

SLOVENSKÁ TECHNICKÁ UNIVERZITA V BRATISLAVE
Fakulta chemickej a potravinárskej technológie

Evidenčné číslo: FCHPT-5415-44247

Riadenie tepelno-optickej sústavy

Bakalárska práca

2013

Daniela Pakšiová

SLOVENSKÁ TECHNICKÁ UNIVERZITA V BRATISLAVE
Fakulta chemickej a potravinárskej technológie

Evidenčné číslo: FCHPT-5415-44247

Riadenie tepelno-optickej sústavy

Bakalárska práca

Študijný program: automatizácia, informatizácia a manažment v chémii a potravinárstve

Číslo študijného odboru: 2621

Názov študijného odboru: 5.2.14 automatizácia, 5.2.52 priemyselné inžinierstvo

Školiace pracovisko: Ústav informatizácie, automatizácie a matematiky

Vedúci záverečnej práce: Ing. Jana Závacká, PhD.

Bratislava 2013

Daniela Pakšiová



ZADANIE BAKALÁRSKEJ PRÁCE

Študentka: **Daniela Pakšiová**
ID študenta: 44247
Študijný program: automatizácia, informatizácia a manažment v chémii a potravinárstve
Kombinácia študijných odborov: 5.2.14 automatizácia, 5.2.52 priemyselné inžinierstvo
Vedúca práce: Ing. Jana Závacká, PhD.

Názov práce: **Riadenie tepelno-optickej sústavy**

Špecifikácia zadania:

Práca sa zaoberá identifikáciou reálneho procesu (tepelno-optickej sústavy) a nasledovným návrhom a riadením zariadenia rôznymi typmi regulátorov.

Úlohy:

1. Identifikácia procesu
2. Návrh regulátorov
3. Aplikácia navrhnutých regulátorov na reálnom zariadení

Rozsah práce: 30

Riešenie zadania práce od: 18. 02. 2013

Dátum odovzdania práce: 25. 05. 2013


Daniela Pakšiová
študentka




prof. Ing. Miroslav Fikar, DrSc.
vedúci pracoviska


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

Pod'akovanie

Na tomto mieste by som sa chcela poďakovať vedúcej bakalárske práce Ing. Jane Závackej, PhD. za jej odborné vedenie, cenné rady, pripomienky ako aj jej čas a trpezlivosť pri realizácii mojej bakalárskej práce. Rovnaká vďaka patrí aj mojej rodine za ich neustálu morálnu podporu.

Prehlásenie

Čestne prehlasujem, že bakalársku prácu som vypracovala samostatne podľa pokynov vedúcej bakalárskej práce, s použitím literatúry, uvedenej v závere v zozname bibliografických údajoch.

V Bratislave, 23.05.2013

.....

Abstrakt

Bakalárska práca sa zaoberá kombinovanou tepelno-optickou sústavou uDAQ28/LT, v laickom pojme žiarovka, ktorá je školským laboratórnym zariadením určená na výučbu v oblasti riadenia procesov. Hlavným cieľom práce je riadenie reálneho procesu tepelno-optickej sústavy a s tým spojená identifikácia spolu s návrhom rôznych typov PID regulátorov a ich nasledovným implementovaním na systéme. Celá práca bola realizovaná v matematickom simulačnom programovom balíku Matlab.

Kľúčové slová: tepelno-optická sústava, PID regulátor, identifikácia, riadenie

Abstract

Bachelor thesis deals with combined thermo-optical plant uDAQ28/LT, in laic terms also bulb, which is educational laboratory equipment used for teaching in the field of process control. The main objective of this work is the control of the real process of thermo-optical system and with its related identification and design of different types of PID controllers and their following implementation on the system. The whole work was realized in the mathematical simulation program package Matlab.

Keywords: thermo-optical plant, PID controller, identification, control

OBSAH

Zoznam obrázkov	9
Zoznam tabuliek	10
Zoznam skratiek	11
1. Úvod	12
2. Teoretická časť	13
2.1. Tepelno-optická sústava	13
2.1.1. Optický a tepelný kanál sústavy	14
2.2. Spracovanie prechodovej charakteristiky	14
2.3. Identifikácia systému	15
2.3.1. Identifikácia systému 1.rádu s dopravným oneskorením	15
2.3.2. Identifikácia systému Strejcovou metódou	16
2.4. Porovnanie reálneho a identifikovaného modelu	18
2.5. Dopravné oneskorenie	18
2.5.1. Aproximácie systému 1. rádu s dopravným oneskorením	19
2.6. Návrh regulátorov	19
2.6.1. Analytické metódy syntézy PID regulátora	20
2.6.1.1. Metóda umiestnenia pólov	20
2.6.1.2. Naslinova metóda	21
2.6.1.3. Diofantická rovnica a polynomický návrh PA regulátora	22
2.6.1.3.1. Integrovaná činnosť regulátora	23
2.6.2. Experimentálne metódy syntézy PID regulátora	23
2.6.2.1. Strejcova metóda	23
2.6.2.2. Ziegler – Nicholsova metóda	24
2.6.2.3. Wang-Juang-Chanová metóda	24
2.6.2.4. Chien-Hrones-Reswicková metóda	25
2.6.2.5. Haalmanová metóda	25
2.6.2.6. St. Clair metóda	26
2.6.2.7. Åström-Hägglundová metóda	26
2.7. Ukazovatele kvality regulácie	28
3. Praktická časť	30
3.1. Spracovanie prechodovej charakteristiky	30
3.2. Identifikácia systému ako systém 1.rádu	31

3.3. Identifikácia systému Strejcovou metódou	32
3.4. Porovnanie reálneho a identifikovaného modelu	33
3.5 Výpočet regulátorov	34
3.5.1. Metóda umiestnenia pólov	35
3.5.2. Návrh PA regulátora.....	38
3.5.3. Ziegler – Nicholsova metóda	39
3.5.4. Wang-Juang-Chanová metóda	40
3.5.5. Chien-Hrones-Reswicková metóda.....	41
3.5.6. Haalmanová metóda	44
3.5.7. St. Clair metóda.....	45
3.5.8. Åström-Hägglundová metóda	46
4. Záver.....	49
5. Zoznam bibliografických odkazov	50
6. Príloha	52

Zoznam obrázkov

Obr. 1 Tepelno-optická sústava.....	13
Obr. 2 Schéma tepelno-optickej sústavy	14
Obr. 3 PCH 1. rádu s dopravným oneskorením	16
Obr. 4 PCH vyššieho rádu.....	17
Obr. 5 Schéma uzavretého regulačného obvodu	19
Obr. 6 Uzavretý obvod s integrátorom.....	23
Obr. 7 Prechodová charakteristika URO	28
Obr. 8 Schéma ukazovateľa kvality IAE pripojená k URO	29
Obr. 9 Skokové zmeny vstupnej veličiny.....	30
Obr. 10 Normované PCH a výsledná prechodová charakteristika.....	31
Obr. 11 Odčítanie hodnôt pri identifikácii systému 1 rádu	31
Obr. 12 Identifikovaný prenos 1. rádu s dopravným oneskorením	32
Obr. 13 Odčítanie hodnôt z PCH Strejcovou metódou	32
Obr. 14 Zidentifikovaný prenos Strejcovou metódou	33
Obr. 15 Porovnanie modelov	34
Obr. 16 Riadenie sústavy P regulátorom pre 1. rád	37
Obr. 17 Riadenie sústavy PD regulátorom pre 2. rád	37
Obr. 18 Riadenie sústavy PA regulátorom pre 1. rád	39
Obr. 19 Riadenie sústavy PI regulátorom pre 2. rád	40
Obr. 20 Riadenie sústavy pomocou Wang-Juang-Chanovým PID regulátorom	41
Obr. 21 Riadenie sústavy P regulátorom pre $\sigma_{max} = 0\%$	42
Obr. 22 Riadenie sústavy PI regulátorom pre $\sigma_{max} = 0\%$	43
Obr. 23 Riadenie sústavy PID regulátorom pre $\sigma_{max} = 0\%$	43
Obr. 24 Riadenie sústavy PI regulátorom pre $\sigma_{max} = 20\%$	44
Obr. 25 Riadenie sústavy Haalmanovým PI regulátorom.....	45
Obr. 26 Riadenie sústavy St. Clairovým PI regulátorom.....	46
Obr. 27 Riadenie sústavy PI regulátorom s $M_S = 2$	47
Obr. 28 Riadenie sústavy PI regulátorom s $M_S = 1,4$	48
Obr. 29 Riadenie sústavy PID regulátorom s $M_S = 1,4$	48

Zoznam tabuliek

Tab. 1	Tabuľka pre metódu identifikácie Strejcovou metódou	17
Tab. 2	Závislosť koeficienta α od maximálneho preregulovania	21
Tab. 3	Syntéza regulátora podľa Strejca	24
Tab. 4	Syntéza regulátora podľa Ziegler-Nicholsa	24
Tab. 5	Syntéza regulátora podľa Wang-Juang-Chana	25
Tab. 6	Syntéza regulátora podľa Chien-Hrones-Reswicka	25
Tab. 7	Syntéza regulátora podľa Haalmana	26
Tab. 8	Syntéza regulátora podľa St. Claira	26
Tab. 9	Syntéza regulátora podľa Åström-Hägglunda	27
Tab. 10	Výsledky riadenia P regulátora metódou umiestnenia pólov	36
Tab. 11	Výsledky riadenia PD regulátora metódou umiestnenia pólov	37
Tab. 12	Výsledky riadenia PA regulátorom pre systém 1. rádu	38
Tab. 13	Výsledky riadenia PI regulátorom pre systém 2. rádu	39
Tab. 14	Výsledky riadenia Wang-Juang-Chanov PID regulátorom pre 1. rád	40
Tab. 15	Výsledky riadenia P regulátorom pri $\sigma_{max} = 0\%$	42
Tab. 16	Výsledky riadenia PI regulátorom pri $\sigma_{max} = 0\%$	42
Tab. 17	Výsledky riadenia PID regulátorom pri $\sigma_{max} = 0\%$	43
Tab. 18	Výsledky riadenia PI regulátorom pri $\sigma_{max} = 20\%$	44
Tab. 19	Výsledky riadenia PI regulátorom Haalmanovou metódou	44
Tab. 20	Výsledky riadenia PI regulátorom St. Clair metódou	45
Tab. 21	Výsledky riadenia PI regulátorom s $M_S = 2$	47
Tab. 22	Výsledky riadenia PI regulátorom s $M_S = 1,4$	47
Tab. 23	Výsledky riadenia PID regulátorom s $M_S = 1,4$	48

Zoznam skratiek

PCH – prechodová charakteristika

URO – uzavretý regulačný obvod

CHR URO – charakteristická rovnica uzavretého regulačného obvodu

G_S – prenos systému

G_R – prenos regulátora

P – proporcionálny regulátor

PI – proporcionálno-integračný regulátor

PD – proporcionálno-derivačný regulátor

PID – proporcionálno-integračno-derivačný regulátor

TRO – trvalá regulačná odchýlka

IE - integrálne kritérium kvality IE (integrated error)

IAE – integrálne kritérium kvality IAE (integrated square error)

ISE – integrálne kritérium kvality ISE (integrated squared value of error)

ITAE – integrálne kritérium kvality ITAE (integrated time multiplied absolute value of error)

ITSE – integrálne kritérium kvality ITSE (integrated time multiplied square value of error)

Z – zosilnenie systému

T – časová konštanta systému

D – člen dopravného oneskorenia systému

Z_R – proporcionálna zložka regulátora

T_I – integračná zložka regulátora

T_D – derivačná zložka regulátora

u – vstupná riadiaca veličina obvodu, výstup z regulátora

y – výstupná riadená veličina

w – žiadaná hodnota riadenej veličiny

e – regulačná odchýlka

t_{reg} - čas regulácie

t_σ – čas maximálneho preregulovania

σ_{max} – maximálne preregulovanie

t_u – čas priet'ahu

t_n – čas nábehu

1. Úvod

Táto práca sa zaoberá riadením optického kanála tepelno-optickej sústavy, ktorá predstavuje reálny model tvorený halogénovou žiarovkou. Táto kompaktná, jednoducho použiteľná a pri práci bezpečná učebná pomôcka ponúka široké možnosti v oblasti riadenia procesov a automatizácie. Práca na tomto školskom zariadení tak pomáha študentovi lepšie pochopiť a vyskúšať v praxi svoje teoretické vedomosti.

Cieľom bakalárskej práce bolo navrhnúť taký PID regulátor, ktorý by optimálne uriadil svietivosť žiarovky na určenú žiadanú hodnotu. Práca je rozdelená do dvoch základných častí – teoretická a praktická časť, ktorá opisuje samotný priebeh práce spolu s výsledkami a grafickými priebehmi riadenia jednotlivých regulátorov.

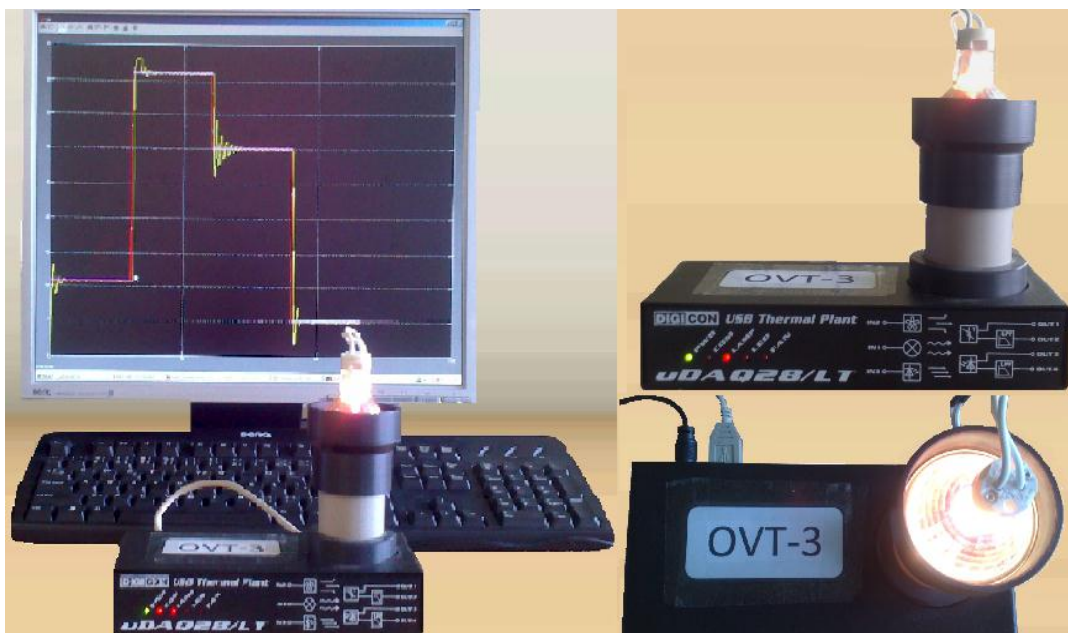
Teoretická časť začína opisom daného zariadenia. V ďalšej časti sa práca zaoberá spracovaním prechodovej charakteristiky, na základe ktorej sa žiarovka identifikovala dvoma rôznymi metódami - pomocou Strejcovej metódy a identifikácia systému ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením.

Na riadenie žiarovky boli využité rôzne PID regulátory, ktoré boli navrhnuté 3 analytickými a 7 experimentálnymi metódami popísanými v teoretickej časti práce. Navrhnuté a simulačne overené regulátory boli aplikované na reálnom zariadení a získané výsledky simulácií sa porovnali pomocou rôznych ukazovateľov kvality.

2. Teoretická časť

2.1. Tepelno-optická sústava

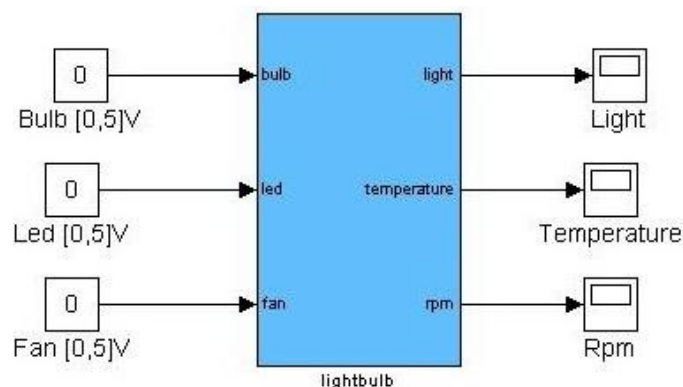
Tepelno-optická sústava uDAQ28/LT (obr. 1) ako pedagogická pomôcka je vďaka svojej názornosti, časovej mierke, spektre realizovateľných úloh riadenia, merania, komunikácie, jednoduchosti a nenáročnosti určená na podporu výučby v oblasti aplikovanej informatiky a riadenia procesov. Umožňuje precvičiť a analyzovať charakteristiky vstupno-výstupných operácií, komunikácie s okolím, identifikácie, modelovania a riadenia procesov ([8], [10]).



Obr. 1 Tepelno-optická sústava

Sústava disponuje tromi vstupnými veličinami: napätím žiarovky, využívaným ako vyhrievacie a svetelné teleso, napätím ventilátora, ktoré slúži na ochladzovanie teploty v systéme a napätím svetelnej diódy ako druhým zdrojom svetla optického kanálu. Na výstupe možno merať veličiny: intenzitu osvetlenia, teplotu vo vyhrievanom priestore, teplotu okolia, prúd motorčeka ventilátora a rýchlosť otáčok. Vstupné a výstupne veličiny sú zobrazené na obr. 2.

Táto sústava využíva na prenos a spracovanie dát vlastný mikroprocesor. Pripája sa cez USB portál, čo umožňuje pripojenie k ľubovoľnému počítaču bez potreby inštalácie špeciálnych vstupno-výstupných kariet. Napája sa cez malý adaptér s bezpečným napätím 12V.



Obr. 2 Schéma tepelno-optickej sústavy

2.1.1. Optický a tepelný kanál sústavy

Optický kanál ([10]) je tvorený halogénovou žiarovkou využívanou ako zdroj svetla, ktorej rozsah napätí na vstupe je 0-5V a svetelnou diódou o rovnakom rozsahu napätia 0-5V. Tepelný kanál systému sa skladá zo zdroja tepla, kde sa využíva halogénová žiarovka, ktorá môže ohriať priestor telesa až na teplotu do 62°C a snímačom teploty pt100.

2.2. Spracovanie prechodovej charakteristiky

Cieľom riadenia je zabezpečiť žiadanú hodnotu svietivosti tepelno-optickej sústavy pomocou riadiacej veličiny vstupného napätia žiarovky. V prvom rade, ešte pred riadením sústavy, je však potrebné uskutočniť identifikáciu systému za účelom získania prenosu riadenej sústavy. Identifikácia sa robí na základe vyhodnotenia nameraných prechodových charakteristík.

Prechodová charakteristika sa získa na základe skokových zmien na vstupe zariadenia a v čase sa sleduje odozva výstupnej veličiny. Vstupným signálom je skoková zmena jednej zo vstupných veličín, pričom ostatné vstupné veličiny sú konštantné ([7]). Vzhľadom na fakt, že skúmaný systém môže byť aj nelineárny, je potrebné vykonať niekoľko skokových zmien o rozličných hodnotách s rôznymi znamienkami. Pri niekoľkých rôznych skokových zmenách dostaneme rovnaký počet rôznych prechodových charakteristík, na základe ktorých sa potom vytvorí výsledná prechodová charakteristika tepelno-optickej sústavy. Tento proces sa nazýva normovanie, kde sa pre stanovenie výslednej prechodovej charakteristiky používa vyhodnocovací vzorec, určený z podmienky minima kvadratických chýb ([11]) vyjadrený ako

$$\hat{y}_i = \frac{\sum_{k=1}^N \Delta u_k y_{ik}}{\sum_{k=1}^N (\Delta u_k)^2} \quad (1)$$

Po vykrátení je možno daný vzorec vyjadriť aj ako

$$\hat{y}_i = \frac{\sum_{k=1}^N y_{ik}}{\sum_{k=1}^N \Delta u_k} \quad (2)$$

kde i je i -ty bod prechodovej charakteristiky,

k - k -te meranie, $k = 1, \dots, N$,

Δu_k - skoková zmena,

y_{ik} - hodnota výstupu,

\hat{y}_i - výsledná hodnota prechodovej charakteristiky pre čas i .

2.3. Identifikácia systému

2.3.1. Identifikácia systému 1. rádu s dopravným oneskorením

Reálny systém sa nahrádza pomocou náhradného prenosu prvého rádu ([8]) v tvare

$$G(s) = \frac{Z}{Ts + 1} e^{-Ds} \quad (3)$$

kde Z je zosilnenie

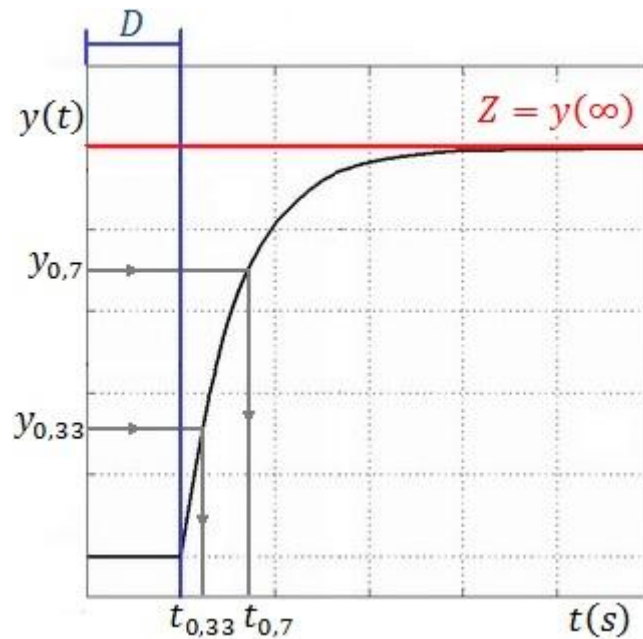
T - časová konštanta

D - dopravné oneskorenie

Zosilnenie Z , časová konštanta T a dopravné oneskorenie D sa vypočítajú z nasledovných vzťahov:

$$\begin{aligned} Z &= y(\infty) \\ T &= 1,245(t_{0,7} - t_{0,33}) \\ D &= 1,498t_{0,33} - 0,498t_{0,7} \end{aligned} \quad (4)$$

kde časy $t_{0,33}$ a $t_{0,7}$ sa odčítajú z prechodovej charakteristiky zobrazenej na obr. 3 pre výstupné riadené veličiny ako $y_{0,33} = 0,33Z$ a $y_{0,7} = 0,7Z$.



Obr. 3 Prechodová charakteristika 1. rádu s dopravným oneskorením

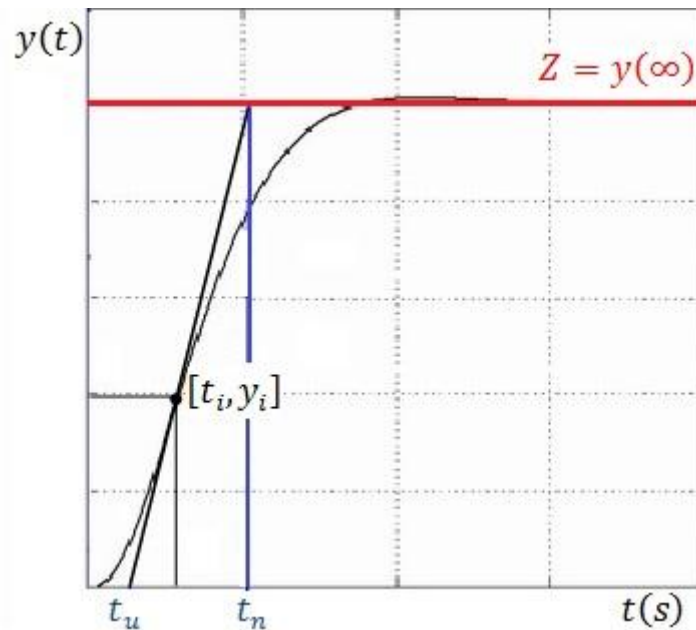
2.3.2. Identifikácia systému Strejcovou metódou

Táto metóda sa používa predovšetkým na identifikáciu systémov vyšších rádo. Identifikovaný systém sa nahrádza modelom systému prenosu n -tého rádu

$$G(s) = \frac{Z}{(Ts + 1)^n} e^{-Ds} \quad (5)$$

Pri postupe identifikácie sa postupuje nasledovne ([7]):

1. V prechodovej charakteristike vykreslenej na obr. 4 sa zostaví dotyčnica v inflexnom bode $[t_i, y_i]$, ktorá je daná rovnicou priamky $p: y = a + bt$. Táto priamka súčasne prechádza bodmi $[t_u, 0]$, $[t_u + t_n, Z]$, $[t_i, y_i]$ ([11]).



Obr. 4 Prechodová charakteristika vyššieho rádu

2. Z nameranej prechodovej charakteristiky sa určí zosilnenie systému $Z = y(\infty)$ ako konečná hodnota výstupnej veličiny. Prípadne sa zosilnenie vypočíta vzťahom ([3])

$$Z = \frac{y_{\infty} - y_0}{u_{\infty} - u_0} \quad (6)$$

3. Odčíta sa čas priet'ahu t_u v mieste, kde dotyčnica pretne vodorovnú os.

4. Čas nábehu t_n sa rovná hodnote priesečníku dotyčnice a priamky zosilnenia Z , zmenšená o čas nábehu t_u .

5. Určí sa podiel

$$f(s) = \frac{t_u}{t_n} \quad (7)$$

6. V tab. 1 je potrebné vybrať rád systému n tak, aby platilo

$$f(n) \leq f(s) < f(n + 1) \quad (8)$$

Tab. 1 Tabuľka pre metódu identifikácie Strejcovou metódou

n	1	2	3	4	5	6
f(n)	0	0,104	0,218	0,319	0,410	0,493
g(n)	1	0,368	0,271	0,224	0,195	0,161

7. Dopravné oneskorenie D sa určí ako

$$D = [f(s) - f(n)]t_n \quad (9)$$

8. Určí sa časová konštanta T pomocou hodnôt z riadku funkcie $g(n)$ tab. 1 pre príslušný rád n

$$T = g(n)t_n \quad (10)$$

9. Zistené parametre T , D , n a Z sa dosadia do vzťahu pre prenos v tvare

$$G(s) = \frac{Z}{(Ts + 1)^n} e^{-Ds} \quad (11)$$

2.4. Porovnanie reálneho a identifikovaného modelu

Vytvorený model má vyhovovať údajom, pre ktoré bol odhadovaný. Či bude daný model vyhovovať aj novým údajom z procesu je potrebné overiť reálnym testom ([11]). Takto sa dá porovnávať aj viacero modelov, pričom kritériom pre ich porovnanie môže byť napr.

$$J = \sum_{i=1}^k (y - y_m)^2 \quad (12)$$

kde y je výstup reálneho systému

y_m - výstup vytvoreného modelu

Vyššie uvedené kritérium (5) sa nazýva metóda najmenších štvorcov ([7]). Patrí medzi najčastejšie používané metódy odhadu parametrov. Je založená na minimalizácii štvorcov odchýliek medzi nameraným a odhadovaným výstupom. Jej výhodou je možnosť rekurzivity výpočtov a taktiež modifikácie, ktoré zabezpečujú robustnosť odhadov či možnosť sledovania parametrov meniacich sa v čase. Nevýhodou je, že nemôžeme využiť všetky informácie pri návrhu modelu lebo potrebujeme nové údaje.

2.5. Dopravné oneskorenie

V regulačných obvodoch sa často vyskytuje dopravné oneskorenie ([4]), ktoré sa prejavuje neskorou reakciou systému na zmenu vstupnej veličiny a označuje sa ako e^{-Ds} . Systém s dopravným oneskorením má práve vďaka tomuto členu zhoršenú stabilitu. V súčasnosti je niekoľko spôsobov syntézy regulačného obvodu s dopravným oneskorením:

- zanedbanie zložky dopravného oneskorenia
- prevedenie systému s dopravným oneskorením na systém vyššieho rádu
- aproximácia dopravného oneskorenia
- syntéza regulačného obvodu s členom dopravného oneskorenia.

2.5.1. Aproximácie systému 1. rádu s dopravným oneskorením

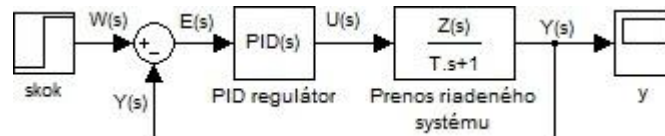
Aproximácia člena dopravného oneskorenia sa často využíva pre analýzu a syntézu regulačného obvodu, ktorý obsahuje systém s dopravným oneskorením. Týmto spôsobom sa získa prenos systému vyššieho rádu, kde je zahrnuté dopravné oneskorenie bez toho, aby vystupovalo v exponenciálnom tvare ([14]).

Táto aproximácia bude ďalej použitá pri návrhu PA regulátora podľa vzorca

$$G(s) = \frac{-\frac{D}{2}Zs + Z}{T\frac{D}{2}s^2 + \left(T + \frac{D}{2}\right)s + 1} \quad (13)$$

2.6. Návrh regulátorov

Na riadenie sledovanej výstupnej veličiny sa využilo spätnoväzbové riadenie s PID regulátorom, kde riadiacou veličinou je napätie žiarovky, ako zdroj svetla a riadenou veličinou je svietivosť žiarovky. V uzavretom regulačnom obvode zobrazenom na obr. 5 je k riadenému systému zapojený PID regulátor.



Obr. 5 Schéma uzavretého regulačného obvodu

kde $Y(s)$ je Laplaceov obraz výstupnej veličiny,

$W(s)$ - Laplaceov obraz žiadanej hodnoty,

$E(s)$ - Laplaceov obraz regulačnej odchýlky,

$U(s)$ - Laplaceov obraz riadiacej veličiny.

Regulátor sa môže skladať z troch častí: proporcionálneho člena P , integračného člena I a derivačného člena D . Ich spoločným pôsobením sa získava žiadaná veličina a žiadaná kvalita regulácie. Návrh alebo tiež aj syntéza regulátora zahŕňa voľbu štruktúry regulátora (typ P, PI, PID, PD) a výpočet parametrov regulátora. Prenos regulátora možno vyjadriť ako

$$G_R = \frac{U(s)}{E(s)} = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) = P + \frac{I}{s} + Ds \quad (14)$$

Na získanie konštánt regulátora boli vyvinuté rôzne analytické a experimentálne metódy ([6]). Medzi analytické metódy patria Naslinova metóda, metóda umiestnenia pólov a ďalšie. Pri týchto metódach sa predpokladá, že prenos systému je známy. Medzi experimentálne metódy patria Ziegler-Nicholsova metóda, Strejcová metóda, Astrom-Hagglundová metóda a ďalšie.

Tieto metódy vyplývajú z dynamických vlastností riadeného procesu. Parametre regulátora sa získavajú na základe parametrov získaných z identifikácie systému.

2.6.1. Analytické metódy syntézy PID regulátora

2.6.1.1. Metóda umiestnenia pólov

Táto metóda ([11]) sa zakladá na myšlienke určenia menovateľa prenosu, ktorý determinuje stabilitu URO. Určením pólov sa predpisujú vlastnosti riadeného výstupu ako jeho stabilita, rýchlosť systému a jeho periodický priebeh.

Výhodou je, že táto metóda sa dá využiť pre väčšiu triedu problémov. Nevýhodou je, že sa nešpecifikuje aj čitateľ prenosu, ktorý môže obsahovať nevhodné nuly, čím sa zhorší kvalita riadenia aj stabilita URO.

Regulátor sa navrhuje na základe požiadavky na správanie sa URO, ktorý vznikne pripojením navrhnutého regulátora k riadenému systému. Podľa voľby regulačného pochodu sa volia póly, napr. pre stabilný a aperiodický URO sa póly volia ako záporné reálne čísla. V prípade stabilného, periodického deja sa volia póly ako dvojica komplexne združených čísel so zápornou reálnou časťou. Póly vplývajú aj na rýchlosť. Čím viac vľavo leží pól v reálnej osi od pólov riadeného systému G_S , tým je časová konštanta menšia a systém rýchlejší, keďže časová konštanta T je často obrátenou hodnotou pólov ([2]).

Pri voľbe pólov sa vychádza z charakteristickej rovnice uzatvoreného regulačného obvodu, ktorá sa tvorí pomocou zvolených n -pólov pre CHR URO n -tého stupňa. Možnosti voľby pólov ([3]):

a) Charakteristická rovnica má n -násobný reálny pól, s_1 :

$$(s - s_1)^n = s^n + \tilde{a}_{n-1}s^{n-1} + \dots + \tilde{a}_1s + \tilde{a}_0 = 0 \quad (15)$$

b) Charakteristická rovnica má n -rôznych záporných reálnych pólov, s_1, \dots, s_n :

$$(s - s_1) \dots (s - s_n) = s^n + \tilde{a}_{n-1}s^{n-1} + \dots + \tilde{a}_1s + \tilde{a}_0 = 0 \quad (16)$$

c) Charakteristická rovnica má niekoľko záporných reálnych pólov a niekoľko násobných záporných reálnych pólov, napr. s_1 a s_1^{n-1} :

$$(s - s_1)(s - s_2)^{n-1} = s^n + \tilde{a}_{n-1}s^{n-1} + \dots + \tilde{a}_1s + \tilde{a}_0 = 0 \quad (17)$$

Musí platiť vzťah

$$s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0 = s^n + \tilde{a}_{n-1}s^{n-1} + \dots + \tilde{a}_1s + \tilde{a}_0 \quad (18)$$

Po porovnaní koeficientov pri rovnakých mocninách s na oboch stranách rovnice získame sústavu o n -rovníc

$$\begin{aligned} a_{n-1} &= \tilde{a}_{n-1} \\ &\vdots \\ a_0 &= \tilde{a}_0 \end{aligned} \quad (19)$$

Následne sa z tejto sústavy n -rovníc vypočítajú neznáme parametre navrhovaného regulátora. Na získanie jediného riešenia sa volí taká štruktúra regulátora a také póly, aby sa získala sústava n -rovníc o n -neznámych.

2.6.1.2. Naslinova metóda

Táto metóda predpokladá, že prenos riadeného systému je známy. V tomto prípade sa regulátor volí na základe požiadavky na maximálne preregulovanie ([3]). Pri návrhu regulátora je potrebné dopredu zvoliť štruktúru regulátora (P, PI, PID, PD). Pri voľbe P a PD regulátora, ktoré nechávajú trvalú regulačnú odchýlku, sa pre systém n -tého rádu získa systém n -rovníc o n -neznámych. Platí fakt, že počet neznámych sa rovná počtu parametrov regulátora. Naopak pri voľbe PI a PID regulátora, pri ktorých nedochádza k TRO, sa pre systém n -tého rádu získa systém o $n+1$ neznámych parametrov regulátora ([2]).

Postup pri návrhu regulátora:

1. Vychádza sa z CHR URO, kde G_S je známe, G_R neznáme a štruktúru regulátora si zvolíme na základe požiadavky správania sa systému.

$$\begin{aligned} 1 + G_S G_R &= 0 \\ s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 &= 0 \end{aligned} \quad (20)$$

2. Medzi koeficientmi a_{n-1}, \dots, a_0 charakteristickej rovnice uzatvoreného regulačného obvodu platí vzťah

$$a_i^2 = \alpha a_{i+1} a_{i-1} \quad (21)$$

kde koeficient α na základe požadovaného maximálneho preregulovania sa volí z tab. 2.

Tab. 2 Závislosť koeficienta α od maximálneho preregulovania

$\sigma_{max}[\%]$	20	12	8	5	3	1
α	1,7	1,8	1,9	2	2,2	2,4

3. Pomocou tohto vzťahu sa vytvorí systém o $n-1$ rovníc, z ktorých sa vypočíta $n-1$ neznámych parametrov regulátora.

2.6.1.3. Diofantická rovnica a polynomický návrh PA regulátora

Pri polynomickej syntéze regulátora sa vychádza z polynomickej rovnice. Celý postup je založený na predpoklade, že ak je pravá strana rovnice systému stabilná, potom riešením polynomickej rovnice bude regulátor schopný systém stabilizovať ([16]).

Výhoda tejto metódy spočíva v jej relatívnej jednoduchosti. V tomto prípade netreba dopredu voliť štruktúru regulátora (P, PI, PID, PD), pretože sa pracuje iba s polynómami. Navrhnutý regulátor je závislý od požiadaviek na správanie sa uzavretého regulačného obvodu a od žiadanej a poruchovej veličiny ([4]).

Celý postup návrhu PA regulátora súvisí s riešením lineárnej skalárnej polynomickej rovnice, známej ako diofantická rovnica ([11]). Táto rovnica má tvar

$$a(s)x(s) + b(s)y(s) = c(s) \quad (22)$$

kde $a(s)$, $b(s)$, $c(s)$ sú známe polynómy s reálnymi koeficientmi a $x(s)$, $y(s)$ sú neznáme. Táto rovnica má riešenie pokiaľ najväčší spoločný deliteľ $a(s)$ a $b(s)$ delí $c(s)$.

Všeobecné riešenie rovnice je

$$x(s) = x'(s) + \bar{b}(s)t(s) \quad (23)$$

$$y(s) = y'(s) - \bar{a}(s)t(s) \quad (24)$$

kde $x'(s)$, $y'(s)$ je partikulárne riešenie, $t(s)$ je ľubovoľný polynóm a $\bar{a}(s)$, $\bar{b}(s)$ sú nedeliteľné polynómy.

Prenosová funkcia riadeného systému je v tvare

$$G(s) = \frac{b(s)}{a(s)} \quad (25)$$

kde $a(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0$

$$b(s) = b_{n-1} s^{n-1} + b_{n-2} s^{n-2} + \dots + b_0$$

Prenosová funkcia regulátora je

$$G_R(s) = \frac{q(s)}{p(s)} \quad (26)$$

kde $p(s) = p_{np} s^{np} + p_{np-1} s^{np-1} + \dots + p_0$

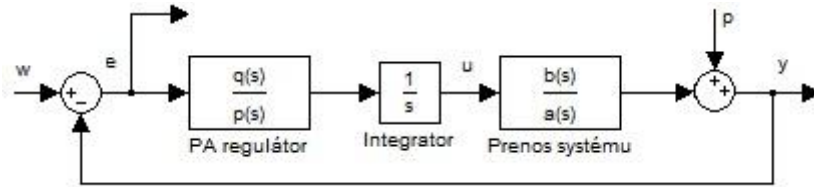
$$q(s) = q_{nq} s^{nq} + q_{nq-1} s^{nq-1} + \dots + q_0$$

Žiadaný stabilný charakteristický polynóm uzavretého obvodu je v tvare

$$c(s) = c_{nc} s^{nc} + c_{nc-1} s^{nc-1} + \dots + c_0 \quad (27)$$

2.6.1.3.1. Integrovačná činnosť regulátora

Implementáciou integrovačnej činnosti regulátora ([11]) sa zabezpečí odstránenie tzv. regulačnej odchýlky. Pripojenie integrovačnej časti k regulátoru je uvedené v schéme na obr. 6.



Obr. 6 Uzavretý obvod s integrátorom

PA regulátor je tvorený blokom $q(s)/p(s)$ a blokom $1/s$, ktorý zabezpečí, že pri skokových zmenách žiadanej veličiny w alebo poruchy p sa regulačná odchýlka e blíži asymptoticky k nule, ak $q(s)$ a $p(s)$ spĺňajú rovnicu:

$$a(s)sp(s) + b(s)q(s) = c(s) \quad (28)$$

kde $c(s)$ je stabilný polynóm.

Pri návrhu PA regulátora sa postupuje najprv rozšírením riadeného systému o integrátor a polynómy $q(s)$ a $p(s)$ sa určia z rovnice

$$\tilde{a}(s)p(s) + b(s)q(s) = c(s) \quad (29)$$

pričom $\tilde{a}(s) = sa(s)$, ktorého stupeň je $n_I = n + 1$. Po nájdení polynómov $p(s)$ a $q(s)$ sa integrátor presunie do regulátora. Potom prenos skutočného regulátora je v tvare

$$R(s) = \frac{q(s)}{\tilde{p}(s)} \quad (30)$$

kde $\tilde{p}(s) = sp(s)$.

2.6.2. Experimentálne metódy syntézy PID regulátora

2.6.2.1. Strejcova metóda

Strejcova metóda ([11]) je založená na vyhodnotení odmeranej odozvy systému na skokovú zmenu vstupnej veličiny, z ktorej sa vyhodnotia hodnoty: zosilnenie Z , rád n a časová konštanta T .

Zo vzorca pre výpočet parametra Z_R v tab. 3 vyplývajú isté obmedzenia ([2]):

- pri voľbe PID regulátora identifikovaný prenos musí byť minimálne 3. rádu
- pri voľbe P a PI regulátora je nutné, aby identifikovaný prenos bol aspoň 2. rádu

Parametre PID regulátora sa určujú z tab. 3 pre prenos regulátora

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (31)$$

Tab. 3 Syntéza regulátora podľa Strejca

Regulátor	Z_R	T_I	T_D
P	$\frac{1}{Z(n-1)}$		
PI	$\frac{(n+2)}{Z 4(n-1)}$	$T \frac{n+2}{3}$	
PID	$\frac{(7n+16)}{Z 16(n-2)}$	$T \frac{(7n+16)}{15}$	$T \frac{(n+1)(n+3)}{7n+16}$

2.6.2.2. Ziegler – Nicholsova metóda

Ziegler-Nicholsova metóda je jednou z najpoužívanějších metód ([11]). Je založená na vyhodnotení odmeranej odozvy systému na skokovú zmenu vstupnej veličiny, z ktorej sa vyhodnotia hodnoty: zosilnenie Z , čas priet'ahu t_u a čas nábehu t_n . Z tab. 4 sa určia parametre PID regulátora v tvare (31).

Tab. 4 Syntéza regulátora podľa Ziegler-Nicholsa

Regulátor	Z_R	T_I	T_D
P	$\frac{t_n}{Z t_u}$		
PI	$\frac{0,9t_n}{Z t_u}$	$3,33t_u$	
PID	$\frac{1,2t_n}{Z t_u}$	$2t_u$	$0,5t_u$

2.6.2.3. Wang-Juang-Chanová metóda

Táto metóda sa zakladá na hľadání minima IAE kritéria. Na syntézu PID regulátora podľa Wang-Juang-Chanovho algoritmu potrebujeme poznať hodnoty zosilnenia Z , čas priet'ahu t_u a čas nábehu t_n . Následne sa určia parametre PID regulátora dané vzťahmi v tab. 5, ([15]).

Tab. 5 Syntéza regulátora podľa Wang-Juang-Chana

Regulátor	Z_R	T_I	T_D
PID	$\left(\frac{\left(0,7307 + \frac{0,5307t_n}{t_u} \right) (t_n + 0,5t_u)}{9,6209(t_n + t_u)} \right)$	$t_n + 0,5t_u$	$\left(\frac{0,5t_u t_n}{t_n + 0,5t_u} \right)$

2.6.2.4. Chien-Hrones-Reswicková metóda

Táto metóda je modifikáciou Ziegler-Nicholsovej metódy, kde zmenou metódy skokovej odozvy sa dosiahol lepšie tlmený uzatvorený regulačný obvod. Regulátory sa môžu navrhovať ako pre riadenie výstupnej riadenej veličiny na žiadanú veličinu, tak aj pri odstránení vplyvu poruchy na systém ([15]). Návrh sa uskutočňuje na základe kritéria maximálneho preregulovania, ktoré sa volí buď ako 20% alebo 0% preregulovanie. Pri 0% preregulovaní parameter Z_R a T_D sú menšie a T_I väčšie oproti metóde s 20% preregulovaním. To znamená, že proporcionálny, derivačný a integrálny zásah sú menšie ([1]). Z tab. 6 sa určia parametre PID regulátora v tvare (31).

Tab. 6 Syntéza regulátora podľa Chien-Hrones-Reswicka

Regulátor	0% preregulovanie			20% preregulovanie		
	Z_R	T_I	T_D	Z_R	T_I	T_D
P	$\frac{0,3 t_n}{Z t_u}$			$\frac{0,7 t_n}{Z t_u}$		
PI	$\frac{0,35 t_n}{Z t_u}$	$1,17t_n$		$\frac{0,6 t_n}{Z t_u}$	t_n	
PID	$\frac{0,6 t_n}{Z t_u}$	t_n	$0,5t_u$	$\frac{0,95 t_n}{Z t_u}$	$1,36t_n$	$0,64t_u$

2.6.2.5. Haalmanová metóda

Haalmanová metóda ([5]) spočíva v určení ideálnej prenosovej funkcie slučky G_i , ktorá dosiahne žiadané správanie systému a podľa ktorej sa potom vypočíta prenos PI regulátora daný ako

$$G_R = \frac{G_i}{G_p} \quad (32)$$

kde G_p je prenos riadeného procesu a G_i je vyjadrené v tvare

$$G_i = \frac{2}{3Ds} e^{-Ds} \quad (33)$$

V prenose hodnota $2/3$ má za úlohu minimalizovať priemernú kvadratickú chybu s citlivosťou $M_S = 1,9$ ([1]). Potom sa parameter PI regulátora určia pomocou vzťahov v tab. 7.

Tab. 7 Syntéza regulátora podľa Haalmana

Regulátor	Z_R	T_I
PI	$\frac{2t_n}{3Zt_u}$	t_n

2.6.2.6. St. Clair metóda

Touto metódou ([12]) sa navrhuje PI regulátor, ktorý vychádza zo známych hodnôt zosilnenia regulátora Z , času prietahu t_u a času nábehu t_n . Tieto parametre sa získali z identifikácie pomocou Strejcovej metódy. Z tab. 8 sa určia parametre PI regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right) \quad (34)$$

Tab. 8 Syntéza regulátora podľa St. Claira

Regulátor	Z_R	T_I
PI	$\frac{0,333t_n}{Zt_u}$	t_n

2.6.2.7. Åström-Hägglundová metóda

Åström-Hägglundová metóda je významnou modifikáciou pravidiel Ziegler-Nicholsa. Mení sa tu vplyv žiadanej veličiny pomocou parametru b , ktorý reguluje veľkosť maximálneho preregulovania. Zmenšuje sa tak vplyv skoku žiadanej hodnoty na výstup regulátora ([13]). Åström-Hägglundov zákon riadenia ([5]) je vyjadrený ako

$$u(t) = Z_R \left(bw(t) - y(t) + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (35)$$

Regulátor sa nastavuje na základe maximálnej citlivosti obvodu M_S . Hodnota citlivosti vyjadruje nakoľko sa môže systém meniť bez spôsobenia nestability. Pri veľkých hodnotách M_S je regulátor rýchlejší, avšak menej robustnejší ([1]). Parametre regulátora sa volia podľa

konkrétnej hodnoty M_S na základe vzťahov uvedených v tab. 9 pre prenos regulátora (31).
 Tab. 10 udáva parametre regulátora formou funkcie v tvare

$$f(\tau) = a_0 e^{(a_1 \tau + a_2 \tau^2)} \quad (36)$$

kde parameter τ je daný vzťahom

$$\tau = \frac{t_u}{t_u + t_n} \quad (37)$$

Tab. 9 Syntéza regulátora podľa Åström-Hägglunda

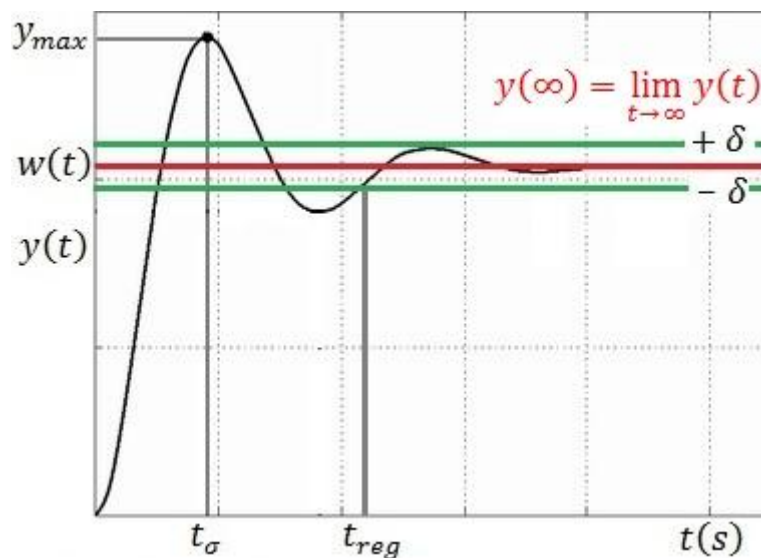
Regulátor PI	$M_S = 1,4$			$M_S = 2$		
	a_0	a_1	a_2	a_0	a_1	a_2
Z_R	$\frac{0,29 t_n}{Z t_u}$	-2,7	3,7	$\frac{0,78 t_n}{Z t_u}$	-4,1	5,7
T_I	$8,9 t_u$	-6,6	3	$5,2 t_u$	-2,5	1,4
b	0,81	0,73	1,9	0,44	0,78	-0,45
Regulátor PID	$M_S = 1,4$			$M_S = 2$		
	a_0	a_1	a_2	a_0	a_1	a_2
Z_R	$\frac{3,8 t_n}{Z t_u}$	-8,4	7,3	$\frac{0,78 t_n}{Z t_u}$	-4,1	5,7
T_I	$5,2 t_u$	-2,5	-1,4	$3,2 t_u$	-1,5	-0,93
T_D	$0,89 t_u$	-0,37	-4,1	$0,86 t_u$	-1,9	-0,44
b	0,4	0,18	2,8	0,22	0,65	0,051

2.7. Ukazovatele kvality regulácie

Kvalita regulácie sa posudzuje pomocou ukazovateľov kvality. Tieto ukazovatele slúžia na porovnanie jednotlivých regulačných obvodov s použitím rôznych regulátorov. Používajú sa rôzne kritéria pre kvantifikáciu požiadavky, kde regulovaná veličina $y(t)$ musí sledovať žiadanú veličinu $w(t)$ čo najrýchlejšie a najpresnejšie ([13]).

Ukazovatele kvality sa delia na:

1. časové: maximálne preregulovanie, čas regulácie, čas maximálneho preregulovania, TRO. Tieto ukazovatele sú zobrazené na obr. 7.
2. integrálne: pomocou týchto kritérií sledujeme plochu medzi skutočnou a prechodovou charakteristikou. Patria sem ukazovatele ako IE, ISE, IAE, ITSE, ITAE.



Obr. 7 Prechodová charakteristika URO

Maximálne preregulovanie σ_{max} ([2]) - vyjadruje v percentách nakoľko je regulačný pochod kmitavý a je definovaný ako

$$\sigma_{max}[\%] = \frac{y_{max} - y_{\infty}}{y_{\infty} - y_0} 100\% \quad (38)$$

Čas maximálneho preregulovania t_{σ} - čas, v ktorom došlo k maximálnemu preregulovaniu. Regulačný pochod je tým lepší, čím je menšie t_{σ} .

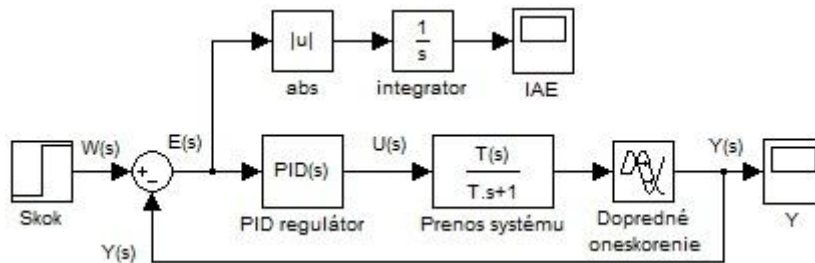
Čas regulácie t_{reg} - čas, od ktorého sa riadená veličina natrvalo dostane do δ -okolía žiadanej veličiny ([3]). Čím menšia je hodnota času regulácie, tým je lepší riadený proces.

Trvalá regulačná odchýlka TRO - rozdiel konštantnej žiadanej veličiny a výstupnej veličiny procesu v čase $t = \infty$. Tento ukazovateľ posudzuje riadenie, kde čím menšia je TRO tým je lepšie riadený systém ([11]). Proces je uradený, ak platí vzťah: $TRO < \delta$ okolie.

$$TRO: e(t) = w(t) - y(t) \quad (39)$$

IAE (Integrated absolute error) – je vhodná aj pre kmitavé deje. Nevýhodou je ťažko derivovateľná absolútna hodnota, čím je náročnejšia minimalizácia. Zapojenie bloku IAE k uzatvorenému regulačnému obvodu je zobrazený na obr. 8 ([9]).

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (40)$$



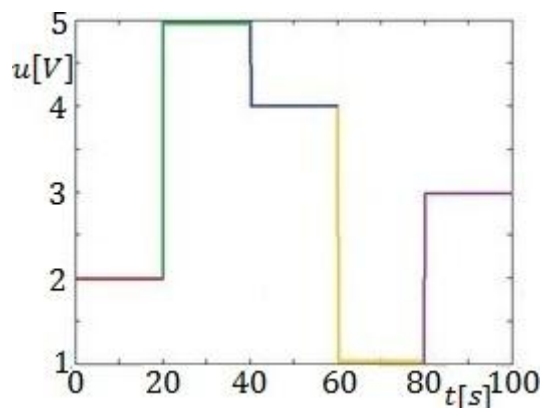
Obr. 8 Schéma ukazovateľa kvality IAE pripojená k URO

3. Praktická časť

Táto časť práce postupne obsahuje výsledky jednotlivých krokov identifikácie systému, návrh vhodných regulátorov a následne porovnanie jednotlivých regulátorov za účelom uradiť reálny systém skúmanej tepelno-optickej sústavy.

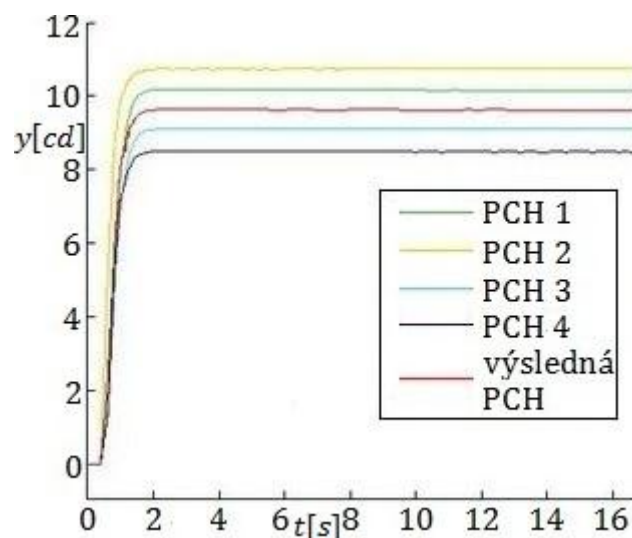
3.1. Spracovanie prechodovej charakteristiky

V prvom kroku bolo potrebné realizovať odozvu systému na skokovú zmenu vstupnej veličiny. V našom prípade nás zaujímala odozva svietivosti systému na napätie žiarovky (Príloha - schéma 1). Aby identifikácia bola presná, bolo vykonaných niekoľko skokových zmien aj s opačnými znamienkami v celom rozsahu zariadenia, od 0 až po 5 V (obr. 9).



Obr. 9 Skokové zmeny vstupnej veličiny

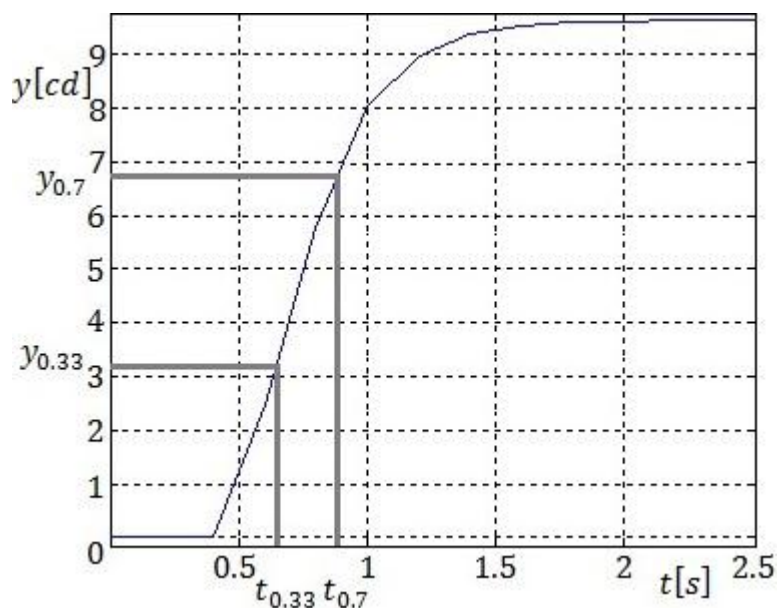
Získané prechodové charakteristiky jednotlivých skokových zmien sa znormalizovali a podelili sa veľkosťou skokových zmien. Na základe odozvy systému na skokové zmeny (obr. 10) možno skonštatovať, že systém je nelineárny. Sústava sa nespráva rovnako v okolí svojho maxima a minima, jednotlivé prechodové charakteristiky nesplynuli. Pre stanovenie konečnej prechodovej charakteristiky sa využil vzorec určený z podmienky minima kvadratických chýb (2).



Obr. 10 Normované PCH a výsledná prechodová charakteristika

3.2. Identifikácia systému ako systém 1.rádu

Na základe postupu identifikácie uvedeného v kapitole 3.1.1 sa z výslednej PCH odčítali hodnoty (obr. 11)



Obr. 11 Odčítanie hodnôt pri identifikácii systému 1. rádu

$$Z = y(\infty) = 9,6209$$

$$y_{0,33} = 0,33Z = 3,1749$$

$$y_{0,7} = 0,7Z = 6,7346$$

a ich zodpovedajúce časy

$$t_{0,33} = 0,6381$$

$$t_{0,7} = 0,8855$$

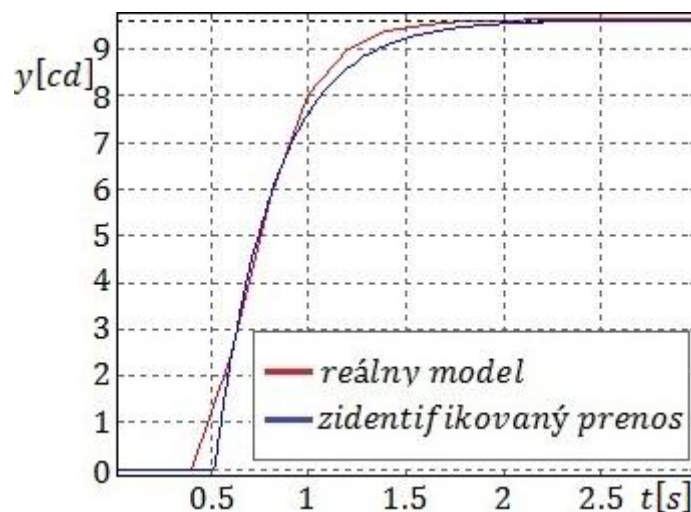
Pre časovú konštantu T a dopravné oneskorenie D sa získali hodnoty

$$T = 1,245(t_{0,7} - t_{0,33}) = 1,245(0,8855 - 0,6381) = 0,308$$

$$D = 1,498t_{0,33} - 0,498t_{0,7} = 1,498 \cdot 0,6381 - 0,498 \cdot 0,8855 = 0,5149$$

Pre systém zidentifikovaný ako systém 1.rádu sa získal nasledujúci prenos (41), ktorý je porovnaný s reálnym modelom na obr. 12.

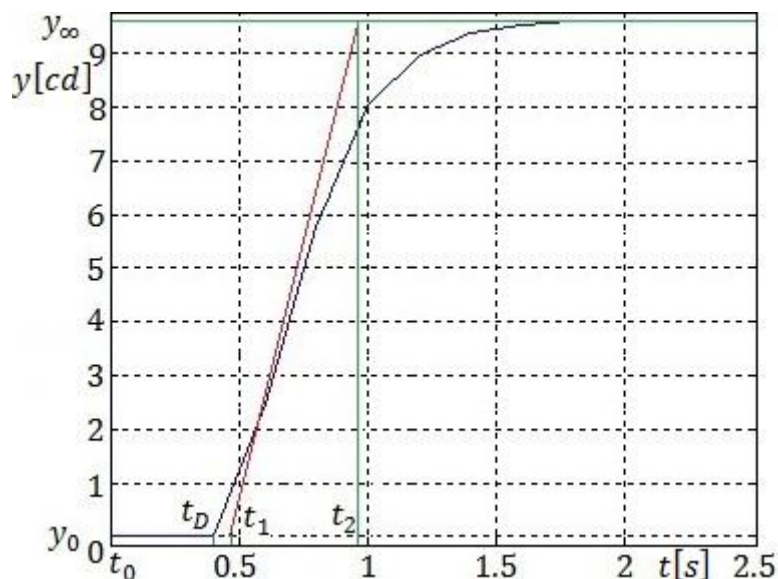
$$G(s) = \frac{9,6209}{0,308s + 1} e^{-0,5149s} \quad (41)$$



Obr. 12 Zidentifikovaný prenos ako 1. rád s dopravným oneskorením

3.3. Identifikácia systému Strejcovou metódou

Podľa postupu opísaného v kapitole 3.1.2. sa z PCH odčítali hodnoty (obr. 13) pre $y_{\infty} = 9,6209$, $y_0 = 0$, $t_0 = 0$, $t_D = 0,4$, $t_1 = 0,455$, $t_2 = 0,9713$



Obr. 13 Odčítanie hodnôt z PCH Strejcovou metódou

na základe ktorých sme vypočítali zosilnenie a časy prietahu a nábehu

$$Z = y(\infty) = 9,6209$$

$$t_u = t_1 - t_D = 0,455 - 0,4 = 0,055$$

$$t_n = t_2 - t_1 = 0,9713 - 0,455 = 0,5163$$

Z ich pomeru sme zistili, že systém je 2. rádu

$$f(s) = \frac{t_u}{t_n} = \frac{0,055}{0,5163} = 0,10653 \quad n \rightarrow 2. \text{ rád}$$

$$T = g(n)t_n = 0,368 \cdot 0,5163 = 0,19$$

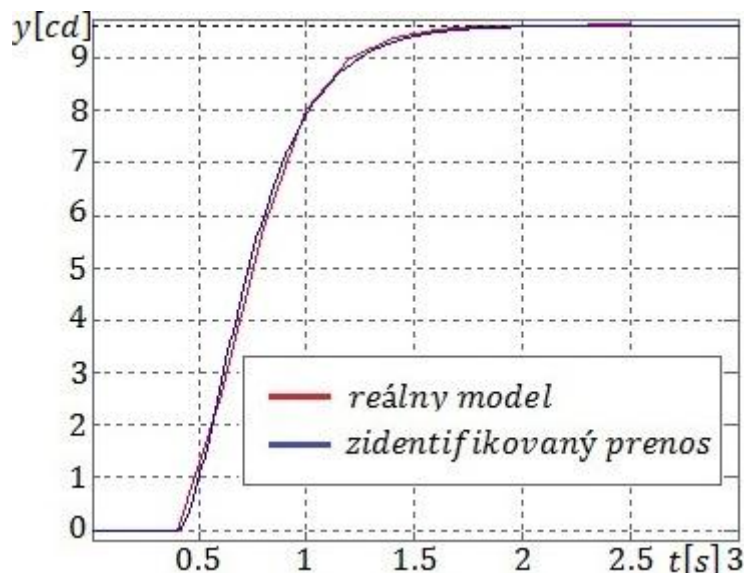
Vo výpočte času prietahu a člena dopravného oneskorenia treba brať do úvahy aj dopravné oneskorenie systému, ktorého hodnota sa získala odčítaním z prechodovej charakteristiky.

$$D = [f(s) - f(n)]t_n + t_D = (0,1065 - 0,104)0,5163 + 0,4 = 0,4013$$

$$t_u = t_1 + t_D - D = 0,455 - 0,4 + 0,4013 = 0,4537$$

Výsledný prenos zidentifikovaný pomocou Strejcovej metódy má nasledovný tvar (42), ktorý je porovnaný z reálnym modelom na obr. 14.

$$G(s) = \frac{9,6209}{(0,19s + 1)^2} e^{-0,4s} \quad (42)$$



Obr. 14 Zidentifikovaný prenos Strejcovou metódou

3.4. Porovnanie reálneho a identifikovaného modelu

Aby vytvorený model vyhovoval aj novým údajom, pre ktoré bol odhadovaný, bolo použité kritérium najmenších štvorcov. Oba získané prenosy systému (41, 42) z predošlých

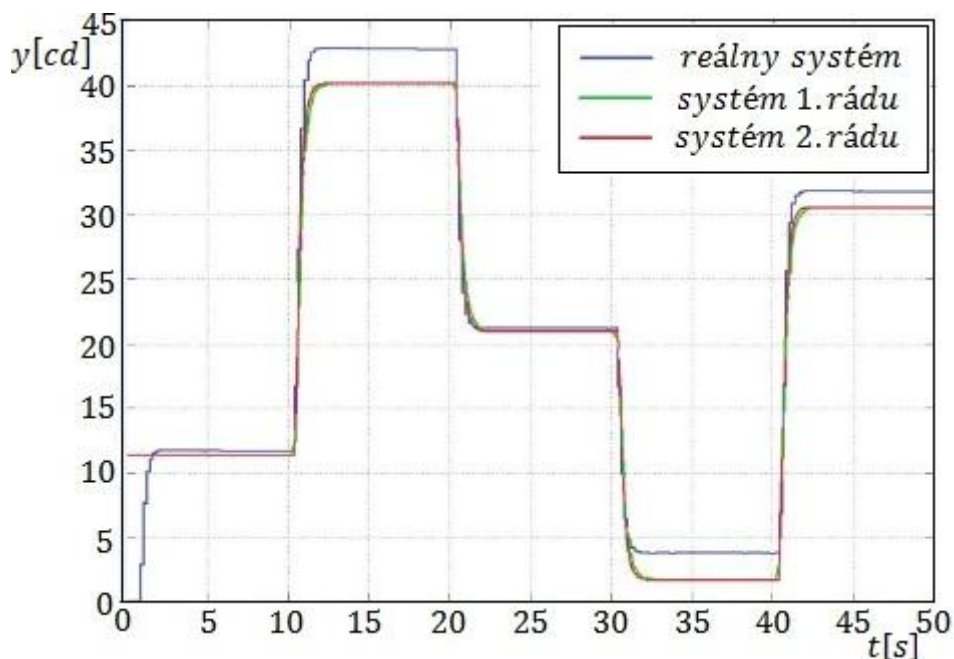
kapitol sme porovnali s reálnym systémom (Príloha - schéma 2). Pri prenose 1. rádu hodnota kritéria najmenších štvorcov bola

$$J_1 = \sum (y_r - y_p)^2 = 61\,569$$

a pri prenose 2. rádu identifikovaného Strejcovou metódou hodnota najmenších štvorcov bola

$$J_2 = \sum (y_r - y_{st})^2 = 59\,292$$

Z výsledkov vyplýva, že model zidentifikovaný Strejcovou metódou je presnejší, lepšie opisuje reálny systém ako model 1. rádu s dopravným oneskorením (obr. 15).



Obr. 15 Porovnanie modelov

3.5. Výpočet regulátorov

V ďalšom postupe je predstavená syntéza parametrov regulátora podľa rôznych metód, ktoré sú bližšie rozpracované v teoretickej časti v kapitole 4. Pri riadení systému sa navrhnuté regulátory vyskúšali na zidentifikovanom prenose. Ak regulátory úspešne uriadili systém, následne sa použili pri riadení reálneho systému žiarovky pri piatich rôznych skokových zmenách v časoch 0s, 30s, 60s 90s, 120s a s δ -okolím $\pm 0,15cd$. (Príloha - schéma 3).

Pre zidentifikovaný prenos ako systém 1. rádu sa navrhli regulátory nasledovnými metódami: metóda umiestnenia pólov, Naslinova metóda, PA regulátor a Wang-Juang-Chanova metóda. Pre systém identifikovaný ako 2. rád sa navrhli regulátory nasledovnými metódami: Strejcová metóda, Ziegler-Nicholsova metóda, Haalmanová metóda, St. Clair

metóda, Wang-Juang-Changová metóda, Astrom-Haglgundová metóda, Chien-Hrones-Reswicková metóda, metóda umiestnenia pólov a Naslinová metóda.

Ako celkom nevhodné metódy nám vyšli Strejcova metóda a Naslinová metóda syntézy regulátora. Danými metódami navrhnuté regulátory neuriadili reálny systém, ich pochody boli nestabilné. Z tohto dôvodu sa budeme ďalej zaoberať len metódami, pri ktorých regulačné pochody boli stabilné pri všetkých skokových zmenách.

3.5.1. Metóda umiestnenia pólov

Regulátor sa navrhol na základe požiadavky na správanie sa URO. Regulátory sa navrhli pre oba zidentifikované systémy.

Syntéza parametrov pre prenos 1. rádu s dopravným oneskorením

Pri požiadavke, aby v systéme nezostala regulačná odchýlka možno pre daný systém navrhnuť PI regulátor. Pri návrhu regulátora sa zvolil dvojnásobný pól o hodnote $-3,5$, ktorý je naľavo od pólu systému $s = -0,308$ na číselnej osi, pričom sa postupovalo nasledovne:

$$s_1^2 + 7s_1 + 12,25 = s^2 + \frac{(1 + 9,6209Z_R)}{0,308}s + \frac{9,6209Z_R}{0,308T_I}$$

$$s^2: \quad 1 = 1$$

$$s^1: \quad 7 = \frac{(1 + 9,6209Z_R)}{0,308}$$

$$s^0: \quad 12,25 = \frac{9,6209Z_R}{0,308T_I}$$

Riešením sústavy 2 rovníc o 2 neznámych sme získali parametre PI regulátora, ktorého výsledný prenos regulátora je v tvare

$$G_R = 0,1202 \left(1 + \frac{1}{0,3064s} \right) \quad (43)$$

V prípade, že v systéme môže zostať regulačná odchýlka, možno pre daný systém navrhnuť P regulátor. V tomto prípade sa zvolil jednonásobný pól o hodnote $s_1 = -4$.

$$s_1 + 4 = s + \frac{1 + 9,6209Z_R}{0,308}$$

$$s^1: \quad 1 = 1$$

$$s^0: \quad 4 = \frac{(1 + 9,6209Z_R)}{0,308}$$

Riešením sústavy rovníc o 1 neznámej vypočítame parameter P regulátora. Výsledný prenos regulátora je v tvare

$$G_R = 0,0241 \quad (44)$$

Syntéza parametrov pre prenos 2. rádu

Pri požiadavke, aby v systéme nezostala regulačná odchýlka možno pre daný systém navrhnuť PID regulátor. Pri návrhu regulátora sa zvolil dvojnásobný pól o hodnote $-5,5$, ktorý je naľavo od pólu systému $s = -5,25$ na číselnej osi. Týmto postupom sme dostali sústavu rovníc o 3 neznámých. Ich riešením sme získali výsledný prenos regulátora v tvare

$$G_R = 0,2366 \left(1 + \frac{1}{0,379s} + 0,0947s \right) \quad (45)$$

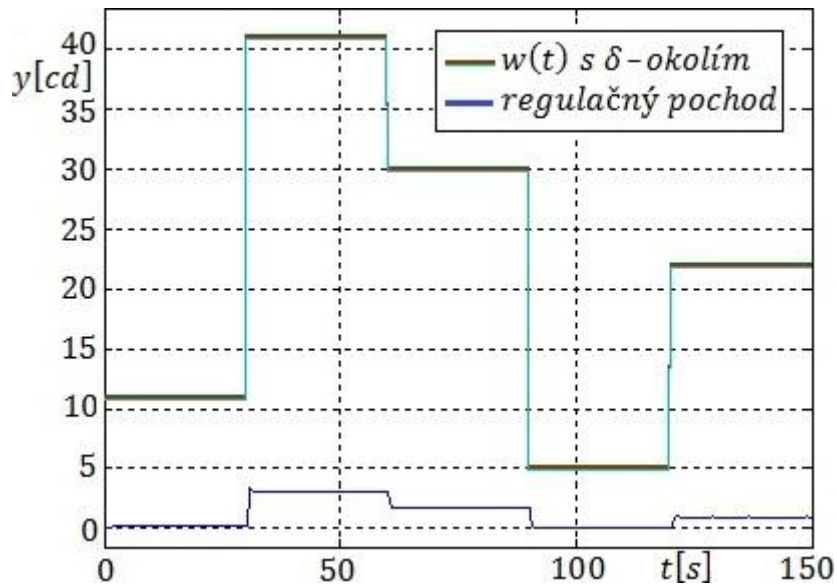
Pri požiadavke, aby systém bol aperiodicky a s trvalou regulačnou odchýlkou, navrhol sa PD regulátor pri voľbe dvojnásobného póla o hodnote $-5,5$. Pri rovnakom postupe sme získali prenos PD regulátora v tvare

$$G_R = 0,0096(1 + 0,1851s) \quad (46)$$

Navrhnutý PID regulátor pre prenos systému 2. rádu a PI regulátor pre prenos systému 1. rádu neuriadili žiarovku. Regulačné pochody boli nestabilné a periodické. P regulátor pre prenos systému 1. rádu a PD regulátor pre prenos systému 2. rádu neuriadili riadený systém na žiadanú hodnotu, avšak ich regulačný pochod bol stabilný (obr.16, 17). V tab. 10 a 11 sú uvedené ich výsledky pri piatich skokových zmenách.

Tab. 10 Výsledky riadenia P regulátora metódou umiestnenia pólov

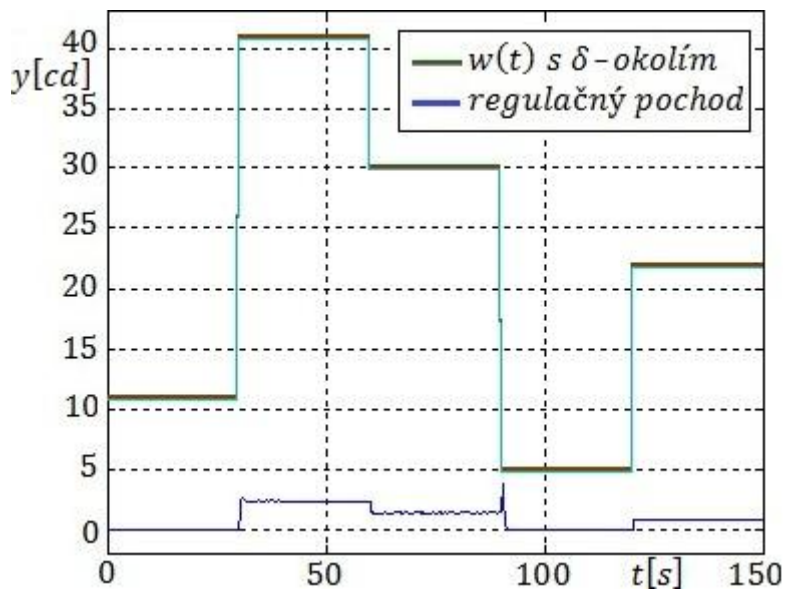
Regulátor	Skok	t_σ	t_{reg}	σ_{max}	TRO	IAE
P regulátor 1. rád	1	22,1938	-	9,1723	10,7765	324,50
	2	31,0076	-	8,4518	37,8493	1136,60
	3	81,8089	-	2,4800	28,1880	843,70
	4	114,2227	-	1,9457	4,9714	148,30
	5	121,3953	-	7,4638	20,9987	630,60
						3083,7



Obr. 16 Riadenie sústavy P regulátorom pre 1. rád

Tab. 11 Výsledky riadenia PD regulátora metódou umiestnenia pólov

Regulátor	Skok	t_{σ}	t_{reg}	σ_{max}	TRO	IAE
PD regulátor 2. rád	1	9,7899	-	18,8285	10,9522	329,80
	2	57,1991	-	2,3317	40,4204	1212,80
	3	82,8068	-	6,7073	29,7156	890,70
	4	90,6024	-	82,34552	4,9535	148,30
	5	138,4025	-	55,7190	21,8923	656,60
						3238,2



Obr. 17 Riadenie sústavy PD regulátorom pre 2. rád

3.5.2. Návrh PA regulátora

Pri návrhu PA regulátora sa pracuje s prenosom systému, ktorý nemá člen dopravného oneskorenia. Z tohto dôvodu je potrebné uskutočniť Padého aproximáciu, ktorá je popísaná v kapitole 3.3.1. Tento typ regulátora sme navrhli pre systém 1. rádu.

V prvom kroku je potrebné vypočítať hodnotu Padého aproximácie pre systém 1. rádu. Uskutočnenie výpočtu Padého aproximácie sa môže vyrátať ručne (13) alebo pomocou príkazu *pade* v programe Matlab. Pri výpočte parametrov PA regulátora sme urobili nasledovné príkazy v Matlabe s použitím toolboxu *polynomial*.

$$G_S = tf(9,6209, [0,308 \ 1], 'InputDelay', 0,5149)$$

$$G_P = pade(G_S)$$

$$[cit, men] = tfdata(G_P, 'v')$$

$$a = mat2pol(men)$$

$$b = mat2pol(cit)$$

$$ai = a * s$$

$$c = (s + 3)^4$$

$$[p, q] = axbyc(ai, b, c, 'min')$$

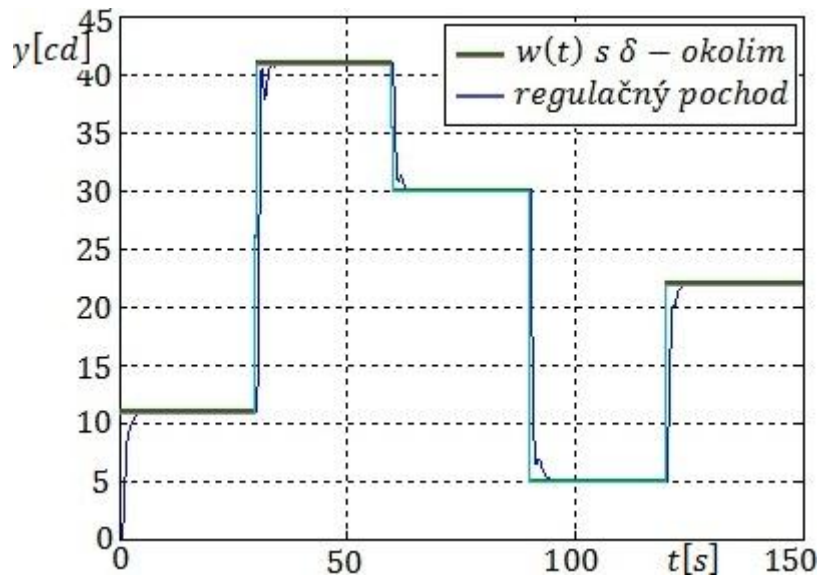
Výsledný PA regulátor s integračnou činnosťou má prenos

$$G_R(s) = \frac{0,18s^2 + 1,2s + 2,2}{(3,2s + 21)s} \quad (47)$$

Tento regulátor úspešne uriadil tak zidentifikovaný systém ako aj reálnu sústavu žiarovky (obr. 18). Výsledky riadenia žiarovky sú uvedené v tab. 12.

Tab. 12 Výsledky riadenia PA regulátorom pre systém 1. rádu

Regulátor	Skok	t_σ	t_{reg}	σ_{max}	TRO	IAE
PA regulátor	1	4,854	7,2115	0,741	0	19,4
	2	59,2037	59,2356	0,657	0	28,8
	3	63,583	63,6183	0,407	0	11,2
	4	91,7743	95,4192	0,1822	0	26,3
	5	128,0012	124,0588	1,314	0	19,9
						105,6



Obr. 18 Riadenie sústavy PA regulátorom pre 1. rád

3.5.3. Ziegler – Nicholsova metóda

Jednotlivé parametre všetkých troch typov regulátorov sa získali dosadením do vzťahov získaných Ziegler-Nicholsovou metódou uvedených v kapitole 4.2.2. Touto metódou sa navrhli regulátory pre systém 2. rádu. Pre P, PI a PID regulátor sme získali prenosy v tvare

$$G_R = 0,11828 \quad (48)$$

$$G_R = 0,10646 \left(1 + \frac{1}{1,5108s} \right) \quad (49)$$

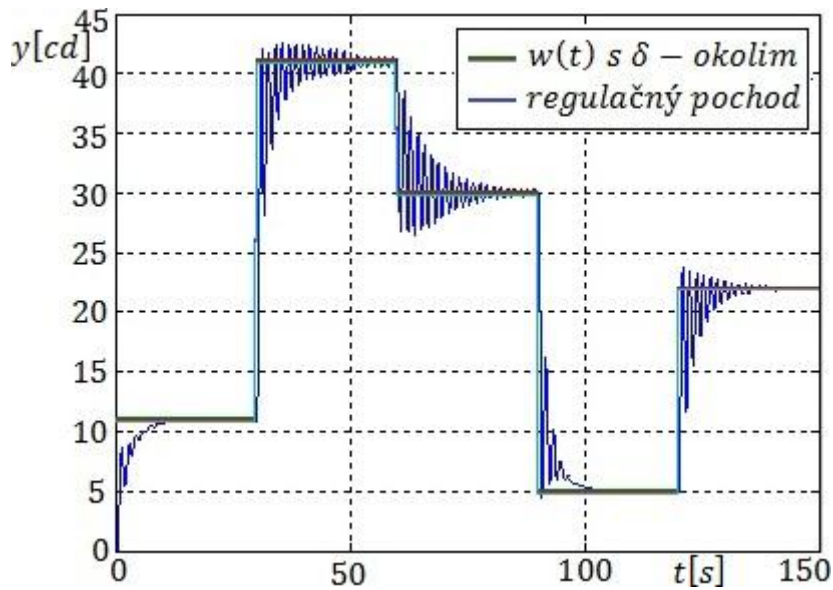
$$G_R = 0,14194 \left(1 + \frac{1}{0,90739s} + 0,22685s \right) \quad (50)$$

Regulačný pochod pri použití P a PID regulátora bol periodický a nestabilný. Avšak regulačný pochod pri použití PI regulátora bol periodický a stabilný (obr. 19). Použitím PI regulátora sa reálny systém uradil s výsledkami uvedenými v tab. 13.

Tab. 13 Výsledky riadenia PI regulátorom pre systém 2. rádu

Regulátor	Skok	t_σ	t_{reg}	σ_{max}	TRO	IAE
PI regulátor 2. rád	1	29,4000	10,9721	0,6627	0	28,8896
	2	35,5911	-	6,0764	0	56,1610
	3	61,6221	-	79,7575	0	40,6314
	4	91,8005	102,0719	45,1753	0	37,7733
	5	121,0131	149,6636	10,2256	0	33,5447

197,0119



Obr. 19 Riadenie sústavy PI regulátorom pre 2. rád

3.5.4. Wang-Juang-Chanová metóda

Pre systém 1.rádu sme po dosadení času nábehu a času prietahu do vzťahov uvedených v kapitole 4.2.4. získali výsledný regulátor s prenosom

$$G_R = 0,074861 \left(1 + \frac{1}{0,56545s} + 0,14023s \right) \quad (51)$$

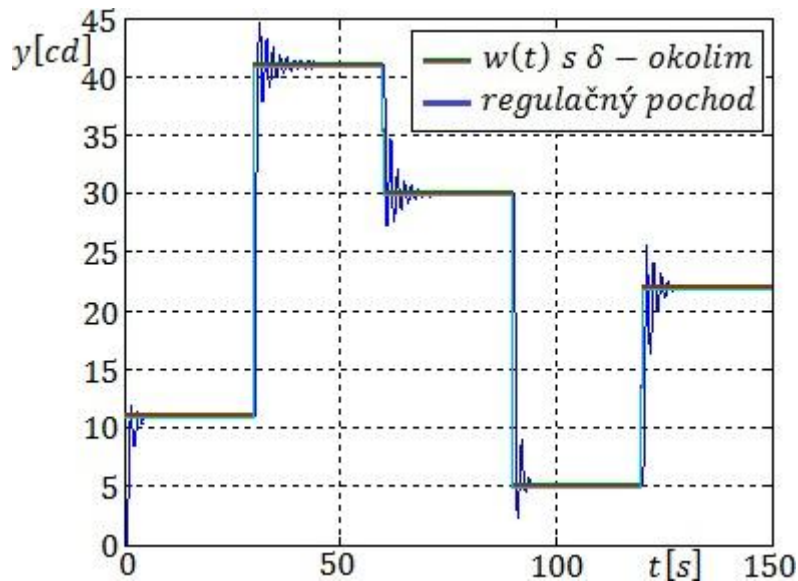
Pre systém 2.rádu sme po dosadení zodpovedajúcich časov nábehu a prietahu do vzťahov získali výsledný regulátor v tvare

$$G_R = 0,10628 \left(1 + \frac{1}{0,74315s} + 0,1576s \right) \quad (52)$$

Regulátor pre systém 2.rádu nie je vhodný, neuriadil reálny systém. Wang-Juang-Chanov PID regulátor navrhnutý pre systém 1. rádu uriadil reálny systém na žiadanú hodnotu (obr. 20) s uvedenými výsledkami na všetky skoky v tab. 14.

Tab. 14 Výsledky riadenia Wang-Juang-Chanov PID regulátorom pre 1. rád

Regulátor	Skok	t_σ	t_{reg}	σ_{max}	TRO	IAE
PID regulátor 1. rád	1	1,6	6,0327	6,7781	0	16,6565
	2	31,4	59,7355	12,2781	0	32,1647
	3	61,8	71,4256	41,9605	0	17,0805
	4	92,0	94,3955	15,9914	0	22,8208
	5	121,0	128,6289	20,6669	0	19,8545
						108,5770



Obr. 20 Riadenie sústavy pomocou Wang-Juang-Chanovým PID regulátorom

3.5.5. Chien-Hrones-Reswicková metóda

Na základe vzťahov na výpočet parametrov regulátorov metódou Chien-Hrones-Reswicka uvedených v kapitole 4.2.6. sme získali 3 regulátory pre $\sigma_{max} = 0\%$ a 3 regulátory pre $\sigma_{max} = 20\%$. Výsledné prenosy regulátorov pri $\sigma_{max} = 0\%$

$$G_R = 0,035485 \quad (53)$$

$$G_R = 0,041399 \left(1 + \frac{1}{0,60408s} \right) \quad (54)$$

$$G_R = 0,07097 \left(1 + \frac{1}{0,5163s} + 0,22685s \right) \quad (55)$$

Výsledné prenosy regulátorov pri $\sigma_{max} = 20\%$

$$G_R = 0,082799 \quad (56)$$

$$G_R = 0,07097 \left(1 + \frac{1}{0,5163s} \right) \quad (57)$$

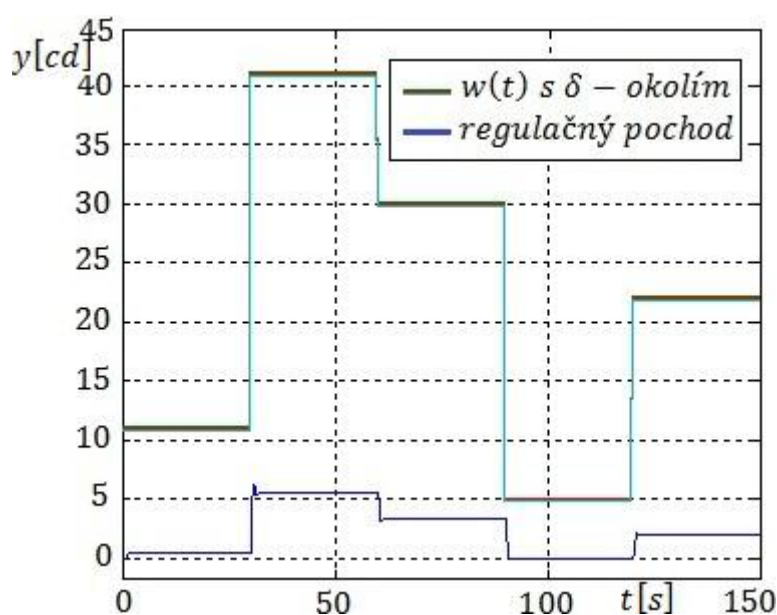
$$G_R = 0,11237 \left(1 + \frac{1}{0,70217s} + 0,29037s \right) \quad (58)$$

P a PID regulátory pri $\sigma_{max} = 20\%$ systém neuriadili. Ich regulačný pochod je periodický a nestabilný. P regulátor pri $\sigma_{max} = 0\%$ systém neuriadil na žiadanú hodnotu výstupu, avšak regulačný pochod bol stabilný (obr. 21). Výsledky riadenia systému týmto regulátorom sú uvedené v tab. 15. PI a PID regulátory pri $\sigma_{max} = 0\%$ a PI regulátor pri $\sigma_{max} = 20\%$ reálny systém úspešne uriadili na žiadanú hodnotu (obr. 22, 23, 24).

Výsledky riadenia systému PI, PID pri $\sigma_{max} = 0\%$ a PI regulátor pri $\sigma_{max} = 20\%$ sú uvedené v tab. 16, 17, 18.

Tab. 15 Výsledky riadenia P regulátorom pri $\sigma_{max} = 0\%$

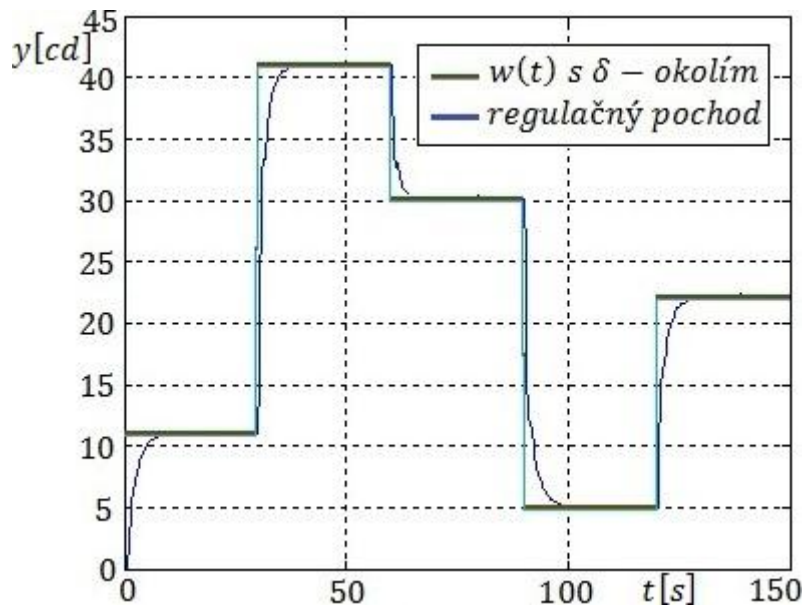
Regulátor	Skok	t_{σ}	t_{reg}	σ_{max}	TRO	IAE
$\sigma_{max} = 0\%$	1	2,2415	-	8,7321	10,4755	316,1
	2	31,0029	-	15,5016	35,4457	1065,5
P regulátor 2. rád	3	76,6177	-	1,0868	26,5897	795,8
	4	117,8192	-	0,4168	4,9244	146,6
	5	121,2048	-	8,2668	19,9696	600,0
						2924,0



Obr. 21 Riadenie sústavy P regulátorom pri $\sigma_{max} = 0\%$

Tab. 16 Výsledky riadenia PI regulátorom pri $\sigma_{max} = 0\%$

Regulátor	Skok	t_{σ}	t_{reg}	σ_{max}	TRO	IAE
$\sigma_{max} = 0\%$	1	13,2283	8,1033	0,4231	0	29,5123
	2	47,9949	50,8102	0,1421	0	42,5617
PI regulátor 2. rád	3	61,6074	86,6456	1,9822	0	15,7303
	4	102,1740	99,0545	0,5537	0	38,7151
	5	133,2319	126,8250	0,1336	0	28,2340
						154,7534

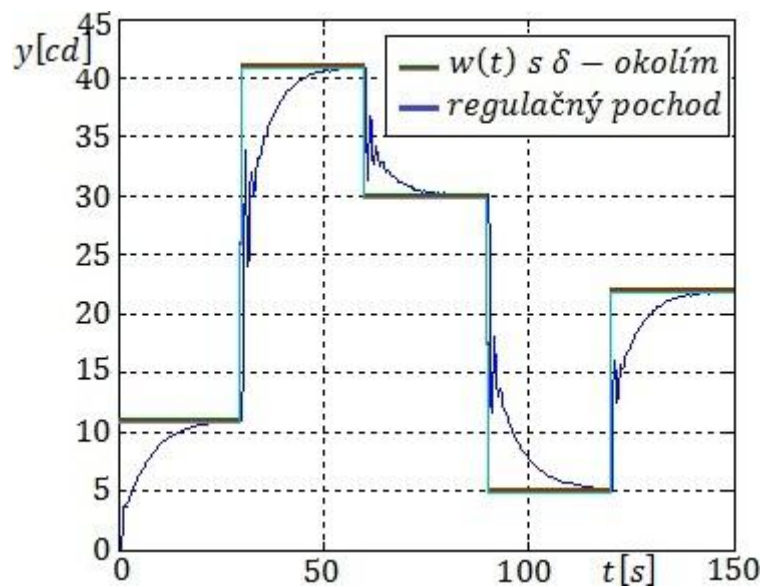


Obr. 22 Riadenie sústavy PI regulátorom pre $\sigma_{max} = 0\%$

Tab. 17 Výsledky riadenia PID regulátorom pri $\sigma_{max} = 0\%$

Regulátor	Skok	t_{σ}	t_{reg}	σ_{max}	TRO	IAE
$\sigma_{max} = 0\%$	1	29,6029	28,5874	0,0758	0	68,4301
	2	55,5047	56,5165	0,0494	0	101,0115
PID regulátor 2. rád	3	61,4041	79,9219	62,0919	0	34,6854
	4	91,6033	-	51,4624	0	91,8789
	5	146,8005	144,5327	0,0885	0	64,7351

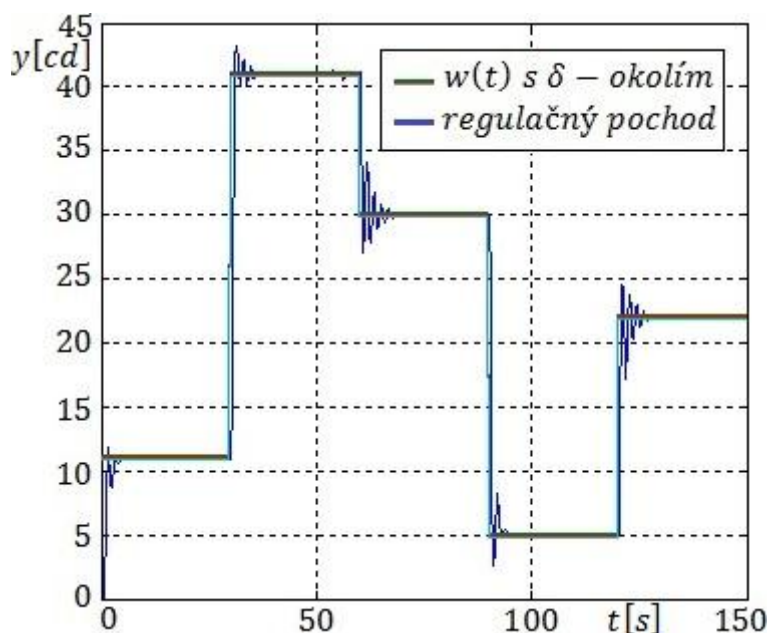
360,7410



Obr. 23 Riadenie sústavy PID regulátorom pre $\sigma_{max} = 0\%$

Tab. 18 Výsledky riadenia PI regulátorom pri $\sigma_{max} = 20\%$

Regulátor	Skok	t_{σ}	t_{reg}	σ_{max}	TRO	IAE
$\sigma_{max} = 20\%$	1	1,6000	5,8137	8,7990	0	17,0023
	2	31,6047	57,9542	7,2319	0	26,8696
PI regulátor 2. rád	3	61,7967	68,6406	35,9102	0	15,8137
	4	92,0381	94,4132	12,7583	0	21,8903
	5	121,0021	127,2275	15,3208	0	19,5978
						101,1737



Obr. 24 Riadenie sústavy PI regulátorom pre $\sigma_{max} = 20\%$

3.5.6. Haalmanová metóda

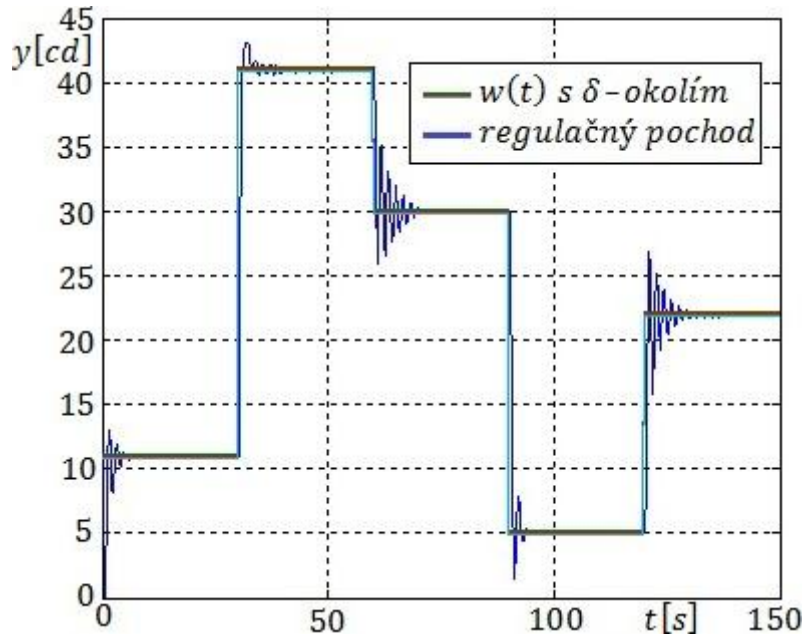
Na základe vzťahov na výpočet parametrov PI regulátora Haalmanovou metódou uvedenou v kapitole 4.2.6. sme získali prenos regulátora v tvare

$$G_R = 0,078856 \left(1 + \frac{1}{0,5163s} \right) \quad (59)$$

Regulačný pochod Haalmanovho PI regulátora bol stabilný a periodicky (obr.25) s výsledkami uvedenými v tab. 19.

Tab. 19 Výsledky riadenia PI regulátorom Haalmanovou metódou

Regulátor	Skok	t_{σ}	t_{reg}	σ_{max}	TRO	IAE
Haalman	1	1,5918	6,8290	18,9236	0	17,5682
	2	32,2088	59,1073	6,4283	0	28,5030
PI regulátor 2. rád	3	61,7933	-	45,2746	0	21,5090
	4	92,2073	94,3907	11,2378	0	22,3186
	5	121,0040	138,1362	28,8244	0	25,3200
						115,2188



Obr. 25 Riadenie sústavy Haalmanovým PI regulátorom

3.5.7. St. Clair metóda

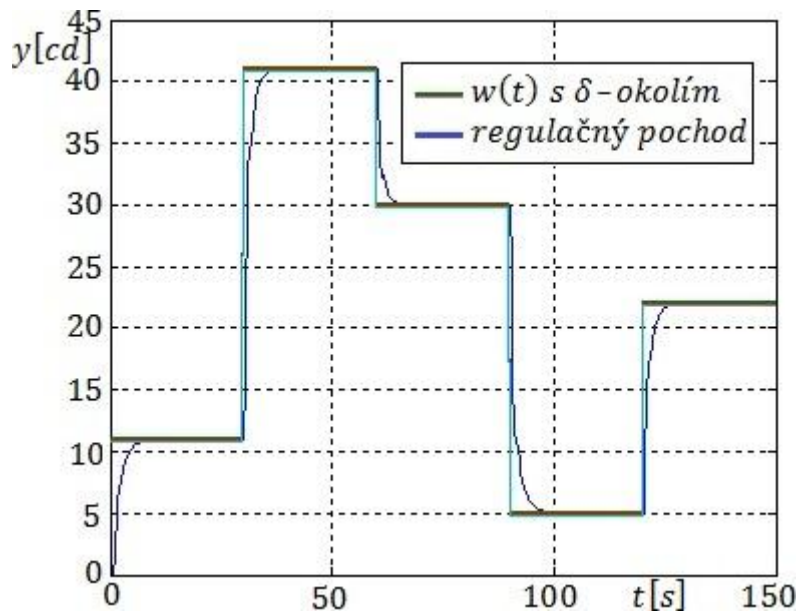
Na základe vzťahov na výpočet parametrov regulátorov St. Clair metódou uvedenou v kapitole 4.2.7. sme získali PI regulátor s prenosom v tvare

$$G_R = 0,039428 \left(1 + \frac{1}{0,5163s} \right) \quad (60)$$

St. Clair PI regulátor úspešne uradil reálny systém (obr. 26) s výsledkami uvedenými v tab. 20.

Tab. 20 Výsledky riadenia PI regulátorom St. Clair metódou

Regulátor	Skok	t_σ	t_{reg}	σ_{max}	TRO	IAE
St. Clair	1	9,7896	6,9767	0,3442	0	26,8471
	2	38,0228	46,8505	0,2790	0	37,7863
PI regulátor 2. rád	3	61,6111	87,8633	0,2171	0	14,0121
	4	105,4028	97,9228	0,5238	0	34,4307
	5	131,0057	126,0678	0,6752	0	25,5558
						138,6320



Obr. 26 Riadenie sústavy St. Clairovým PI regulátorom

3.5.8. Åström-Hägglundová metóda

Pri výpočte parametrov Åström-Hägglundovou metódou sme dosadili do funkcie (36) zodpovedajúce hodnoty a_0 , a_1 , a_2 a hodnoty času priet'ahu a nábehu systému 2. rádu v tvare

$$\tau = \frac{t_u}{t_u + t_n} = \frac{0,4537}{0,4537 + 0,5163} = 0,46773$$

Pre PI a PID regulátor pre $M_S = 1,4$ sme získali prenosy

$$G_R = 0,021797 \left(1 + \frac{1}{0,35524s} \right) \quad (61)$$

$$G_R = 0,043649 \left(1 + \frac{1}{0,53942s} + 0,1385s \right) \quad (62)$$

A pre $M_S = 2$ sme získali prenosy regulátorov

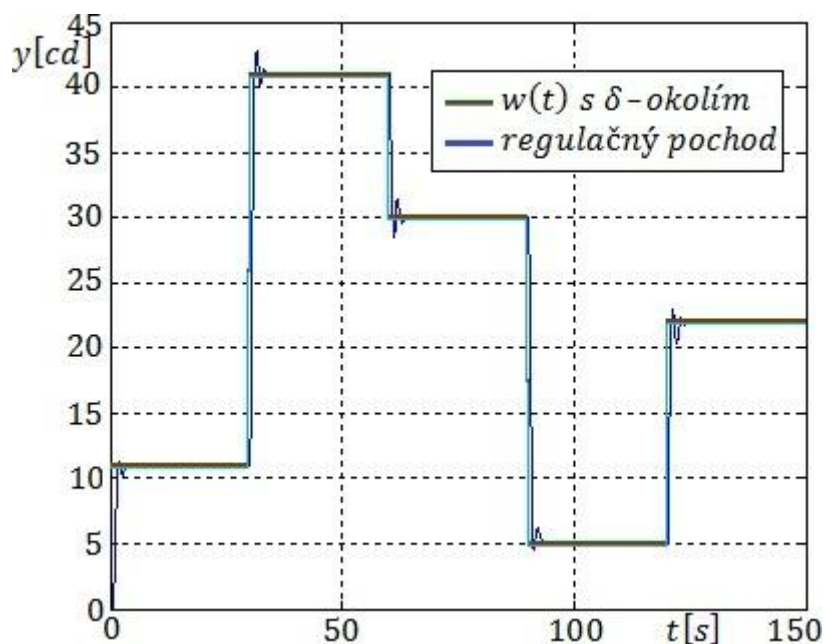
$$G_R = 0,047178 \left(1 + \frac{1}{0,35524s} \right) \quad (63)$$

$$G_R = 0,095114 \left(1 + \frac{1}{0,5873s} + 0,14572s \right) \quad (64)$$

Pri riadení reálneho systému sa neosvedčil navrhnutý PID regulátor pri $M_S = 2$, ktorý neuriadil systém pri všetkých piatich skokových zmenách. Navrhnutý PI a PID regulátor pri $M_S = 1,4$ a PI regulátor pri $M_S = 2$ úspešne uriadili reálny systém (obr. 27, 28, 29) s výsledkami uvedenými v tab. 21,22 a 23.

Tab. 21 Výsledky riadenia PI regulátorom s $M_S = 2$

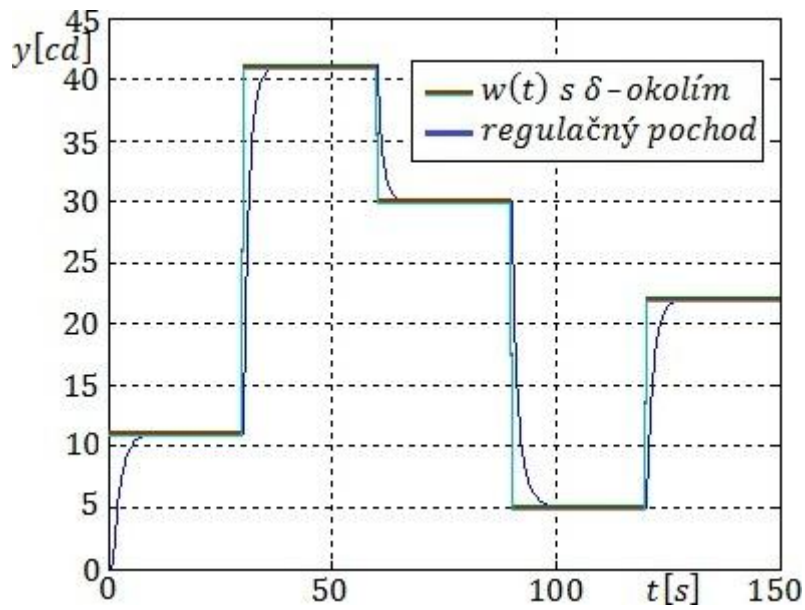
Regulátor	Skok	t_σ	t_{reg}	σ_{max}	TRO	IAE
$M_S = 2$	1	1,8354	3,3333	2,2605	0	16,5820
	2	31,5865	45,8710	6,1208	0	24,8626
PI regulátor 2. rád	3	62,0217	85,0489	12,6468	0	10,8738
	4	92,2083	93,2123	4,8554	0	20,0903
	5	121,3886	124,4194	5,0267	0	16,4457
						88,8544



Obr. 27 Riadenie sústavy PI regulátorom s $M_S = 2$

Tab. 22 Výsledky riadenia PI regulátorom s $M_S = 1,4$

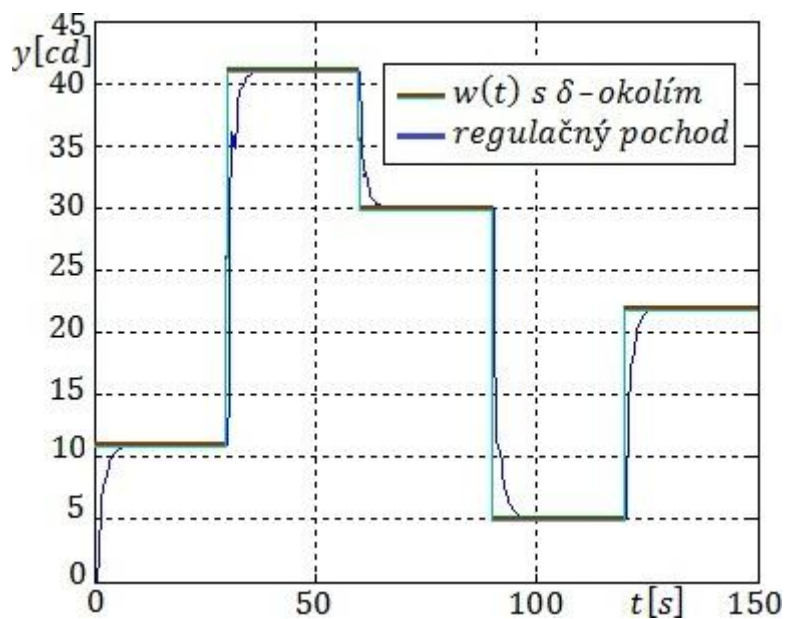
Regulátor	Skok	t_σ	t_{reg}	σ_{max}	TRO	IAE
$M_S = 1,4$	1	10,1952	8,8967	0,3994	0	32,6745
	2	57,2003	57,2162	0,2302	0	46,8806
PI regulátor 2. rád	3	69,3930	65,5250	0,1868	0	16,7617
	4	98,1904	98,7529	1,2003	0	42,8138
	5	129,8190	126,5367	0,0907	0	31,5616
						170,6922



Obr. 28 Riadenie sústavy PI regulátorom s $M_S = 1,4$

Tab. 23 Výsledky riadenia PID regulátorom s $M_S = 1,4$

Regulátor	Skok	t_σ	t_{reg}	σ_{max}	TRO	IAE
$M_S = 1,4$	1	11,4056	6,6866	0,4013	0	25,5693
	2	37,9978	46,8478	0,3054	0	35,7143
PID regulátor 2. rád	3	61,3876	83,6894	26,0308	0	13,1410
	4	91,5753	97,3312	21,5665	0	32,4283
	5	130,9990	125,9118	0,7462	0	24,1193
						130,9722



Obr. 29 Riadenie sústavy PID regulátorom s $M_S = 1,4$

4. Záver

Účelom tejto bakalárskej práce bolo oboznámenie sa s tepelno-optickou sústavou a jej následným riadením. Táto bakalárska práca pojednáva o identifikácii skúmaného procesu, resp. optického kanála tepelno-optickej sústavy, ďalej o syntéze regulátorov a o vyhodnotení regulátorov na základe ukazovateľov kvality riadenia. Na realizáciu tohto cieľa práce sa v prvom rade uskutočnilo niekoľko skokových zmien na základe, ktorých sa odmerali jednotlivé prechodové charakteristiky.

Z nameraných prechodových charakteristík sa získala výsledná prechodová charakteristika pomocou, ktorej sa identifikovala sústava dvoma rôznymi metódami: ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením a ako systém 2. rádu Strejcovou metódou. Pomocou metódy najmenších štvorcov sa určil systém 2. rádu ako model lepšie opisujúci reálny systém. Parametre regulátorov sa navrhli troma analytickými metódami - Naslinovov metódou, metódou umiestnenia pólov a pomocou PA regulátora a pomocou 7 experimentálnych metód – Ziegler-Nicholsová metóda, Strejcová metóda, Haalmanová metóda, St. Clair metóda, Wang-Juang-Chanová metóda, Chien-Hrones-Reswicková metóda a nakoniec Åström-Hägglundová metóda. Všetky uvedené metódy návrhu regulátorov sa aplikovali najprv na zidentifikovaný systém a potom na reálny systém, pričom sa sledoval ich regulačný pochod pri piatich rôznych skokových zmenách po 30 sekúnd.

Z celkového počtu siedmich regulátorov navrhnutých pre systém 1. rádu len dva regulátory uriadili reálnu sústavu. Pri použití regulátorov navrhnutých pre systém 2. rádu reálnu sústavu úspešne uriadilo jedenásť z nich. Na základe ukazovateľa kvality IAE ako najlepší regulátor pri riadení tejto sústavy sa osvedčil Åström-Hägglundov PI regulátor pri citlivosti $M_S = 2$. Tento regulátor má zároveň hneď po Åström-Hägglundovom PID regulátore pri $M_S = 1,4$ najmenší čas regulácie. V priemere však má najmenšie maximálne prerogulovanie St. Clair PI regulátor. Ďalšie regulátory, ktoré uspokojuivo uriadili sústavu pri nízkych hodnotách IAE a času regulácie boli PA regulátor navrhnutý pre systém 1. rádu a Chien-Hrones-Reswickov PI regulátor pri $\sigma_{max} = 20\%$. Všetky navrhnuté P a PD regulátory sa ukázali ako celkom nevhodné na riadenie sústavy.

5. Zoznam bibliografických odkazov

- [1] ÅSTRÖM, K. – HÄGGLUND, T.: PID controllers: Theory, Design and Tuning. 2. vydanie. Research Triangle Park, South Carolina: Instrument Society of America, 1995. ISBN 1-55617-516-7.
- [2] BAKOŠOVÁ, M.: Riedenie procesov. Prednášky. [online]. Bratislava: FCHPT STU. [cit. 2012-2-20]. Dostupné na internete:
<<http://www.kirp.chtf.stuba.sk/moodle/course/view.php?id=214>>.
- [3] BAKOŠOVÁ, M. – FIKAR, M. – ČIRKA, L.: Základy automatizácie. Bratislava: Vydavateľstvo STU, 2003. ISBN 80-227-1831-9.
- [4] BIHUŇOVÁ, M.: Riadenie systémov s dopravným oneskorením. Diplomová práca. Bratislava: FCHPT STU, 2007.
- [5] BLANAR, P.: Návrh riadenia destilačnej kolóny. Semestrálna práca. Bratislava: FCHPT STU, 2004.
- [6] CSIZMADIAOVÁ, V.: Modelovanie a riadenie laboratórnych zásobníkov kvapaliny. Bakalárska práca. Bratislava: FCHPT STU, 2008.
- [7] FIKAR, M. – MIKLEŠ, J.: Identifikácia systémov. 1 vydanie. Bratislava: Vydavateľstvo STU, 1999. ISBN 80-227-1177-2.
- [8] GUZMICKÝ, P. – KOZÁK, Š.: Riadenie tepelného procesu vnoreným systémom. In *Cybernetics and informatics*. [online]. Bratislava: STU FEI, 2010. [cit. 2013-04-04]. Dostupné na internete:
<http://www.nt.ntnu.no/users/skoge/prost/proceedings/slovak_control_conference_2010/pdf/5_2_Guzmicky_Kozak.pdf>. ISBN 978-80-227-3241-3.
- [9] HARSÁNYI, L. – MURGAŠ, J. – ROSINOVÁ, D. – KOZÁKOVÁ, A.: Teória automatického riadenia. Bratislava: FEI STU, 1998. ISBN 80-227-1098-9.
- [10] HUBA, T.: Školská tepelno-optická sústava uDAQ28/LT. [online]. Bratislava: Slovenská e-akadémia, 2008. [cit. 2012-12-20]. Dostupné na internete:
<<http://www.eas.sk/mod/product/show.php?ID=16>>.

- [11] MIKLEŠ, J. – FIKAR, M.: Modelovanie, identifikácia a riadenie procesov 2. Bratislava: Vydávateľstvo STU, 2004. ISBN 80-227-2134-4.
- [12] O'DWYER, A.: A summary of PI and PID controller tuning rules for processes with time delay. Part 1: PI controller tuning rules. In *PID '00:IFAC Workshop on Digital Control*. [online]. Terressa: 2000. [cit. 2013-04-29]. Dostupné na internete:
<<http://www.google.sk/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=11&ved=0CDAQFjAAOAO&url=http%3A%2F%2Farrow.dit.ie%2Fcgi%2Fviewcontent.cgi%3Farticle%3D1040%26context%3Dengscheleart&ei=watzUcukIsaN7AbCqICgDQ&usg=AFQjCNHwVIPzx6eN8nL4BoWbKuR9cyn5WA&sig2=XtQLMDLv-kQzzBfZ1YBchw>>
- [13] ORAVEC, J.: Tvorba programového systému pre syntézu regulátorov. Diplomová práca. Bratislava: FCHPT STU, 2010.
- [14] VAVRUŠA, S.: Řízení spojitéch systémů s dopravním zpožděním různými metodami. Dizertačná práca. Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíne, 2006.
- [15] XUE, D. – CHEN, Y. – ARTHERTON, D.: Linear Feedback Control: Analysis and Design with Matlab. Philadelphia: SIAM, 2007. ISBN 978-0-898716-32-2.
- [16] ZIKA, R.: Modelovanie a riadenie dynamickzch systemov v prostredi Matbla/Simulink. Bakalárska práca. Bratislava: FCHPT STU, 2006.

6. Príloha

Schéma 1.

Bloková schéma odozvy skokových zmien vstupu na výstupnú veličinu svietivosti tepelno-optickej sústavy

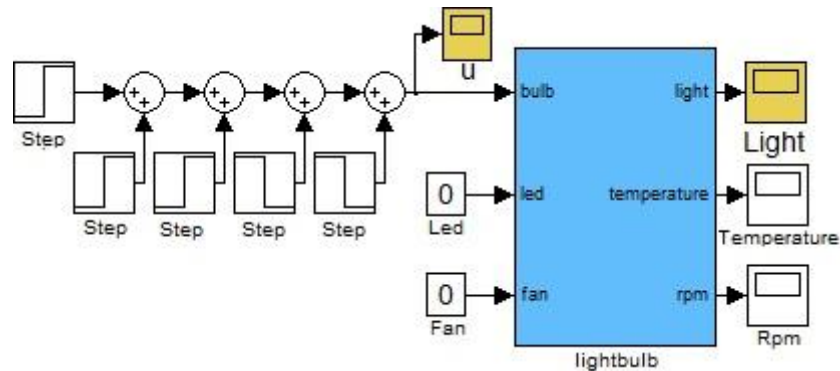


Schéma 2.

Bloková schéma porovnania modelov získaných identifikáciou s reálnou sústavou

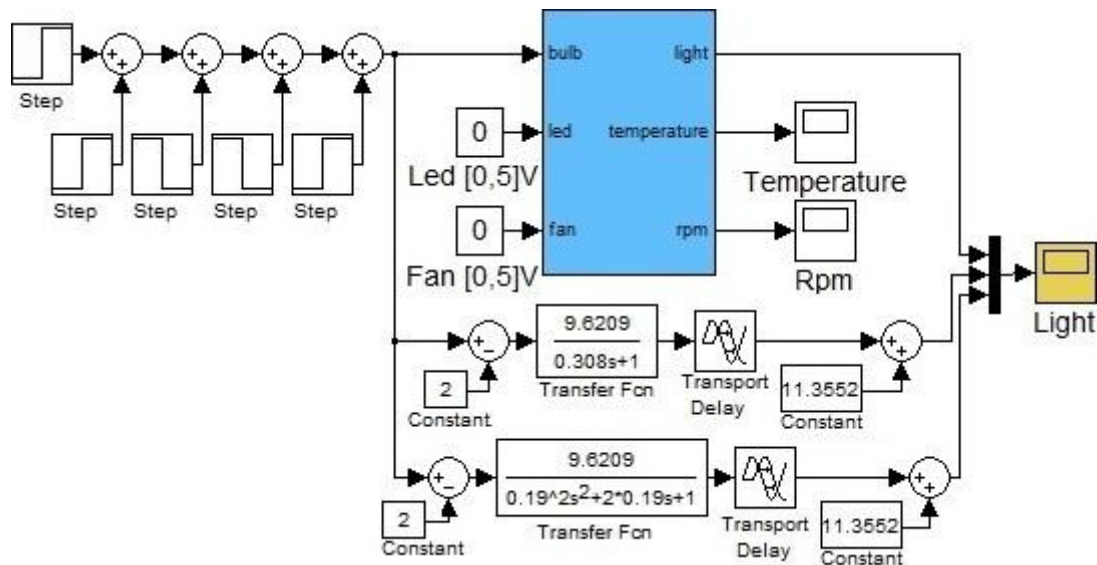
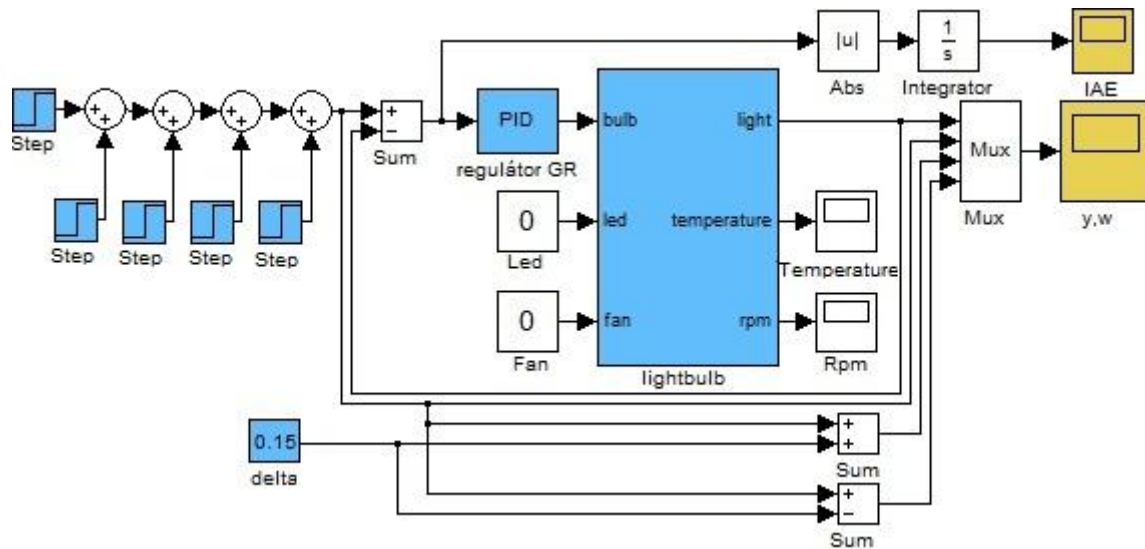


Schéma 3.

Bloková schéma zapojenia regulátora k reálnemu systému



M-file

na výpočet výslednej prechodovej charakteristiky, na identifikáciu systému a návrh PA regulátora.

```
load data.mat
% vykreslenie dat z realnej sustavy
plot(t,vstup)
figure
plot(t,vystup)
grid
```

```
%normalizacia
y1=vystup(1:100);
t1=t(1:100);
y2=vystup(101:200);
t2=t(101:200);
t3=t(201:300);
t4=t(301:400);
y3=vystup(201:300);
y4=vystup(301:400);
y5=vystup(401:500);
t5=t(401:500);
u1=vstup(1:100);
u2=vstup(101:200);
u3=vstup(201:300);
u4=vstup(301:400);
u5=vstup(401:500);
```

```
y22=y2-y1(end);
y33=y3-y2(end);
y44=y4-y3(end);
y55=y5-y4(end);
```

```
u22=u2-u1(end);
u33=u3-u2(end);
u44=u4-u3(end);
u55=u5-u4(end);
```

```

y2n=y22./u22;
y3n=y33./u33;
y4n=y44./u44;
y5n=y55./u55;
y=(y2n+y3n+y4n+y5n)./4;
yy=(y2n+y3n+y4n+y5n)./(4.*(u22+u33+u44+u55));
u=(u22+u33+u44+u55)./4;
cas=t(1:100);

% % % % vykreslenie vsetkych PCH v nule
hold on
plot(t1,y1,'k')
hold on
plot(t1,y2n,'g')
hold on
plot(t1,y3n,'y')
hold on
plot(t1,y4n,'c')
hold on
plot(t1,y5n,'b')
hold on
plot(t1,yy,'r')

% % vykreslenie normalizacie
figure
plot(cas,u)
figure
plot(cas,yy)
grid

% % identifikacia 1
Gid1=tf(9.6209,[0.308 1],'InputDelay',0.5149)
figure
plot(cas,y,'r')
hold on
step(Gid1,cas(end))
grid

% % identifikacia 2 - Strejc
Gid2=tf(9.6209,[0.19*0.19 2*0.19 1],'InputDelay',0.4013)
figure
plot(cas,y,'r')
hold on
step(Gid2,cas(end))
grid

%metoda najmensich stvorcov
load porovnanie.mat
mpr1=sum(yr-yp)^2
mpr2=sum(yr-yt)^2

% % PA regulator
Gp=pade(Gid)
[cit,men]=tfdata(Gp,'v')
pinit
a=mat2pol(men)
b=mat2pol(cit)
ai=s*a
c=(s+3)^4
[p,q]=axbyc(ai,b,c,'min')

```