

1.3 Stabilita systémov s intervalovými neurčitosťami

Podľa Barnisha [2] je riadený systém s intervalovou neurčitosťou opísaný prenosom:

$$P(s) = \frac{[b_0^-, b_0^+] + [b_1^-, b_1^+]s + \dots + [b_m^-, b_m^+]s^m}{[a_0^-, a_0^+] + [a_1^-, a_1^+]s + \dots + [a_n^-, a_n^+]s^n} \quad m \leq n \quad (1)$$

Zjednodušene sa intervalový polynóm dá zapísať ako:

$$p(s, q) = \sum_{i=0}^n [q_i^-, q_i^+] s^i \quad (2)$$

Stabilita systémov s intervalovými neurčitosťami sa posudzuje dvoma spôsobmi - pomocou Charitonovovej vety alebo pomocou vety o vylúčení nuly.

1.3.1 Charitonovova veta

Pre polynóm (2) sa vytvoria štyri Charitonovove polynómy, ktoré sú definované nasledovne:

$$\begin{aligned}K_1(s) &= q_0^- + q_1^- s + q_2^+ s^2 + q_3^+ s^3 + q_4^- s^4 + q_5^- s^5 + q_6^+ s^6 + \dots \\K_2(s) &= q_0^+ + q_1^+ s + q_2^- s^2 + q_3^- s^3 + q_4^+ s^4 + q_5^+ s^5 + q_6^- s^6 + \dots \\K_3(s) &= q_0^+ + q_1^- s + q_2^- s^2 + q_3^+ s^3 + q_4^+ s^4 + q_5^- s^5 + q_6^- s^6 + \dots \\K_4(s) &= q_0^- + q_1^+ s + q_2^+ s^2 + q_3^- s^3 + q_4^- s^4 + q_5^+ s^5 + q_6^+ s^6 + \dots\end{aligned}\tag{3}$$

Intervalový polynóm (2) je robustne stabilný vtedy a len vtedy, keď sú stabilné všetky štyri Charitonovove polynómy (3). To znamená, že nie je nutné testovať stabilitu všetkých možných hraničných variácií, ale bez ohľadu na počet neurčitých parametrov vždy len stabilitu štyroch Charitonovových polynómov. Ak sú všetky korene Charitonovových polynómov záporné, tak sú tieto polynómy stabilné. [2]

1.3.2 Veta o vylúčení nuly

Intervalový polynóm (2) je robustne stabilný vtedy a len vtedy, keď pre všetky frekvencie $\omega \geq 0$ platí, že do množiny hodnôt daného intervalového polynómu nepatrí nula.

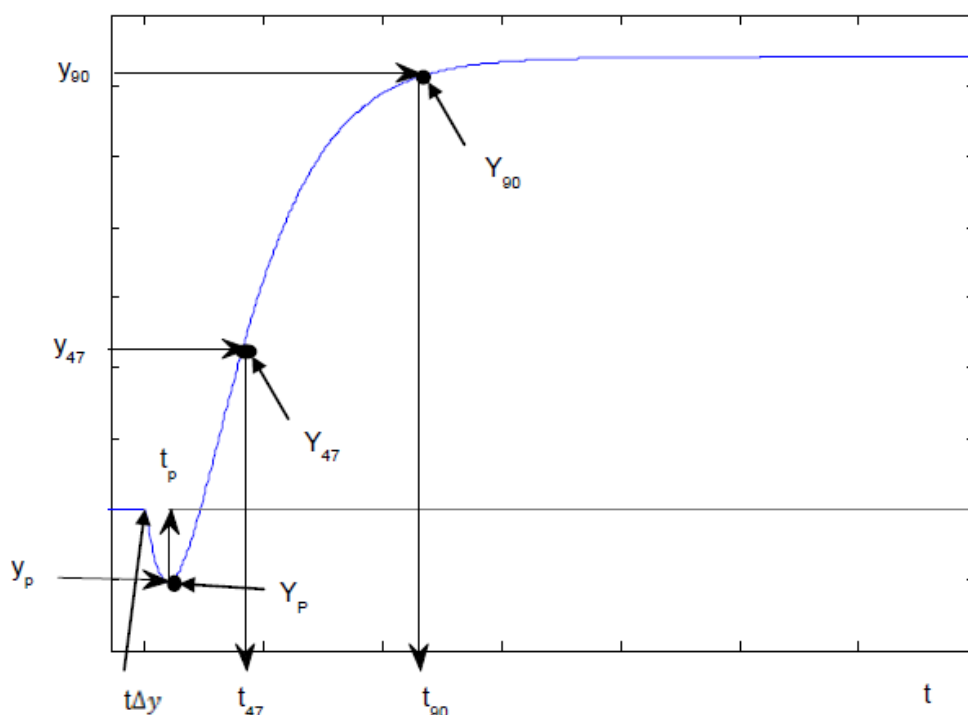
Pre intervalový polynóm $p(s, q)$ a jednu frekvenciu ω_0 zadanú pevne, je množina hodnôt vždy obdĺžnik, strany ktorého sú rovnobežné s osami a nazýva sa Charitonovov obdĺžnik pre frekvenciu ω_0 . Pri zmene ω obdĺžnik mení rozmer a pohybuje sa. [3]

Predošlá podmienka robustnej stability intervalového polynómu pomocou vety o vylúčení nuly sa dá ľahko otestovať graficky pomocou PolynomialTbx v prostredí MATLAB a to tak, že najprv sa vyhladá stabilný člen rodiny a potom sa vykresľujú množiny hodnôt pre rastúce ω a kontroluje sa pritom podmienka o vylúčení nuly. [3]

2 Neminimálne fázové systémy

2.1 Identifikácia neminimálne fázových systémov

Z prechodovej charakteristiky neminimálne fázových systémov (obr.1) je ťažké analyticky získať jednoduché algoritmy pre identifikáciu, pretože je nutné riešiť sústavu nelineárnych rovníc. Existuje však algoritmus, ktorý je sekvenčným spôsobom schopný identifikovať parametre neminimálne fázového procesu. [4]



Obr. 1 Identifikácia z prechodovej charakteristiky neminimálne fázového systému

Predpokladaná štruktúra identifikovaného prenosu je nasledovná:

$$P(s) = \frac{K(-T_3 s + 1)}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-hs} \quad (4)$$

kde:

- K je zosilnenie systému
- T_1 je časová konštanta pomalej dynamiky
- T_2 je časová konštanta rýchlej dynamiky
- T_3 je časová konštanta čitateľ prenosu

-
- h je dopravné oneskorenie

Avšak ďalej bude používaná nasledujúca reprezentácia bezrozmernej prenosovej funkcie [5]:

$$P(\bar{s}) = \frac{K(-b\bar{s}+1)}{(\bar{s}+1)(a\bar{s}+1)} e^{-c\bar{s}} \quad (5)$$

kde:

- $\bar{s} = T_1 s$, ktoré môže byť interpretované buď v časovej alebo frekvenčnej oblasti,
- a je pomer medzi časovou konštantou rýchlej a pomalej dynamiky, $a = \frac{T_2}{T_1}$
- b je pomer medzi časovou konštantou v čitateli prenosu a pomalou časovou konštantou, $b = \frac{T_3}{T_1}$
- c je pomer medzi dopravným oneskorením a pomalou časovou konštantou
 $c = \frac{h}{T_1}$

Nasledujúcou identifikáciou budú pomocou troch bodov prechodovej charakteristiky neminimálne fázového systému získané hodnoty K, h, T_1, b, a prenosovej funkcie (5), ktoré sú ekvivalentné s identifikovanými hodnotami K, h, T_1, T_2 a T_3 prenosovej funkcie (4). [4]

Aby bolo možné určiť tieto parametre, sú potrebné nasledujúce informácie z obr. 1:

- vstupná skoková zmena Δu
- celková zmena výstupu Δy
- extrém inverznej časti prechodovej charakteristiky $\{t_p, y_p\}$
- zmeny výstupného signálu $x = 47\% \{t_x, y_x\}$ a $y = 90\% \{t_y, y_y\}$ [6]

2.1.1 Identifikácia zosilnenia K

Zosilnenie systému je určené celkovou zmenou výstupu Δy , ktorá je spôsobená vstupnou skokovou zmenou Δu a je definované ako:

$$\bar{K} = \frac{\Delta y}{\Delta u} \quad (6)$$

2.1.2 Identifikácia dopravného oneskorenia h

Z prechodovej charakteristiky sa graficky určí $t\Delta_y$. Dopravné oneskorenie h systému sa potom určí ako rozdiel času, kedy bola realizovaná skoková zmena na vstupe $t\Delta_u$ a času, kedy sa začala zmena prejavovať na výstupe. [7]

Teraz máme identifikované dva parametre, zosilnenie K a dopravné oneskorenie h , ktoré sú základom pre určenie dynamického správania systému.

2.1.3 Identifikácia dominantnej časovej konštanty T_1

Neminimálne fázový systém môže byť chápaný ako výsledok interakcie medzi pomalou a rýchlou dynamikou. [8]

Podľa [4] môže byť uvažovaná prenosová funkcia (4) ekvivalentne reprezentovaná ako suma dvoch systémov prvého rádu so zosilneniami opačných znamienok.

$$P(s) = \frac{K(-T_3s+1)}{(T_1s+1)(T_2s+1)} e^{-hs} = \left(\frac{K_1}{T_1s+1} - \frac{K_2}{T_2s+1} \right) e^{-hs} \quad (7)$$

Neminimálne fázový systém vznikne, ak je splnená nasledujúca podmienka [8]:

$$\frac{T_1}{T_2} > \frac{K_1}{K_2} > 1 \quad (8)$$

Parametre prenosovej funkcie (7) sú opísané nasledujúcimi vzťahmi:

$$K_1 = K \frac{1-b}{1-a} \quad (9)$$

$$K_2 = K \frac{a-b}{1-a} \quad (10)$$

$$K = K_1 - K_2 \quad (11)$$

$$T_3 = \frac{K_1T_2 - K_2T_1}{K_1 - K_2} \quad (12)$$

Neminimálne fázové správanie vo fyzikálnych procesoch je obvyklé pre prípad, keď sú dve proti sebe pôsobiace dynamiky odlišné v tom zmysle, že jedna dynamika je oveľa pomalšia ako tá druhá. Zároveň z výrazu (8) vyplýva, že ak sú obe dynamiky rovnaké (t.j. $T_1 = T_2$), proces nemôže mať neminimálne fázové správanie. Prípad, keď obe dynamiky sú podobné (t.j. $a \approx 1$), spôsobuje, že proti sebe pôsobiace dynamiky K_1 a K_2 majú veľmi vysoké zosilnenie, kvôli menovateľu $(1-a)$ v (9) a (10). Teda sa

očakáva, že príčinou neminimálnej fázovosti vo fyzikálnych procesoch je hlavne rozdiel nie príliš veľkých zosilnení proti sebe pôsobiacich dynamík, namiesto dvoch dynamicky podobných procesov s vysokým zosilnením. [4]

Čas skokovej odozvy systému pre časové hodnoty t_a , väčšie ako dopravné oneskorenie systému h , vyjadrené bezrozmernými konštantami je daný:

$$\frac{y}{K\Delta u} = 1 + \left(\frac{b-1}{1-a}\right) e^{-\frac{t_a-h}{T_1}} + \left(\frac{b-a}{a-1}\right) e^{-\frac{t_a-h}{(T_1 a)}} \quad (13)$$

čo môže byť pretransformované použitím normalizovaného výstupu $y_{\%} = y/K\Delta u = y/\Delta y$ a relatívneho normalizovaného času $t' = (t_a - h)/T_1$ nasledovne:

$$y_{\%} = 1 + \left(\frac{b-1}{1-a}\right) e^{-t'} + \left(\frac{b-a}{a-1}\right) e^{-\frac{t'}{a}} \quad (14)$$

Ďalej sa časové premenné t' už nebudú používať ako absolútne, ale ako relatívne (t.j. $t' = t'_a - c$).

Za predpokladu, že konštanta a je malá (t.j. $a < 0.5$), čo znamená, že oba póly majú dobre diferencované dynamiky ($T_2 \ll T_1$), výraz $e^{-\frac{t'}{a}}$ (14) smeruje k nule rýchlejšie ako výraz $e^{-t'}$. V tomto prípade je rozumné aproximovať rovnicu (14) dostatočne veľkou hodnotou času t' na:

$$y_{\%} \approx \bar{y}_{\%} = 1 + \left(\frac{b-1}{1-a}\right) e^{-t'} \quad (15)$$

Je dôležité zdôrazniť rozdiel medzi t'_x a $\bar{t}'_x$. Parameter t'_x je normalizovaný čas pre normalizovaný výstup dosahujúci hodnotu $x_{\%}$, ktorá je daná v (14). $\bar{t}'_x$ je normalizovaný čas pre normalizovaný výstup dosahujúci hodnotu $x_{\%}$, ako je dané v aproximovanej rovnici (15). So stúpajúcim časom sa hodnota t' blíži k $\bar{t}'$. [4]

Potom podľa [4] zlogaritmovaním rovnice (15) dostaneme:

$$\ln(y_{\%} - 1) = \ln\left(\frac{b-1}{1-a}\right) - \bar{t}' \quad (16)$$

a dvoma bodmi prechodovej charakteristiky $\{y_{x_{\%}}, t_x\}$ a $\{y_{y_{\%}}, t_y\}$ s t_x a t_y dostatočne veľkými, môžeme identifikovať $\bar{T}_1$ ako:

$$T_1 = \frac{t_y - t_x}{\ln\left(\frac{y_{x\%}-1}{y_{y\%}-1}\right)} \quad (17)$$

2.1.4 Identifikácia konštanty b

Teraz, keď je dominantná časová konštanta T_1 známa, môže byť identifikovaná konštanta b vybratím bodu, v ktorom je extrém inverznej časti prechodovej charakteristiky $\{y_p, t_p\}$.

Následne sa derivácia výstupu v tomto bode položí rovná nule:

$$\frac{dy}{dt} = \left(\frac{1-b}{1-a}\right)e^{-t'_p} + \left(\frac{a-b}{a-1}\right)e^{-\frac{t'_p}{a}}\frac{1}{a} = 0 \quad (18)$$

Z rovníc (14) a (18) nakoniec vznikne vzťah pre výpočet konštanty $\bar{b}$:

$$\bar{b} = 1 - \frac{1-y_{p\%}}{e^{-t'_p}} \quad (19)$$

2.1.5 Identifikácia konštanty a

Konštanta $\bar{a}$ je nakoniec identifikovaná analyzovaním zmeny normalizovaného relatívneho času t' z rovnice (14).

Vyhodnotením experimentu z [4], v ktorom sa pozoruje, ako sa mení normalizovaný čas z hodnôt 10% na 90% ako funkcia parametra b pri konštantnej hodnote parametra a a naopak, bola navrhnutá úprava normalizovaného času nasledujúcim výrazom:

$$t'_x = m_{1x} + m_{2x}a + (m_{3x} + m_{4x}a)b + (m_{5x} + m_{6x}a)b^2 \quad (20)$$

kde m_{ix} , $i \in [1,6]$ sú parametre upravené metódou najmenších štvorcov.

Teda z funkcie (20) a predtým identifikovaných hodnôt b a T_1 je konštanta a daná vzťahom:

$$\bar{a} = \frac{t'_x - (m_{1x} + m_{3x}b + m_{5x}b^2)}{m_{2x} + m_{4x}b + m_{6x}b^2} \quad (21)$$

kde $m = m_{2x} + m_{4x}b + m_{6x}b^2$ a $n = m_{1x} + m_{3x}b + m_{5x}b^2$ sú konštanty uvedené v [4].

2.1.6 Všeobecný identifikačný algoritmus

Všeobecný identifikačný algoritmus teda poskytuje parametre prenosovej funkcie použitím troch alebo štyroch bodov z prechodovej charakteristiky, $\{t_p, y_p\}$, $\{t_x, y_x\}$, $\{t_y, y_y\}$ a (možno) $\{t_z, y_z\}$. Tieto body, s výnimkou extrémnej inverznej časti prechodovej charakteristiky $\{t_p, y_p\}$, sú volené ľubovoľne a prinášajú rôzne presnosti výsledkov identifikovaných parametrov. [4]

Najprv sa identifikuje z celej prechodovej charakteristiky zosilnenie systému ako $K = \frac{\Delta y}{\Delta u}$ a dopravné oneskorenie h , ak nejaké je. Vybratím štyroch bodov z prechodovej charakteristiky sú získané parametre prenosovej funkcie nasledovne:

$$T_1 = \frac{t_y - t_x}{\ln\left(\frac{y_{x\%} - 1}{y_{y\%} - 1}\right)} \quad (22)$$

$$\bar{b} = 1 - \frac{1 - y_{p\%}}{e^{-t_p}} \quad (23)$$

$$\bar{a} = \frac{t'_x - (m_{1x} + m_{3x}b + m_{5x}b^2)}{m_{2x} + m_{4x}b + m_{6x}b^2} \quad (24)$$

[4]

2.1.7 Zjednodušený identifikačný algoritmus

Predpokladajme, že neminimálne fázový riadený proces je opísaný prenosom druhého rádu a je daný:

$$P(s) = \frac{K(-bTs + 1)}{(Ts + 1)(aTs + 1)} \quad (25)$$

kde K je zosilnenie systému, T je hlavná časová konštanta, a je pomer oboch časových konštánt a b je relatívna poloha nestabilnej nuly v pravej časti komplexných čísel.

Podľa Balaguera [6] existuje jednoduchý identifikačný postup pre neminimálne fázové systémy druhého rádu. Jeho identifikačný algoritmus poskytuje sekvenčným spôsobom hodnoty parametrov modelu (25) K, T, b a a nasledovne, za použitia troch bodov prechodovej charakteristiky $\{t_p, y_p\}$, $\{t_{47}, y_{47}\}$ a $\{t_{90}, y_{90}\}$ dostaneme:

$$K = \frac{\Delta y}{\Delta u} \quad (26)$$

$$T = 0,60 \cdot (t_{90} - t_{47}) \quad (27)$$

$$b = 1 - \frac{1 - y_p/\Delta y}{e^{-t_p/T}} \quad (28)$$

$$a = \frac{t_{47} - 0,7538 + 0,6262b + 0,0696b^2}{0,9275 - 0,1794b - 0,0161b^2} \quad (29)$$

2.2 Návrh PID regulátorov pre neminimálne fázové systémy - DS-d metóda nastavovania parametrov regulátorov

Uvažujeme štandardný PID regulátor , ktorý je opísaný nasledovne:

$$C_d(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{N s + 1} \right) \quad (30)$$

kde K_p je proporcionálne zosilnenie, T_i je integračná časová konštanta a T_d je derivačná časová konštanta. N je derivačná konštanta filtra regulátora a zvyčajne máva hodnoty v rozmedzí od 5 do 20. Vo všeobecnosti sa však používa hodnota $N = 10$.

PID regulátor je nastavovaný pomocou DS-d metódy. Jedná sa o návrh priamej syntézy pre odstránenie vplyvu poruchy v úlohe regulácie s prenosovou funkciou URO tretieho rádu definovanou ako:

$$M_{yd}(s) = \frac{T_i/K_p s(-bTs+1)}{(\tau_c Ts+1)^3} \quad (31)$$

kde τ_c je nastaviteľný parameter a je definovaný ako podiel časovej konštanty uzavretého regulačného obvodu T_c ku hlavnej časovej konštante riadeného procesu T .

Regulátor nastavovaný pomocou metódy DS-d sa počíta pomocou normalizovaných foriem rovníc. [6]

Normalizované formy rovníc metódy DS-d pre PID regulátor (30) s modelom neminimálne fázového systému (25) sú:

$$\kappa_P = K_P K = \frac{-3\tau_c^2 + [a+(1+a)b](3\tau_c+b) - \tau_c^3}{(\tau_c+b)^3} \quad (32)$$

$$\tau_i = \frac{T_i}{T} = \frac{-3\tau_c^2 b + [a+(1+a)b](3\tau_c+b) - \tau_c^3}{a+(1+a+b)b} \quad (33)$$

$$\tau_d = \frac{T_d}{T} = \frac{(-b-1-a)\tau_c^3 + 3\tau_c^2 a + ab(3\tau_c+b)}{-3\tau_c^2 + [a+(1+a)b](3\tau_c+b) - \tau_c^3} \quad (34)$$

Pomocou odporúčanej hodnoty maximálnej rýchlosti uzavretého regulačného obvodu, τ_{cmin} , je možné dosiahnuť minimálnu úroveň robustnosti systému. Pre výpočet tejto hodnoty podľa [6] sa získa sústava rovníc v tvare:

$$\tau_{cmin} = a_0 + a_1 b + a_2 b^2 + a_3 b^3 \quad (35)$$

kde konštanty a_i sú uvedené v tab.1.

Pomer časových konštánt pomalej a rýchlej dynamiky a v riadenom procese sa volí v rozmedzí 0,2 – 1,0. Volí sa tak preto, aby prenos zahŕňal riadené procesy takmer prvého rádu viac ako tlmeného druhého rádu a dynamiku s dvoma pólmi.

Maximálna hodnota relatívnej polohy nuly v pravej časti komplexných čísel, b_{max} , sa používa v rozmedzí 1,25 – 4,0.

Tab. 1 Konštanty a_i pre (35)

a	b_{max}	a_0	a_1	a_2	a_3
0,20	1,25	0,2212	0,5386	-0,1377	0,04800
0,40	2,50	0,3263	0,6437	-0,2792	0,06578
0,60	3,25	0,3947	0,7064	-0,2804	0,05164
0,80	3,75	0,4388	0,7648	-0,2795	0,04405
1,0	4,0	0,4659	0,8250	-0,2850	0,40860

Prameň: Robustness Considerations on PID Tuning for Regulatory Control of Inverse Response Processes

Nastaviteľný parameter τ_c na získanie riadiaceho systému s robustnosťou $M_s \leq 2$ sa volí tak, aby:

$$\tau_c \geq \tau_{cmin} \quad (36)$$

V prípade, že pomer časových konštánt nie je zhodný s hodnotami v tab. 1, je nutná interpolácia pomocou dvoch najbližších hodnôt a .

Všeobecne aproximovaný odhad τ_{cmin} pre všetky hodnoty a a b je možné získať aj za predpokladu, že každej hodnote b zodpovedá $a \in \{0,20; 0,40; 0,60; 0,80; 1,0\}$ nasledovne:

$$\tau_{cmin} = 0,05 + 0,75a + 0,475b - 0,1875ab \quad (37)$$

kde parametre musia spĺňať nasledujúci vzťah:

$$b \leq -0,2 + 8,2a - 2a^2 \quad (38)$$

Rovnica (37) dáva síce menej presný odhad spodnej hranice nastaviteľného parametra τ_{cmin} ako rovnica (35), ale nevyžaduje žiadnu prácu navyše pre prípady, kedy pomer časových konštánt a nie je jednou z hodnôt uvedených v tabuľke 1. Rovnako je potrebné poznamenať, že pre niektoré kombinácie parametrov systému (a, b) nie je možné dosiahnuť robustný riadiaci systém.

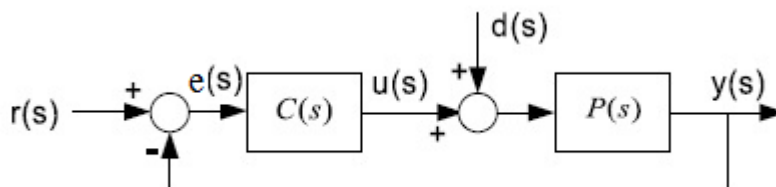
Voľba nastaviteľného parametra τ_c má priamy vplyv na výkon riadiaceho systému (rýchlosť URO) a jeho robustnosť (citlivosť riadiaceho systému na zmeny vo vlastnostiach riadeného procesu). Teda v jeho výbere musíme brať do úvahy zmenu existujúceho výkonu a robustnosti. [6]

Teda postup pre návrh regulátora pomocou metódy DS-d je nasledovný:

1. identifikáciou systému sa určia hodnoty parametrov modelu K, T, b a a
2. vypočíta sa hodnota τ_{cmin} buď pomocou rovnice (35) alebo (37)
3. dosadením hodnôt K, T, b, a a τ_{cmin} do normalizovaných foriem rovníc (32) – (34) sa získajú parametre regulátora K_p, T_i a T_d
4. dosadením týchto parametrov do rovnice regulátora (30) je získaný výsledný tvar regulátora

3 Robustné riadenie

Spätnoväzbový systém riadenia je robustný vtedy, ak sú zachované jeho základné kvalitatívne vlastnosti ako je napr. stabilita systému a kvalita regulácie aj napriek tomu, že naň pôsobia rôzne poruchy alebo neurčitosti, vrátane meniacich sa parametrov riadeného systému. [1]



Obr. 2 Spätnoväzbový systém riadenia

Uvažujeme blokovú schému uzavretého regulačného obvodu, ktorá je zobrazená na obr. 2, kde $P(s)$ je prenosová funkcia neminimálne fázového riadeného procesu a $C(s)$ je prenosová funkcia regulátora.

Ostatné veličiny, ktoré nás zaujímajú, sú opísané nasledovne:

- $d(s)$ – vplyv poruchy
- $r(s)$ – žiadaná veličina pre výstup z procesu
- $u(s)$ – výstupný signál z regulátora
- $y(s)$ – výstup z procesu (riadená veličina)
- $e(s)$ – regulačná odchýlka procesu

3.1 Analýza robustnosti

Robustnosť (relatívna stabilita) URO sa meria pomocou maximálnej citlivosti M_S .

Citlivosť systému je definovaná nasledovne:

$$S = \frac{1}{1+C(s)P(s)} \quad (39)$$

Potom hodnota M_S sa dá vypočítať ako:

$$M_S = \max_{\omega} |S(j\omega)| = \max_{\omega} \left| \frac{1}{1+C(j\omega)P(j\omega)} \right| \quad (40)$$

čo sa dá zapísať ako H nekonečno norma citlivosti (39):

$$M_S = \|S\|_\infty \quad (41)$$

Odporúčané hodnoty maximálnej citlivosti M_S sú zvyčajne v rozmedzí od 1,4 do 2. Použitie maximálnej citlivosti ako meradla robustnosti má tú výhodu, že môže byť zabezpečená dolná hranica bezpečnosti v amplitúde A_m a bezpečnosti vo fáze ϕ_m v súlade s:

$$A_m > \frac{M_S}{M_S - 1} \quad (42)$$

$$\phi_m > 2 \sin^{-1} \left(\frac{1}{2M_S} \right) \quad (43)$$

Pre zabezpečenie sa požaduje $M_S = 2$, čo je spravidla považované za požiadavku minimálnej robustnosti. [6]

3.2 Návrh robustných regulátorov pre neminimálne fázové systémy

Mnoho súčasných metód, rovnako ako celá klasická teória riadenia, používa pre navrhovanie regulátorov takú formu matematického modelu riadeného systému, ktorá predpokladá ideálny matematický model. V praxi však tento model nikdy presne nezodpovedá reálnemu správaniu sa zariadenia. Jednou z možností prekonania tohto rozdielu medzi reálnym procesom a matematickým modelom, je použitie neurčitého modelu a následné navrhnutie robustného regulátora. [1]

Uvažujme prenos riadeného systému s intervalovou neurčitou (1) prepísaný na tvar:

$$P(s, b, a) = \frac{N(s, b)}{D(s, a)} = \frac{\sum_{i=0}^m [b_i^-, b_i^+] s^i}{\sum_{i=0}^n [a_i^-, a_i^+] s^i} \quad m \leq n \quad (44)$$

kde:

- $N(s, b)$ je intervalový polynóm, ktorý reprezentuje čitateľ prenosu
- $D(s, a)$ je intervalový polynóm, ktorý reprezentuje menovateľ prenosu
- b_i sú koeficienty v $N(s, b)$, ktoré sa menia v rámci intervalov s dolnými a hornými hranicami b_i^-, b_i^+
- a_i sú koeficienty v $D(s, a)$, ktoré sa menia v rámci intervalov s dolnými a hornými hranicami a_i^-, a_i^+

-
- $N(s, b), D(s, a)$ majú nezávislú štruktúru neurčitostí [3]

Navrhovaný bude PI regulátor , ktorého prenos je opísaný nasledovným spôsobom:

$$C_r(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (45)$$

3.2.1 Veta o šestnástich procesoch

Regulátor prvého rádu v tvare (45) robustne stabilizuje intervalový proces, ak stabilizuje 16 Charitonovových procesov definovaných ako:

$$P_{kl}(s) = \frac{N_k(s)}{D_l(s)} \quad (46)$$

kde:

- $k \in \langle 1, 4 \rangle, l \in \langle 1, 4 \rangle$
- $N_1(s) - N_4(s)$ sú Charitonovove polynómy čitateľa intervalového systému
- $D_1(s) - D_4(s)$ sú Charitonovove polynómy menovateľa intervalového systému

Potom Charitonovove polynómy čitateľa majú tvar:

$$\begin{aligned} N_1(s) &= b_0^- + b_1^- s + b_2^+ s^2 + b_3^+ s^3 + \dots \\ N_2(s) &= b_0^+ + b_1^+ s + b_2^- s^2 + b_3^- s^3 + \dots \\ N_3(s) &= b_0^+ + b_1^- s + b_2^- s^2 + b_3^+ s^3 + \dots \\ N_4(s) &= b_0^- + b_1^+ s + b_2^+ s^2 + b_3^- s^3 + \dots \end{aligned} \quad (47)$$

a menovateľa:

$$\begin{aligned} D_1(s) &= a_0^- + a_1^- s + a_2^+ s^2 + a_3^+ s^3 + \dots \\ D_2(s) &= a_0^+ + a_1^+ s + a_2^- s^2 + a_3^- s^3 + \dots \\ D_3(s) &= a_0^+ + a_1^- s + a_2^- s^2 + a_3^+ s^3 + \dots \\ D_4(s) &= a_0^- + a_1^+ s + a_2^+ s^2 + a_3^- s^3 + \dots \end{aligned} \quad (48)$$

3.2.2 Metóda D-rozkladu

Návrh robustného PI regulátora (45) je založený na metóde D-rozkladu [3]. V tejto metóde ide o rozklad priestoru sledovaných parametrov alebo koeficientov na oblasti s rôznymi rozloženiami koreňov charakteristickej rovnice. Tieto oblasti sa

označujú $D(l)$, kde l je počet nestabilných pólov. Oblasť stability je len jedna, a to oblasť $D(0)$. [3]

Predpokladaný je teda Charitonovov proces P_{kl} (46) s PI regulátorom C_r (45). Charakteristická rovnica takéhoto systému je definovaná ako:

$$\Delta_{kl}(s) = 1 + C_r(s)P_{kl}(s) = 0 \quad (49)$$

Po substitúcii $s = j\omega$ do rovnice (46) a rozdelení jej čitateľa a menovateľa na párnú – reálnu a nepárnú – imaginárnu časť, je získaný Charitonovov proces v tvare:

$$P_{kl}(j\omega) = \frac{N_{ke}(-\omega^2) + j\omega N_{ko}(-\omega^2)}{D_{le}(-\omega^2) + j\omega D_{lo}(-\omega^2)} \quad (50)$$

Potom po dosadení rovnice (50) do rovnice (49) a po substitúcii $s = j\omega$ je získaná charakteristická rovnica URO opísaná nasledovne:

$$\begin{aligned} \Delta_{kl}(j\omega) &= [k_i N_{ke}(-\omega^2) - k_p \omega^2 N_{ko}(-\omega^2) - \omega^2 D_{lo}(-\omega^2)] \\ &\quad + j[k_p \omega N_{ke}(-\omega^2) + k_i \omega N_{ko}(-\omega^2) + \omega D_{le}(-\omega^2)] \\ &= Re(k_p, k_i, \omega) + jIm(k_p, k_i, \omega) = 0 \end{aligned} \quad (51)$$

3.2.3 Vykreslenie hranice stability URO

Ako bolo spomenuté, metóda návrhu robustného PI regulátora je založená na vykreslení hranice stability v rovine parametrov regulátora – v (k_p, k_i) -rovine. Postup vykreslenia tejto hranice je nasledovný:

- Z podmienky (51) sa získajú dve rovnice:

$$Re(k_p, k_i, \omega) = 0$$

$$Im(k_p, k_i, \omega) = 0$$

ktoré majú nasledujúci tvar:

$$\begin{aligned} k_p(-\omega^2 N_{ko}(-\omega^2)) + k_i(N_{ke}(-\omega^2)) &= \omega^2 D_{lo}(-\omega^2) \\ k_p(N_{ke}(-\omega^2)) + k_i(N_{ko}(-\omega^2)) &= -D_{le}(-\omega^2) \end{aligned} \quad (52)$$

- Ďalej sa zdefinujú premenné:

$$F_k(\omega) = -\omega^2 N_{ko}(-\omega^2)$$

$$G_k(\omega) = N_{ke}(-\omega^2)$$

$$H_k(\omega) = N_{ke}(-\omega^2)$$

$$I_k(\omega) = N_{ko}(-\omega^2)$$

$$J_l(\omega) = \omega^2 D_{lo}(-\omega^2)$$

$$K_l(\omega) = -D_{le}(-\omega^2)$$

pomocou ktorých sa dosadením do rovníc (52) získa sústava 2 rovníc o 2 premenných:

$$k_p F_k(\omega) + k_i G_k(\omega) = J_l(\omega)$$

$$k_p H_k(\omega) + k_i I_k(\omega) = K_l(\omega) \quad (53)$$

- k_p a k_i sa vyjadrí ako funkcia ω :

$$k_p = \frac{J_l(\omega)I_k(\omega) - K_l(\omega)G_k(\omega)}{F_k(\omega)I_k(\omega) - G_k(\omega)H_k(\omega)}$$

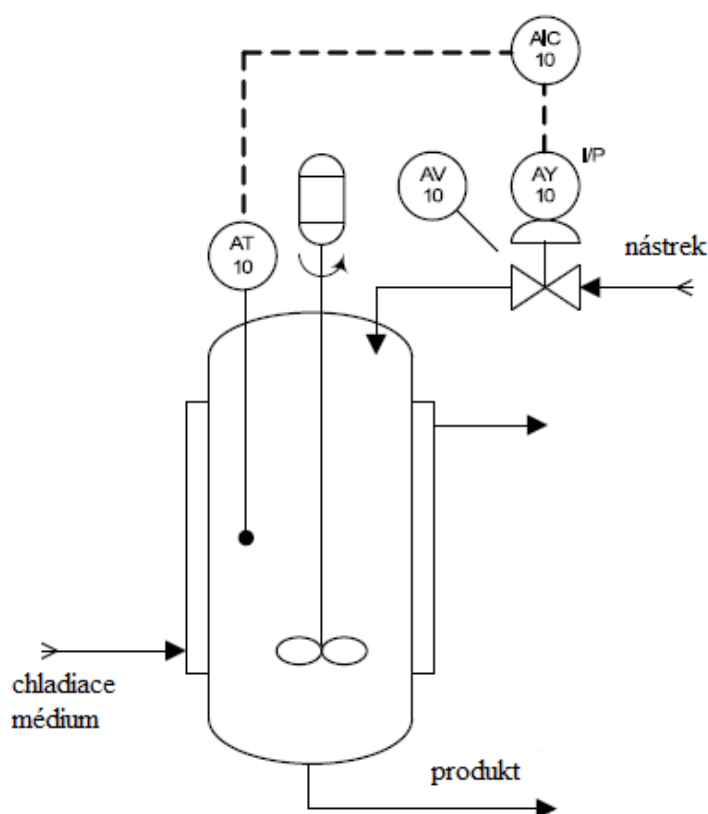
$$k_i = \frac{K_l(\omega)F_k(\omega) - J_l(\omega)H_k(\omega)}{F_k(\omega)I_k(\omega) - G_k(\omega)H_k(\omega)}$$

- Nakoniec voľbou rôznych frekvencií $\omega \in [\omega_{min}, \omega_{max}]$ sa vypočítava množina hodnôt k_p a k_i .

Krivka získaná vykreslením k_i v závislosti od k_p predstavuje hranicu stability URO v (k_p, k_i) -rovine a rozdeľuje túto rovinu na stabilnú a nestabilné časti. To, ktorá oblasť je stabilná a ktorá nie, sa následne zistí voľbou testovacích bodov v jednotlivých oblastiach. Postup je potrebné opakovať pre všetkých 16 Charitonovových procesov a teda oblasť parametrov robustného PI regulátora je prienik všetkých oblastí Charitonovových procesov, ktoré sú stabilné. [3]

4 Riadenie chemického reaktora

Uvažujme izotermický prietokový chemický reaktor s dokonalým miešaním reakčnej zmesi (CSTR), ako je na obr. 3, kde sa prebiehajú sériové a paralelné izotermické Van de Vusseho reakcie [6]. Tieto reakcie sú opísané nasledovne:



Obr. 3 CSTR

Matematický model reaktora je opísaný nasledovnými diferenciálnymi rovnicami:

$$\begin{aligned} \frac{dC_A(t)}{dt} &= \frac{F_r(t)}{V} [C_{Ai} - C_A(t)] - k_1 C_A(t) - k_3 C_A^2(t) \\ \frac{dC_B(t)}{dt} &= -\frac{F_r(t)}{V} C_B(t) + k_1 C_A(t) - k_2 C_B(t) \end{aligned} \quad (55)$$

kde F_r je objemový prietok reakčnej zmesi, V je objem reaktora, ktorý je počas prevádzky konštantný, C_A a C_B sú koncentrácie reaktantov v reaktore a k_i ($i = 1, 2, 3$) sú rýchlostné konštanty chemických reakcií.

V tomto prípade nás zaujíma:

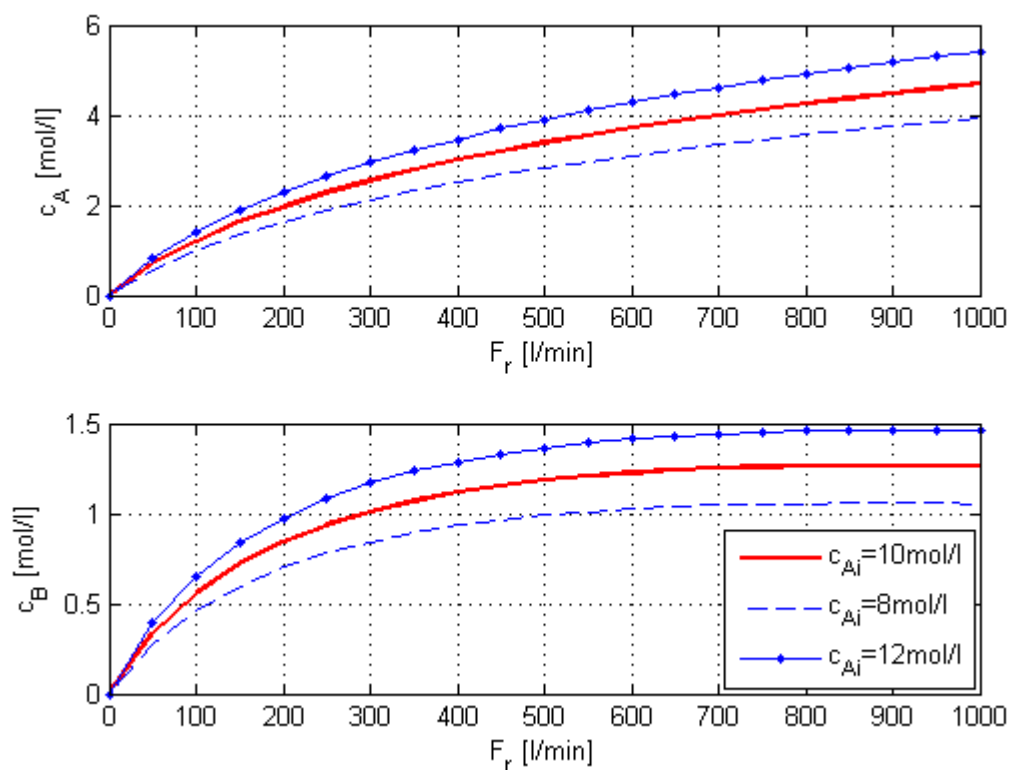
- koncentrácia zložky B v reaktore (C_B ako riadená veličina)
- prietok reakčnej zmesi cez reaktor (F_r ako akčný zásah)
- koncentrácia C_{Ai} vo vstupnom prúde reakčnej zmesi do reaktora, ktorá môže byť považovaná za poruchu.

Kinetické parametre sú zadané takto: $k_1 = 5/6 \text{ min}^{-1}$, $k_2 = 5/3 \text{ min}^{-1}$, $k_3 = 1/6 \text{ min}^{-1}$. Taktiež sa predpokladá, že nominálna koncentrácia A v nástreku (C_{Ai}) je 10 mol.l^{-1} a objem $V = 700 \text{ l}$.

Systém je v ustálenom stave, ktorý reprezentuje pracovný bod, ak $C_{A0} = 2,2960 \text{ mol.l}^{-1}$ a $C_{B0} = 0,9431 \text{ mol.l}^{-1}$.

4.1 Statické charakteristiky

Použitím matematického modelu (55) a hodnôt parametrov reaktora boli získané statické charakteristiky procesu s tromi koncentraciami C_{Ai} , ktoré sú znázornené na obr. 4, kde je vidieť nelinearitu systému.



Obr. 4 Statické charakteristiky reaktora

Predpokladá sa, že zmeny v žiadanej hodnote by neboli väčšie ako 20% a možná porucha v C_{Ai} sa môže meniť v rozsahu $\pm 20\%$.

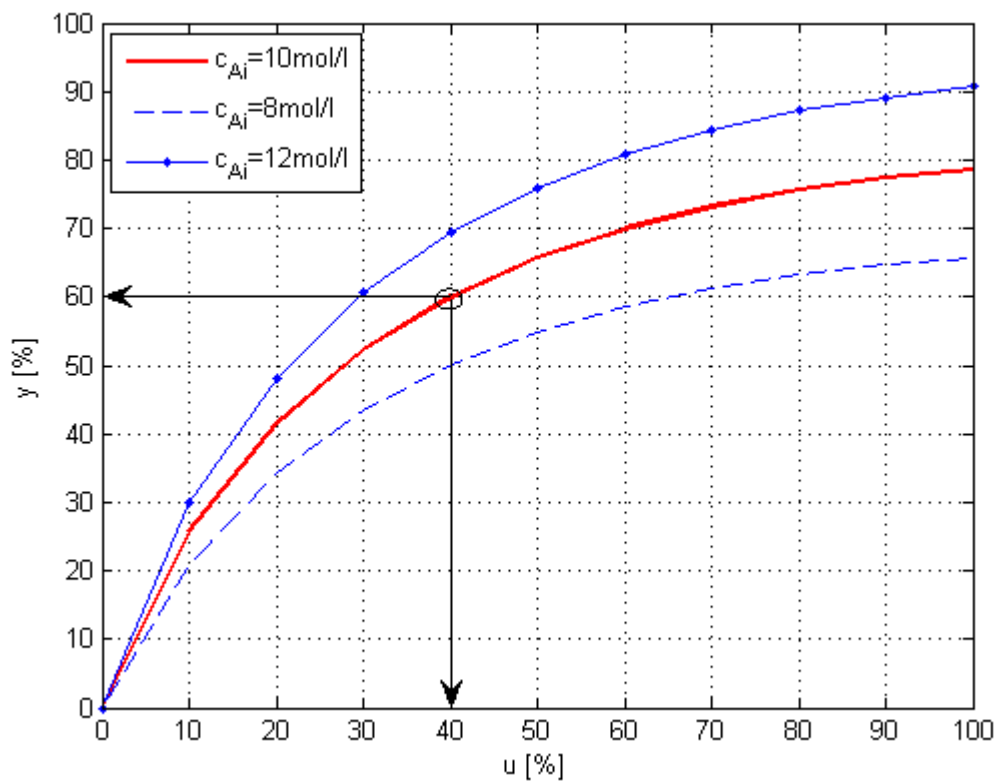
Merací člen (snímač a vysielateľ) možno opísať nasledovne:

$$y(t)\% = \left(\frac{100}{1,5714} \right) C_B(t) \quad (56)$$

a opis ventilu s lineárnou prietokovou charakteristikou:

$$F_r(t) = \left(\frac{634,1719}{100} \right) u(t)\% \quad (57)$$

Obr. 5 znázorňuje statické charakteristiky reaktora s prihliadnutím na rovnice (56) a (57), tzv. statické charakteristiky sústavy akčný člen – proces – snímač. Zo statických charakteristík sa dajú jasne vyčítať hodnoty otvorenia ventilu (u) v % a meraného výstupu (y) v % pre rôzne ustálené stavy.



Obr. 5 Statická charakteristika pre sústavu akčný člen – proces – snímač

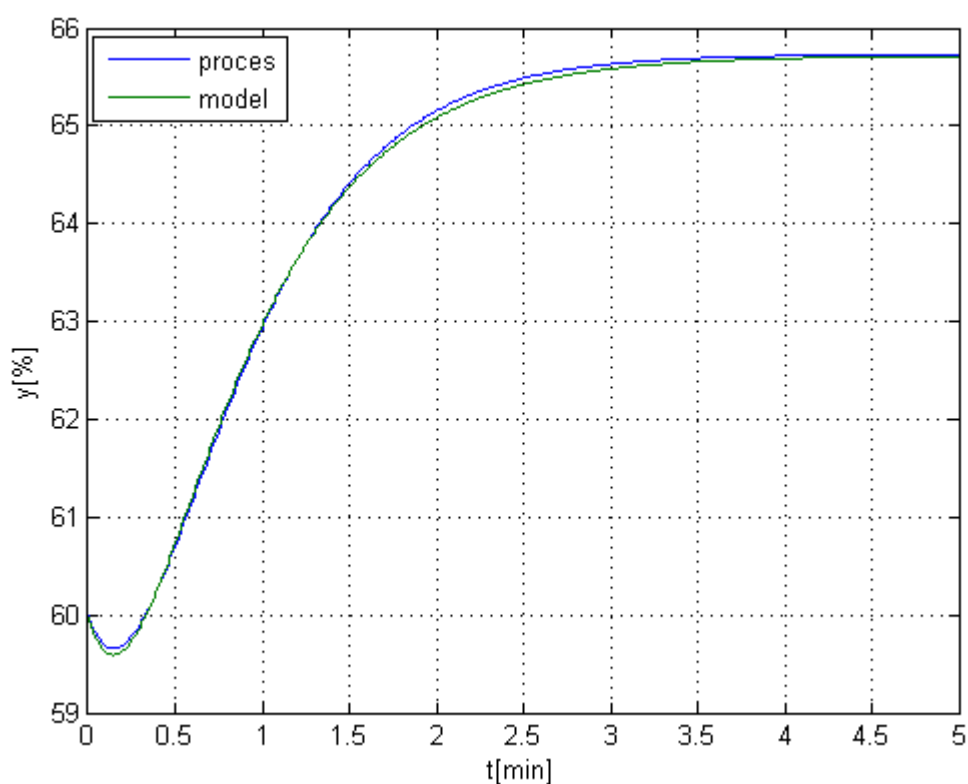
Zatiaľ nás bude zaujímať len statická charakteristika pre $C_{Ai} = 10 \text{ mol.l}^{-1}$. Na jej základe bol zvolený pracovný bod chemického reaktora $y_0 = 60\%$ a $u_0 = 40\%$.

4.2 Identifikácia procesu

Použitím zjednodušenej identifikačnej metódy z podkapitoly 2.1.7 boli získané parametre prenosu (25): $K = 0,5711$; $T = 0,642$; $a = 0,4738$; $b = 0,3433$. Teda výsledný model reaktora v tvare prenosu je:

$$P(s) = \frac{-0,1259 + 0,5711s}{0,1953s^2 + 0,9462s + 1} \quad (58)$$

Obr. 6 znázorňuje porovnanie prechodových charakteristík procesu (55) a identifikovaného modelu (58).



Obr. 6 Porovnanie prechodovej charakteristiky procesu a identifikovaného modelu

Je vidieť, že použitím tejto metódy identifikácie sa podarilo dobre identifikovať model chemického reaktora, pretože krivka riadeného procesu a identifikovaného modelu sa takmer presne prekrývajú.

4.3 Návrh regulátorov DS-d metódou nastavovania parametrov regulátorov

Najprv sa pre nastavenie PID regulátora v tvare (30) pomocou rovnice (35) vypočíta minimálna hodnota nastaviteľného parametra τ_{cmin} .

V predošlej podkapitole identifikácie boli zistené bezrozmerné parametre systému $a = 0,4738$ a $b = 0,3433$. Za použitia interpolácie pomocou dvoch najbližších hodnôt a z tabuľky 1 bola vypočítaná hodnota parametra $\tau_{cmin} = 0,5604$.

- **Regulátor s $\tau_c = \tau_{cmin} = 0,5604$**

V prvom prípade sú parametre regulátora počítané podľa normalizovaných foriem rovníc (32) - (34) pre minimálnu hodnotu τ_c : $K_p = 3,7455$; $T_i = 0,8562$; $T_d = 0,1960$.

Po dosadení týchto parametrov do rovnice (30) sa dostane regulátor v tvare:

$$C_d(s) = \frac{0,6631s^2 + 3,1260s + 3,521}{0,01712s^2 + 0,8681s} \quad (59)$$

Keďže nastaviteľný parameter τ_c pre získanie systému riadenia s robustnosťou $M_s \leq 2$ sa volí tak, aby $\tau_c \geq \tau_{cmin}$, budú ďalej navrhované regulátory pre overenie tejto podmienky. Tieto regulátory sú navrhované podľa spomínaných normalizovaných foriem rovníc pre rôzne hodnoty τ_c .

Regulátory boli navrhované nasledovne:

- $C_d(s)$ pre hodnotu $\tau_c = \tau_{cmin}$
- $C_{d1}(s) - C_{d4}(s)$ pre $\tau_c > \tau_{cmin}$
- $C_{d5}(s) - C_{d7}(s)$ pre $\tau_c < \tau_{cmin}$

a pre lepšiu prehľadnosť budú vypočítané parametre týchto regulátorov uvedené v tabuľke (tab. 2).

Tab. 2 Parametre regulátorov pre rôzne hodnoty τ_c

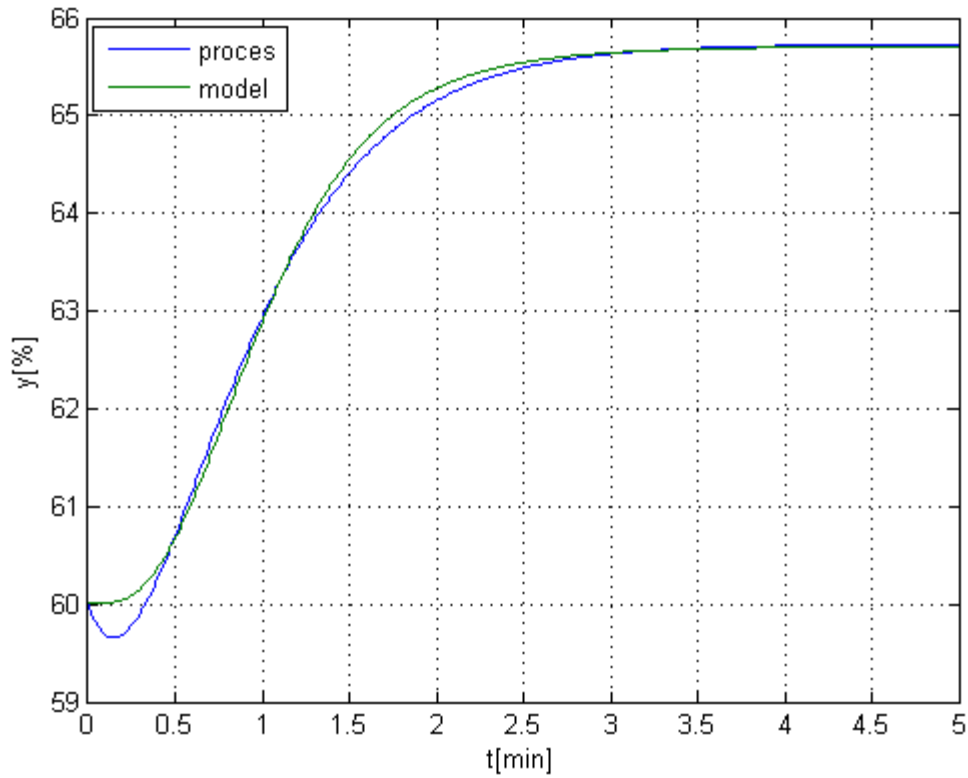
Regulátor	τ_c	K_p	T_i	T_d
$C_d(s)$	0,5604	3,7455	0,8562	0,1960
$C_{d1}(s)$	0,6	3,1566	0,8850	0,1985
$C_{d2}(s)$	0,7	2,3841	0,9044	0,1954
$C_{d3}(s)$	0,8	1,7770	0,8871	0,1801
$C_{d4}(s)$	1,0	0,8999	0,7286	0,0763
$C_{d5}(s)$	0,5	4,1562	0,8326	0,1930
$C_{d6}(s)$	0,4	5,4716	0,7506	0,1812
$C_{d7}(s)$	0,3	7,2248	0,6425	0,1643

- Regulátor navrhnutý Strejcovou metódou**

Pri poslednom navrhnutom regulátore sa bude zisťovať, či regulátor navrhnutý niektorou s klasických metód taktiež dokáže regulovať zadaný systém a či je robustný. V tomto prípade bol systém pri zanedbaní neminimálne fázového správania identifikovaný Strejcovou metódou identifikácie v tvare:

$$P_{Strejc} = \frac{K}{(Ts+1)^n} e^{-Ds} = \frac{0,57}{(0,2688s+1)^4} e^{-0,0172s} \quad (60)$$

Na obrázku 7 sú porovnané prechodové charakteristiky procesu (55) a identifikovaného modelu (60), v ktorom sa uvažuje zanedbanie neminimálne fázového správania.



Obr. 7 Porovnanie prechodovej charakteristiky procesu a identifikovaného modelu pri zanedbaní neminimálne fázového správania

Následne boli vypočítané parametre regulátora Strejcovou metódou nastavovania regulátorov, ktorá je opísaná v [9]. Vzťahy pre výpočet parametrov PID regulátora sú definované nasledovne:

$$K_p = \frac{1}{K} \frac{7n+16}{16(n-2)} \quad (61)$$

$$T_i = T \frac{7n+16}{15} \quad (62)$$

$$T_d = T \frac{(n+1)(n+3)}{7n+16} \quad (63)$$

kde K je zosilnenie, T je časová konštanta a n je rád systému.

Po dosadení do rovníc (61) – (63) boli získané parametre regulátora:

$$K_p = 1,0022; T_i = 1,5684; T_d = 0,5147$$

Po dosadení týchto parametrov do rovnice (30) sa získa PID regulátor v tvare:

$$C_{d_Strejc}(s) = \frac{0,8899s^2 + 1,6230s + 1,0020}{0,08073s^2 + 1,568s} \quad (64)$$

- **Porovnanie regulátorov navrhnutých DS-d metódou**

Pri reguláciách systému navrhnutými regulátormi sa uvažovalo, že žiadaná hodnota sa najprv po dvoch minútach zmení zo 60% na 50% a potom v čase 28 minút sa zvýši o 12%, čiže na hodnotu 62%. Na tento systém vplýva porucha, ktorá je v koncentrácii hmotnostného prietoku reaktora C_{Ai} . Jej hodnoty boli postupne menené o $\pm 10\%$, $\pm 15\%$ a $\pm 20\%$ oproti pôvodnej koncentrácii $C_{Ai} = 10 \text{ mol.l}^{-1}$. Vo všetkých prípadoch to bolo najprv v čase 15 minút smerom nahor a potom v čase 38 minút smerom dolu.

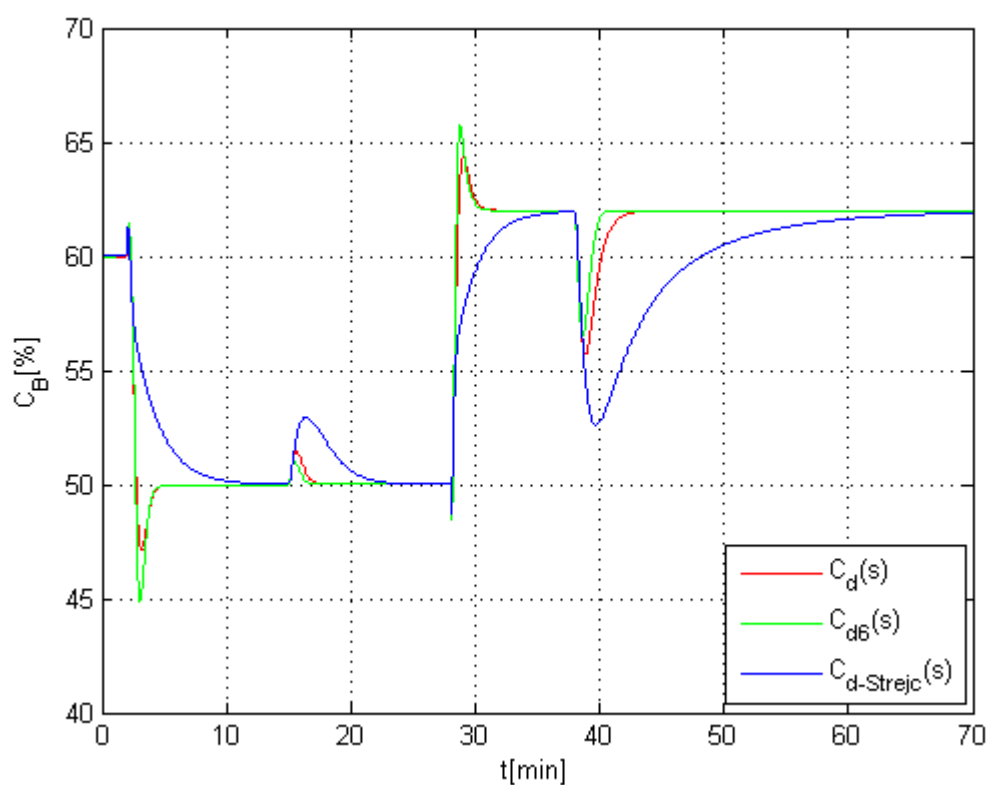
Navrhnuté regulátory sú porovnávané na základe toho, ako sa systém bude správať, ak sa v ňom vyskytnú poruchy, a zároveň budú posudzované podľa vypočítanej hodnoty maximálnej citlivosti M_s (41) a nadobudnutej hodnoty IAE s poruchami a bez nich.

Tab. 3 Porovnanie ôsmich regulátorov navrhnutých DS-d metódou a jedného regulátora navrhnutého Strejcovou metódou

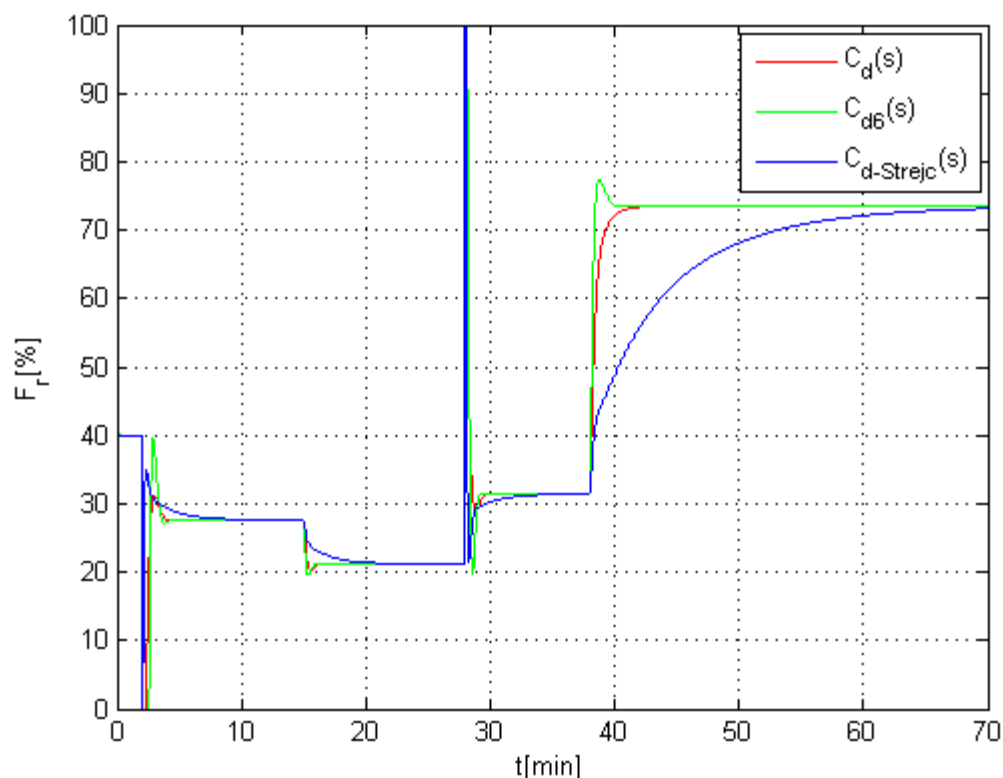
Regulátor	τ_c	M_s	IAE (bez poruchy)	IAE (porucha 10%)	IAE (porucha 15%)	IAE (porucha 20%)
$C_d(s)$	0,5604	2,00	15,00	19,04	21,38	24,27
$C_{d1}(s)$	0,6	1,82	14,76	19,43	22,13	25,45
$C_{d2}(s)$	0,7	1,51	14,92	21,46	25,18	29,76
$C_{d3}(s)$	0,8	1,32	16,12	24,83	29,79	35,87
$C_{d4}(s)$	1,0	1,25	22,58	37,16	45,52	55,69
$C_{d5}(s)$	0,5	2,37	15,55	18,69	20,53	22,84
$C_{d6}(s)$	0,4	3,52	16,68	18,50	19,64	21,13
$C_{d7}(s)$	0,3	7,40	18,23	18,72	19,29	20,32
$C_{d_Strejc}(s)$	---	1,47	38,71	64,32	79,32	97,78

Z tab. 3 sa javia ako najlepšie regulátory $C_{d5}(s)$, $C_{d6}(s)$, a $C_d(s)$. Naopak najhorším je regulátor navrhnutý klasickou metódou $C_{d_Strejc}(s)$. Porovnanie regulačných pochodov dosiahnutých použitím týchto regulátorov je znázornené na obrázkoch 8 a 9. Bolo zistené, že regulátory navrhnuté pre hodnotu $\tau_c > \tau_{cmin}$ mali síce $M_s < 2$, ale

dosahovali horšiu kvalitu regulácie a naopak regulátory ktoré mali hodnotu $\tau_c < \tau_{cmin}$ dosahovali lepšiu kvalitu regulácie, ale nezabezpečovali maximálnu citlivosť $M_s < 2$. Všetky navrhnuté regulátory navrhnuté DS-d metódou dokázali odstrániť vplyv aj 20% - nej poruchy.



Obr. 8 Sledovanie vplyvu porúch (20%) na priebeh riadenej veličiny pri regulácii regulátorom $C_d(s)$, $C_{d6}(s)$ a $C_{d-Strejic}(s)$



Obr. 9 Akčný zásah pri pôsobení porúch (20%) pri regulácii regulátorom $C_d(s)$, $C_{d6}(s)$ a $C_{d_Strejc}(s)$

4.4 Návrh robustných regulátorov

V prípade návrhu robustných regulátorov metódou založenou na vykreslení hraníc stability pre uzavretý regulačný obvod v rovine parametrov PI regulátorov budú uvažované dve situácie. V prvom prípade neurčitosť bude predstavovať zmeny v nominálnej koncentrácii zložky A vo vstupnom prúde a v druhom prípade neurčitosť budú predstavovať nie presne známe rýchlostné konštanty chemických reakcií.

4.4.1 Neurčitosť v nominálnej koncentrácii zložky A (C_{Ai}) vo vstupnom prúde reakčnej zmesi

V prvom prípade je teda uvažované, že koncentrácia C_{Ai} sa mení v rozsahu $\pm 20\%$ oproti nominálnej koncentrácii $C_{Ai} = 10 \text{ mol.l}^{-1}$, čiže táto koncentrácia sa teraz môže meniť v intervale od $C_{Ai} = 8 \text{ mol.l}^{-1}$ až po $C_{Ai} = 12 \text{ mol.l}^{-1}$. Teda bude potrebné z týchto hraničných systémov získať intervalový prenos, ktorý bude mať tvar (44). Statické charakteristiky tejto situácie boli vykreslené v kapitole 4.1 (obr. 5).

Opäť použitím zjednodušenej identifikačnej metódy z podkapitoly 2.1.7 sú pre obe hraničné situácie získané parametre jednotlivých modelov prenosových funkcií.

- $C_{Ai} = 8 \text{ mol.l}^{-1}$

Dosadením identifikovaných hodnôt $K = 0,4843$; $T = 0,66$; $a = 0,5147$; $b = 0,3373$ do rovnice (25) je získaný výsledný tvar prenosovej funkcie pre dolnú hranicu koncentrácie:

$$P(s) = \frac{-0,1078s+0,4843}{0,2242s^2+0,9997s+1} \quad (65)$$

- $C_{Ai} = 12 \text{ mol.l}^{-1}$

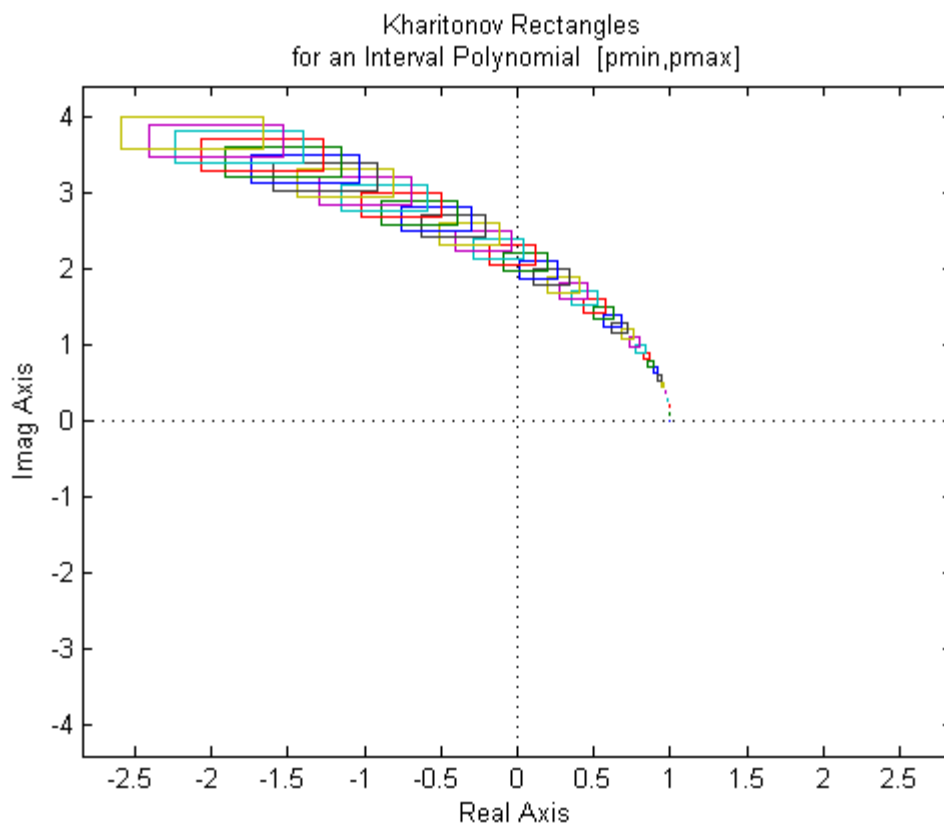
Dosadením identifikovaných hodnôt $K = 0,6509$; $T = 0,624$; $a = 0,4263$; $b = 0,3287$ do rovnice (25) je získaný výsledný tvar prenosovej funkcie pre hornú hranicu koncentrácie:

$$P(s) = \frac{-0,1335s+0,6509}{0,1660s^2+0,8900s+1} \quad (66)$$

Použitím hodnôt z identifikovaných prenosov pre hornú a dolnú koncentráciu systému (65) a (66) je opísaný tento systém ako systém s intervalovou neurčitou v tvare (44):

$$P_{int1}(s) = \frac{[-0,1335; -0,1078]s + [0,4843; 0,6509]}{[0,1660; 0,2242]s^2 + [0,8900; 0,9997]s + 1} \quad (67)$$

Ďalej sa overí stabilita tohto intervalového systému ako je spomenuté v kapitole 1.3 a to tak, že sa vytvoria 4 Charitonovove polynómy (3) a vykreslí sa množina hodnôt tohto intervalového polynómu pomocou príkazu `khplot`.



Obr. 10 Overenie stability intervalového polynómu $P_{int1}(s)$

Ako je vidieť z obrázka 10, všetky Charitonovove obdĺžniky obchádzajú nulu, z toho vyplýva, že intervalový prenos (61) je stabilný.

Teraz môže byť pre tento systém navrhnutý robustný regulátor pomocou metódy D-rozkladu, tak aby stabilizoval daný intervalový proces. Ako už bolo spomenuté, regulátor stabilizuje intervalový proces, ak stabilizuje 16 Charitonových procesov. Tieto procesy sa vytvoria tak, že sa najprv určia 4 Charitonovove polynómy čitateľa (47) a menovateľa (48) a kombinovaním týchto polynómov vznikne podľa rovnice (46) 16 Charitonových procesov v tvare:

$$P_{11}(s) = \frac{-0,1335s + 0,4843}{0,2242s^2 + 0,8900s + 1}$$

$$P_{31}(s) = \frac{-0,1335s + 0,6509}{0,2242s^2 + 0,8900s + 1}$$

$$P_{12}(s) = \frac{-0,1335s + 0,4843}{0,1660s^2 + 0,9997s + 1}$$

$$P_{32}(s) = \frac{-0,1335s + 0,6509}{0,1660s^2 + 0,9997s + 1}$$

$$P_{13}(s) = \frac{-0,1335s + 0,4843}{0,1660s^2 + 0,8900s + 1}$$

$$P_{33}(s) = \frac{-0,1335s + 0,6509}{0,1660s^2 + 0,8900s + 1}$$

$$P_{14}(s) = \frac{-0,1335s + 0,4843}{0,2242s^2 + 0,9997s + 1}$$

$$P_{34}(s) = \frac{-0,1335s + 0,6509}{0,2242s^2 + 0,9997s + 1}$$

$$P_{21}(s) = \frac{-0,1078s + 0,6509}{0,2242s^2 + 0,8900s + 1}$$

$$P_{41}(s) = \frac{-0,1078s + 0,4843}{0,2242s^2 + 0,8900s + 1}$$

$$P_{22}(s) = \frac{-0,1078s + 0,6509}{0,1660s^2 + 0,9997s + 1}$$

$$P_{42}(s) = \frac{-0,1078s + 0,4843}{0,1660s^2 + 0,9997s + 1}$$

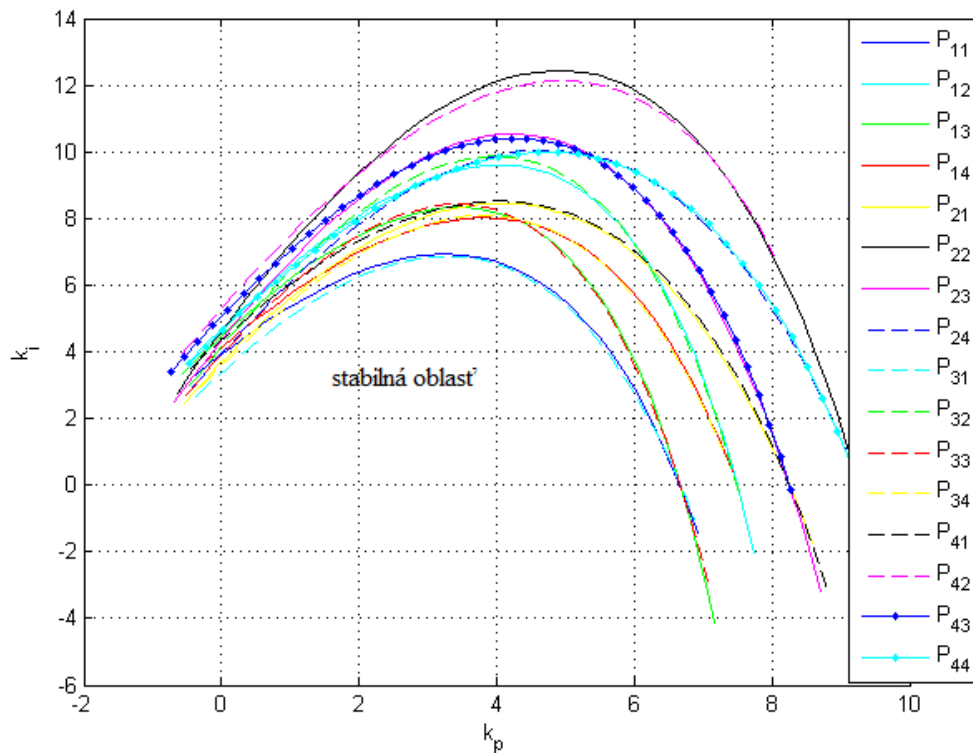
$$P_{23}(s) = \frac{-0,1078s + 0,6509}{0,1660s^2 + 0,8900s + 1}$$

$$P_{43}(s) = \frac{-0,1078s + 0,4843}{0,1660s^2 + 0,8900s + 1}$$

$$P_{24}(s) = \frac{-0,1078s + 0,6509}{0,2242s^2 + 0,9997s + 1}$$

$$P_{44}(s) = \frac{-0,1078s + 0,4843}{0,2242s^2 + 0,9997s + 1}$$

Následne sa pre každý proces vykreslí hranica stability a voľbou testovacích bodov sa zistí, ktorá oblasť je stabilná. Oblasť parametrov regulátora vznikne prienikom všetkých stabilných oblastí (obr.11).



Obr. 11 Hranice stability pre procesy s neurčitost'ou v nominálnej koncentrácii vstupného prúdu reakčnej zmesi

Zo stabilnej oblasti boli vybraté parametre regulátora $k_p = 1,3$ a $k_i = 1,9$ a dosadením do rovnice (40) má výsledný regulátor tvar:

$$C_{r1}(s) = 1,3 + \frac{1,9}{s} \quad (68)$$

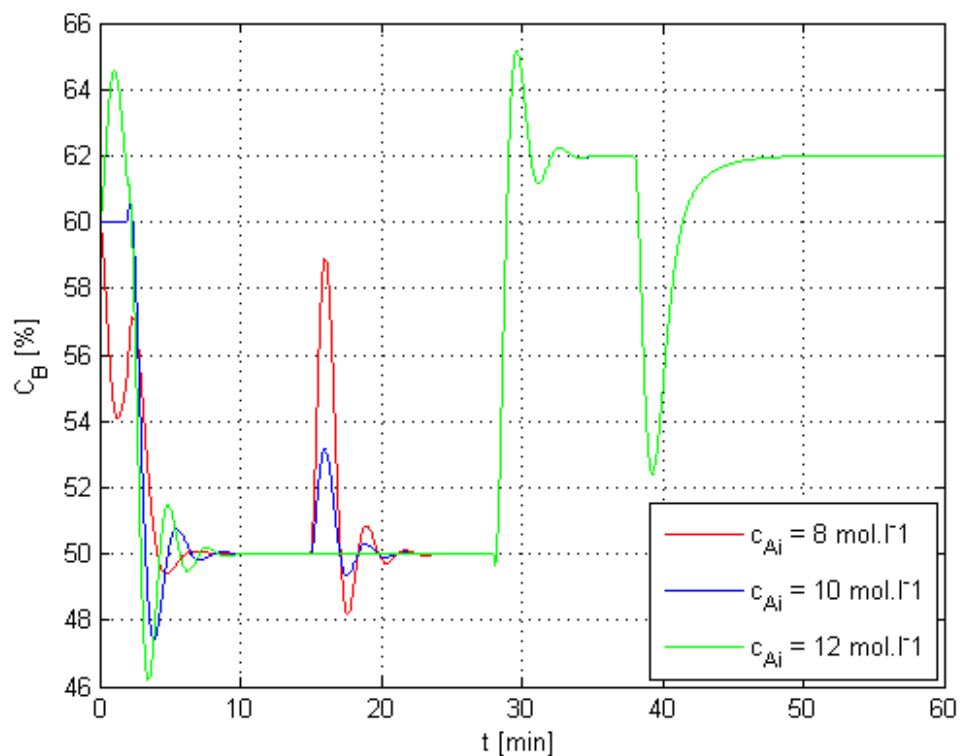
• Porovnanie výsledkov

Ďalej bude sledované ako sa pôvodný systém s koncentráciou nástreku $C_{Ai} = 10 \text{ mol.l}^{-1}$ a hraničné systémy s koncentraciami nástreku $C_{Ai} = 8 \text{ mol.l}^{-1}$ a $C_{Ai} = 12 \text{ mol.l}^{-1}$ budú správať pri riadení navrhnutým robustným regulátorom (68) a klasickým regulátorom navrhnutým Strejcovou metódou (64) pri vplyve porúch a zároveň bude posudzovaná robustnosť a kvalita jednotlivých URO podľa vypočítanej hodnoty maximálnej citlivosti M_s (41) a nadobudnutej hodnoty IAE s poruchami a bez nich. Všetky údaje sú zapísané v tabuľke 4 a 5.

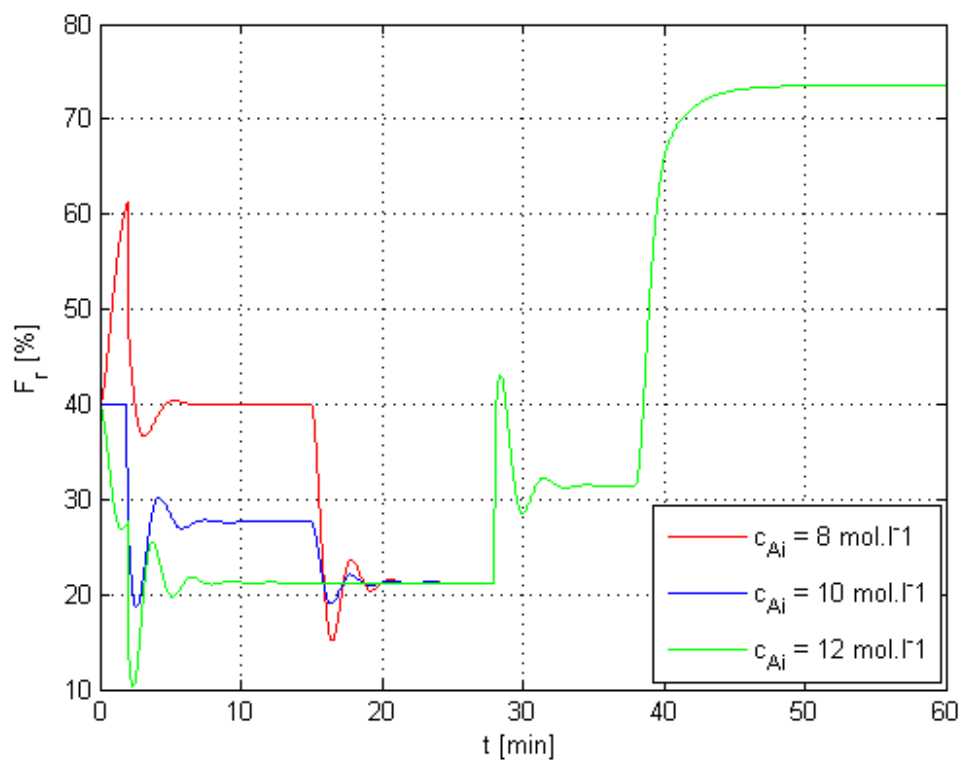
Počas regulácií systémov navrhnutými regulátormi sa opäť uvažovalo, že žiadaná hodnota sa najprv po dvoch minútach zmení zo 60% na 50% a potom v čase 28 minút sa zvýši o 12%, čiže na hodnotu 62%. Na tento systém vplyva porucha, ktorá je v koncentrácii hmotnostného prietoku reaktora C_{Ai} . Jej hodnoty boli postupne menené o $\pm 10\%$, $\pm 15\%$ a $\pm 20\%$ oproti pôvodnej koncentrácii $C_{Ai} = 10 \text{ mol.l}^{-1}$. Vo všetkých prípadoch to bolo najprv v čase 15 minút smerom nahor a potom v čase 38 minút smerom nadol. Porovnanie regulačných pochodov všetkých hraničných procesov dosiahnutých použitím robustného regulátora je znázornené na obrázkoch 12 a 13 a regulačné pochody hraničných systémov dosiahnuté za pomoci regulátora navrhnutého Strejcovou metódou sú na obrázkoch 14 a 15.

Tab. 4 Porovnanie riadenia troch systémov s rôznymi koncentraciami nástreku navrhnutým robustným regulátorom

C_{Ai} [mol.l ⁻¹]	M_s	IAE (bez poruchy)	IAE (porucha 10%)	IAE (porucha 15%)	IAE (porucha 20%)
8	1,47	35,45	49,69	56,52	65,13
10	1,55	24,02	35,53	42,21	50,64
12	1,58	29,26	40,30	44,89	51,40



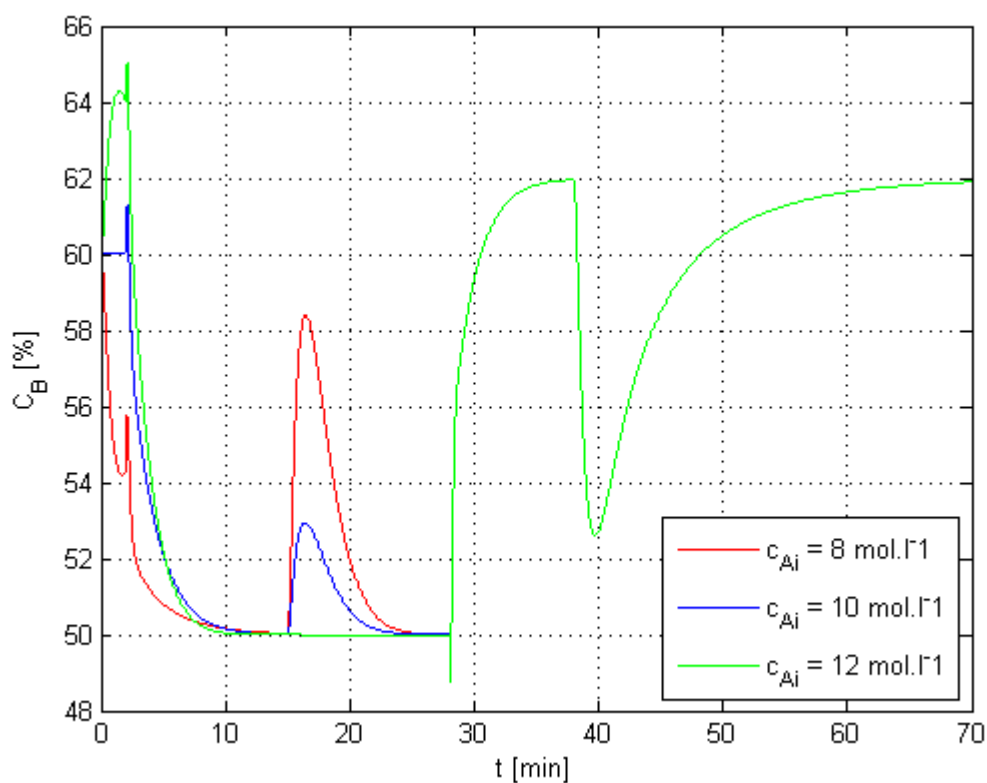
Obr. 12 Sledovanie vplyvu porúch (20%) na priebeh riadenej veličiny pri regulácii systémov s koncentraciami nástreku 8, 10 a 12 mol.l^{-1} navrhnutým robustným regulátorom



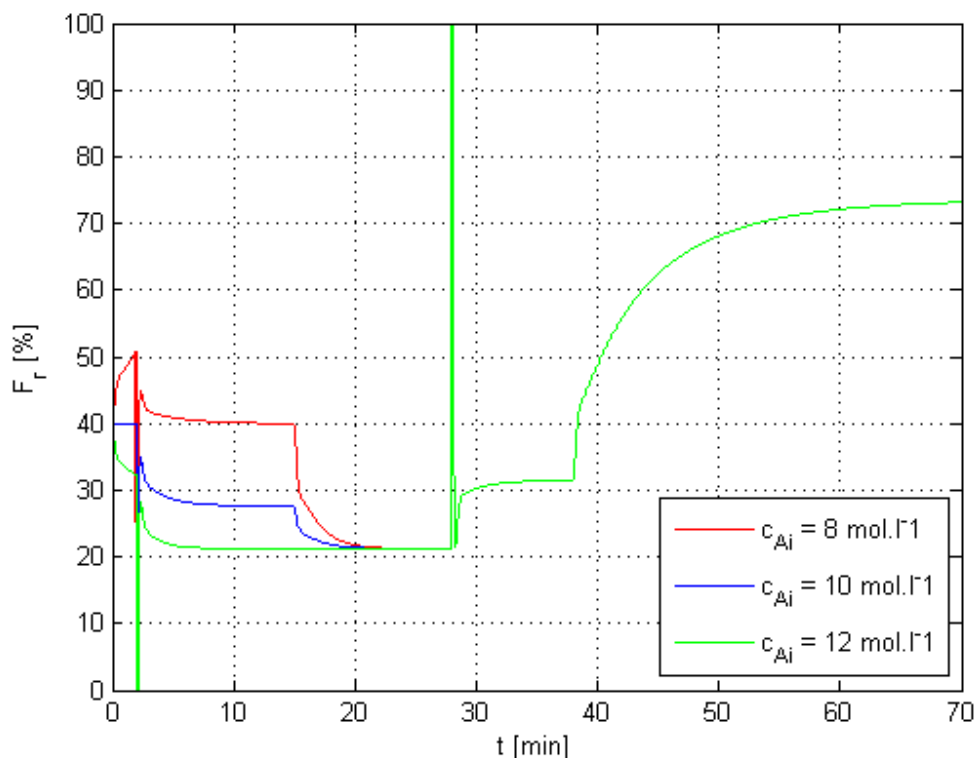
Obr. 13 Akčný zásah pri pôsobení porúch (20%) pri regulácii systémov s koncentraciami nástreku 8, 10 a 12 mol.l^{-1} navrhnutým robustným regulátorom

Tab. 5 Porovnanie riadenia troch systémov s rôznymi koncentraciami nástreku navrhnutým klasickým regulátorom

C_{Ai} [mol.l ⁻¹]	M_S	IAE (bez poruchy)	IAE (porucha 10%)	IAE (porucha 15%)	IAE (porucha 20%)
8	1,32	68,34	87,59	104,21	126,70
10	1,47	43,66	71,32	87,93	110,41
12	1,65	45,30	79,96	91,98	110,42



Obr. 14 Sledovanie vplyvu porúch (20%) na priebeh riadenej veličiny pri regulácii systémov s koncentraciami nástreku 8, 10 a 12 mol.l⁻¹ navrhnutým klasickým regulátorom



Obr. 15 Akčný zásah pri pôsobení porúch (20%) pri regulácii systémov s koncentráciami nástreku 8, 10 a 12 mol.l^{-1} navrhnutým klasickým regulátorom

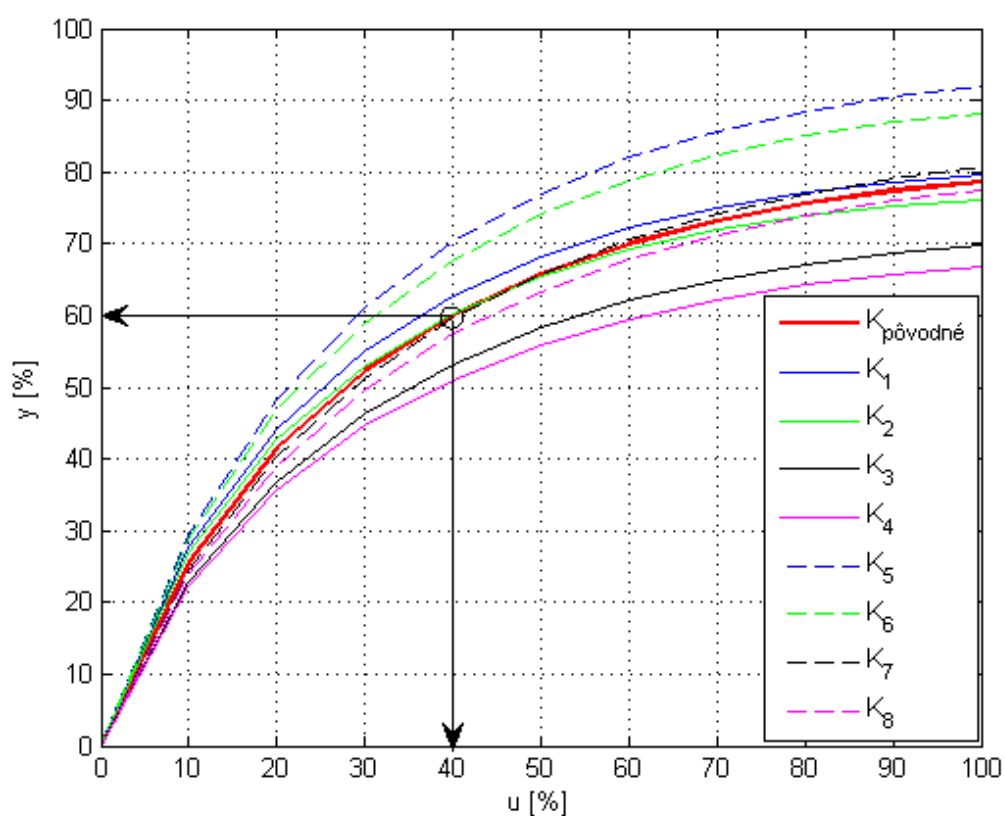
Ako je vidieť z obrázkov 12 a 14 oba regulátory dokázali riadiť všetky systémy aj s vplyvom 20% - nej poruchy. Avšak porovnaním tabuliek 4 a 5 je vidieť, že URO s robustným regulátorom dosahoval vo všetkých možnostiach lepšie hodnoty IAE ako regulátor navrhnutý Strejcovou metódou, aj napriek tomu, že URO s klasickým regulátorom je podľa hodnoty M_S taktiež robustný.

4.4.2 Neurčitost' v rýchlostných konštantách chemických reakcií (k_i ($i = 1, 2, 3$))

V druhom prípade je uvažované, že neurčitost' bude vznikať v rýchlostných konštantách chemických reakcií. Tieto sa budú meniť v rozsahu $\pm 10\%$ pri nominálnej koncentrácii nástreku $C_{Ai} = 10 \text{ mol.l}^{-1}$ a je nutné spraviť ich všetky možné kombinácie (tab.6). Následne sa vykreslia statické charakteristiky systémov s týmito konštantami (obr. 16).

Tab. 6 Kombinácie možností rýchlostných konštánt

označenie	Rýchlostné konštanty		
	k_1 [min^{-1}]	k_2 [min^{-1}]	k_3 [min^{-1}]
$K_{\text{pôvodné}}$	5/6	5/3	1/6
K_1	0,75	1,5	0,15
K_2	0,75	1,5	0,1833
K_3	0,75	1,8333	0,15
K_4	0,75	1,8333	0,1833
K_5	0,9167	1,5	0,15
K_6	0,9167	1,5	0,1833
K_7	0,9167	1,8333	0,15
K_8	0,9167	1,8333	0,1833



Obr. 16 Statické charakteristiky pri neurčitosti v rýchlostných konštantách reakcií

Uvažovať budeme stále ten istý pracovný bod $y_0 = 60\%$ a $u_0 = 40\%$.

Opäť sa zopakuje celý proces identifikácie pre všetkých 8 systémov, aby sme vedeli opísať tento systém ako systém s intervalovou neurčitosťou. V tabuľke 7 sú uvedené hodnoty všetkých identifikovaných parametrov a ich dosadením do rovnice (25) získané modely jednotlivých systémov.

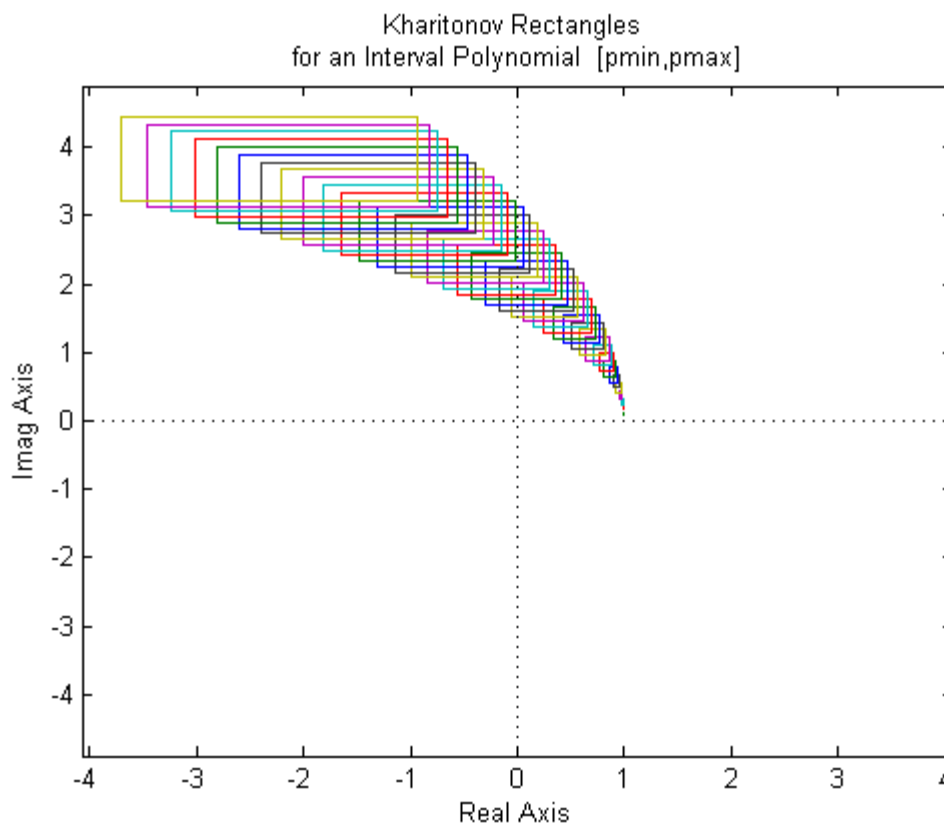
Tab. 7 Hodnoty identifikovaných parametrov pre systémy s neurčitosťou v rýchlostných konštantách

Rýchlostné konštanty	Identifikované parametre				Identifikované prenosy
	K	T	a	b	
K_1	0,5491	0,684	0,6284	0,3855	$P(s) = \frac{-0,1448s + 0,5491}{0,294s^2 + 1,1139s + 1}$
K_2	0,5184	0,666	0,5877	0,3919	$P(s) = \frac{-0,1353s + 0,5184}{0,2607s^2 + 1,0574s + 1}$
K_3	0,5069	0,636	0,4480	0,3234	$P(s) = \frac{-0,1043s + 0,5069}{0,1799s^2 + 0,9189s + 1}$
K_4	0,4787	0,612	0,4186	0,3330	$P(s) = \frac{-0,0976s + 0,4787}{0,1568s^2 + 0,8682s + 1}$
K_5	0,6766	0,672	0,5406	0,3532	$P(s) = \frac{-0,1606s + 0,6766}{0,2441s^2 + 1,0353s + 1}$
K_6	0,6401	0,654	0,4940	0,3400	$P(s) = \frac{-0,1423s + 0,6401}{0,2113s^2 + 0,9771s + 1}$
K_7	0,6204	0,624	0,3745	0,2951	$P(s) = \frac{-0,1142s + 0,6204}{0,1458s^2 + 0,8577s + 1}$
K_8	0,5877	0,606	0,3281	0,2805	$P(s) = \frac{-0,0999s + 0,5877}{0,1205s^2 + 0,8048s + 1}$

Teda teraz môže byť podľa rovnice (44) vybratím dolných a horných hraníc identifikovaných prenosov (tab. 7), získaný systém s intervalovou neurčitosťou v tvare:

$$P_{int2}(s) = \frac{[-0,1606; -0,0976]s + [0,4787; 0,6766]}{[0,1205; 0,2940]s^2 + [0,8048; 1,1139]s + 1} \quad (69)$$

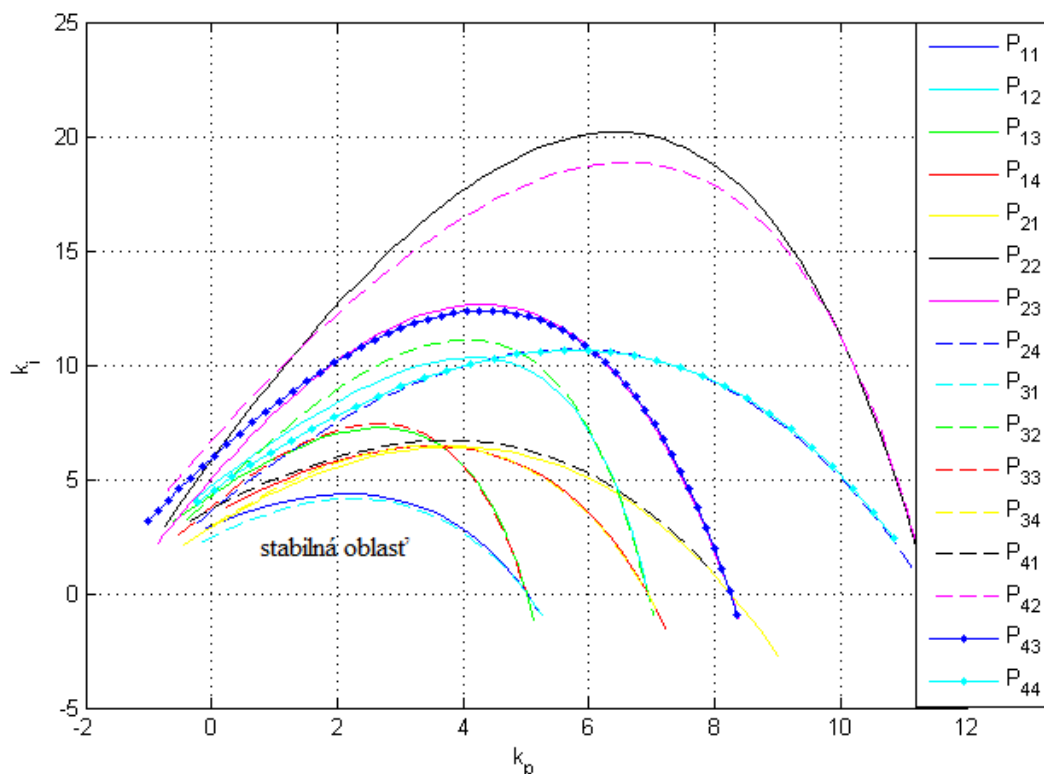
Vytvorením 4 Charitonovových polynómov podľa (3) a vykreslením množiny hodnôt tohto intervalového systému pomocou príkazu `khplot` (obr. 17) sa opäť posúdi jeho stabilita.



Obr. 17 Overenie stability intervalového polynómu $P_{int2}(s)$

Na obrázku 17 je viditeľné, že všetky Charitonovove obdĺžniky obchádzajú nulu, preto podľa vety o vylúčení nuly je intervalový prenos (69) stabilný.

Na návrh robustného regulátora bude tak isto použitá metóda D-rozkladu ako v predchádzajúcom prípade. Opäť sa vytvoria 4 Charitonovove polynómy čitateľa a menovateľa podľa rovníc (47) a (48) a kombináciou týchto polynómov podľa rovnice (46) vznikne 16 Charitonovových procesov. Pre každý proces sa vykreslí hranica stability a pomocou testovacích bodov z jednotlivých oblastí sa zistí, ktorá oblasť je stabilná a ktorá nie. Oblasťou parametrov regulátora je tá časť (k_p, k_i) -roviny, ktorá vznikne ako prienik všetkých stabilných oblastí (obr. 18).



Obr. 18 Hranice stability pre procesy s neurčitosťou v rýchlostných konštantách chemických reakcií

Parametre regulátora sú vybrané zo stabilnej oblasti (obr. 18) - $k_p = 1,0$, $k_i = 1,6$ a po ich dosadení do rovnice (45) dostaneme regulátor v tvare:

$$C_{r2}(s) = 1 + \frac{1,6}{s} \quad (70)$$

• Porovnanie výsledkov

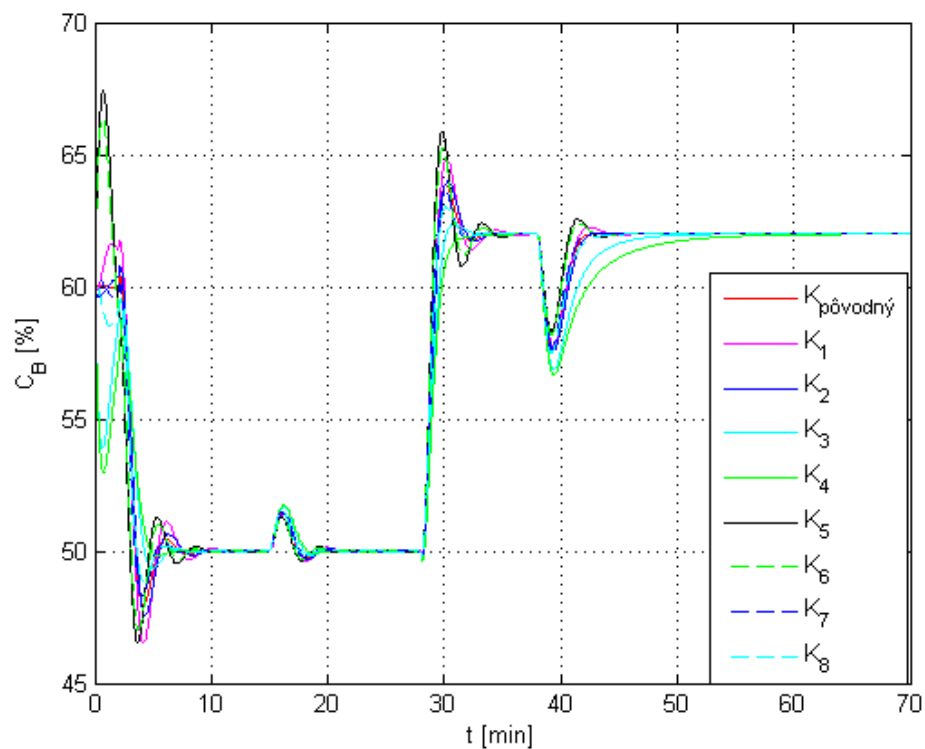
Ďalej bude sledované ako sa budú správať jednotlivé systémy s rôznymi kombináciami rýchlostných konštánt pri riadení navrhnutým robustným regulátorom (70) a regulátorom navrhnutým Strejcovou metódou (64) pri vplyve porúch a zároveň bude posudzovaná robustnosť a kvalita URO s jednotlivými vrcholovými systémami podľa vypočítanej hodnoty maximálnej citlivosti M_S (41) a nadobudnutej hodnoty IAE s poruchami a bez nich. Všetky údaje sú zapisované do tabuľky 8 a 9.

Pri regulácii systémov navrhnutým robustným regulátorom sa uvažovalo, že žiadaná hodnota sa najprv po dvoch minútach zmení zo 60% na 50% a potom v čase 28 minút sa zvýši o 12%, čiže na hodnotu 62%. Na tento systém vplýva porucha, ktorá je

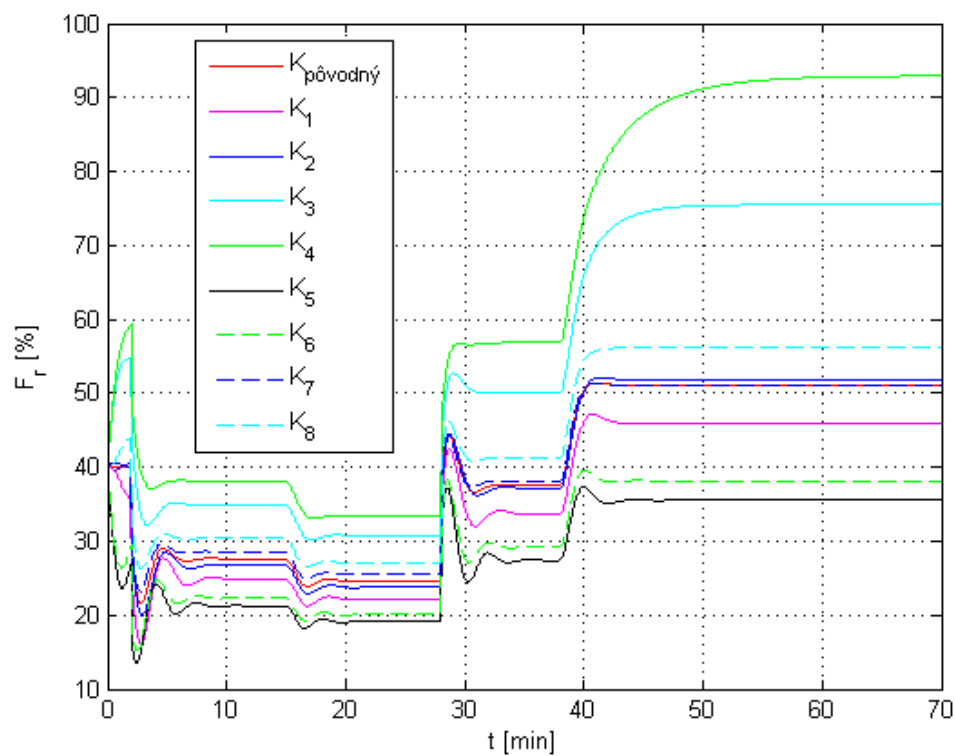
v koncentrácii hmotnostného prietoku reaktora C_{Ai} . Jej hodnoty boli postupne menené o $\pm 8\%$, $\pm 10\%$ a $\pm 15\%$ oproti pôvodnej koncentrácii $C_{Ai} = 10 \text{ mol.l}^{-1}$. Vo všetkých prípadoch to bolo najprv v čase 15 minút smerom nahor a potom v čase 38 minút smerom nadol. Porovnanie regulačných pochodov všetkých hraničných procesov dosiahnutých použitím robustného regulátora s 8% - nou poruchou je znázornené na obrázkoch 19 a 20 a s poruchou 10% na obrázkoch 21 a 22.

Tab. 8 Porovnanie riadenia ôsmich systémov s rôznymi kombináciami rýchlostných konštánt chemických reakcií navrhnutým robustným regulátorom

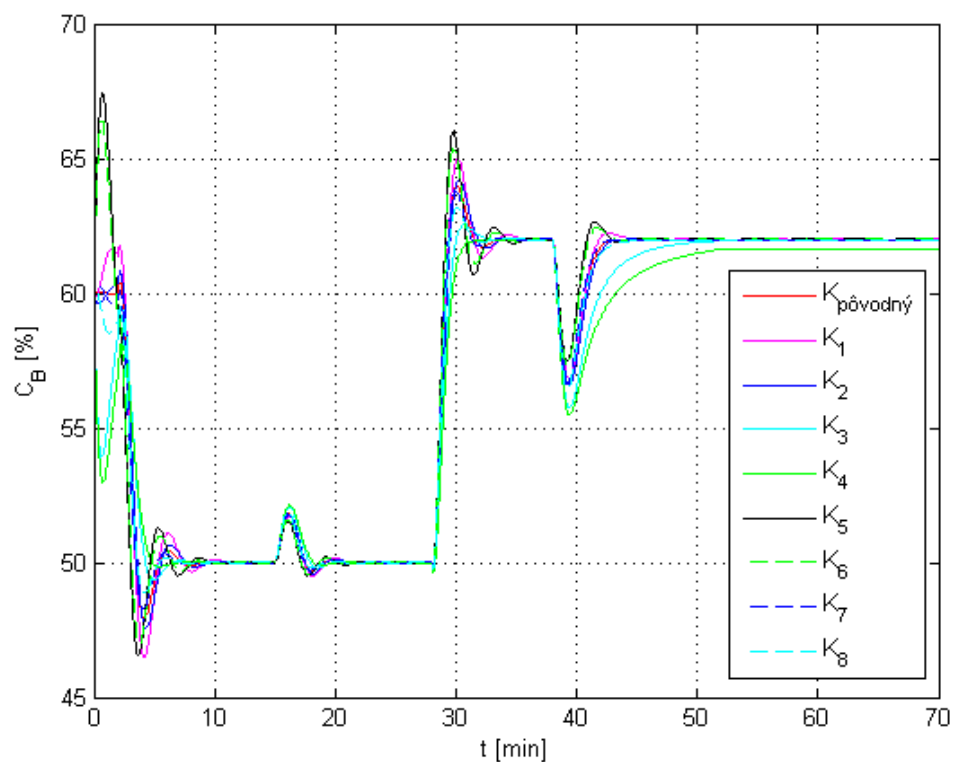
K_i	M_S	IAE (bez poruchy)	IAE (porucha 8%)	IAE (porucha 10%)	IAE (porucha 15%)
$K_{pôvodné}$	1,43	25,72	36,41	39,21	47,07
K_1	1,57	33,81	44,86	47,57	54,59
K_2	1,50	29,53	41,11	44,14	53,06
K_3	1,35	36,73	53,29	58,66	∞
K_4	1,31	41,38	62,14	∞	∞
K_5	1,62	34,46	43,25	45,36	50,57
K_6	1,52	31,69	40,41	42,53	47,82
K_7	1,37	23,60	33,73	36,41	43,69
K_8	1,32	24,03	35,18	38,18	46,53



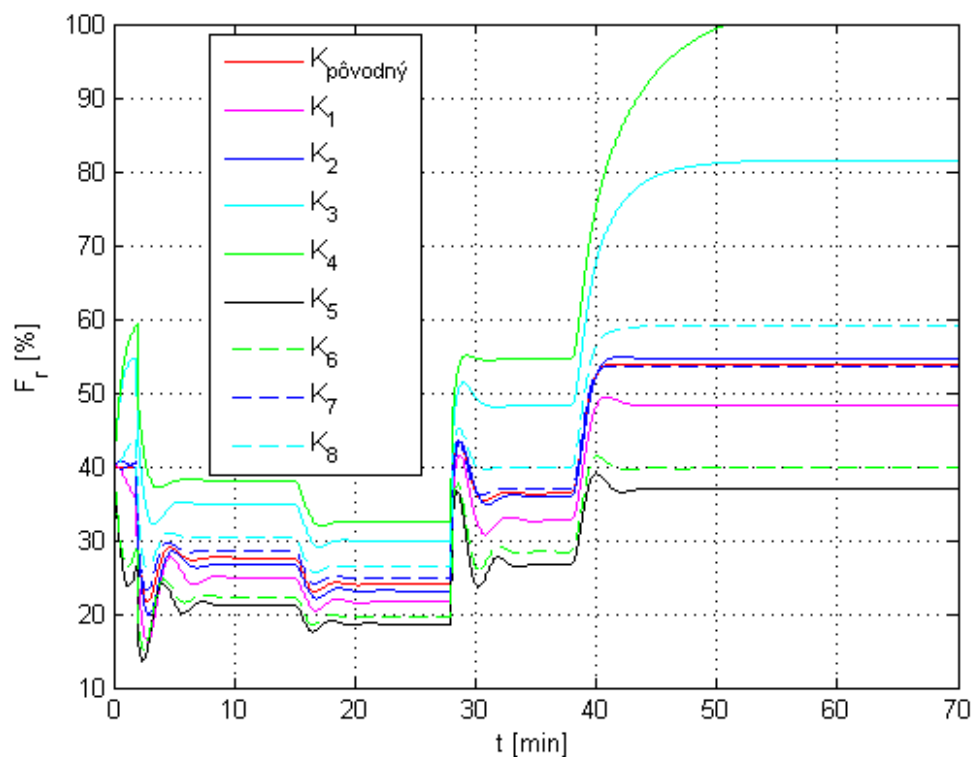
Obr. 19 Sledovanie vplyvu porúch (8%) na priebeh riadenej veličiny pri regulácii hraničných systémov K_i navrhnutým robustným regulátorom



Obr. 20 Akčný zásah pri pôsobení porúch (8%) pri regulácii hraničných systémov K_i navrhnutým robustným regulátorom



Obr. 21 Sledovanie vplyvu porúch (10%) na priebeh riadenej veličiny pri regulácii hraničných systémov K_i navrhnutým robustným regulátorom

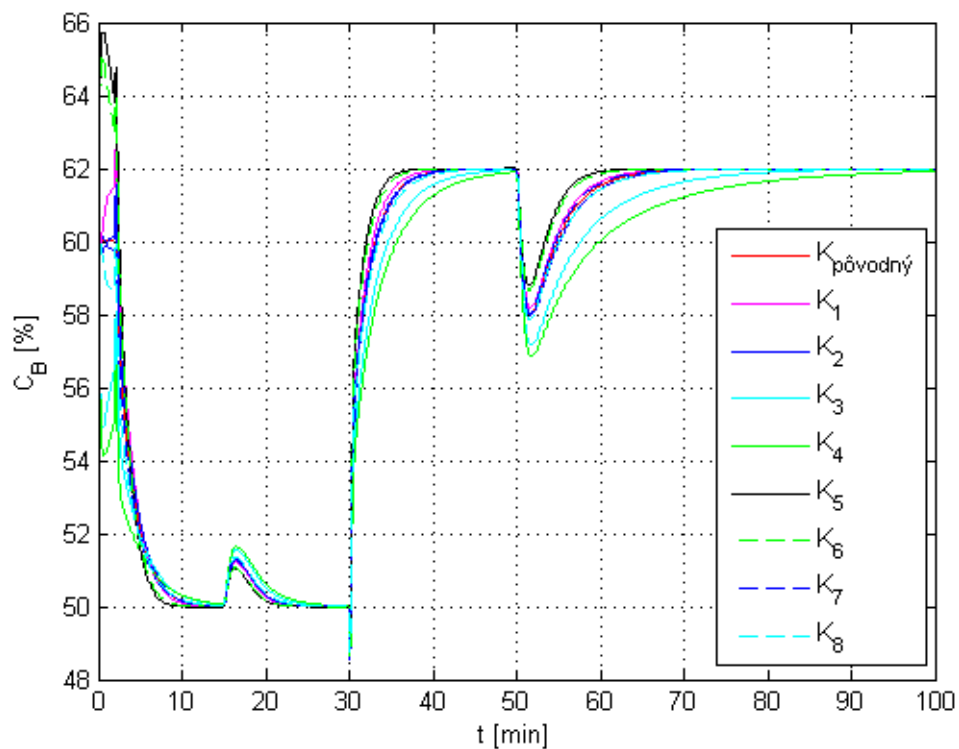


Obr. 22 Akčný zásah pri pôsobení porúch (10%) pri regulácii hraničných systémov K_i navrhnutým robustným regulátorom

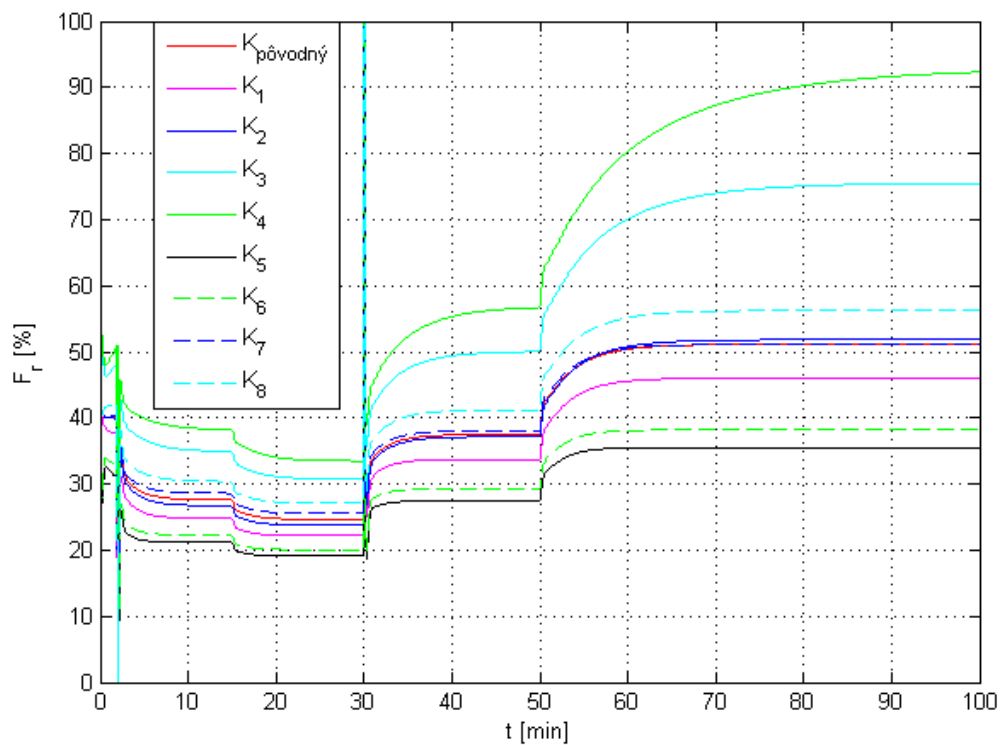
Tab. 9 Porovnanie riadenia ôsmich systémov s rôznymi kombináciami rýchlostných konštánt chemických reakcií regulátorom navrhnutým Strejcovou metódou

K_i	M_s	IAE (bez poruchy)	IAE (porucha 8%)	IAE (porucha 10%)	IAE (porucha 15%)
$K_{pôvodné}$	1,47	43,66	65,46	71,48	88,57
K_1	1,35	45,63	65,25	70,67	86,06
K_2	1,37	46,90	69,73	76,21	95,34
K_3	1,39	63,41	101,00	113,13	∞
K_4	1,44	72,06	122,53	∞	∞
K_5	1,50	44,51	58,32	61,94	71,61
K_6	1,51	44,49	59,51	63,48	74,17
K_7	1,61	41,62	62,94	68,72	84,78
K_8	1,63	45,18	69,15	75,75	94,53

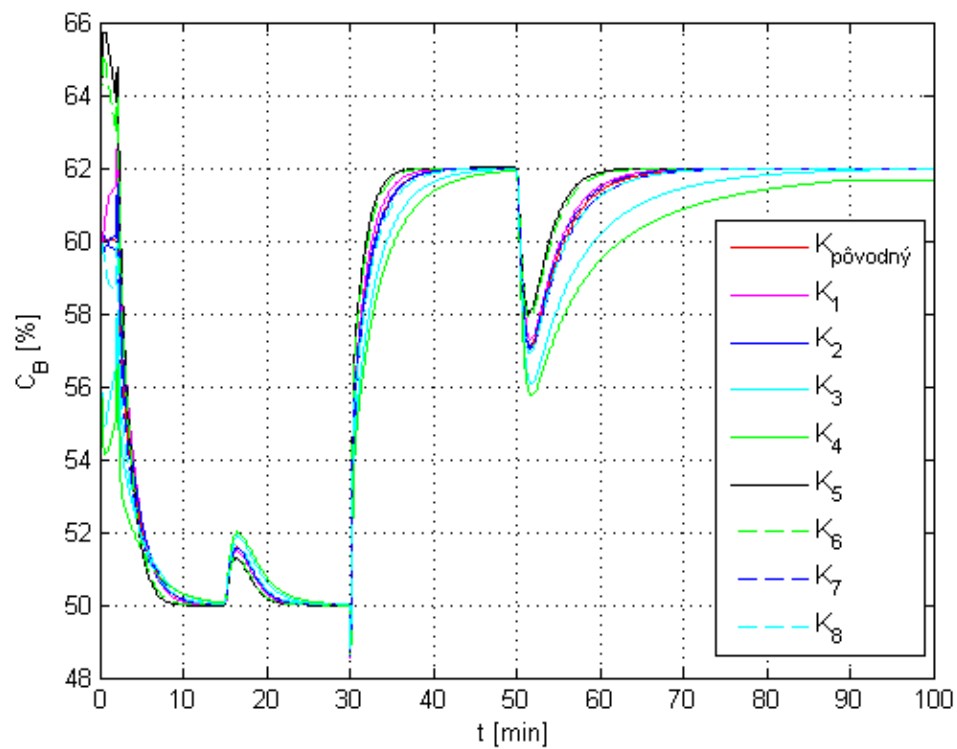
Pri regulácii systémov regulátorom navrhnutým Strejcovou metódou sa uvažovalo, že žiadaná hodnota sa najprv po dvoch minútach zmení zo 60% na 50% a potom v čase 30 minút sa zvýši o 12%, čiže na hodnotu 62%. Na tento systém vplýva porucha, ktorá je v koncentrácii hmotnostného prietoku reaktora C_{Ai} . Jej hodnoty boli postupne menené o $\pm 8\%$, $\pm 10\%$ a $\pm 15\%$ oproti pôvodnej koncentrácii $C_{Ai} = 10 \text{ mol.l}^{-1}$. Vo všetkých prípadoch to bolo najprv v čase 15 minút smerom nahor a potom v čase 50 minút smerom nadol. Porovnanie regulačných pochodov všetkých hraničných procesov dosiahnutých použitím klasického regulátora je znázornené na obrázkoch 23 a 24 pri vplyve poruchy 8%. Na obrázkoch 25 a 26 sú porovnané regulačné pochody pri použití klasického regulátora a vplyve 10% - nej poruchy.



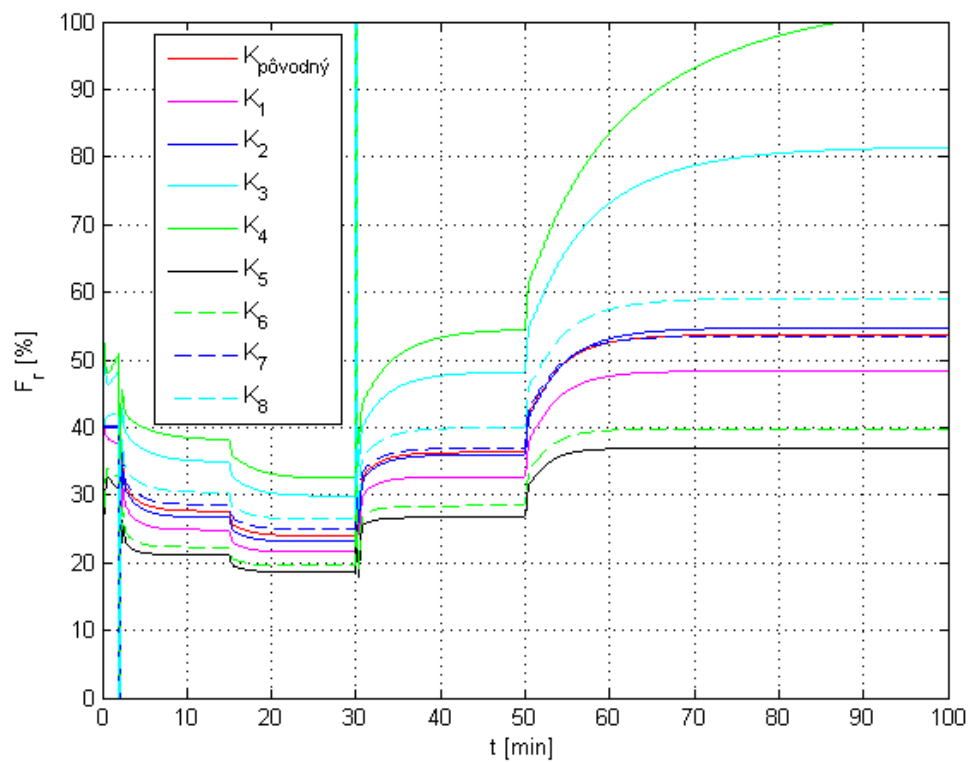
Obr. 23 Sledovanie vplyvu porúch (8%) na priebeh riadenej veličiny pri regulácii hraničných systémov K_i navrhnutým klasickým regulátorom



Obr. 24 Akčný zásah pri pôsobení porúch (8%) pri regulácii hraničných systémov K_i navrhnutým klasickým regulátorom



Obr. 25 Sledovanie vplyvu porúch (10%) na priebeh riadenej veličiny pri regulácii hraničných systémov K_i navrhnutým klasickým regulátorom



Obr. 26 Akčný zásah pri pôsobení porúch (10%) pri regulácii hraničných systémov K_i navrhnutým klasickým regulátorom

V tomto prípade oba regulátory zvládli uregulovať tieto systémy iba s 8%-nou poruchou (obr. 19 a 23). Ako je vidieť z obrázkov 21 a 25, pri 10% - nej poruche už ani robustný regulátor, ani regulátor navrhnutý Strejcovou metódou nedokázal uradiť niektoré hraničné systémy. Porovnaním tabuliek 8 a 9 je vidieť, že URO s robustným regulátorom dosahoval vo všetkých možnostiach lepšie hodnoty IAE ako regulátor navrhnutý Strejcovou metódou, aj napriek tomu, že URO s klasickým regulátorom je podľa hodnoty M_S taktiež robustný. Z obrázkov 19 a 21 je tiež vidieť, že lepší je robustný regulátor, pretože pri riadení systémov klasickým regulátorom (obr. 23) nereagovali tieto systémy na zmenu žiadanej hodnoty tak rýchlo, ako to bolo v prípade robustného regulátora (obr. 19) a pri vplyve porúch sa tiež dostávali pomaľšie na požadovanú hodnotu.

Záver

Prvá časť tejto práce opisuje pojmy ako neurčitosť, neurčité systémy a v jednoduchosti klasifikuje jednotlivé typy neurčitostí. Keďže v celej ďalšej práci sa už pracuje iba s pojmom intervalová neurčitosť, je tu opísané ako sa určuje stabilita systémov s takýmto druhom neurčitosti a to dvoma spôsobmi – Charitonovovou vetou a vetou o vylúčení nuly.

Druhá časť práce oboznamuje so všeobecným a zjednodušeným postupom identifikácie neminimálne fázových systémov. Po identifikácii nasledujú dve metódy návrhu regulátorov pre tieto systémy. Jednou z nich je tzv. DS-d metóda nastavovania regulátorov, ktorá odstraňuje vplyv poruchy.

V tretej časti je opísaná analýza robustnosti pomocou citlivosti uzavretého regulačného obvodu, jej odporúčané hodnoty a požiadavka na minimálnu hodnotu robustnosti. Je tu opísaná druhá metóda návrhu regulátorov, a to návrh robustných regulátorov pomocou metódy D-rozkladu, ktoré zabezpečujú reguláciu neminimálne fázových systémov pri vplyve neurčitostí.

V poslednej - štvrtej časti sú predchádzajúce znalosti aplikované na príklade izotermického prietokového chemického reaktora s dokonalým miešaním reakčnej zmesi. Po identifikácii, je tu najprv navrhnutých 8 regulátorov DS-d metódou nastavovania regulátorov a to pre τ_{cmin} a pre hodnoty τ_c menšie a väčšie ako τ_{cmin} . Jeden regulátor bol po zanedbaní neminimálne fázového správania a identifikácii tohto systému Strejcovou metódou identifikácie navrhnutý jednou z klasických metód, a to Strejcovou metódou návrhu regulátorov. Simulačne bolo zistené, že čím väčšie bude zvolené τ_c ako τ_{cmin} , tým menšia bude citlivosť M_S , ale väčšie IAE a systém sa bude horšie dostávať na žiadanú hodnotu. V simuláciách boli brané do úvahy aj vplyvy poruchových veličín 10%, 15% a 20%. Zistilo sa, že všetky navrhnuté regulátory dokázali odstrániť vplyv uvažovaných porúch.

Ďalej sú navrhované 2 robustné regulátory. Jeden z nich za predpokladu, že neurčitosť sa nachádza v nominálnej koncentrácii nástreku a druhý pri neurčitosti v rýchlostných konštantách chemických reakcií a sú porovnávané s predtým navrhnutým regulátorom navrhnutým Strejcovou metódou. V oboch prípadoch sa podarilo všetky hraničné systémy uregulovať na žiadanú hodnotu, no pri vplyve porúch

už niektoré nie. Pri porovnaní riadenia systému s robustnými a regulátorom navrhnutým Strejcovou metódou bolo zistené, že robustné regulátory v každom prípade reagovali lepšie a mali aj lepšiu kvalitu riadenia.

Zoznam použitej literatúry

- [1] Veselý, V. - Harsányi, L.: *Robustné riadenie dynamických systémov*, Bratislava : Slovenská technická univerzita v Bratislave, 2007, ISBN 978-80-227- 2801-0.
- [2] Barmish, B. Ross.: *New Tools for Robustness of Linear Systems*, New York: Macmillan Publishing Company, 1994, ISBN 0-02-306055-7
- [3] Bakošová, M.: *Robustné riadenie*, Bratislava, 2010. Prednášky dostupné na <http://www.kirp.chtf.stuba.sk/moodle/>
- [4] Balaguer, P., Alfaro, V.M., Arrieta, O.: *Second order inverse response process identification from transient step response*, ISA Transactions, 50, 231–238, 2011.
- [5] Balaguer, P., Ibeas, A., Pedret, C., Alcántara, S.: *Controller parameter dependence on model information through dimensional analysis*, IEEE conference on decision and control, 2009.
- [6] Alfaro, V.M., Balaguer, P., Arrieta, O.: *Robustness Considerations on PID Tuning for Regulatory Control of Inverse Response Processes*, 2012
- [7] Åström, K., Hägglund, T.: *PID controllers: theory, design and tuning*, Instrument Society of America, 1995.
- [8] Linoya, K., Altpeter, R.: *Inverse response in process control*, Industrial and Engineering Chemistry Research 1962;54(7):39–43.
- [9] Bakošová, M. - Fikar, M.: *Riadenie precesov*, STU v Bratislave, 2008, ISBN 978-80-227-2841-6.