

**SLOVENSKÁ TECHNICKÁ UNIVERZITA V BRATISLAVE
FAKULTA CHEMICKEJ A POTRAVINÁRSKEJ
TECHNOLÓGIE**

FCHPT-5414-50901

TVORBA SOFTVÉRU PIDDESIGN

DIPLOMOVÁ PRÁCA

2013

Bc. Kornélia Černá

**SLOVENSKÁ TECHNICKÁ UNIVERZITA V BRATISLAVE
FAKULTA CHEMICKÉJ A POTRAVINÁRSKEJ
TECHNOLÓGIE**

TVORBA SOFTVÉRU PIDDESIGN

DIPLOMOVÁ PRÁCA

FCHPT-5414-50901

Študijný program: automatizácia a informatizácia v chémii a potravinárstve

Číslo študijného odboru: 2621

Názov študijného odboru: 5.2.14 automatizácia

Školiace pracovisko: OIRP ÚIAM FCHPT

Vedúci záverečnej práce/školiťel': doc. Ing. Monika Bakošová, CSc.

Konzultant : Ing. Juraj Oravec

Bratislava 2013

Bc. Kornélia Černá



ZADANIE DIPLOMOVEJ PRÁCE

Študentka: **Bc. Kornélia Černá**
ID študenta: 50901
Študijný program: automatizácia a informatizácia v chémii a potravinárstve
Študijný odbor: 5.2.14 automatizácia
Vedúca práce: doc. Ing. Monika Bakošová, CSc.
Konzultant: Ing. Juraj Oravec
Miesto vypracovania: ÚIAM FCHPT STU v Bratislave

Názov práce: **Tvorba softvéru PIDDESIGN**

Špecifikácia zadania:

1. Rozšírenie softvéru o ďalšie metódy návrhu PID regulátorov,
2. rozšírenie softvéru o ďalšie metódy identifikácie systémov,
3. úprava grafického používateľského rozhrania v programovom prostredí MATLAB – Simulink,
4. rozšírenie grafického používateľského rozhrania pre komunikáciu v anglickom jazyku,
4. tvorba používateľských manuálov v slovenskom a v anglickom jazyku.

Rozsah práce: 60 strán

Zoznam odbornej literatúry:

1. 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.
2. O'DWYER, A. *Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules*. London: Imperial College Press, 2006. 545 s. ISBN 1-86094-622-4.
3. ŠULC, B. – VÍTEČKOVÁ, M. *Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů*. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2004. 333 s. ISBN 80-01-03007-5.

Riešenie zadania práce od: 18. 02. 2013

Dátum odovzdania práce: 25. 05. 2013



Bc. Kornélia Černá
šudentka



prof. Ing. Miroslav Fikar, DrSc.
vedúci pracoviska



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

Pod'akovanie:

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

Čestné vyhlásenie:

Čestne vyhlasujem, že som diplomovú prácu vypracovala samostatne podľa pokynov vedúcej diplomovej práce a konzultanta, s použitím literatúry, ktorú uvádzam v osobitnom zozname.

V Bratislave, 22. mája 2013

.....

Bc. Kornélia Černá

Abstrakt

Cieľom mojej diplomovej práce bolo prepracovanie vybraných častí programu *PIDDESIGN* a jeho grafického používateľského rozhrania v programovom prostredí *MATLAB-Simulink*, ako aj rozšírenie grafického používateľského rozhrania pre komunikáciu v anglickom jazyku. Program *PIDDESIGN* predstavuje prehľadný nástroj na jednoduchú a rýchlu identifikáciu riadeného procesu pomocou prechodovej charakteristiky, ako aj následnú syntézu *PID* regulátora a overenie kvality regulácie pomocou simulácie. Program umožňuje zamerať pozornosť používateľa na analýzu riadeného procesu a zvýšenie kvality riadenia. Program bol vytvorený hlavne na študijné účely a slúži ako názorná učebná pomôcka pre študentov. Mojim cieľom bolo prepracovať existujúce časti programu v oblasti návrhu regulátora tak, aby bolo možné jednoduché pridávanie a upravovanie metód syntézy *PID* regulátorov. Využívala som pri tom prístup *Switched Board Programming*. Ďalším cieľom mojej diplomovej práce bolo rozšírenie softvéru o ďalšie metódy návrhu *PID* regulátorov a metódy identifikácie systémov. Súčasťou diplomovej práce bola aj tvorba používateľských manuálov v slovenskom a anglickom jazyku.

Kľúčové slová: softvér *PIDDESIGN*, syntéza *PID* regulátora, identifikácia, grafické používateľské rozhranie

Abstract

The aim of my diploma thesis was to create a new version of the selected parts of software *PIDDESIGN* in the MATLAB-Simulink programming environment using its graphic user interface, as well as the extension of graphical user interface to communicate in English. Software *PIDDESIGN* represents useful tool for simple step-response-based identification of a controlled process, fast *PID* controller tuning using various methods, and effective evaluation of control performance using simulation of control. It enables to focus the user's attention on the control performance analysis to increase the quality of control. The properties of the software determine its application especially for educational purposes. The aim of my diploma thesis was to redesign the *PID* controller tuning section to simplify the possibilities to add and modify the available tuning methods. To fulfill the aims, I implemented the *Switched Board Programming* approach. Another aim of my diploma thesis was to extend the software on other methods of *PID* controller design and methods of identification. Part of the diploma thesis was the creation of user manuals in Slovak and English.

Key words: software *PIDDESIGN*, *PID* controller tuning, identification, graphic user interface

Obsah

Zoznam obrázkov	9
Zoznam symbolov a skratiek	10
Úvod	11
1. Teoretická časť.....	13
1.1. Uzavretý regulačný obvod.....	13
1.2. Identifikácia riadeného systému.....	15
1.2.1. Identifikácia procesu ako systému prvého rádu pomocou dvoch bodov.....	16
1.2.2. Identifikácia procesu ako systému prvého a druhého rádu založená na dvoch bodoch.....	17
1.2.3. Identifikácia systému podľa Strejca.....	19
1.2.3.1. Aproximácia modelu získaného metódou identifikácie podľa Strejca pomocou modelu s nižším rádom.....	21
1.2.4. Identifikácia tlmene kmitavých systémov.....	22
1.2.5. Identifikácia neminimálne fázového systému.....	23
1.2.6. Filtrácia.....	26
1.3. PID regulátor	28
1.3.1. Zložky PID regulátora	29
1.3.2. Zásady výberu regulátora	31
1.4. Ukazovatele kvality riadenia	32
1.4.1. Kritériá v časovej oblasti.....	32
1.4.2. Integrálne kritériá kvality regulácie.....	33
1.5. Analytické metódy syntézy PID regulátora.....	34
1.5.1. Metóda umiestnenia pólov.....	34
1.5.2. Naslinova metóda.....	36
1.5.3. Metóda násobného dominantného pólu.....	37
1.5.4. Metóda optimálneho modulu.....	38
1.5.5. Metóda požadovaného modelu.....	41
1.5.6. Metóda založená na bezpečnosti v zosilnení a vo fáze.....	42
1.6. Experimentálne metódy syntézy PID regulátora.....	44
1.6.1. Åströмова – Hägglungova metóda.....	44
1.6.2. Borresenova - Grindalova metóda.....	46
1.6.3. Cohenova – Coonova metóda.....	47

1.6.4.	Fertikova – Sharpeho metóda.....	47
1.6.5.	Haalmanova metóda.....	48
1.6.6.	Hayova metóda.....	49
1.6.7.	Chienova – Hronesova – Reswickova metóda.....	50
1.6.8.	Kleinova metóda.....	52
1.6.9.	Liptáková metóda.....	53
1.6.10.	Lopezova IAE – ISE metóda.....	53
1.6.11.	McMillanova metóda.....	54
1.6.12.	Minimum IAE metóda.....	55
1.6.13.	Minimum ITAE metóda.....	55
1.6.14.	Metóda polovičného útlmu.....	57
1.6.15.	Metóda priamej syntézy s použitím aproximovaného modelu URO.....	58
1.6.16.	Parrova metóda.....	59
1.6.17.	Pengova - Wuova minimum IAE metóda.....	59
1.6.18.	Riverova – Morariho metóda.....	60
1.6.19.	Sakaiova metóda.....	62
1.6.20.	Shinskeyho metóda.....	63
1.6.21.	St. Clairova metóda.....	63
1.6.22.	Strejcova metóda.....	64
1.6.23.	Zieglerova – Nicholsova metóda.....	64
2.	Experimentálna časť.....	66
2.1.	Hlavné okno pre syntézu regulátorov.....	67
2.2.	Programovacia metóda Switched Board.....	67
2.3.	Vlastnosti hlavného okna.....	68
2.4.	Zoznam metód.....	69
2.5.	Jazyk programu PIDDESIGN.....	69
2.6.	Používateľský manuál.....	70
	Záver.....	71
	Zoznam použitej literatúry.....	73
	Prílohy.....	75

Zoznam obrázkov

Obr. 1 Bloková schéma URO.....	14
Obr. 2 Zjednodušená bloková schéma URO.....	14
Obr. 3 Prechodová charakteristika systému 1. rádu.....	17
Obr. 4 Prechodová charakteristika identifikovaného systému.....	18
Obr. 5 Prechodová charakteristika procesu.....	20
Obr. 6 Prechodová charakteristika tlmene kmitavého systému.....	23
Obr. 7 Prechodová charakteristika neminimálne fázového systému.....	24
Obr. 8 Okno pre syntézu regulátorov.....	67
Obr. 9 Príklad použitia metódy <i>Switched Board</i>	68
Obr. 10 Ukážka <i>PUSH BUTTONS</i> z hlavného okna.....	68
Obr. 11 Ukážka <i>RADIO BUTTONS</i> v hlavnom okne.....	69
Obr. 12 <i>POPUP MENU</i> pre hlavné okno.....	69

Zoznam symbolov a skratiek

<i>IAE</i>	– integrálne kritérium kvality <i>IAE</i> (<i>integral absolute value of error</i>), ktorého hodnota sa počíta na základe plochy medzi reálnym a ideálnym priebehom prechodovej charakteristiky
<i>ISE</i>	– integrálne kritérium kvality <i>ISE</i> (<i>integral squared value of error</i>) sa počíta na základe druhej mocniny plochy medzi reálnym a ideálnym priebehom prechodovej charakteristiky
<i>ISE(de)</i>	– integrálne kritérium kvality <i>ISE(de)</i> je založené na <i>ISE</i> , okrem penalizácie regulačnej plochy sa penalizuje aj kvadrát derivácie regulačnej plochy
<i>ISE(du)</i>	– integrálne kritérium kvality <i>ISE(du)</i> je založené na <i>ISE</i> , okrem penalizácie regulačnej plochy sa penalizuje aj kvadrát derivácie akčnej veličiny
<i>ISE(u)</i>	– integrálne kritérium kvality <i>ISE(u)</i> je založené na <i>ISE</i> , okrem penalizácie regulačnej plochy sa penalizuje aj kvadrát akčnej veličiny
<i>ITAE</i>	– integrálne kritérium kvality <i>ITAE</i> je založené na <i>IAE</i> , okrem penalizácie regulačnej plochy sa penalizuje aj čas regulácie
<i>ITSE</i>	– integrálne kritérium kvality <i>ITSE</i> je založené na <i>ISE</i> , okrem penalizácie regulačnej plochy sa penalizuje aj čas regulácie
<i>P</i>	– proporcionálny regulátor
<i>PD</i>	– proporcionálno–derivačný regulátor
<i>PI</i>	– proporcionálno–integračný regulátor
<i>PID</i>	– proporcionálno–integračno–derivačný regulátor
<i>TRO</i>	– trvalá regulačná odchýlka
<i>URO</i>	– uzavretý regulačný obvod

Úvod

V chemickom a potravinárskom priemysle je jednou z hlavných úloh efektívne riadenie výrobného procesu. Na dosiahnutie stanovených cieľov slúži regulácia, ktorá udržiava podmienky v požadovaných hraniciach. Aktuálne hodnoty výstupov sa merajú, vyhodnocujú a podľa potreby sa upravujú hodnoty vstupov. Touto spätnou väzbou vzniká uzavretý regulačný obvod. Výsledná kvalita regulácie je priamo závislá od vhodného nastavenia regulátora. V súčasnosti je ešte stále najrozšírenejším typom regulátora používaného v priemysle *PID* regulátor.

Cieľom mojej diplomovej práce bolo vyvíjať novú verziu systémového programu *PIDDESIGN*. Program *PIDDESIGN* bol vytvorený v programovacom prostredí MATLAB-Simulink. Program slúži na jednoduchú syntézu regulátorov. Ďalej umožňuje testovať kvalitu navrhnutého regulátora pomocou simulácie regulácie pri rôznych podmienkach hodnôt žiadanej veličiny, poruchy a ohraničení na akčnú veličinu. Kvalita regulácie sa môže následne vyhodnotiť analyticky pomocou ukazovateľov kvality a graficky pomocou zobrazených grafických priebehov. Program môže slúžiť aj na identifikáciu regulovaného procesu pomocou odmeranej prechodovej charakteristiky v prípade, ak je model regulovaného procesu neznámy.

Moja práca bola zameraná na vytvorenie novej verzie grafického užívateľského rozhrania (*GUI*) pre syntézu regulátorov. Zamerala som sa ako na vizuálnu stránku upravovaného okna, tak aj na jeho funkčnú stránku. Cieľom bolo dosiahnuť stav, aby bol program schopný autonómne generovať zoznam dostupných metód, podľa zvoleného typu a triedy metód návrhu *PID* regulátora. Ďalším cieľom bolo prepracovať program tak, aby sa jednotlivé metódy dali pridávať jednoduchým spôsobom, a aby bolo možné tieto metódy využívať aj samostatne, nezávisle od *GUI*. Samotné *GUI* na návrh regulátorov je potrebné prepracovať tak, aby sa jeho vlastnosti načítavali z externých funkcií, čo by umožnilo jednoduché prestavovanie vlastností z jedného miesta a umožnilo zjednocovať vlastnosti aj ďalších okien *GUI*.

Súčasťou mojej práce bolo aj pridanie nových metód návrhu regulátorov do programu, čím by sa rozšírili jeho súčasné možnosti v oblasti syntézy *PID* regulátorov, ako aj pridanie ďalších metód identifikácie riadených systémov pomocou prechodovej charakteristiky.

Keďže súčasťou programu je aj možnosť zvoliť si jazyk GUI, mojím ďalším cieľom bolo vytvorenie používateľských manuálov v slovenskom a anglickom jazyku pre zjednodušenie orientácie v programe.

1. Teoretická časť

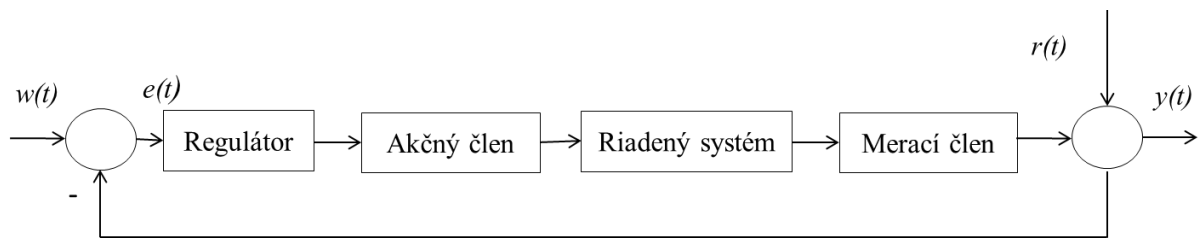
V teoretickej časti svojej práce som sa zaoberala teoretickými znalosťami a prístupmi k problematike ladenia uzavretého regulačného obvodu. Program *PIDDESIGN* spracováva vstupy práve na základe týchto teoretických a empirických informácií. Kvalita riadenia dosiahnutá pomocou navrhnutého regulátora závisí od získania vhodného modelu regulovaného procesu. Na tieto účely slúži identifikácia procesov pomocou prechodovej charakteristiky. V súčasnosti je najrozšírenejším typom regulátora *PID*, čo je skratka pre proporcionálno–integračno–derivačný regulátor. Na vhodné určenie parametrov regulátora slúžia rôzne metódy. Tieto metódy môžeme rozdeliť do dvoch hlavných kategórií - experimentálne a analytické. Dosiahnutú kvalitu riadenia pomocou navrhnutých regulátorov možno vyhodnotiť analyticky pomocou výpočtu rozličných ukazovateľov kvality a graficky na základe simulačne získaných regulačných priebehov [1].

1.1. Uzavretý regulačný obvod

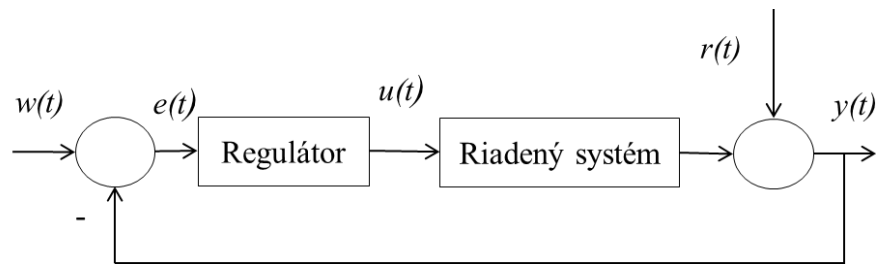
Riadenie procesov v chemickom a potravinárskom priemysle je založené najmä na regulácii pomocou uzavretého regulačného obvodu (URO) [1].

Riadený systém je naša predstava o riadenom procese zo systémového hľadiska. Počas regulácie ovplyvňujeme hodnoty riadenej veličiny $y(t)$, ktorá predstavuje výstup z riadeného procesu, a ktorú dokážeme ovplyvňovať riadiacou (akčnou) veličinou $u(t)$. Aby sme mohli riadenú veličinu $y(t)$ riadiť (regulovať), musíme byť schopní merať (odhadnúť) jej hodnoty. Na to slúži merací člen, ktorého výstupom je hodnota regulovanej veličiny $y(t)$. Tento údaj sa mení na vstupný signál vhodný na prenos do regulátora. Regulátor vyhodnocuje regulačnú odchýlku a na základe zákona riadenia generuje príslušnú hodnotu akčnej veličiny $u(t)$. Táto je použitá na ovplyvňovanie riadeného procesu akčným členom, ktorý akčný zásah zrealizuje [2].

Tento princíp regulácie využíva zápornú spätnú väzbu. Do regulačného obvodu musia byť samozrejme správne zapojené všetky technické členy. Schéma uzavretého regulačného obvodu (URO) teda pozostáva z riadeného procesu, regulátora, akčného člena a meracieho člena (Obr.1). Pre zjednodušenie schémy sa merací a akčný člen priradujú k riadenému procesu (Obr. 2).



Obr. 1 Bloková schéma *URO*



Obr. 2 Zjednodušená bloková schéma *URO*

kde v uvedených blokových schémach [2]

$w(t)$ – je žiadaná veličina (*angl. set-point, SP*)

$r(t)$ – je poruchová veličina (*angl.: disturbance*)

$e(t)$ – je regulačná odchýlka (*angl.: control error, offset*)

$u(t)$ – je akčná veličina (*angl.: manipulated variable, MV*)

$y(t)$ – je regulovaná veličina (*angl.: output variable, OV*)

K úspešnému riadeniu procesov je potrebná pripravenosť technických zariadení riadiacich systémov vykonávať riadiace algoritmy. V praxi by mala byť venovaná veľká pozornosť matematickému modelu riadeného procesu, matematickému vyjadreniu algoritmu riadenia a vhodnému výberu a návrhom technických zariadení riadiacich systémov.

Jednou z najdôležitejších úloh v riadení procesov je problém návrhu riadenia. Ak zanedbáme problémy spojené s určením štruktúry regulačného obvodu, úlohu môžeme zjednodušiť na problém určenia vhodného regulátora pre daný systém.

Na uzavretý regulačný obvod sa kladú rôzne požiadavky. Jednou z najdôležitejších požiadaviek je stabilita, teda *URO* musí byť stabilný. *URO* musí byť schopný zabezpečiť riešenie viacerých úloh, medzi najhlavnejšie z nich patria úloha regulácie a úloha sledovania. Pri úlohe regulácie sa vyhodnocuje schopnosť *URO* zabezpečiť minimalizáciu vplyvu porúch na riadený proces. Pri úlohe sledovania sa

dôraz kladie na schopnosť *URO* zabezpečiť, aby riadená veličina sledovala žiadanú veličinu čo najrýchlejšie a najpresnejšie. Ďalšou požiadavkou môže byť robustnosť, teda aby bo *URO* čo najmenej citlivý na zmeny parametrov regulovaného systému [1], [2], [3].

1.2. Identifikácia riadeného systému

Základnými pojmami pri identifikácii systémov sú reálny objekt a jeho model. Pod pojmom reálny objekt budeme mať na mysli reálne zariadenie (regulovaný proces). Mierou poznania o reálnom objekte, ktorú možno uchovať a spracovať, je empirická informácia. Pod modelom reálneho objektu budeme rozumieť v zásade iný systém, ktorý nejakým spôsobom napodobňuje reálne zariadenie. Budeme uvažovať matematický model systému, ktorý v tvare algebraických, diferenciálnych, diferenčných rovníc, alebo pravdepodobnostných vzťahov kvantifikuje relácie medzi jednotlivými veličinami v reálnom objekte [4].

Identifikácia systému predstavuje experimentálne nájdenie statických a dynamických charakteristík modelu a ich vyhodnotenie. Ako prvý sa určí typ, zložitosť a štruktúra modelu. Model sa odhadne dedukciou, hlavne na základe empirických skúseností a následne sa odhadnú parametre modelu. Podľa typu modelu, typu a charakteristiky vstupného signálu, sa zvolí vhodná metóda pre odhad parametrov. Keďže bolo vypracované veľké množstvo takýchto metód, boli rozdelené podľa rozličných vlastností do skupín. Z matematického hľadiska možno metódy rozdeliť na stochastické a deterministické.

Pod stochastické metódy zahrňame štatistické metódy, kde sa vychádza z metódy najmenších štvorcov (a jej modifikácií) a ďalšie.

Deterministické metódy sa využívajú, ak presne poznáme vstupy aj výstupy z procesu a pri výpočtoch neuvažujeme žiadne náhodné vplyvy. Medzi deterministické metódy patria metódy spracovania prechodových charakteristík ako napríklad identifikácia podľa *Strejca* alebo *Broida* [4]. Tieto metódy sa snažia na základe parametrov odčítaných z prechodovej charakteristiky vhodne odhadnúť parametre prenosu, ktorý môžeme všeobecne napísať v tvare

$$G_s(s) = \frac{B(s)}{A(s)} e^{-Ds} \quad (1)$$

kde $B(s)$ je polynóm čitateľa prenosovej funkcie modelu, $A(s)$ je polynóm menovateľa prenosovej funkcie modelu a D je dopravné oneskorenie modelu.

Pri meraní prechodovej charakteristiky sa musí identifikovaný proces najskôr dostať do ustáleného stavu. Potom sa vykoná skoková zmena vstupnej veličiny, pričom zaznamenávame časový priebeh výstupnej veličiny. Je potrebné vykonať niekoľko skokových zmien rôznej veľkosti a znamienka pre prípad, že by bol identifikovaný systém nelineárny. Získanú prechodovú charakteristiku musíme normalizovať, aby začínala v nule, ako odozva výstupu na jednotkovú skokovú zmenu vstupnej veličiny.

Získaný model musíme verifikovať, teda skontrolovať či vyhovuje podmienkam, pre ktoré bol navrhnutý, a či presne opisuje vlastnosti identifikovaného procesu alebo či navrhované parametre dávajú fyzikálne zmysel.

Ak je navrhnutý model príliš zložitý, môžeme ho redukovať na jednoduchší model, ktorý bude takisto vyhovovať našim podmienkam [1], [4].

1.2.1. Identifikácia procesu ako systému prvého rádu pomocou dvoch bodov

Identifikácia procesu ako systému prvého rádu pomocou dvoch bodov vychádza z údajov získaných z normovanej prechodovej charakteristiky regulovaného procesu (Obr. 3) [4]. Cieľom je modelovať správanie sa procesu pomocou prenosu 1. rádu s dopravným oneskorením v tvare

$$G_s(s) = \frac{K}{T_s + 1} e^{-Ds} \quad (2)$$

kde K je zosilnenie, T je časová konštanta a D je dopravné oneskorenie.

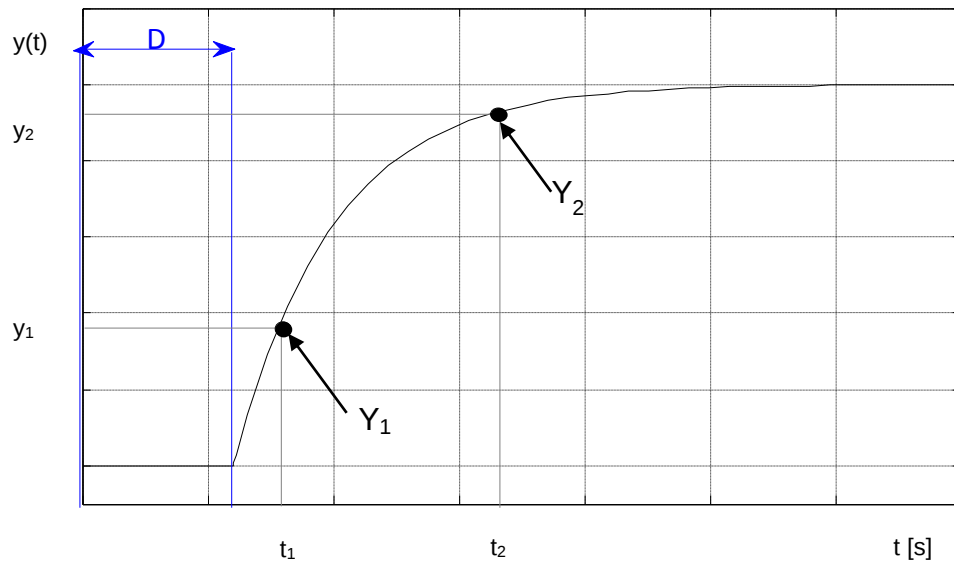
Zosilnenie systému K sa vypočíta ako

$$K = \frac{y_\infty - y_0}{u_\infty - u_0} \quad (3)$$

kde hodnoty výstupnej veličiny $y(t)$ v čase $t = 0$ a $t \rightarrow \infty$ sa odčítajú z prechodovej charakteristiky v pôvodnom a v novom ustálenom stave. Hodnoty riadenej veličiny u v čase $t = 0$ a $t \rightarrow \infty$ zodpovedajú hodnotám skokovej zmeny vstupu z pôvodného do nového ustáleného stavu.

Na prechodovej charakteristike sa určia dva pomocné body $Y_1 = [t_1, y_1]$ a $Y_2 = [t_2, y_2]$. Z odčítaných hodnôt t_1, y_1, t_2, y_2 a K sa vypočíta časová konštanta systému T

$$T = \frac{t_2 - t_1}{\ln \frac{K - y_1}{K - y_2}} \quad (4)$$



Obr. 3 Prechodová charakteristika systému 1. rádu

Pre výpočet dopravného oneskorenia systému D sa najprv vypočíta pomocná konštanta x a následne sa vypočíta dopravné oneskorenie D podľa vzťahov [4], [5]

$$x = \frac{\ln \frac{K - y_1}{K}}{\ln \frac{K - y_2}{K}} \quad (5)$$

$$D = \frac{t_2 x - t_1}{x - 1} \quad (6)$$

1.2.2. Identifikácia procesu ako systému prvého a druhého rádu založená na dvoch bodoch

Identifikácia procesu ako systému prvého a druhého rádu založená na dvoch bodoch [6] využíva pre experimentálnu identifikáciu doby $t_{0,33}$ a $t_{0,7}$, získané z

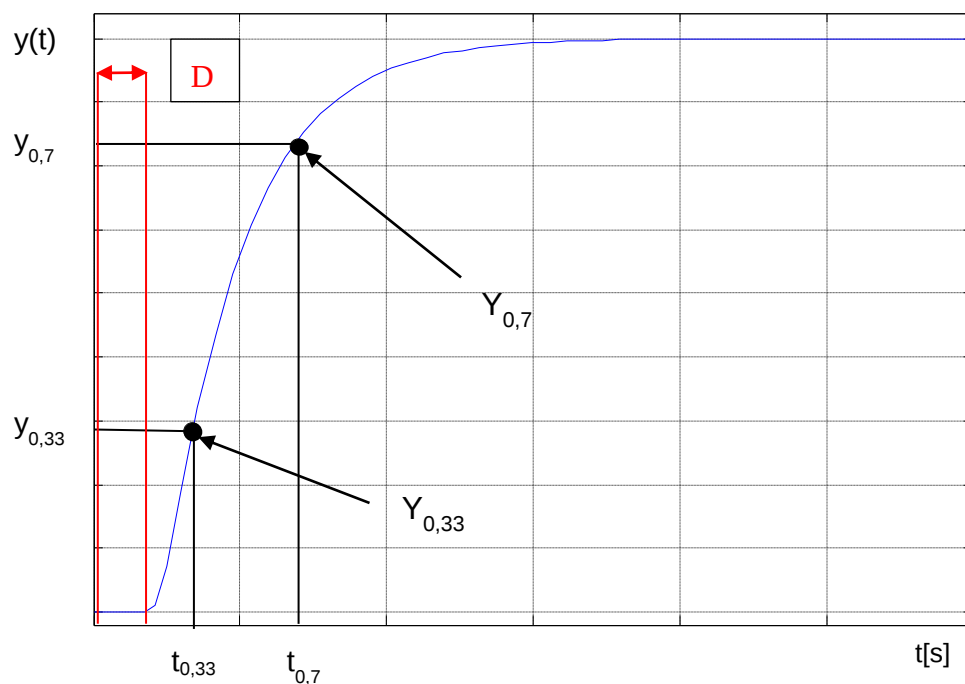
normovanej prechodovej charakteristiky regulovaného procesu (Obr. 4). Cieľom je modelovať správanie sa procesu pomocou prenosu 1. rádu s dopravným oneskorením v tvare

$$G_s(s) = \frac{K}{T_1 s + 1} e^{-D_1 s} \quad (7)$$

kde K je zosilnenie, T_1 je časová konštanta a D_1 je dopravné oneskorenie, poprípade modelovať správanie sa procesu pomocou prenosu 2. rádu s dopravným oneskorením v tvare

$$G_s(s) = \frac{K}{(T_2 s + 1)^2} e^{-D_2 s} \quad (8)$$

kde K je zosilnenie, T_2 je časová konštanta a D_2 je dopravné oneskorenie.



Obr. 4 Prechodová charakteristika identifikovaného systému

Zosilnenie systému K sa vypočíta rovnako pre systém prvého aj druhého rádu, ako v identifikácii procesu ako systému prvého rádu pomocou dvoch bodov, podľa rovnice (3).

Na prechodovej charakteristike sa určia dva pomocné body $Y_{0,33} = [t_{0,33}, y_{0,33}]$ a $Y_{0,7} = [t_{0,7}, y_{0,7}]$. Z odčítaných hodnôt $t_{0,33}$ a $t_{0,7}$ sa vypočíta pre systém 1. rádu časová konštanta systému T_1 a dopravné oneskorenie systému D_1 ako

$$T_1 = 1,245(t_{0,7} - t_{0,33}) \quad (9)$$

$$D_1 = 1,498t_{0,33} - 0,498t_{0,7} \quad (10)$$

Z odčítaných hodnôt $t_{0,33}$ a $t_{0,7}$ sa taktiež vypočíta pre systém 2. rádu časová konštanta systému T_2 a dopravné oneskorenie systému D_2 ako [6]

$$T_2 = 0,794(t_{0,7} - t_{0,33}) \quad (11)$$

$$D_2 = 1,937t_{0,33} - 0,937t_{0,7} \quad (12)$$

1.2.3. Identifikácia systému podľa Strejca

Identifikácia systému podľa *Strejca* sa používa na identifikovanie systémov vyšších rádov [1]. Táto metóda uvažuje model aperiodického procesu opísaný pomocou prenosovej funkcie, ktorá má tvar

$$G_s(s) = \frac{K}{(Ts + 1)^n} e^{-Ds} \quad (13)$$

kde K je zosilnenie, T je časová konštanta, D je dopravné oneskorenie a n je rád systému [2].

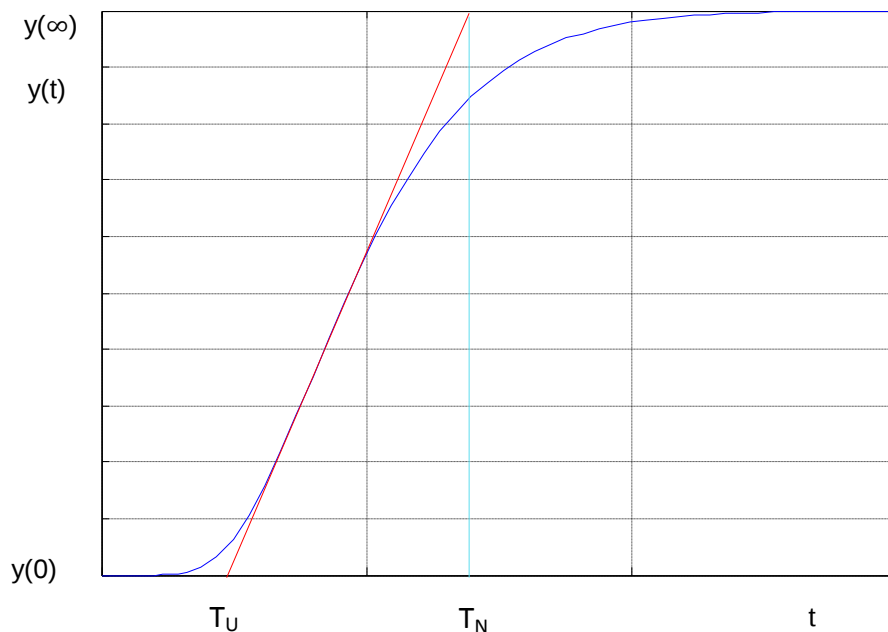
Konštanty sa získavajú z prechodovej charakteristiky daného prenosu (Obr. 5).

Zosilnenie systému K sa vypočíta ako v *identifikácii procesu ako systému prvého rádu pomocou dvoch bodov*, podľa rovnice (3).

Na prechodovej charakteristike určíme inflexný bod a preložíme ním dotyčnicu k prechodovej charakteristike. Dotyčnica nám na rovnobežkách s časovou osou vymedzí dva údaje: čas prietahu T_U a čas nábehu T_N [3].

Čas prietahu T_U je daný rozdielom času t_0 , kedy nastala skoková zmena vstupnej veličiny a času t_1 , ktorý sa odčíta na časovej osi tam, kde dotyčnica pretne priamku predlžujúcu počiatočný ustálený stav prechodovej charakteristiky.

Čas nábehu T_N je daný rozdielom času t_1 a času t_2 , ktorý sa odčíta na časovej osi tam, kde dotyčnica pretne priamku predlžujúcu konečný ustálený stav prechodovej charakteristiky [1].



Obr. 5 Prechodová charakteristika procesu

Určí sa podiel f_s

$$f_s = \frac{T_U}{T_N} \quad (14)$$

V tab 1. sa vyberie rád systému tak, aby platilo

$$f(n) \leq f_s \leq f(n+1) \quad (15)$$

Tab. 1: Tabuľka pre *Strejcovu metódu identifikácie*

Rád n	1	2	3	4	5	6	7	8
$f(n) = \frac{T_U}{T_N}$	0,000	0,104	0,218	0,319	0,410	0,493	0,570	0,642
$g(n) = \frac{T}{T_N}$	1,000	0,368	0,271	0,224	0,195	0,161	0,149	0,139

Hodnota časovej konštanty T sa určí použitím hodnôt z riadku $g(n)$ pre prislúchajúci rád n . Vyberie sa príslušné $g(n)$ a časová konštanta T sa následne vypočíta podľa vzorca

$$T = T_N g(n) \quad (16)$$

Hodnota dopravného oneskorenia D sa vypočíta ako podiel medzi skutočným a fiktívnym časom prieťahu T_U [2]

$$D = (f_s - f(n))T_N \quad (17)$$

1.2.3.1. Aproximácia modelu získaného metódou identifikácie podľa Strejca pomocou modelu s nižším rádom

V praxi sa môžeme často stretnúť s potrebou aproximácie známeho modelu modelom v inom tvare [3]. Napríklad pri syntéze regulátora môže nastať situácia, že zvolená metóda si vyžaduje riadený proces opísaný prenosovou funkciou nižšieho rádu, ako má náš aktuálny proces. V takom prípade možno daný model nanovo identifikovať metódou podľa Strejca s požadovaným nižším rádom.

Majme riadený proces opísaný prenosom v tvare (7). Požadovaný opis procesu má tvar

$$G_3(s) = \frac{K_3}{(T_3 s + 1)^{n_3}} e^{-D_3 s} \quad (18)$$

pričom

$$n_3 < n \quad (19)$$

Pre požadovaný model procesu sa príslušné hodnoty času nábehu T_N a času prieťahu T_U dopočítajú ako

$$T_N = \frac{T}{g(n)} \quad (20)$$

$$T_U = T_N \left(\frac{D}{T_N} + f(n) \right) \quad (21)$$

Pomocou týchto parametrov sa vypočíta hodnota f_s

$$f_s = \frac{T_U}{T_N} \quad (22)$$

Pre zvolený nižší rád n_3 sa v tabuľke pre Strejcovu metódu identifikácie (Tab. 1) odčítajú príslušné hodnoty $f_3(n_3)$ a $g_3(n_3)$.

Časová konštanta nového systému T_3 má tvar

$$T_3 = T_N g(n_3) \quad (23)$$

Dopravné oneskorenie systému sa určí ako

$$D_3 = (f_s - f(n_3))T_N \quad (24)$$

Zosilenie systému K_3 má hodnotu ako pôvodné zosilenie K [1]

$$K_3 = K \quad (25)$$

1.2.4. Identifikácia tlmenie kmitavých systémov

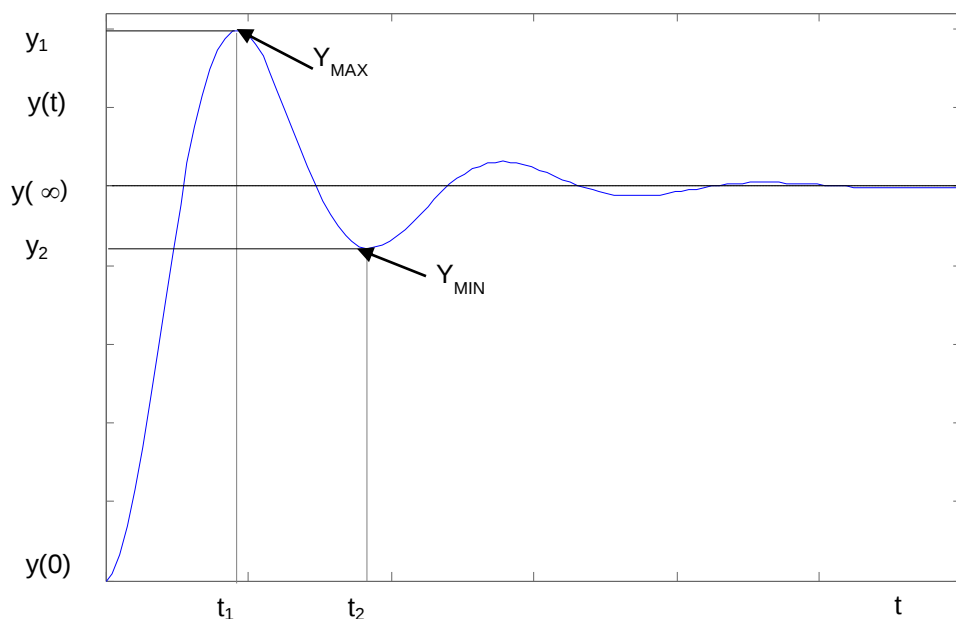
V prípade, že má prechodová charakteristika identifikovaného systému tlmenie kmitavý priebeh (Obr. 6) [3], je možné skúmaný systém identifikovať pomocou prenosu druhého rádu, ktorý má tvar

$$G_s(s) = \frac{K}{T^2 s^2 + 2\xi T s + 1} e^{-Ds} \quad (26)$$

kde K je zosilnenie daného systému, T je časová konštanta, D je dopravné oneskorenie a ξ je koeficient tlmenia.

Pri identifikácii sa postupuje tak, že sa v prvom rade vyberú dva body prechodovej charakteristiky: $Y_{MAX} = [t_1, y_1]$ a $Y_{MIN} = [t_2, y_2]$, kde pre kladné zosilnenie systému Y_{MAX} predstavuje bod, v ktorom má prechodová charakteristika najvyššiu hodnotu a Y_{MIN} je bod, v ktorom má prechodová charakteristika najnižšiu hodnotu. Ak je zosilnenie systému záporné, tak sa spomínané body stanovia v obrátenom poradí. Hodnoty súradníc týchto bodov sa ďalej použijú pri výpočte parametrov prenosu skúmaného systému.

Zosilnenie systému K sa vypočíta takisto ako v *identifikácii procesu ako systému prvého rádu pomocou dvoch bodov*, podľa rovnice (3).



Obr. 6 Prechodová charakteristika tlmene kmitavého systému

Ďalej sa vypočíta hodnota pomocného parametra M podľa rovnice

$$M = \frac{y_1 - y_2}{y_1} \quad (27)$$

Koeficient tlmenia sa počíta podľa rovnice

$$\xi = \left| \frac{\ln M}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2 M}} \right| \quad (28)$$

Následne sa vypočíta frekvencia ω_0

$$\omega_0 = \frac{\pi}{(t_2 - t_1)\sqrt{1 - \xi^2}} \quad (29)$$

pomocou ktorej sa nakoniec vypočíta časová konštanta systému [1]

$$T = \frac{1}{\omega_0} \quad (30)$$

Dopravné oneskorenie systému D sa určí graficky z prechodovej charakteristiky.

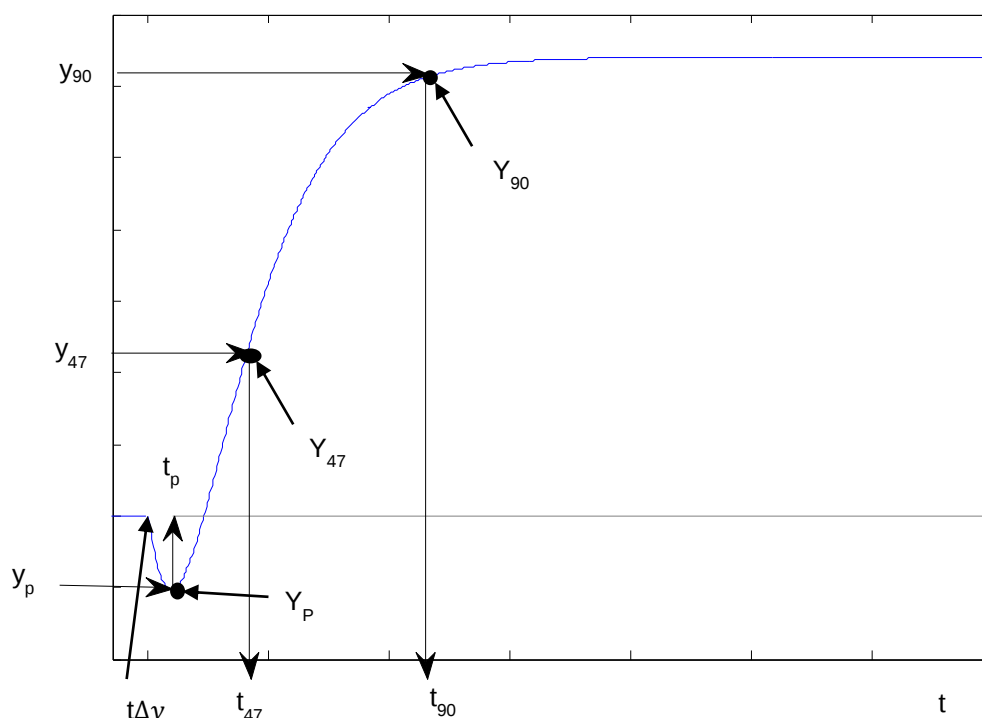
1.2.5. Identifikácia neminimálne fázového systému

Neminimálne fázové systémy sa v chemickom a potravinárskom priemysle vyskytujú pri riadení procesov, akými sú napríklad chemické reaktory alebo varáky rektifikačných kolón [7]. Neminimálne fázové systémy sú charakteristické prekmitom v počiatočnej fáze dynamiky. Tomu zodpovedá nestabilná nula, teda koreň polynómu čitateľa prenosovej funkcie opisujúcej takýto proces, ktorý má kladnú reálnu časť.

Parametre neminimálne fázového systému sa určujú pre prenos uvažovaný v tvare

$$G(s) = \frac{K(bTs + 1)}{(Ts + 1)(aTs + 1)} e^{-Ds} \quad (31)$$

kde K je zosilnenie systému, T je rýchla časová konštanta, koeficient a je váha časovej konštanty T , koeficient b je relatívna pozícia nestabilnej nuly vzhľadom na časovú konštantu T v pravej polrovine a D je dopravné oneskorenie systému.



Obr. 7 Prechodová charakteristika neminimálne fázového systému

Zosilnenie systému K sa vypočíta ako pri identifikácii z dvoch bodov, podľa vzorca (3). Identifikácia neminimálne fázového systému je založená na určení troch bodov prechodovej charakteristiky (Obr. 7): $Y_p = [t_p, y_p]$, $Y_{47} = [t_{47}, y_{47}]$ a $Y_{90} = [t_{90}, y_{90}]$. Bod Y_p sa odčíta v minimálnom bode neminimálne fázovej prechodovej charakteristiky, ak je zosilnenie K väčšie ako 0 (resp. v maximálnom bode, ak je zosilnenie menšie ako 0) a body Y_{47} a Y_{90} sa odčítajú, keď výstup nadobudne 47% a 90% hodnoty zosilnenia K . Časová konštanta systému T sa určí pomocou hodnôt časov t_{47} a t_{90} ako

$$T = 0,60(t_{90} - t_{47}) \quad (32)$$

Hodnota koeficienta b sa vypočíta pomocou súradníc bodu Y_p a časovej konštanty T

$$b = 1 - \frac{1 - \frac{y_p}{\Delta y}}{e^{-\frac{t_p}{T}}} \quad (33)$$

Hodnota koeficienta a sa vypočíta ako

$$a = \frac{t_{47} - n}{m} \quad (34)$$

Kde hodnoty m a n sa určia pomocou Tab. 2 v závislosti od vypočítanej hodnoty koeficienta b .

Tab. 2: Tabuľka hodnôt koeficientov m a n v závislosti od koeficienta b pre identifikáciu neminimálne fázového systému [7], [8]

b	m	n		b	m	n
0,1	0,9094	0,6905		2,1	0,4798	-0,8682
0,2	0,8910	0,6258		2,2	0,4549	-0,9607
0,3	0,8722	0,5597		2,3	0,4297	-1,0546
0,4	0,8532	0,4922		2,4	0,4042	-1,1500
0,5	0,8338	0,4233		2,5	0,3784	-1,2467
0,6	0,8141	0,3530		2,6	0,3522	-1,3448
0,7	0,7940	0,2814		2,7	0,3258	-1,444
0,8	0,7737	0,2083		2,8	0,2990	-1,5452
0,9	0,7530	0,1338		2,9	0,2718	-1,6475
1,0	0,7320	0,0580		3,0	0,2444	-1,7512
1,1	0,7107	-0,0192		3,1	0,2166	-1,8563
1,2	0,6890	-0,0979		3,2	0,1886	-1,9627
1,3	0,6671	-0,1779		3,3	0,1602	-2,0706
1,4	0,6448	-0,2593		3,4	0,1314	-2,1799
1,5	0,6222	-0,3421		3,5	0,1024	-2,2905
1,6	0,5992	-0,4263		3,6	0,0730	-2,4025
1,7	0,5760	-0,5119		3,7	0,0433	-2,5160
1,8	0,5524	-0,5989		3,8	0,0133	-2,6308
1,9	0,5285	-0,6872		3,9	-0,0170	-2,7470
2,0	0,5043	-0,7770		4,0	-0,0477	-2,8646

Dopravné oneskorenie systému D sa určí z prechodovej charakteristiky ako rozdiel času $t\Delta_u$, kedy bola realizovaná skoková zmena na vstupe a času $t\Delta_y$, kedy sa začala zmena prejavovať na výstupe [7], [8].

1.2.6. Filtrácia

Meraná výstupná veličina riadeného procesu býva v praxi často zašumená, preto je potrebné ju pred samotnou identifikáciou filtrovať. Filtrácia odstraňuje nežiaduce zložky signálov pre jednoduchšiu identifikáciu. Skreslený signál vzniká tým, že na užitočný nezašumený signál $s(t)$ pôsobí aditívna porucha $r(t)$

$$y(t) = s(t) + r(t) \quad (35)$$

Cieľom je pomocou filtrácie zrekonštruovať hodnoty užitočného signálu $s(t)$. Na oddelenie užitočného signálu od šumu sa využívajú pásmové (selektívne) filtre alebo štatistické metódy odhadu.

- **Pásmové (selektívne) filtre** – sa používajú, ak sa spektrá signálu a šumu nachádzajú v rôznych frekvenčných rozsahoch. Realizujú sa pomocou číslicového filtra.
- **Štatistické metódy odhadu** – sa používajú, ak sa spektrá signálu a šumu vzájomne stotožňujú. Realizujú sa pomocou číslicového alebo analógového filtra.

Číslicový filter je špecifický vlastnosťami v časovej alebo vo frekvenčnej oblasti. V časovej oblasti to znamená hľadanie takého prenosu filtra, aby jeho odozva na určitý vstupný signál (napr.: jednotkový skok, jednotkový impulz) mala špecifický priebeh. Vo frekvenčnej oblasti to znamená požiadavky na amplitúdovú charakteristiku alebo frekvenčnú charakteristiku. To je klasický spôsob riešenia analógových filtrov. Medzi najznámejšie analógové filtre patria *Butterworthov*, *Čebyševov* a *eliptický (Cauerov)* [9].

Medzi hlavné číslicové filtre, pri návrhu ktorých sa vychádza z prenosov analógových filtrov, patria

- **dolnopriepustný** – je filter nízkych frekvencií, ktorý prepúšťa na výstupe frekvencie od nulovej do medznej frekvencie f_c a oslabuje frekvencie vyššie ako je medzná frekvencia f_c

- **hornopriepustný** – je filter vysokých frekvencií, ktorý oslabuje signály s frekvenciou od nulovej do f_c a prepúšťa frekvencie vyššie ako je medzná frekvencia f_c
- **pásmový priepust** – prepúšťa signály s frekvenciou medzi f_{c1} a f_{c2}
- **pásmový záver** – oslabuje signály s frekvenciou medzi f_{c1} a f_{c2}

kde f_c je medzná frekvencia, pri ktorej amplitúda signálu klesne na úroveň 0,707 (klesne o 3 dB) [1], [9].

Číslicové filtre sa dajú realizovať ako rekurzívne alebo nerekurzívne lineárne diskrétné systémy.

- **Rekurzívny číslicový filter** (*angl. IIR – infinite impulse response*) – slúži najmä na dosiahnutie ostrej selektivity. Filter môže byť nestabilný, lebo jeho prenos obsahuje nuly aj póly. V porovnaní s nerekurzívnymi filtermi, rekurzívnym filtrom stačí málo členov. Počiatočný stav a krátke rušivé signály môžu ovplyvňovať výstupný signál ešte veľmi dlhý čas (nekonečne dlho).
- **Nerekurzívny číslicový filter** (*angl.: FIR – finite impulse response*) – sa nazýva aj konvolučný alebo *MA* (*angl.: moving average – klzavý priemer*). V skutočnosti existujú v spojitaj oblasti len *IIR* filtre. *FIR* filtre sú výsledkom číslicového spracovania signálov. *FIR* filter je ľahko realizovateľný, ale jeho dĺžka býva väčšia ako u *IIR* filtra. Počiatočný stav a krátke rušivé signály môžu ovplyvňovať výstupný signál len počas dĺžky impulzovej odozvy.

Vzťah medzi vstupom do filtra a výstupom z filtra možno opísať pomocou prenosovej funkcie v tvare

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{i=0}^M b_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^N a_i z^{-i}} \quad (36)$$

kde pre nerekurzívny filter je menovateľ prenosu rovný 1 a teda možno povedať, že nerekurzívny filter je vždy stabilný [1], [9].

1.3. PID regulátor

Spätnoväzbový regulátor je zariadenie, ktoré vyhodnocuje regulačnú odchýlku $e(t)$ a na základe tejto hodnoty generuje akčnú veličinu $u(t)$ tak, aby po jej zásahu bola regulačná odchýlka čo najmenšia.

Regulačná odchýlka $e(t)$ je definovaná ako rozdiel medzi žiadanou veličinou $w(t)$ a výstupom z riadeného systému $y(t)$

$$e(t) = w(t) - y(t) \quad (37)$$

Pri opisovaní dynamických vlastností *URO* rozlišujeme medzi reakciou na poruchovú a žiadanú veličinu. Tieto dve veličiny totiž reprezentujú dve vstupné veličiny celého *URO*. Regulátor sa teda zameriava aj na úlohu sledovania aj na úlohu regulácie.

Pri úlohe sledovania musí regulátor zabezpečiť, aby riadená veličina $y(t)$ sledovala žiadanú veličinu $w(t)$.

Pri úlohe regulácie musí regulátor zabezpečiť, aby odstránila vplyv poruchy $r(t)$ na riadenú veličinu $y(t)$ [2], [3].

PID regulátor je v súčasnosti v praxi najpoužívanejším typom spätnoväzbového regulátora. Viac ako 90% regulačných obvodov obsahuje *PID* regulátor. Proporcionálno–integračno–derivačný regulátor je založený na prítomnosti (*P*), minulosti (*I*) a budúcnosti (*D*) regulačnej odchýlky, čo je v podstate veľmi jednoduchá myšlienka. Výhodou *PID* regulátora je, že je jednoduchý, robustný a zaoberá sa aj praktickými otázkami ako je napríklad saturácia regulátora – *windup* [10].

Štruktúra ideálneho *PID* regulátora je v tvare [2]

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (38)$$

kde

Z_R – je proporcionálna konštanta,

T_I – je integračná časová konštanta,

T_D – je derivačná časová konštanta,

1.3.1. Zložky PID regulátora

➤ Proporcionálna zložka (P)

Z hodnoty regulačnej odchýlky $e(t)$ sa priamo úmerne vypočíta hodnota akčnej veličiny $u(t)$.

Matematickým vyjadrením myšlienky proporcionality je prenos v tvare

$$G_R(s) = Z_R \quad (39)$$

alebo zákona riadenia

$$u(t) = Z_R e(t) \quad (40)$$

kde Z_R je zosilnenie regulátora.

Prakticky však môže proporcionálna zložka pracovať iba v určitom rozsahu vstupných hodnôt, pretože akčná veličina sa môže pohybovať iba v rozmedzí medzi u_{min} a u_{max} . Ak je však regulačná odchýlka príliš veľká (v absolútnej hodnote), proporcionálny regulátor sa začne správať ako dvojpolohový pretože akčná veličina je obmedzená svojimi hraničnými hodnotami. Proporcionálny má oproti dvojpolohovému výhodu, lebo v ustálenom stave riadená veličina nekmitá. Nedokáže však úplne odstrániť trvalú regulačnú odchýlku.

➤ Integračná zložka (I)

Integračná zložka zabezpečuje, aby sa akčný zásah $u(t)$ menil dovedy, kým nebude regulačná odchýlka $e(t)$ nulová.

Matematicky sa dá zapísať pomocou prenosu v tvare

$$G_R(s) = \frac{Z_R}{T_I s} \quad (41)$$

alebo pomocou zákona riadenia

$$u(t) = \frac{Z_R}{T_I} \int_0^t e(t) dt \quad (42)$$

kde T_I je integračná konštanta, ktorá určuje rýchlosť zmeny akčného zásahu v prípade jednotkovej regulačnej odchýlky. Čím je veľkosť T_I menšia, tým väčšie zmeny v riadení budú generované. Integračná zložka dokáže vypočítať nenulovú akčnú veličinu $u(t)$ aj pri nulovom vstupe, čím odstráni trvalú regulačnú odchýlku.

➤ Derivačná zložka (D)

Stabilitu uzavretého regulačného obvodu zlepšuje práve derivačná zložka, lebo účinok proporčionalnej (P) a integračnej (I) zložky na riadený proces nie je okamžitý a prejaví sa až po určitom čase. Naproti tomu derivačná zložka (D), ktorá je opísaná prenosom

$$G_R(s) = Z_R T_D s \quad (43)$$

alebo zákonom riadenia

$$u(t) = Z_R T_D \frac{de(t)}{dt} \quad (44)$$

kde T_D je derivačná konštanta. D zložka svojou akciou predpovedá vývoj regulačnej odchýlky, a teda sa správa prediktívne.

Ideálna D zložka je však veľmi citlivá na prítomnosť šumu v regulovanej veličine, pretože derivácia nepresného signálu môže viesť k častým a veľkým zmenám amplitúdy akčnej veličiny. Ideálny derivačný člen je však fyzikálne nerealizovateľný, lebo stupeň čitateľa jeho prenosu je väčší ako stupeň menovateľa prenosu, teda je porušená podmienka rýdzosti prenosovej funkcie. Preto sa zavádza filtrovaný D regulátor s prenosom

$$G_R(s) = \frac{T_D s}{1 + \frac{T_D}{N} s} \quad (45)$$

čo je v podstate ideálny D regulátor zapojený v sérii so systémom prvého rádu s malou časovou konštantou T_D / N . Doporučená hodnota N je medzi 5 a 20 [2].

1.3.2. Zásady výberu regulátora

Výber vhodného regulátora závisí od rozličných aspektov. Musíme brať do úvahy systémy s parametrami, ktoré sa menia v čase, procesy s dopravným oneskorením aj procesy s vlastnými kmitmi. Všetky tieto procesy sú náročné na výber vhodného *PID* regulátora.

➤ **P – regulátor**

Je najjednoduchším typom regulátora a je vhodný na použitie, ak určitá nenulová regulačná odchýlka v ustálenom stave je akceptovateľná alebo keď riadený systém už obsahuje integračnú zložku. *P* regulátor zanecháva regulačnú odchýlku. Zvyšovanie zosilnenia môže viesť k nestabilite.

➤ **PI – regulátor**

Použijeme ho v prípade ak *P* regulátor nie je vyhovujúci alebo ak sa dá riadený systém opísať jednoduchou dynamikou. *PI* regulátor odstraňuje trvalú regulačnú odchýlku, ale za cenu väčšieho prekmitu a menej tlmených kmitov. Zvyšovanie zosilnenia a znižovanie integračnej časovej konštanty môže viesť k nestabilite.

➤ **PD – regulátor**

D zložka zabezpečuje, že riadená veličina nemá veľký prekmít, a teda sa rýchlo ustáli. Ale tým, že neobsahuje *I* zložku, trvalá regulačná odchýlka ostáva ako pri *P* regulátore. Používa sa u procesov, ktoré majú integračné správanie alebo veľké časové konštanty.

➤ **PID – regulátor**

Je použiteľný v ostatných prípadoch, je robustný, predpovedá správanie sa procesu v budúcnosti a jeho zosilnenie môže byť vo všeobecnosti nižšie ako pre zodpovedajúci *PI* regulátor. *D* zložka je však citlivá na šum merania [2], [3].

1.4. Ukazovatele kvality riadenia

Jednou z hlavných požiadaviek na regulačný obvod je, aby zabezpečil čo najpresnejšie sledovanie žiadanej veličiny riadenou veličinou a odstránenie vplyvu porúch na riadenú veličinu. Pre kvantifikáciu tejto požiadavky sa využívajú rôzne kritériá.

1.4.1. Kritériá v časovej oblasti

Kritériá v tejto oblasti hovoria o rýchlosti regulácie. Pri hodnotení kvality riadenia je vhodné vybrať štandardný priebeh vstupnej veličiny do *URO* a vyhodnotiť priebeh riadenej veličiny [3].

➤ **Maximálne preregulovanie $\delta_{\max}$** – v percentách normovaná veľkosť maximálnej odchýlky výstupnej veličiny $y(t)$ od jej ustálenej hodnoty.

Matematicky sa dá vyjadriť vzťahom

$$\delta_{\max} = \frac{y_{\max} - y_{\infty}}{y_{\infty} - y_0} 100\% \quad (46)$$

Aperiodické deje bez prekmitu majú $\delta_{\max} = 0$. Vo väčšine prípadov sa odporúča hodnota prekmitu menšia ako 25%.

➤ **Čas maximálneho preregulovania t_{δ}** – čas, kedy dochádza k maximálnemu preregulovaniu.

➤ **Čas regulácie t_{reg}** – čas, po ktorom regulačná odchýlka nebude väčšia ako stanovená hodnota, ktorá sa zvyčajne udáva v percentách a vyjadruje šírku pásma 2ϵ so stredom v novej ustálenej hodnote výstupu, v ktorom sa po dosiahnutí t_{reg} bude výstup nachádzať. Hodnota ϵ je zvyčajne 1%-5%. Úlohou regulácie je dosiahnuť čo najmenšiu hodnotu t_{reg} .

➤ **Trvalá regulačná odchýlka (TRO) $e(\infty)$** – je definovaná ako rozdiel medzi žiadanou veličinou $w(t)$ a riadenou výstupnou veličinou $y(t)$ v novom ustálenom stave [2], [3].

1.4.2. Integrálne kritériá kvality regulácie

Pri integrálnych kritériách sa minimalizuje plocha odchýliek medzi žiadanou a regulovanou veličinou, prípadne nejaká jej funkcia. Integrálne kritériá hodnotia regulačný pochod nielen v niektorých jeho bodoch, ale vo všetkých [3].

Z matematického hľadiska možno integrálne kritériá zapísať všeobecne pomocou funkcionálu v tvare

$$I_k = \int_0^{\infty} f_k(e(t))dt \quad (47)$$

Najčastejšie sa používajú nasledovné kritériá:

➤ IAE

Je najjednoduchšou formou integrálneho kritéria. Vyjadruje absolútnu hodnotu lineárnej plochy medzi ideálnym a reálnym priebehom prechodovej charakteristiky.

$$I_{IAE} = \int_0^{\infty} |e(t)|dt \quad (48)$$

➤ ISE

Výpočíta sa z druhej mocniny plochy medzi reálnym a ideálnym priebehom prechodovej charakteristiky. To umožňuje analytický výpočet aj v bodoch, kde regulačná odchýlka mení znamienko.

$$I_{ISE} = \int_0^{\infty} e(t)^2 dt \quad (49)$$

➤ ITAE

Je založené na IAE a rozdielom je, že prítomnosť času vo funkcionáli penalizuje dĺžku regulačného pochodu.

$$I_{ITAE} = \int_0^{\infty} |te(t)|dt \quad (50)$$

➤ ITSE

Je založené na ISE a rozdielom je, že prítomnosť času vo funkcionáli penalizuje dĺžku regulačného pochodu [1], [3].

$$I_{ITSE} = \int_0^{\infty} te(t)^2 dt \quad (51)$$

1.5. Analytické metódy syntézy PID regulátora

Analytické metódy nastavenia regulátora predpokladajú znalosť prenosu riadeného systému. Na výpočet parametrov regulátora sa používajú koeficienty charakteristickej rovnice *URO*

$$1 + G_s(s)G_R(s) = 0 \quad (52)$$

kde môžeme predpokladať prenos riadeného systému v tvare

$$G_s(s) = \frac{b_ms^m + \dots + b_1s + b_0}{a_ns^n + \dots + a_1s + a_0} \quad (53)$$

a prenos *PID* regulátora má tvar

$$G_R(s) = \frac{Z_Rs + \frac{Z_R}{T_I} + Z_RT_Ds^2}{s} \quad (54)$$

Na výpočet parametrov regulátora sa používa upravená charakteristická rovnica

$$s^n + c_{n-1}s^{n-1} + \dots + c_1s + c_0 = 0 \quad (55)$$

1.5.1. Metóda umiestnenia pólov

Pri metóde umiestnenia pólov je hlavným cieľom stanoviť menovateľa prenosu, ktorý určuje stabilitu *URO* [1], z charakteristickej rovnice

$$1 + G_s(s)G_R(s) = 0 \quad (56)$$

kde môžeme predpokladať prenos riadeného systému v tvare

$$G_s(s) = \frac{b_ms^m + \dots + b_1s + b_0}{a_ns^n + \dots + a_1s + a_0} \quad (57)$$

a prenos *PID* regulátora má tvar

$$G_R(s) = \frac{Z_R s + \frac{Z_R}{T_I} + Z_R T_D s^2}{s} \quad (58)$$

Na výpočet parametrov regulátora sa používa upravená charakteristická rovnica *URO*

$$s^n + c_{n-1}s^{n-1} + \dots + c_1s + c_0 = 0 \quad (59)$$

a referenčná charakteristická rovnica *URO*

$$s^n + h_{n-1}s^{n-1} + \dots + h_1s + h_0 = 0 \quad (60)$$

Menovateľ prenosu určuje stabilitu *URO*, preto kladieme dôraz práve na určenie menovateľa a nezohľadňujeme čitateľa prenosu *URO*. Výsledná kvalita regulácie však môže byť znížená tým, že čitateľ môže obsahovať *nuly* [1].

Koeficienty referenčnej *CHR URO* sa volia vzhľadom na požadovanú kvalitu riadenia. Možno ich vypočítať priamo vhodnou voľbou hodnôt pólov ω_0 a koeficientu relatívneho tlmenia ξ . Pri výpočte polynómov *CHR URO* je možné použiť aj štandardné tvary polynómov [3] napríklad *binomický* alebo *Butterworthove*, ale aj štandardné tvary polynómov, ktoré sa snažia minimalizovať rozličné ukazovatele kvality ako je napr. *minimum kritéria ITAE* alebo *minimum $t_{5\%}$* (tab. 3 až tab. 6)

Tab. 3: Štandardné referenčné polynómy – *binomický* tvar

rád	Referenčný polynóm
1.	$s + \omega_0$
2.	$s^2 + 2\omega_0s + \omega_0^2$
3.	$s^3 + 3\omega_0s^2 + 3\omega_0^2s + \omega_0^3$
4.	$s^4 + 4\omega_0s^3 + 6\omega_0^2s^2 + 4\omega_0^3s + \omega_0^4$

Tab. 4: Štandardné referenčné polynómy – *Butterworthove*

rád	Referenčný polynóm
1.	$s + \omega_0$
2.	$s^2 + 1.4\omega_0s + \omega_0^2$
3.	$s^3 + 2\omega_0s^2 + 2\omega_0^2s + \omega_0^3$
4.	$s^4 + 2.6\omega_0s^3 + 3.4\omega_0^2s^2 + 2.6\omega_0^3s + \omega_0^4$

Tab. 5: Štandardné referenčné polynómy – minimum $t_{5\%}$

rád	Referenčný polynóm
1.	$s + \omega_0$
2.	$s^2 + 1.4\omega_0 s + \omega_0^2$
3.	$s^3 + 1.55\omega_0 s^2 + 2.1\omega_0^2 s + \omega_0^3$
4.	$s^4 + 1.6\omega_0 s^3 + 3.15\omega_0^2 s^2 + 2.45\omega_0^3 s + \omega_0^4$

Tab. 6: Štandardné referenčné polynómy – minimum kritéria *ITAE*
(*Grahamove – Lathropove štandardné polynómy*)

rád	Referenčný polynóm
1.	$s + \omega_0$
2.	$s^2 + 1.4\omega_0 s + \omega_0^2$
3.	$s^3 + 1.75\omega_0 s^2 + 2.15\omega_0^2 s + \omega_0^3$
4.	$s^4 + 2.1\omega_0 s^3 + 3.4\omega_0^2 s^2 + 2.7\omega_0^3 s + \omega_0^4$

Porovnaním rovníc (54) a (55) dostaneme

$$s^n + c_{n-1}s^{n-1} + \dots + c_1s + c_0 = s^n + h_{n-1}s^{n-1} + \dots + h_1s + h_0 \quad (61)$$

Porovnaním jednotlivých koeficientov zhodných stupňov mocniny rovnice (61) sa získa sústava rovníc, z ktorej sa vypočítajú parametre regulátora.

Stupeň polynómu *CHR URO* by mal mať taký rád, aby bolo možné jednoznačne určiť parametre *PID* regulátora. Model regulovaného procesu by mal 1. stupňa byť pri návrhu *P* a *PI* regulátora a 2. stupňa pri návrhu *PID* a *PD* regulátora. Ak je potrebné navrhnuť regulátor pre systém vyššieho rádu, musia sa dopočítať okrem parametrov regulátora aj niektoré póly *CHR URO* [1], [3] .

1.5.2. Naslinova metóda

Pri tejto metóde sa parametre *PID* regulátora počítajú na základe požiadavky na maximálne preregulovanie δ_{max} [2]. Predpokladaný regulovaný systém má tvar

$$G_s(s) = \frac{b_ms^m + \dots + b_1s + b_0}{a_ns^n + \dots + a_1s + a_0} \quad (62)$$

Pre regulovaný systém sa zvolí typ regulátora a vypočítajú sa koeficienty upravenej charakteristickej rovnice (50). Pre zvolené maximálne preregulovanie sa učí koeficient α podľa tab. 7 [1].

Tab. 7: Tabuľka parametrov pre Naslinovu metódu

$\delta_{max}[\%]$	1	2	5	8	12	16	20
α	2,40	2,20	2,00	1,90	1,80	1,75	1,70

Medzi koeficientami charakteristickej rovnice a koeficientom α bol odvodený vzťah [3]

$$a_i^2 = \alpha a_{i-1} a_{i+1} \quad (63)$$

Pomocou tohto vzťahu sa získa sústava rovníc, z ktorých sa vypočítajú parametre regulátora. Štruktúru regulátora je vhodné voliť tak, aby počet neznámych v sústave rovníc bol rovný počtu rovníc. Použitie *Naslinovej metódy* má aj určité obmedzenia. *P* a *PI* regulátor je možné navrhnúť pre regulovaný proces aspoň 2. rádu a pre návrh *PID* a *PD* regulátora je potrebné mať regulovaný proces minimálne 3. rádu [2].

1.5.3. Metóda násobného dominantného pólu

Táto metóda umožňuje syntézu regulátorov s integračnou zložkou pre riadený systém v tvare [1]

$$G(s) = \frac{K}{(Ts + 1)^n} \quad (64)$$

Parametre regulátora sa počítajú pomocou zosilnenia K , časovej konštanty T a rádu systému n .

Regulátor treba nastaviť tak, aby sa zaistil jeden dominantný stabilný reálny pól *URO*, ktorý má maximálnu možnú násobnosť. Ostatné póly alebo nuly sú nedominantné, preto je možné zanedbať ich vplyv na výslednú dynamiku regulačného obvodu [6].

Parametre regulátora sa určujú pre regulačný prenos v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (65)$$

Parametre regulátora sa počítajú pomocou údajov z tab. 8 [1], [6].

Tab. 8: Nastavenie regulátora *metódou násobného dominantného pólu*

Regulátor	Z_R	T_I	T_D	Poznámka
PI	$\frac{1}{K} \left(\frac{n-1}{n+1} \right)^{n-1}$	$\frac{T(n+1)^2}{4n}$	_____	$n \geq 2$
PID	$\frac{5n-4}{K(n+1)} \left(\frac{n-2}{n+1} \right)^{n-2}$	$\frac{5T(5n-4)(n+1)^2}{27n(n-1)}$	$\frac{T(n+1)n}{2(5n-4)}$	$n \geq 3$

1.5.4. Metóda optimálneho modulu

Metóda optimálneho modulu (kritérium optimálneho modulu) [1], [6], [11] určuje parametre regulátora tak, aby sa dosiahnuté riadenie približovalo k ideálnemu riadeniu

$$G_{WY}(s) = \frac{G_S G_R}{1 + G_S G_R} = \frac{\frac{B}{A} \frac{Q}{P}}{1 + \frac{B}{A} \frac{Q}{P}} = \frac{1}{1 + \frac{A}{B} \frac{P}{Q}} = 1 \quad (66)$$

kde $G_S(s)$ je prenos modelu riadeného procesu

$$G_S(s) = \frac{B(s)}{A(s)} \quad (67)$$

a $G_R(s)$ je hľadaný prenos *PID* regulátora

$$G_R(s) = \frac{Z_R s + \frac{Z_R}{T_I} + Z_R T_D s^2}{s} = \frac{K_P s + K_I + K_D s^2}{s} \quad (68)$$

Ak je požiadavka vyjadrená rovnicou (66) splnená, obvod je schopný sledovať bez skreslenia všetky frekvencie až do nekonečna. Avšak reálne je možné iba priblížiť sa tejto požiadavke. Platnosť tejto požiadavky je dôležitá najmä v oblastiach s nízkymi frekvenciami, ktoré zodpovedajú fáze ustáľovania v časovej oblasti. Nezávislosť prenosu riadenia od frekvencie je možné vo frekvenčnej oblasti vyjadriť pomocou rovnice

$$G_{WY}(j\omega) = 1 \quad (69)$$

$$|G_{WY}(j\omega)| = \sqrt{Re^2\{G_{WY}(j\omega)\} + Im^2\{G_{WY}(j\omega)\}} = A_{WY}(\omega) = 1 \quad (70)$$

Čo platí pre modul $A_{WY}(\omega)$, platí aj pre jeho druhú mocninu

$$A_{WY}(\omega) \rightarrow 1 \Rightarrow A_{WY}^2(\omega) \rightarrow 1 \quad (71)$$

Dosadením do rovníc (65) do (66) možno dostať

$$A_{WY}^2(\omega) = |G_{WY}(j\omega)|^2 \quad (72)$$

A teda

$$A_{WY}^2(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{j\omega A(j\omega)Q(-j\omega)B(-j\omega) - j\omega A(-j\omega)Q(j\omega)B(j\omega) + \omega^2 A(j\omega)A(-j\omega)}{Q(j\omega)B(j\omega)Q(-j\omega)B(-j\omega)}}} = 1 \quad (73)$$

Aby sa výstup zo sústavy (73) čo najviac blížil k požadovanej hodnote 1, musí platiť

$$j\omega A(j\omega)Q(-j\omega)B(-j\omega) - j\omega A(-j\omega)Q(j\omega)B(j\omega) + \omega^2 A(j\omega)A(-j\omega) = 0 \quad (74)$$

Táto požiadavka je splniteľná u tých koeficientov ω , ktoré obsahujú hľadané parametre regulátora, teda

$$(2Ka_3K_D - a_2^2 + 2a_3a_1)\omega^6 + (2Ka_2K_P - 2Ka_3K_I - 2Ka_1K_D + a_2a_0 - a_0^2)\omega^4 + (-2Ka_0K_P + 2Ka_1K_I - a_0^2)\omega^2 = 0 \quad (75)$$

Keďže podmienka vyjadrená rovnicou (75) nezohľadňuje všetky koeficienty charakteristického polynómu uzavretého regulačného obvodu $G_{WY}(s)$, táto metóda vo všeobecnosti nezaručuje stabilitu, preto je potrebné stabilitu vždy kontrolovať.

Pre riadený proces opísaný prenosovou funkciou s rádom nižším ako 4 v tvare

$$G(s) = \frac{K}{(Ts + 1)^3} = \frac{K}{a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0} \quad (76)$$

je možné požiadavku nulových koeficientov (75) vyjadriť pomocou sústavy rovníc

$$\begin{bmatrix} -2Ka_0 & 2Ka_1 & 0 \\ 2Ka_2 & -2Ka_3 & -2Ka_1 \\ 0 & 0 & 2Ka_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_P \\ K_I \\ K_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0^2 \\ a_1^2 - 2a_2a_0 \\ a_2^2 - 2a_3a_1 \end{bmatrix} \quad (77)$$

Po úpravách možno dostať pre PI regulátor

$$K_P = -\frac{1}{2K} \frac{(2a_0a_1a_2 - a_0^2a_3 - a_1^3)}{(a_1a_2 - a_0a_3)} \quad (78)$$

$$K_I = -\frac{1}{2K} \frac{a_0(a_0a_2 - a_1^2)}{(a_1a_2 - a_0a_3)} \quad (79)$$

A pre PID regulátor

$$K_P = \frac{1}{2K} \frac{(a_0^2a_3^2 - a_1^2a_3 - 2a_0a_1a_2a_3 + a_1^2a_2^2)}{a_3(a_1a_2 - a_0a_3)} \quad (80)$$

$$K_I = \frac{1}{2K} \frac{a_0(a_1a_2^2 - a_0a_2a_3 - a_1^2a_3)}{a_3(a_1a_2 - a_0a_3)} \quad (81)$$

$$K_D = \frac{1}{2K} \frac{(a_2^2 - 2a_1a_3)}{a_3} \quad (82)$$

Parametre PID regulátora sa po vyriešení sústavy rovníc (72) vypočítajú takto

$$\begin{aligned} Z_R &= K_P \\ T_I &= \frac{Z_R}{K_I} \\ T_D &= \frac{K_D}{Z_R} \end{aligned} \quad (83)$$

Pre regulované procesy opísané prenosovou funkciou vyššieho rádu je odporúčaná aproximácia systémom nižšieho rádu.

Pre regulovaný proces s tlmene kmitavou prechodovou charakteristikou, ktorý je definovaný prenosovou funkciou v tvare

$$G_s(s) = \frac{K}{T^2s^2 + 2\xi Ts + 1} \quad (84)$$

je možné použiť túto metódu iba ak je splnená podmienka

$$\frac{\sqrt{2}}{2} < \xi \quad (85)$$

kde ξ je koeficient tlmenia v prenose riadeného procesu [1], [6], [11].

1.5.5. Metóda požadovaného modelu

Metóda požadovaného modelu (metóda inverzie dynamiky) je analyticko – experimentálna metóda. Táto metóda umožňuje návrh *PI* a *PID* regulátora.

Pre návrh *PI* regulátora sa predpokladá riadený proces identifikovaný ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením v tvare

$$G_s(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-Ds} \quad (86)$$

kde K je zosilnenie, T je časová konštanta a D je dopravné oneskorenie procesu.

Parametre *PI* regulátora sa počítajú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right) \quad (87)$$

Pre návrh *PID* regulátora sa predpokladá riadený proces identifikovaný ako systém 2. rádu s dopravným oneskorením v tvare

$$G_s(s) = \frac{K}{(Ts + 1)^2} e^{-Ds} \quad (88)$$

alebo v tvare

$$G_s(s) = \frac{K}{T^2 s^2 + 2\xi Ts + 1} e^{-Ds} \quad (89)$$

Parametre *PID* regulátora sa počítajú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (90)$$

Metóda požadovaného modelu počíta parametre regulátora pre hodnoty relatívneho preregulovania v rozmedzí od 0 do 50%. Ak je relatívne preregulovanie σ najviac 20%–né metóda zabezpečí, okrem požadovanej kvality regulácie, aj vysokú robustnosť regulačného obvodu [6]. Pre určené relatívne preregulovanie σ sa pomocou tab. 9a určí koeficient β . Parametre regulátora sa potom počítajú pomocou údajov z tab. 9b [1], [6].

Tab. 9a: Závislosť koeficienta β od relatívneho preregulovania σ

$\sigma[\%]$	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50
β	2,718	1,944	1,720	1,561	1,437	1,337	1,248	1,172	1,104	1,045	0,992

Tab. 9b: Nastavenie regulátora *metódou požadovaného modelu*

Regulátor	Z_R	T_I	T_D	Regulovaný proces
PI	$\frac{T}{KD\beta}$	T	—————	aperiodický $n = 1$
PID	$\frac{T_I}{KD\beta}$	$2T$	$\frac{T}{2}$	aperiodický $n = 2$
	$\frac{T_I}{KD\beta}$	$2T\xi$	$\frac{T}{2\xi}$	tlmene kmitavý

1.5.6. Metóda založená na bezpečnosti v zosilnení a vo fáze

Metóda založená na bezpečnosti v zosilnení a vo fáze bola odvodená od metódy riadenia s vnútorným modelom (IMC), avšak na rozdiel od nej má dva stupne voľnosti. Parametre regulátora sa určujú pomocou zvolenej hodnoty bezpečnosti v zosilnení G_M a bezpečnosti vo fáze P_M a pomocou parametrov regulovaného procesu, teda zosilnenia K , časovej konštanty T a nenulového dopravného oneskorenia procesu D .

Pri návrhu *PI* regulátora táto metóda predpokladá regulovaný systém 1. rádu opísaný prenosovou funkciou v tvare

$$G_s(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-Ds} \quad (91)$$

a pri syntéze *PID* regulátora táto metóda predpokladá regulovaný systém 2. rádu opísaný prenosovou funkciou v tvare

$$G_s(s) = \frac{K}{(Ts + 1)(T's + 1)} e^{-Ds} \quad (92)$$

pričom je potrebné aby

$$T \geq T' \quad (93)$$

Parametre regulátora sa počítajú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (94)$$

Táto metóda vyžaduje zvolenie hodnôt parametrov bezpečnosti v zosilnení G_M a bezpečnosti vo fáze P_M otvoreného regulačného obvodu. Čím majú tieto parametre väčšiu hodnotu, tým je robustnosť regulátora väčšia, ibaže kvalita regulácie sa znižuje [12].

Bezpečnosť v zosilnení G_M sa udáva v decibeloch. Jeho vyššia hodnota sa používa v prípade, ak sa počas regulácie mení zosilnenie K modelu riadeného procesu.

Bezpečnosť vo fáze P_M sa udáva v stupňoch. Pri výpočte parametrov regulátora sa však použije hodnota prepočítaná na radiány. Vyššia hodnota P_M sa používa v prípade ak sa v priebehu regulácie mení časová konštanta T alebo dopravné oneskorenie D modelu riadeného procesu.

Odporúčaná počiatočná voľba hodnoty bezpečnosti v zosilnení G_M je 4 dB a pre bezpečnosť vo fáze P_M je to 60°.

Najskôr sa vypočíta hodnota pomocného parametra ω_P

$$\omega_P = \frac{G_M P_M + \frac{\pi}{2} G_M (G_M + 1)}{(G_M^2 - 1)D} \quad (95)$$

Parametre regulátora sa počítajú pomocou údajov z tab. 10. Hodnotu bezpečnosti v zosilnení G_M a bezpečnosti vo fáze P_M je možné pre daný systém vypočítať pomocou parametrov regulátora a regulovaného systému podľa rovníc [1],[12]

$$G_M = \frac{T\pi}{4Z_R K D} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4D}{\pi T_I} + \frac{4D}{\pi T}} \right) \quad (96)$$

$$P_M = \frac{\pi}{2} - \frac{Z_R K D}{T} + \frac{\pi}{4K Z_R} \left(1 - \frac{T}{T_I} \right) \quad (97)$$

Tab. 10: Nastavenie regulátora pomocou *metódy založenej na bezpečnosti v zosilnení a vo fáze*

Regulátor	Z_R	T_I	T_D	Poznámka
PI	$\frac{\omega_P T}{G_M K}$	$\frac{1}{2\omega_P - \frac{4\omega_P^2 D}{\pi} + \frac{1}{T}}$	—————	$n = 1,$ $D > 0$
PID	$\frac{\omega_P T}{G_M K}$	$\frac{1}{2\omega_P - \frac{4\omega_P^2 D}{\pi} + \frac{1}{T}}$	T Resp: T'	$n = 2,$ $D > 0$

1.6. Experimentálne metódy syntézy PID regulátora

Experimentálne metódy nastavenia parametrov regulátora využívajú na určenie parametrov regulátora parametre získané pri identifikácii riadeného procesu z jeho prechodovej charakteristiky [1]. Predpokladá sa model procesu v tvare

$$G_s(s) = \frac{K}{(Ts + 1)^n} e^{-Ds} \quad (98)$$

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

Pri výpočtoch sa často využíva aj čas prietahu T_U a čas nábehu T_N . Tieto konštanty sa získajú z prechodovej charakteristiky prenosu regulovaného systému metódou identifikácie podľa *Strejca*. Podrobnejšie je to opísané v kapitole 1.2.2. *Identifikácia systému podľa Strejca* [1], [2].

1.6.1. Åströмова – Hägglungova metóda

Åströмова – Hägglungova metóda sa predovšetkým snaží nájsť vhodný robustný regulátor pre regulovaný proces [13]. Parametre regulátora sa navrhujú pre riadený proces identifikovaný ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením

$$G_s(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-Ds} \quad (99)$$

kde K je zosilnenie, T časová konštanta = T_N čo je čas nábehu, D je dopravné oneskorenie = T_U čo je čas prietahu. T_U a T_N sa určili metódou identifikácie podľa *Strejca*.

Parametre *PID* regulátora sa navrhujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (100)$$

Táto metóda predpokladá úpravu zákona riadenia P zložky PID regulátora, ktorej akčný zásah už nie je určený priamo regulačnou odchýlkou $e(t)$, ale mení sa vplyv žiadanej veličiny $w(t)$ pomocou koeficienta b_W . Veľkosť akčného zásahu P zložky regulátora sa vypočíta podľa rovnice

$$u_P(t) = Z_R(b_W w(t) - y(t)) \quad (101)$$

Åströмова – Hägglungova metóda umožňuje pri návrhu regulátora zvoliť parameter maximum citlivostnej funkcie M_S . Regulátor je tým robustnejší, čím vyššiu hodnotu parameter M_S nadobúda. Parametre regulátora sa pre určenú hodnotu parametra M_S dopočítajú pomocou údajov z tab.11a alebo z tab. 11b [1], [13].

Tab. 11a: Nastavenie regulátora *Åströmovou – Hägglungovou metódou* pre $M_S = 1,4$

Regulátor	Parameter	$M_S = 1,4$
PI	Z_R	$0,29 \frac{T_N}{KT_U} \exp \left(-2,7 \frac{T_U}{T_U + T_N} + 3,7 \left(\frac{T_U}{T_U + T_N} \right)^2 \right)$
	T_I	$8,9 T_U \exp \left(-6,6 \frac{T_U}{T_U + T_N} + 3 \left(\frac{T_U}{T_U + T_N} \right)^2 \right)$
	b_W	$0,81 \exp \left(0,73 \frac{T_U}{T_U + T_N} + 1,9 \left(\frac{T_U}{T_U + T_N} \right)^2 \right)$
PID	Z_R	$3,8 \frac{T_N}{KT_U} \exp \left(-8,4 \frac{T_U}{T_U + T_N} + 7,3 \left(\frac{T_U}{T_U + T_N} \right)^2 \right)$
	T_I	$5,2 T_U \exp \left(-2,5 \frac{T_U}{T_U + T_N} - 1,4 \left(\frac{T_U}{T_U + T_N} \right)^2 \right)$
	T_D	$0,89 T_U \exp \left(-3,7 \frac{T_U}{T_U + T_N} - 4,1 \left(\frac{T_U}{T_U + T_N} \right)^2 \right)$
	b_W	$0,4 \exp \left(0,18 \frac{T_U}{T_U + T_N} + 2,8 \left(\frac{T_U}{T_U + T_N} \right)^2 \right)$

Tab. 11b: Nastavenie regulátora *Áströmovou – Hägglungovou metódou* pre $M_s = 2$

Regulátor	Parameter	$M_s = 2$
PI	Z_R	$0,78 \frac{T_N}{KT_U} \exp\left(-4,1 \frac{T_U}{T_U + T_N} + 5,7 \left(\frac{T_U}{T_U + T_N}\right)^2\right)$
	T_I	$8,9 T_U \exp\left(-6,6 \frac{T_U}{T_U + T_N} + 3 \left(\frac{T_U}{T_U + T_N}\right)^2\right)$
	b_W	$0,44 \exp\left(0,78 \frac{T_U}{T_U + T_N} - 0,45 \left(\frac{T_U}{T_U + T_N}\right)^2\right)$
PID	Z_R	$8,4 \frac{T_N}{KT_U} \exp\left(-9,6 \frac{T_U}{T_U + T_N} + 9,8 \left(\frac{T_U}{T_U + T_N}\right)^2\right)$
	T_I	$3,2 T_U \exp\left(-1,5 \frac{T_U}{T_U + T_N} - 0,93 \left(\frac{T_U}{T_U + T_N}\right)^2\right)$
	T_D	$0,86 T_U \exp\left(-1,9 \frac{T_U}{T_U + T_N} - 0,44 \left(\frac{T_U}{T_U + T_N}\right)^2\right)$
	b_W	$0,22 \exp\left(0,65 \frac{T_U}{T_U + T_N} - 0,051 \left(\frac{T_U}{T_U + T_N}\right)^2\right)$

1.6.2. Borresenova - Grindalova metóda

Borresenova - Grindalova metóda navrhuje parametre regulátora pre riadený proces identifikovaný ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením

$$G_s(s) = \frac{K}{T_S + 1} e^{-Ds} \quad (102)$$

kde K je zosilnenie, T časová konštanta = T_N čo je čas nábehu, D je dopravné oneskorenie = T_U čo je čas prietahu. T_U a T_N sa určili metódou identifikácie podľa *Strejca*.

Parametre *PID* regulátora sa určujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s\right) \quad (103)$$

Parametre regulátora sa počítajú pomocou údajov z tab. 12 [14].

Tab. 12: Nastavenie regulátora *Borresenovou - Grindalovou metódou*

Regulátor	Z_R	T_I	T_D
PID	$\frac{T_N}{KT_U}$	$3T_U$	$0,5T_U$

1.6.3. Cohenova – Coonova metóda

Cohenova – Coonova metóda počíta parametre regulátora pomocou zosilnenia regulátora K , času nábehu T_N a času priet'ahu T_U .

Parametre *PID* regulátora sa určujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (104)$$

Pri návrhu regulátora pre prenos riadeného systému s dopravným oneskorením musí platiť

$$0,1 < \frac{T_U}{T_N} < 1 \quad (105)$$

Pre zvolený typ regulátora sa počítajú parametre regulátora pomocou údajov z tab. 13 [1].

1.6.4. Fertikova – Sharpeho metóda

Fertikova – Sharpeho metóda navrhuje parametre regulátora pre riadený proces identifikovaný ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením

$$G_s(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-Ds} \quad (106)$$

kde K je zosilnenie, T časová konštanta = T_N čo je čas nábehu, D je dopravné oneskorenie = T_U čo je čas priet'ahu.

Parametre *PI* regulátora sa určujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right) \quad (107)$$

Parametre regulátora sa počítajú pomocou údajov z tab. 14 [14].

Tab. 13: Nastavenie regulátora *Cohenovou – Coonovou metódou*

Regulátor	Z_R	T_I	T_D
P	$\frac{1}{K} \frac{T_N}{T_U} \left(1 + \frac{1}{3} \frac{T_U}{T_N} \right)$	—	—
PI	$\frac{1}{K} \frac{T_N}{T_U} \left(0,9 + \frac{1}{12} \frac{T_U}{T_N} \right)$	$T_U \left(\frac{30 + 3 \frac{T_U}{T_N}}{9 + 20 \frac{T_U}{T_N}} \right)$	—
PID	$\frac{1}{K} \frac{T_N}{T_U} \left(\frac{4}{3} + \frac{1}{4} \frac{T_U}{T_N} \right)$	$T_U \left(\frac{32 + 6 \frac{T_U}{T_N}}{13 + 8 \frac{T_U}{T_N}} \right)$	$T_U \left(\frac{4}{11 + 2 \frac{T_U}{T_N}} \right)$
PD	$\frac{1}{K} \frac{T_N}{T_U} \left(\frac{5}{4} + \frac{1}{6} \frac{T_U}{T_N} \right)$	—	$T_U \left(\frac{6 - 2 \frac{T_U}{T_N}}{22 + 3 \frac{T_U}{T_N}} \right)$

Tab. 14: Nastavenie regulátora *Fertikovou – Sharpeho metódou*

Regulátor	Z_R	T_I
PI	$\frac{0,56}{K}$	$0,65T_N$

1.6.5. Haalmanova metóda

Halmanova metóda navrhuje parametre regulátora pre riadený proces identifikovaný ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením

$$G_s(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-Ds} \quad (108)$$

kde K je zosilnenie, T časová konštanta = T_N čo je čas nábehu, D je dopravné oneskorenie = T_U čo je čas prietahu.

Parametre *PI* regulátora sa určujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right) \quad (109)$$

Parametre regulátora sa počítajú pomocou údajov z tab. 15 [1].

Tab. 15: Nastavenie regulátora *Haalmanovou metódou*

Regulátor	Z_R	T_I
PI	$\frac{2}{3} \frac{T_N}{KT_U}$	T_N

1.6.6. Hayova metóda

Hayova metóda navrhuje parametre regulátora pre riadený proces identifikovaný ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením

$$G_s(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-Ds} \quad (110)$$

kde K je zosilnenie, T časová konštanta = T_N čo je čas nábehu, D je dopravné oneskorenie = T_U čo je čas prietahu. T_U a T_N sa určili metódou identifikácie podľa *Strejca*.

Parametre *PID* regulátora sa určujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (111)$$

Pre zvolený typ regulátora sa počítajú parametre regulátora pre riadenie na žiadanú hodnotu pomocou údajov z tab. 16a a pre odstránenie vplyvu poruchy pomocou údajov z Tab. 16b [14].

Tab. 16a: Nastavenie regulátora *Hayovou metódou* pre riadenie na žiadanú hodnotu

Regulátor	Z_R	T_I	T_D	Poznámka
PID	x_1/K	$x_2 T_U$	$x_3 T_U$	T_U/T_N
	x_1	x_2	x_3	
	2,40	1,87	1,28	0,3
	1,50	1,55	1,00	0,4
	0,50	1,33	0,78	0,5
	0,80	1,15	0,64	0,6
	0,70	1,00	0,54	0,7

Tab. 16b: Nastavenie regulátora *Hayovou metódou* pre odstránenie vplyvu poruchy

Regulátor	Z_R	T_I	T_D	Poznámka
PID	x_1/K	$x_2 T_U$	$x_3 T_U$	T_U/T_N
	x_1	x_2	x_3	
	4,70	0,87	1,32	0,3
	2,80	0,95	1,07	0,4
	1,80	1,00	0,90	0,5
	1,20	1,00	0,78	0,6
	1,00	0,95	0,72	0,7

1.6.7. Chienova – Hronesova – Reswickova metóda

Chienova – Hronesova – Reswickova metóda označovaná aj ako „univerzálna“ *experimentálna metóda* určuje parametre regulátora pre regulovaný proces identifikovaný ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením

$$G_s(s) = \frac{K}{T_S + 1} e^{-Ds} \quad (112)$$

kde K je zosilnenie, T časová konštanta = T_N čo je čas nábehu, D je dopravné oneskorenie = T_U čo je čas prietahu.

Parametre *PID* regulátora sa určujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (113)$$

Táto metóda umožňuje určovať parametre regulátora pre riadenie na žiadanú veličinu $w(t)$ aj pre odstránenie vplyvu poruchy $r(t)$, s ohľadom na preregulovanie. Relatívne preregulovanie σ môže byť 0%-né alebo 20%-né.

Parametre regulátora pre riadenie na žiadanú veličinu sa počítajú pomocou údajov z tab. 17a a pre odstránenie vplyvu poruchy pomocou údajov z tab. 17b [1], [6].

Tab. 17a: Nastavenie regulátora *Chienovou – Hronesovou – Reswickovou metódou* pre riadenie na žiadanú hodnotu

Relatívne preregulovanie σ	0%		
Regulátor	Z_R	T_I	T_D
P	$0,3 \frac{T_N}{KT_U}$	—	—
PI	$0,35 \frac{T_N}{KT_U}$	$1,17T_N$	—
PID	$0,6 \frac{T_N}{KT_U}$	T_N	$0,5T_U$
Relatívne preregulovanie σ	20%		
Regulátor	Z_R	T_I	T_D
P	$0,7 \frac{T_N}{KT_U}$	—	—
PI	$0,6 \frac{T_N}{KT_U}$	T_N	—
PID	$0,95 \frac{T_N}{KT_U}$	$1,36T_N$	$0,64T_U$

Tab. 17b: Nastavenie regulátora *Chienovou – Hronesovou – Reswickovou metódou* pre odstránenie vplyvu poruchy

Relatívne preregulovanie σ	0%		
Regulátor	Z_R	T_I	T_D
P	$0,3 \frac{T_N}{KT_U}$	—	—
PI	$0,6 \frac{T_N}{KT_U}$	$0,8T_U + 0,5T_N$	—
PID	$0,95 \frac{T_N}{KT_U}$	$2,4T_U$	$0,4T_U$
Relatívne preregulovanie σ	20%		
Regulátor	Z_R	T_I	T_D
P	$0,7 \frac{T_N}{KT_U}$	—	—
PI	$0,7 \frac{T_N}{KT_U}$	$T_U + 0,3T_N$	—
PID	$1,2 \frac{T_N}{KT_U}$	$2T_U$	$0,4T_U$

1.6.8. Kleinova metóda

Kleinova metóda navrhuje parametre regulátora pre riadený proces identifikovaný ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením

$$G_s(s) = \frac{K}{T_S + 1} e^{-Ds} \quad (114)$$

kde K je zosilnenie, T časová konštanta = T_N čo je čas nábehu, D je dopravné oneskorenie = T_U čo je čas preťahu. T_U a T_N sa určili metódou identifikácie podľa *Strejca*.

Parametre *PI* regulátora sa určujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right) \quad (115)$$

Parametre regulátora sa počítajú pomocou údajov z tab. 18 [14].

Tab. 18: Nastavenie regulátora *Kleinovou metódou*

Regulátor	Z_R	T_I
PI	$\frac{0,28T_N}{K(T_U + 0,1T_N)}$	$0,53T_N$

1.6.9. Liptáková metóda

Liptáková metóda navrhuje parametre regulátora pre riadený proces identifikovaný ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením

$$G_s(s) = \frac{K}{T_S + 1} e^{-Ds} \quad (116)$$

kde K je zosilnenie, T časová konštanta = T_N čo je čas nábehu, D je dopravné oneskorenie = T_U čo je čas priet'ahu.

Parametre *PID* regulátora sa určujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (117)$$

Parametre regulátora sa počítajú pomocou údajov z tab. 19 [14].

Tab. 19: Nastavenie regulátora *Liptákovou metódou*

Regulátor	Z_R	T_I	T_D
PI	$\frac{0,95T_N}{KT_U}$	$4T_U$	—
PID	$\frac{0,85T_N}{KT_U}$	$1,6T_U$	$0,6T_U$

1.6.10. Lopezova IAE – ISE metóda

Lopezova IAE – ISE metóda sa pokúša minimalizovať integrálne kritéria kvality *ISE* a *IAE*. Parametre regulátora sa určujú pre riadený proces identifikovaný ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením

$$G_s(s) = \frac{K}{T_S + 1} e^{-Ds} \quad (118)$$

kde K je zosilnenie, T časová konštanta = T_N čo je čas nábehu, D je dopravné oneskorenie = T_U čo je čas priet'ahu.

Parametre PID regulátora sa určujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (119)$$

Parametre regulátora sa počítajú pomocou údajov z tab. 20 [1].

Tab. 20: Nastavenie regulátora *Lopezovou IAE – ISE metódou*

Regulátor	Z_R	T_I	T_D
P	$1,411 \frac{T_U}{K T_N^{-0,917}}$	————	————
PI	$1,305 \frac{T_U}{K T_N^{-0,959}}$	$\frac{T_N}{0,492} \left(\frac{T_U}{T_N} \right)^{0,739}$	————
PID	$1,495 \frac{T_U}{K T_N^{-0,949}}$	$\frac{T_N}{1,101} \left(\frac{T_U}{T_N} \right)^{0,771}$	$0,56 T_U \left(\frac{T_N}{T_U} \right)^{1,006}$

[1]

1.6.11. McMillanova metóda

McMillanova metóda sa zameriava na procesy s dopravným oneskorením. Metóda navrhuje parametre regulátora pre riadený proces identifikovaný ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením

$$G_s(s) = \frac{K}{T s + 1} e^{-Ds} \quad (120)$$

kde K je zosilnenie, T časová konštanta = T_N čo je čas nábehu, D je dopravné oneskorenie = T_U čo je čas priet'ahu.

Parametre PI regulátora sa určujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right) \quad (121)$$

Parametre regulátora sa počítajú pomocou údajov z tab. 21 [14].

Tab. 21: Nastavenie regulátora *McMillanovou metódou*

Regulátor	Z_R	T_I
PI	$\frac{K}{3}$	T_U

1.6.12. Minimum IAE metóda

Minimum IAE metóda sa pokúša minimalizovať integrálne kritérium kvality *IAE*. Parametre regulátora sa určujú pre riadený proces identifikovaný ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením

$$G_s(s) = \frac{K}{T_S + 1} e^{-Ds} \quad (122)$$

kde K je zosilnenie, T časová konštanta = T_N čo je čas nábehu, D je dopravné oneskorenie = T_U čo je čas prietahu.

Parametre *PID* regulátora sa určujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (123)$$

Parametre regulátora sa počítajú pomocou údajov z tab. 22 [1].

Tab. 22: Nastavenie regulátora *Minimum IAE metódou*

Regulátor	Z_R	T_I	T_D
PI	$\frac{0,785}{K} \left(\frac{T_U}{T_N} \right)^{-0,861}$	$\frac{T_N^2}{(1,02T_N - 0,323T_U)}$	—
PID	$\frac{1,086}{K} \left(\frac{T_U}{T_N} \right)^{0,914}$	$\frac{T_N^2}{(0,740T_N - 1,130T_U)}$	$0,348T_N \left(\frac{T_U}{T_N} \right)^{0,914}$

1.6.13. Minimum ITAE metóda

Minimum ITAE metóda (Smithova – Murrillova metóda) sa pokúša minimalizovať integrálne kritérium kvality *ITAE*. Parametre regulátora sa určujú pre riadený proces identifikovaný ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením

$$G_s(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-Ds} \quad (124)$$

kde K je zosilnenie, T časová konštanta = T_N čo je čas nábehu, D je dopravné oneskorenie = T_U čo je čas priet'ahu.

Parametre *PID* regulátora sa určujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (125)$$

Pri návrhu regulátora pre prenos riadeného systému s dopravným oneskorením musí platiť

$$0,1 < \frac{T_U}{T_N} < 1 \quad (126)$$

Táto metóda umožňuje určovať parametre regulátora pre riadenie na žiadanú veličinu $w(t)$ aj pre odstránenie vplyvu poruchy $r(t)$. Pre zvolený typ regulátora sa počítajú parametre regulátora pre riadenie na žiadanú hodnotu pomocou údajov z Tab. 23a a pre odstránenie vplyvu poruchy pomocou údajov z tab. 23b [1].

Tab. 23a: Nastavenie regulátora *minimum ITAE metódou* pre riadenie na žiadanú hodnotu

Regulátor	Z_R	T_I	T_D
PI	$\frac{0,586}{K} \left(\frac{T_N}{T_U} \right)^{0,916}$	$\frac{T_N}{\left(1,03 - 0,165 \frac{T_U}{T_N} \right)}$	—
PID	$\frac{0,965}{K} \left(\frac{T_N}{T_U} \right)^{0,855}$	$\frac{T_N}{\left(0,796 - 0,147 \frac{T_U}{T_N} \right)}$	$0,308 T_N \left(\frac{T_U}{T_N} \right)^{0,929}$

Tab. 23b: Nastavenie regulátora *minimum ITAE metódou* pre odstránenie vplyvu poruchy

Regulátor	Z_R	T_I	T_D
P	$\frac{0,49}{K} \left(\frac{T_N}{T_U}\right)^{1,084}$	—	—
PI	$\frac{0,859}{K} \left(\frac{T_N}{T_U}\right)^{0,977}$	$\frac{T_N}{0,674} \left(\frac{T_U}{T_N}\right)^{0,680}$	—
PID	$\frac{1,357}{K} \left(\frac{T_N}{T_U}\right)^{0,947}$	$\frac{T_N}{0,842} \left(\frac{T_U}{T_N}\right)^{0,738}$	$0,381 T_N \left(\frac{T_U}{T_N}\right)^{0,995}$

1.6.14. Metóda polovičného útlmu

Metóda polovičného útlmu sa snaží dosiahnuť tlmene kmitavý regulačný priebeh. Pre takýto priebeh musí platiť, že každý nasledujúci kmit dosahuje polovičnú hodnotu predošlého. Parametre regulátora sa určujú pre riadený proces identifikovaný ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením

$$G_s(s) = \frac{K}{T_S + 1} e^{-Ds} \quad (127)$$

kde K je zosilnenie, T časová konštanta = T_N čo je čas nábehu, D je dopravné oneskorenie = T_U čo je čas priet'ahu.

Parametre *PID* regulátora sa určujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (128)$$

Parametre regulátora pre riadenie počítajú pomocou údajov z tab. 24 [1].

Tab. 24: Nastavenie regulátora *metódou polovičného útlmu*

Regulátor	Z_R	T_I	T_D
PI	$\frac{0,928}{K} \left(\frac{T_U}{T_N}\right)^{-0,946}$	$0,928 T_N \left(\frac{T_U}{T_N}\right)^{0,583}$	—
PID	$\frac{1,37}{K} \left(\frac{T_U}{T_N}\right)^{0,95}$	$0,74 T_N \left(\frac{T_U}{T_N}\right)^{0,738}$	$0,365 T_N \left(\frac{T_U}{T_N}\right)^{0,95}$

1.6.15. Metóda priamej syntézy s použitím aproximovaného modelu URO

Metóda priamej syntézy s použitím aproximovaného modelu URO určuje parametre regulátora pre riadený proces identifikovaný ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením pre prenos

$$G_s(s) = \frac{K}{T_S + 1} e^{-Ds} \quad (129)$$

kde K je zosilnenie, T časová konštanta = T_N čo je čas nábehu, D je dopravné oneskorenie = T_U čo je čas prietahu.

O uzavretom regulačnom obvode (URO) sa predpokladá, že sa správa ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením

$$G_{URO} = \frac{K_{URO}}{T_{URO}s + 1} e^{-D_{URO}s} \quad (130)$$

Metóda vyžaduje voľbu časovej konštanty uzavretého regulačného obvodu T_{URO} . Konštanta T_{URO} je menšia ako časová konštanta regulovaného prenosu 1. rádu $T = T_N$ čo je čas nábehu

$$T_{URO} < T_N \quad (131)$$

Parametre *PID* regulátora sa určujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (132)$$

Pre vhodný typ regulátora sa správne zvolí konštanta $T_{URO} < T_N$ čo je čas nábehu. Parametre regulátora sa dopočítajú pomocou údajov z tab. 25 [1].

Tab. 25: Nastavenie regulátora *metódou priamej syntézy s použitím aproximovaného modelu URO*

Regulátor	Z_R	T_I	T_D
PI	$\frac{T_N}{K(T_{URO} + T_U)}$	T_N	—
PID	$\frac{2T_N + T_U}{2K(T_{URO} + T_U)}$	$T_N + \frac{T_U}{2}$	$\frac{T_U}{2} \frac{T_{URO}}{(T_{URO} + T_U)}$

1.6.16. Parrova metóda

Parrova metóda navrhuje parametre regulátora pre riadený proces identifikovaný ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením

$$G_s(s) = \frac{K}{T_S + 1} e^{-Ds} \quad (133)$$

kde K je zosilnenie, T časová konštanta = T_N čo je čas nábehu, D je dopravné oneskorenie = T_U čo je čas prietahu. T_U a T_N sa určili metódou identifikácie podľa *Strejca*.

Parametre *PID* regulátora sa určujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (134)$$

Parametre regulátora sa počítajú pomocou údajov z tab. 26 [14].

Tab. 26: Nastavenie regulátora *Parrovou metódou*

Regulátor	Z_R	T_I	T_D
PI	$\frac{0,91T_N}{KT_U}$	$3,3T_U$	—
PID	$\frac{1,25T_N}{KT_U}$	$2,5T_U$	$0,4T_U$

1.6.17. Pengova - Wuova metóda minimum IAE metóda

Pengova - Wuova minimum IAE metóda sa taktiež pokúša minimalizovať integrálne kritérium kvality *IAE*. Parametre regulátora sa určujú pre riadený proces identifikovaný ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením

$$G_s(s) = \frac{K}{T_S + 1} e^{-Ds} \quad (135)$$

kde K je zosilnenie, T časová konštanta = T_N čo je čas nábehu, D je dopravné oneskorenie = T_U čo je čas prietahu.

Parametre *PID* regulátora sa určujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (136)$$

Parametre regulátora sa počítajú pomocou údajov z tab. 27 [14].

1.6.18. Riverova – Morariho metóda

Riverova – Morariho metóda je založená na metóde riadenia s vnútorným modelom (*IMC*). Parametre regulátora sa určujú pre riadený proces identifikovaný ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením

$$G_s(s) = \frac{K}{T_S + 1} e^{-Ds} \quad (137)$$

kde K je zosilnenie, T časová konštanta $= T_N$ čo je čas nábehu, D je dopravné oneskorenie $= T_U$ čo je čas prieťahu.

O uzavretom regulačnom obvode (*URO*) sa predpokladá, že sa správa ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením

$$G_{URO} = \frac{K_{URO}}{T_{URO} s + 1} e^{-D_{URO} s} \quad (138)$$

Metóda vyžaduje voľbu časovej konštanty uzavretého regulačného obvodu T_{URO} . Konštanta T_{URO} je vždy väčšia ako 20% času nábehu T_N . Pri nižších hodnotách T_{URO} regulátor zareaguje rýchlejšie ako pri vyšších hodnotách T_{URO} .

Parametre *PID* regulátora sa určujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (139)$$

Pre vhodný typ regulátora sa vhodne zvolí konštanta $T_{URO} > 0,2 T_N$ čas nábehu je určený pomocou metódy identifikácie podľa Strejca a parametre regulátora sa dopočítajú pomocou údajov z tab. 28 [1].

Tab. 27: Nastavenie regulátora *Pengovou - Wuovou minimum IAE metódou*

Regulátor	Z_R	T_I	T_D	Poznámka
PID	$x_1 K$	$x_2 T_N$	$x_3 T_U$	T_U/T_N
	x_1	x_2	x_3	
	6,558	0,925	0,061	0,1
	2,311	0,677	0,189	0,2
	1,479	0,633	0,233	0,3
	1,117	0,647	0,250	0,4
	0,947	0,705	0,268	0,5
	0,825	0,752	0,289	0,6
	0,731	0,792	0,312	0,7
	0,695	0,871	0,316	0,8
	0,630	0,895	0,326	0,9
	0,651	1,030	0,306	1,0

 Tab. 28: Nastavenie regulátora *Riverovou – Morariho metódou*

Regulátor	Z_R	T_I	T_D	$T_{URO} > 0,2T_N$ a súčasne
PI	$\frac{T_N}{KT_{URO}}$	T_N	—	$\frac{T_{URO}}{T_U} > 1,7$
PI (spresnený)	$\frac{2T_N + T_U}{2KT_{URO}}$	$T_N + \frac{T_U}{2}$	—	$\frac{T_{URO}}{T_U} > 1,7$
PID	$\frac{2T_N + T_U}{2K(T_{URO} + T_U)}$	$T_N + \frac{T_U}{2}$	$\frac{T_N T_U}{2T_N + T_U}$	$\frac{T_{URO}}{T_U} > 0,25$

1.6.19. Sakaiova metóda

Sakaiova metóda navrhuje parametre regulátora pre riadený proces identifikovaný ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením

$$G_s(s) = \frac{K}{T_S + 1} e^{-Ds} \quad (140)$$

kde K je zosilnenie, T časová konštanta = T_N čo je čas nábehu, D je dopravné oneskorenie = T_U čo je čas prietahu.

Parametre PI regulátora sa určujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right) \quad (141)$$

Parametre regulátora sa počítajú pomocou údajov z tab. 29 [14].

Tab. 29: Nastavenie regulátora *Sakaiovou metódou*

Regulátor	Z_R	T_I
PI	$\frac{1,2408T_N}{KT_U}$	$0,5T_U$

1.6.20. Shinskeyho metóda

Shinskeyho metóda navrhuje parametre regulátora pre riadený proces identifikovaný ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením

$$G_s(s) = \frac{K}{T_S + 1} e^{-Ds} \quad (142)$$

kde K je zosilnenie, T časová konštanta = T_N čo je čas nábehu, D je dopravné oneskorenie = T_U čo je čas prietahu.

Parametre PI regulátora sa určujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right) \quad (143)$$

Parametre regulátora sa počítajú pomocou údajov z tab. 30 [14].

Tab. 30: Nastavenie regulátora *Shinskeyho metódou*

Regulátor	Z_R	T_I
PI	$\frac{0,667T_N}{KT_U}$	$3,78T_U$

1.6.21. St. Clairnova metóda

St. Clairnova metóda navrhuje parametre regulátora pre riadený proces identifikovaný ako systém 1. rádu s dopravným oneskorením

$$G_s(s) = \frac{K}{T_S + 1} e^{-Ds} \quad (144)$$

kde K je zosilnenie, T časová konštanta = T_N čo je čas nábehu, D je dopravné oneskorenie = T_U čo je čas prieťahu.

Parametre *PI* regulátora sa určujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right) \quad (145)$$

Pri návrhu regulátora pre prenos riadeného systému s dopravným oneskorením musí platiť

$$0,33 \leq \frac{T_U}{T_N} \quad (146)$$

Parametre regulátora sa počítajú pomocou údajov z tab. 31 [14].

Tab. 31: Nastavenie regulátora *St. Clairovou metódou*

Regulátor	Z_R	T_I
PI	$\frac{0,667T_N}{KT_U}$	$3,78T_U$

1.6.22. Strejcova metóda

Strejcova metóda je založená na vyhodnotení odmeranej odozvy riadeného systému na skokovú zmenu vstupnej veličiny a následnej identifikácii prenosu regulovaného systému *Strejcovou metódou identifikácie*. Parametre regulátora sa určujú pomocou zosilnenia regulátora K , časovej konštanty T a rádu prenosu n . Parametre *PID* regulátora sa určujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (147)$$

Strejcova metóda sa nedá využiť pre regulované systémy opísané pomocou prenosu prvého rádu. Musíme aj správne zvoliť štruktúru regulátora, lebo ak volíme štruktúru PID regulátora, potom musí byť identifikovaný prenos minimálne 3. rádu a pre P a PI regulátor je nutný prenos minimálne 2. rádu. Pre vhodný typ regulátora sa počítajú parametre regulátora pomocou údajov z Tab. 32 [1], [2], [15].

Tab. 32: Nastavenie regulátora *Strejcovou metódou*

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

1.6.23. Zieglerova – Nicholsova metóda

Zieglerova – Nicholsova metóda [2] je jedna z najpoužívanějších metód nastavovania PID regulátora zosilnenia. Metóda určuje parametre regulátora pomocou zosilnenia K , času prietahu T_U a času nábehu T_N . Tieto parametre sa získali metódou identifikácie podľa *Strejca*.

Parametre PID regulátora sa určujú pre prenos regulátora v tvare

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (148)$$

Pre prenos n -tého rádu riadeného procesu, ktorý bol identifikovaný metódou podľa *Strejca* by malo platiť

$$0,1 < \frac{T_U}{T_N} < 1 \quad (149)$$

Pre zvolený typ regulátora sa počítajú parametre regulátora pomocou údajov z Tab. 33 [1], [2], [18].

Tab. 33: Nastavenie regulátora *Zieglerou – Nicholsovou metódou*

Regulátor	Z_R	T_I	T_D
P	$\frac{1}{K} \frac{T_N}{T_U}$	_____	_____
PI	$\frac{0,9}{K} \frac{T_N}{T_U}$	$3,33T_U$	_____
PID	$\frac{1,2}{K} \frac{T_N}{T_U}$	$2T_U$	$0,5T_U$
PD	$\frac{1,2}{K} \frac{T_N}{T_U}$	_____	$0,25T_U$

Parametre regulátorov *P*, *PI* a *PID* sa počítajú podľa vzťahov uvedených v [1], [2] a parametre *PD* regulátora podľa vzťahov uvedených v [18].

2. Experimentálna časť

Program *PIDDESIGN* slúži na jednoduchú a rýchlu syntézu *PID* regulátorov. Program následne umožňuje overenie kvality regulácie pomocou navrhnutých regulátorov s využitím simulácie riadenia v rozličných podmienkach hodnôt žiadanej veličiny, poruchy a ohraničení na akčnú veličinu. Kvalitu riadenia je možné vyhodnotiť analyticky pomocou rozličných ukazovateľov kvality a graficky, na základe zobrazených grafických priebehov riadenia. Program umožňuje uskutočniť identifikáciu v prípade, že model systému riadeného procesu je neznámy.

Hlavným cieľom mojej práce bolo vytvoriť nové grafické užívateľské rozhranie (*GUI*) pre syntézu regulátorov. Pri navrhovaní tejto sekcie som použila programovaciu metódu *Switched Board*. Prepracovala som možnosť výberu metód návrhu regulátora. Jednotlivé metódy sú teraz vo forme funkcií v samostatných súboroch (*m-file*). Mojm hlavným prínosom v tejto oblasti je to, že teraz sa dajú jednotlivé metódy pridávať jednoduchým presunutím súboru do určeného adresára a softvér automaticky rozozná všetky dostupné metódy. Vďaka zapracovaniu tohto prístupu je veľmi jednoduché rozšíriť množinu dostupných metód. Ďalšou výhodou je to, že nanovo prepracované metódy syntézy je možné využívať aj samostatne, nezávisle na *GUI*. Samotné *GUI* na návrh regulátorov som prepracovala tak, aby sa jeho vlastnosti načítavali z externých funkcií. To umožňuje jednoduché prestavovanie vlastností z jedného miesta a umožňuje zjednocovať vlastnosti aj ďalších okien *GUI*. Teraz stačí definovať len minimum špecifických vlastností daného prostredia *GUI*, čo umožňuje rýchlu aktualizáciu alebo prispôsobenie programu svojim požiadavkám.

Rozšírila som možnosti návrhu *PID* regulátorov pridaním viacerých nových experimentálnych metód, ktoré v programe predtým neboli dostupné. Pridala som možnosť syntézy *PI* regulátora pomocou *Sakaiovej metódy*, pre návrh *PID* regulátora som pridala *Borresenovu-Grindalovu metódu*, *Hayovu metódu*, *Liptákovu metódu*, *Parrovu metódu* a *Pengovu-Wuovu minimum IAE metódu* a pre návrh *PD* regulátora *Zieglerovu-Nicholsovú metódu*.

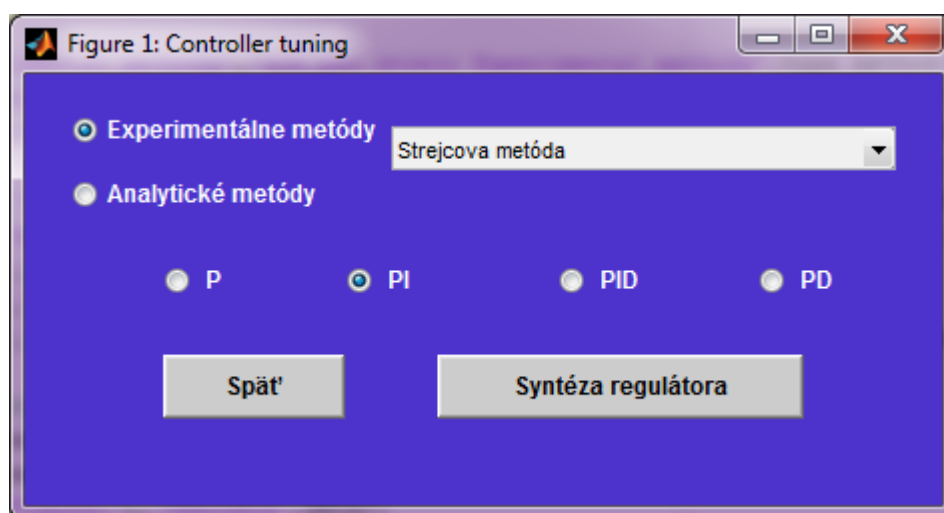
Taktiež som sa zamerala na rozšírenie možnosti identifikácie regulovaného systému pomocou prechodovej charakteristiky. Pridala som identifikáciu procesu ako systému prvého rádu pomocou dvoch bodov, metódu identifikácie systému prvého

alebo druhého rádu založenú na dvoch bodoch a identifikáciu neminimálne fázového systému.

Pri vývoji programu *PIDDESIGN* som využívala aj tieto práce [1], [5], [7], [8], [14], [16], [17]. Program *PIDDESIGN* v súčasnosti slúži ako užitočná vyučovacia pomôcka pri návrhu *PID* regulátorov a pri testovaní ich kvality.

2.1. Hlavné okno pre syntézu regulátorov

Hlavné okno pre syntézu regulátorov (Obr. 8) umožňuje užívateľovi prehľadne vybrať triedu metód, typ regulátora a metódu syntézy. Program rozlišuje dve základné triedy, a to *analytické* a *experimentálne* metódy (Obr. 9). Následne sa zvolí typ regulátora, pričom k dispozícii sú *P*, *PI*, *PID* alebo *PD*. Zvolením týchto možností sa užívateľovi v *POPUP MENU* zobrazí zoznam dostupných metód pre zvolený typ regulátora. Program je navrhnutý tak, aby kontroloval užívateľom zadané nastavenia, aby sa predišlo nekorektnému spracovaniu vstupných údajov.

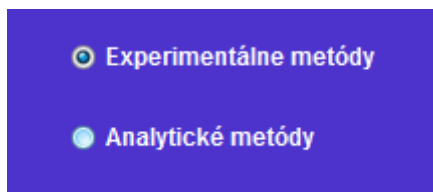


Obr. 8 Okno pre syntézu regulátorov

2.2. Programovacia metóda *Switched Board*

Pri navrhovaní funkcie pre generovanie hlavného okna na syntézu regulátorov som použila metódu *Switched Board*, ktorá používa hlavne príkazy vetvenia *switch* a *case*. Jej základom je využitie jednej vlastnosti funkcie – rekurzívnosť, teda možnosť volať samú seba s rôznymi parametrami. V hlavnej funkcii sú na začiatku definované

všetky grafické objekty, ktoré sa v okne nachádzajú a následne sú pomocou príkazov vetvenia *switch* a *case* definované podmienky zobrazovania. Príkaz *switch* zisťuje, ktorý z grafických objektov bol aktivovaný a príkaz *case* určuje, čo sa má stať po jeho aktivácii. Ak napríklad užívateľ zvolí možnosť *Experimentálne metódy*, príkaz *case* definuje, že možnosť *Analytické metódy* musí byť vypnutá a naopak (Obr. 9).

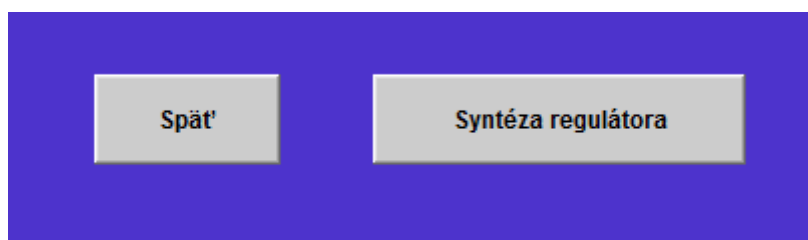


Obr. 9 Příklad použitia metódy *Switched Board*

2.3. Vlastnosti hlavného okna

Vo funkcii, ktorá definuje ako má hlavné okno vyzerat', bolo dôležité správne navrhnúť vlastnosti grafických objektov a priradiť ich funkciu. Vo svojej práci som postupovala postupným zlepšovaním návrhu *GUI*, pričom pri prvom návrhu *GUI* okna pre syntézu regulátorov boli všetky parametre definované konkrétne pre každý grafický objekt. Výzor okna bol rovnaký, ale ak by som chcela zmeniť napríklad veľkosť písma, musela by som túto vlastnosť meniť pre každý objekt zvlášť, čo by nebolo praktické. Preto som vytvorila externú funkciu, kde sú definované vlastnosti grafických objektov, ako sú napr. farba pozadia, veľkosť písma alebo veľkosť tlačidiel a pod.

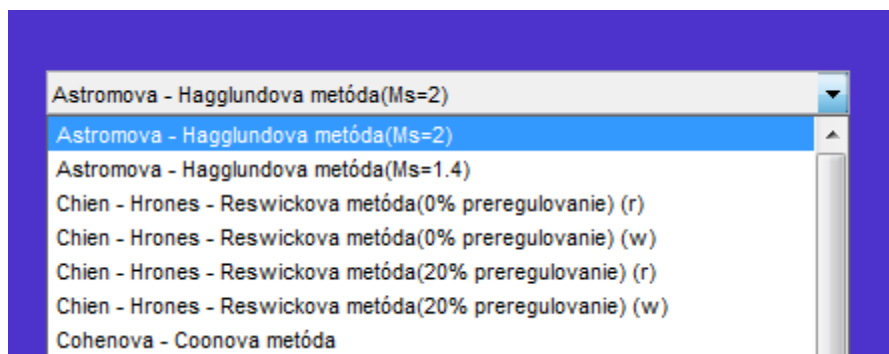
Aby som nemusela funkciu každého grafického objektu definovať zvlášť, vytvorila som externé funkcie, ktoré nastavujú preddefinované parametre pre *GUI* objekty *PUSH BUTTON* (Obr. 10), *RADIO BUTTON* (Obr. 11), a *POPUP MENU* (Obr. 12).



Obr. 10 Ukážka *PUSH BUTTONS* z hlavného okna



Obr. 11 Ukážka *RADIO BUTTONS* v hlavnom okne



Obr. 12 *POPUP MENU* pre hlavné okno

2.4. Zoznam metód

Pri návrhu regulátorov si môže užívateľ zvoliť, či chce pri návrhu použiť *analytické* alebo *experimentálne* metódy. Potom si zvolí konkrétnu metódu, ktorá sa zobrazuje v *POPUP MENU*.

Pri prvých návrhoch funkcie som všetky dostupné metódy musela písať priamo do funkcie definovanie *POPUP MENU*, čo bolo nepraktické a zdĺhavé. Naviac by bolo zložité pridávanie nových metód. Preto som vytvorila externý adresár *pt_design*, ktorý obsahuje funkcie pre návrh regulátorov. V každej metóde je definované či patrí do triedy *analytických* alebo *experimentálnych* metód, pre aký typ regulátora je možné ju použiť, prípadne ďalšie podmienky pre jej úspešnú aplikáciu. Následne som vytvorila funkcie, ktoré zistia aký typ a metódu užívateľ zvolil a výsledok pošlú do ďalšej funkcie. Táto funkcia dynamicky generuje zoznam dostupných metód návrhu *PID* regulátora do objektu typu *POPUP*, vzhľadom na vybraný typ *PID* regulátora (*P/PI/PID/PD*) využívajúc dvojkovú sústavu na zjednodušenie definovania podporovaných typov regulátora.

2.5. Jazyk programu PIDDESIGN

Súčasťou programu *PIDDESIGN* je aj možnosť zvoliť si jazyk. V súčasnosti má užívateľ na výber dve možnosti, *slovenský* alebo *anglický* jazyk.

Vo funkcii pre návrh regulátorov sa všetky texty (string) generujú pomocou externých funkcií, kde jedna je pre *anglický* jazyk a druhá pre *slovenský* jazyk. Program je vytvorený tak, že umožňuje jednoducho pridávať aj ďalšie jazykové lokalizácie.

2.6. Používateľský manuál

Pre zjednodušenie práce s programom som pre užívateľov vytvorila používateľský manuál. Manuál obsahuje stručný návod k práci s programom a opis jednotlivých súčastí programu. Dostupný je v dvoch verziách, po slovensky a po anglicky, a plánuje sa jeho zverejnenie na internetovej stránke projektu *PIDDESIGN* na adrese: <http://kirp.chtf.stuba.sk/sw/redmine/projects/piddesign/wiki>. Manuály sú aj súčasťou elektronickej prílohy na CD.

Záver

Hlavným cieľom mojej práce bolo vytvoriť nové grafické používateľské rozhranie (*GUI*) pre syntézu regulátorov. V tomto *GUI* okne je možné vybrať si z dvoch tried metód návrhu *PID* regulátora, a to *analytických* a *experimentálnych* metód. Ďalšou možnosťou výberu je konkrétny typ regulátora. Užívateľ si môže vybrať medzi *P*, *PI*, *PID* a *PD* regulátormi. Pomocou externých funkcií sú zvolené možnosti spracované a výsledkom je zoznam dostupných metód pre zvolený typ metódy a typ regulátora, ktoré sa zobrazia v grafickom objekte typu *POPUP MENU*.

Externé funkcie umožňujú ľahšie pridávanie nových metód. Ďalej je umožnené centrálné nastavovanie vlastností *GUI* programu. Prepracovala som možnosť výberu metód návrhu regulátora. Jednotlivé metódy sú teraz vo forme funkcií v samostatných súboroch (*m-file*). Mojm hlavným prínosom v tejto oblasti je to, že teraz sa dajú jednotlivé metódy pridávať jednoduchým presunutím súboru do určeného adresára a softvér automaticky rozozná všetky dostupné metódy. Vďaka zapracovaniu tohto prístupu je veľmi jednoduché rozšíriť množinu dostupných metód. Ďalšou výhodou je to, že nanovo prepracované metódy syntézy je možné využívať aj samostatne, nezávisle na *GUI*. Samotné *GUI* na návrh regulátorov som prepracovala tak, aby sa jeho vlastnosti načítavali z externých funkcií. To umožňuje jednoduché prestavovanie vlastností z jedného miesta a umožňuje zjednocovať vlastnosti aj ďalších okien *GUI*.

Ďalším cieľom mojej práce bolo rozšírenie *GUI* pre komunikáciu v anglickom jazyku. Súčasťou programu *PIDDESIGN* je preto možnosť zvoliť si anglický jazyk pre prácu s programom.

Ďalším cieľom mojej práce bolo rozšírenie možností návrhu *PID* regulátorov pridaním viacerých nových experimentálnych metód, ktoré v programe predtým neboli dostupné. Pridala som možnosť syntézy *PI* regulátora pomocou *Sakaiovej metódy*, pre návrh *PID* regulátora som pridala *Borresenovu-Grindalovu metódu*, *Hayovu metódu*, *Liptákovu metódu*, *Parrovu metódu* a *Pengovu-Wuovu minimum IAE metódu* a pre návrh *PD* regulátora *Zieglerovu-Nicholsovú metódu*.

Taktiež som sa zamerala na rozšírenie možností identifikácie regulovaného systému pomocou prechodovej charakteristiky. Pridala som metódy identifikácie procesu ako systému prvého rádu pomocou dvoch bodov, identifikácie procesu ako systému prvého a druhého rádu založenej na dvoch bodoch, metódu identifikácie systému

prvého alebo druhého rádu založenú na dvoch bodoch a identifikáciu neminimálne fázového systému.

Ďalším cieľom mojej práce bolo vytvorenie používateľského manuálu pre zjednodušenie práce s programom. Keďže súčasťou programu je možnosť zvoliť si jeden alebo druhý jazyk, vytvorila som manuály v slovenskom aj anglickom jazyku. Manuál obsahuje stručný návod pre prácu s programom a opisuje jeho jednotlivé časti. Manuály sú súčasťou elektronickej prílohy na CD.

Softvér *PIDDESIGN* predstavuje relatívne komplexný nástroj na spracovanie regulovaného procesu, ktorý sa neustále rozširuje. Nakoľko ešte stále zostal priestor pre ďalšie zlepšenia, do budúcnosti sa plánuje pokračovať vo vývoji tohto programu, v rámci ktorého sa hlbšie prepracujú a zakomponujú všetky výsledky vytvorené v rámci mojej diplomovej práce. Zvýšia sa tak celkové možnosti využitia programu. V blízkej budúcnosti sa plánuje uvedenie aktualizovanej verzie programu *PIDDESIGN* na domovskej stránke projektu: <http://kirp.chof.stuba.sk/sw/redmine/projects/piddesign>. Táto verzia bude bezprostredne vychádzať z výsledkov mojej diplomovej práce. Taktiež budú užívateľom dostupné nové verzie manuálov, ktoré som vytvorila v rámci svojej diplomovej práce. Manuály bude možné nájsť na adrese: <http://kirp.chof.stuba.sk/sw/redmine/projects/piddesign/wiki>.

Zoznam použitej literatúry

- [1] ORAVEC J. *Tvorba programového systému pre syntézu regulátorov*. Diplomová práca. Bratislava: FCHPT STU v Bratislave, 2010
- [2] BAKOŠOVÁ, M. – FIKAR, M. *Riadenie procesov*. Bratislava: Vydavateľstvo STU, 2008. ISBN 978-80-227-2841-6
- [3] FIKAR, M. – MIKLEŠ, J. *Modelovanie, identifikácia a riadenie procesov 2*. Bratislava: Vydavateľstvo STU, 2004. ISBN 80-227-2134-4
- [4] FIKAR, M. – MIKLEŠ, J. *Identifikácia systémov*. Bratislava: Vydavateľstvo STU, 1998. ISBN 80-227-1177-2
- [5] FIKAR, M. *Identifikácia*, Bratislava, 2010. prednášky dostupné na <http://www.kirp.chtf.stuba.sk/moodle/>
- [6] VÍTEČEK, A. – VÍTEČKOVÁ, M. *Základy automatické regulace. 1*. Ostrava: Technická univerzita Ostrava, 2006. ISBN 80-248-1068-8.
- [7] BALAGUER, P. – ALFARO, V – ARRIETA, O. *Second order inverse response process identification from transient step response*. ISA Transactions 50, 231-238, 2011
- [8] BALAGUER, P. – ALFARO, V – ARRIETA, O. *Robustness considerations on PID tuning for regulatory control of inverse response processes*. IFAC Conference on Advances in PID Control PID'12, Brescia (Italy), March 28-30, 2012
- [9] BAKOŠOVÁ, M. – FIKAR, M. a i. *Metódy počítačového spracovania dát*. Bratislava: Vydavateľstvo STU, 1999. ISBN 80-227-1240-X.
- [10] ASTROM, K. J. – HÄGGLUD, T. *The future of PID control*. Control Engineering Practice 9, 2001, 1163-1175
- [11] ŠULC, B. – VÍTEČKOVÁ, M. *Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů*. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2004. ISBN 80-01-03007-5.
- [12] WENG, K. H. – CHANG C. H. – LISHENG S. C *Tuning of PID Controllers Based on Gain and Phase Margin Specifications*. Pergamon, Automatica, Vol. 31. No. 3, pp. 497 – 502, 0005-1098, 1995, 00130-8.

- [13] ASTROM, K. – HÄGGLUD, T. *PID controllers: theory, design and tuning*. 2. Research Triangle Park: Instrument Society of America, 1995. ISBN 1-55617-516-7.
- [14] O'DWYER, A. *Handbook of PI and PID controller tuning rules*. London: Imperial College Press, 2006. ISBN 1-86094-622-4.
- [15] BAKOŠOVÁ, M. – ČIRKA, Ľ. – FIKAR M. *Základy automatizácie*. Bratislava: Vydavateľstvo STU, 2003. ISBN 80-227-1831-9.
- [16] DOŇAR, B. – ZAPLATÍLEK, K. *MATLAB tvorba uživatelských aplikací*. Praha: Nakladatelství BEN, 2008. ISBN 978-80-7300-133-9
- [17] BAKOŠOVÁ, M. – ORAVEC, J. *PIDDESIGN – Software for PID Control Education*. IFAC Conference on Advances in PID Control PID'12, Brescia (Italy), March 28-30, 2012
- [18] FARANA, R. – LANDRYOVÁ, L. – TÚMA, J – WAGNEROVÁ, R. *Základy automatizace*. Ostrava: Vydavatelství VŠB – TUO, 2007. ISBN 978-80-248-1523-7

Prílohy

K mojej diplomovej práci prikladám CD s doplneným a upraveným programom *PIDDESIGN* na syntézu a testovanie regulátora, aj s manuálmi na prácu s týmto programom v slovenskom a anglickom jazyku. Program pozostáva z viacerých súborov typu m-file a simulačných schém typu mdl-file. Program sa spúšťa príkazom „piddesign“ v prostredí MATLAB 7.