

UNIVERZITA PARDUBICE
Fakulta elektrotechniky a informatiky

**ŘÍZENÍ LABORATORNÍ SOUSTAVY GUNT RT 040
PREDIKTIVNÍM REGULÁTOREM**

Bc. Jiří Širc

Diplomová práce

2020

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Akademický rok: 2019/2020

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE (projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Jiří Širc**
Osobní číslo: **I17196**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Řízení procesů**
Téma práce: **Řízení laboratorní soustavy GUNT RT 040 prediktivním regulátorem**
Zadávající katedra: **Katedra řízení procesů**

Zásady pro vypracování

Cíl:

Navrhnou a aplikovat prediktivní regulátor laboratorní soustavy s uvažováním omezení vstupů a dopředné znalosti průběhu žádané hodnoty.

Obsah teoretické části:

Modelování a identifikace řízeného systému. Prediktivní regulátor vycházející ze vstupně výstupního a stavového popisu s uvažováním omezení.

Obsah implementační části:

Identifikace modelu soustavy a návrh prediktivního regulátoru. Aplikace řízení za různých podmínek a porovnání výsledků s regulačními pochody PID regulátoru. Diskuze přínosu prediktivního přístupu pro řízení konkrétní laboratorní soustavy.

Rozsah pracovní zprávy: **50**
Rozsah grafických prací:
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

CAMACHO, E. F.; BORDONS, C. Model Predictive Control (Second Edition). London : Springer-Verlag London Limited, 2007. 405 s.
HABER, R.; BARS, R. a SCHMITZ, U. Predictive Control in Process Engineering. Weinheim : Wiley-VCH Verlag, 2011. 600 s.
MIKLEŠ, J.; FIKAR, M. Modelovanie, identifikácia a riadenie procesov 2. Identifikácia a optimálne riadenie. Bratislava : STU v Bratislave, 2004. 267 s.
ROSSITER, J. A. Model-based Predictive Control – A Practical Approach. Boca Raton (Florida) : CRC Press, 2004. 318 s.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Daniel Honc, Ph.D.**
Katedra řízení procesů

Datum zadání diplomové práce: **7. listopadu 2019**
Termín odevzdání diplomové práce: **15. května 2020**



L.S.

Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.
děkan

Ing. Daniel Honc, Ph.D.
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 7. listopadu 2019

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto práci vypracoval samostatně. Veškeré literární prameny a informace, které jsem v práci využil, jsou uvedeny v seznamu použité literatury.

Byl jsem seznámen s tím, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze zákona č. 121/2000 Sb., autorský zákon, zejména se skutečností, že Univerzita Pardubice má právo na uzavření licenční smlouvy o užití této práce, jako školního díla podle § 60 odst. 1 autorského zákona a s tím, že pokud dojde k užití této práce mnou nebo bude poskytnuta licence o užití jinému subjektu, je Univerzita Pardubice oprávněna ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které na vytvoření díla vynaložila a to podle okolností až do jejich skutečné výše.

Souhlasím s prezenčním zpřístupněním své práce v Univerzitní knihovně.

V Pardubicích dne 24. 05. 2020

Bc. Jiří Širc

Poděkování

Na tomto místě bych rád poděkoval vedoucímu práce Ing. Danielu Honcovi, Ph.D., za veškerý čas, rady a připomínky, které mi věnoval při tvorbě diplomové práce. Dále bych rád poděkoval rodičům a všem, kteří mě podporovali při studiu.

V Pardubicích dne 24. 05. 2020

Bc. Jiří Širc

ANOTACE

Diplomová práce se zabývá prediktivní regulací laboratorní soustavy s uvažováním omezení vstupů a dopředné znalosti průběhu žádané hodnoty. V teoretické části je uveden rozbor modelování a identifikace řízeného systému, popis prediktivního regulátoru vycházející ze vstupně výstupního a stavového popisu s uvažováním omezení. Cílem experimentální části je identifikovat model soustavy a navrhnout prediktivní regulátor s uvažováním omezení vstupů, aplikovat řízení za různých podmínek a porovnat výsledné regulační pochody s PID regulátorem.

KLÍČOVÁ SLOVA

Prediktivní regulátor, GUNT RT 040, omezení, regulace, identifikace

TITLE

PREDICTIVE CONTROL OF GUNT RT 040 LABORATORY SYSTEM

ANNOTATION

This thesis deals with the predictive control of laboratory system with consideration of constrained inputs and knowledge of the future course of requested value. The theoretical part presents an analysis of modeling and identification of the controlled system, description of predictive controller based on input – outputs and state space process model with consideration of constraints. The aim of the experimental part is to identify the system model and design a predictive controller considering input constraints, apply control under different conditions and compare the control results with PID controller.

KEYWORDS

predictive regulator, GUNT RT 040, constraints, control, identification

OBSAH

Seznam zkratk	8
Seznam symbolů	9
Seznam obrázků a tabulek	11
ÚVOD	13
1 TEORETICKÁ ČÁST	14
1.1 Modelování	14
1.1.1 Matematicko-fyzikální analýza	14
1.1.2 Experimentální identifikace	14
1.2 Prediktivní řízení	15
1.2.1 Modely prediktivního řízení	16
1.2.2 Účelová funkce	20
1.2.3 Odvození prediktoru	21
1.2.4 Řešení účelové funkce	26
1.3 Omezení vstupů, stavů a výstupů	28
1.3.1 Tvrdá omezení	29
1.4 Regulátory	32
2 EXPERIMENTÁLNÍ ČÁST	33
2.1 Popis soustavy	33
2.1.1 Laboratorní soustava GUNT RT 040	33
2.1.2 Měřicí karta – LabJack U12	34
2.2 Identifikace laboratorní soustavy GUNT RT 040	37
2.2.1 Identifikace soustavy	38
2.3 Simulační program	40
2.4 Regulační pochody	41
2.4.1 Prediktivní regulace bez omezení	42
2.4.2 Prediktivní regulace s uvažováním omezení	44
2.4.3 PI regulátor	46
2.4.4 Vyhodnocení regulačních pochodů	48
2.4.5 Použití regulátorů na reálné soustavě	49
ZÁVĚR	52
POUŽITÁ LITERATURA	53
SEZNAM PŘÍLOH	54

SEZNAM ZKRATEK

AI	Analog Input
AO	Analog Output
DI	Digital Input
DO	Digital Output
FIR	Finite Impulse Response
GPC	Generalized Predictive Control
PID	Proporcionálně Integrovačně Derivační (regulátor)
PI	Proporcionálně Integrovační (regulátor)
PC	Personal Computer
USB	Universal Serial Bus
MPC	Model Predictive Control
ITAE	Integral of Time-multiplied Absolute value of Error
CARIMA	Controlled Auto-Regressive and Integrated Moving Average

SEZNAM SYMBOLŮ

A	stavová matice A
$A(z^{-1})$	polynom jmenovatele přenosu systému
B	stavová matice B
$B(z^{-1})$	polynom čitatele přenosu systému
C	stavová matice C
$C(z^{-1})$	polynom čitatele přenosu poruchy
D	stavová matice D
$D(z^{-1})$	polynom jmenovatele přenosu poruchy
e_s	bílý šum
$e(k)$	regulační odchylka
f_0	volná odezva
F_p	matice volné odezvy dle aktuálních stavů
G	dolní trojúhelníková matice
$G(z^{-1})$	polynom n -tého stupně
H	Hessova matice
h_i	koeficient impulsní posloupnosti
J	účelová funkce
K	kritérium
M	matice stavového popisu
N	matice stavového popisu
N_1	minimální horizont
N_2	maximální horizont
N_u	řídící horizont
O	matice stavového popisu
t	čas, s
T_s	délka periody, s
T_i	integrační časová konstanta, s
T_d	derivační časová konstanta
R	penalizační koeficient výstupu
r_0	proporcionální složka
U	vektor akčních zásahů
$u(k)$	akční veličina

\mathbf{W}	budoucí vstup soustavy
$w(k)$	žádaná veličina
$\hat{\mathbf{Y}}$	budoucí výstup soustavy
$y(k)$	výstupní veličina
z^{-1}	operátor zpětného posuvu

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1.1 – Obecný postup při experimentální identifikaci	15
Obrázek 1.2 – Počítaná akční a regulovaná veličina	16
Obrázek 1.3 – Schéma stavového popisu.....	18
Obrázek 1.4 – Model soustavy.....	23
Obrázek 1.5 – Prediktivní regulátor bez omezení	28
Obrázek 2.1 – Laboratorní soustava GUNT RT 040	34
Obrázek 2.2 – Schéma soustavy GUNT RT 040	36
Obrázek 2.3 – Průběh naměřených dat z laboratorní soustavy GUNT RT 040.....	37
Obrázek 2.4 – Identifikace soustavy	38
Obrázek 2.5 – Identifikace soustavy	39
Obrázek 2.6 – Schéma modelu	39
Obrázek 2.7 – Přiřazení nelinearit do soustavy.....	40
Obrázek 2.8 – Regulační pochod $nelin_soust=0$ a $nelin_reg=0$	42
Obrázek 2.9 – Regulační pochod $nelin_soust=1$ a $nelin_reg=0$	423
Obrázek 2.10 – Regulační pochod $nelin_soust=1$ a $nelin_reg=1$	423
Obrázek 2.11 – Regulační pochod $nelin_soust=0$ a $nelin_reg=0$	44
Obrázek 2.12 – Regulační pochod $nelin_soust=1$ a $nelin_reg=0$	45
Obrázek 2.13 – Regulační pochod $nelin_soust=1$ a $nelin_reg=1$	45
Obrázek 2.14 – Regulační pochod $nelin_soust=0$ a $nelin_reg=0$	46
Obrázek 2.15 – Regulační pochod $nelin_soust=1$ a $nelin_reg=0$	47
Obrázek 2.16 – Regulační pochod $nelin_soust=1$ a $nelin_reg=1$	47
Obrázek 2.17 – Regulační pochod na reálné soustavě.....	49
Obrázek 2.18 – Regulační pochod na reálné soustavě.....	50
Obrázek 2.19 – Regulační pochod na reálné soustavě.....	50

SEZNAM TABULEK

Tabulka 2.1 – Zapojení soustavy	35
Tabulka 2.2 – Hodnoty parametrů použitých regulátorů	41
Tabulka 2.3 – Výsledky kvality regulačních pochodů.....	48
Tabulka 2.4 – Vyhodnocení experimentů na reálné soustavě.....	51

ÚVOD

Ve všech oborech kolem nás má automatické řízení procesů stále vzrůstající trend. Základem automatizace je řízení a regulace. Regulace je proces, při kterém dochází k automatickému udržování regulované veličiny na hodnotách žádané veličiny. Objevuje se u nejrůznějších systémů, u kterých dochází k interakci s okolím. Předpokladem pro kvalitní regulaci je správné nastavení parametrů regulátorů.

Nejrozšířenějšími a nejpoužívanějšími regulátory v automatickém řízení procesů jsou PID regulátory, z důvodu jednoduchosti a spolehlivosti. Jsou číslicové a analogové. Tyto regulátory mají však nedostatky, a to při řízení systémů s dopravním zpožděním nebo při kompenzaci poruch.

V posledních letech zaznamenává významný rozvoj prediktivní řízení založené na matematickém modelu řízeného systému, který popisuje chování reálné soustavy. Díky tomuto modelu je možné predikovat budoucí výstupy na základě předešlých výstupů, vstupů nebo stavů.

Hlavním cílem diplomové práce je navrhnout a realizovat prediktivní regulátor s uvažováním omezení akční veličiny pro soustavu GUNT RT 040. Na základě vstupně – výstupního popisu řízeného systému je nutné provést identifikaci parametrů pro získání matematického modelu, který popisuje chování laboratorní soustavy. Protože soustava vykazuje nelineární chování vzhledem k zesílení (u chlazení je zesílení asi třetinové oproti topení), je pro kladné akční zásahy k modelu předřazena nelinearita. Na základě této znalosti je u regulátoru použita kompenzace nelinearity (inverzní funkce). Pro regulaci soustavy je navržen PID a prediktivní regulátor bez a s uvažováním omezení.

Parametry pro PID regulátor jsou nalezeny experimentální metodou pokus – omyl na simulacích. Podobným způsobem se určují vhodné parametry prediktivních regulátorů na základě simulace. Před aplikací navrženého regulátoru na reálnou soustavu je potřeba provést simulační ověření. Simulace jsou provedeny bez nelinearity soustavy a s jejím uvažováním. Podobným způsobem je u regulátorů použita nebo nepoužita kompenzace nelinearity. Tím vzniknou tři scénáře pro simulované regulační experimenty (kombinace kompenzace nelinearity a lineární soustavy není uvažována). Pomocí kritéria plochy ITAE je porovnána míra kvality regulačních pochodů pro jednotlivé regulátory a kombinace nelinearit. Aby bylo možné posoudit smysl použití složitějšího regulátoru, jsou provedeny a vyhodnoceny experimenty na reálné soustavě.

1 TEORETICKÁ ČÁST

1.1 MODELOVÁNÍ

Pro výzkum procesů ve vědě a technice se často využívá modelů těchto procesů. Je nutné, aby model vyjadřoval charakteristiky jevů, které jsou z hlediska jeho analýzy důležité. Vytváří se systém, jehož chování je obdobné jako chování skutečného procesu. Tento systém nazýváme model. Proces jeho tvorby je modelování a při jeho tvorbě dochází k redukci z hlediska přesnosti ve srovnání s původním systémem. V případě, že model popisuje závislost mezi vstupními a výstupními veličinami v ustáleném stavu, je tento model nazýván statický. V praxi je častěji využíván dynamický model, který charakterizuje chování procesu s časově proměnnými veličinami. (Drábek, 1987)

1.1.1 Matematicko-fyzikální analýza

Matematicko-fyzikální analýza funguje na principu rozložení systému na jednoduché části. Chování těchto částí lze vyjádřit za pomoci bilančních rovnic, které vycházejí ze základních fyzikálních zákonů, např. zákon zachování hmoty a energie. Výhodou matematicko-fyzikální analýzy je, že model odpovídá charakteristice reálného systému. Tedy je možné sledovat vliv změn jednotlivých parametrů na reálný systém. U rozsáhlejších systémů je tvorba modelu mnohdy velmi složitá. Je tedy nutné zjednodušit konkrétní model, případně aproximovat složitější závislosti. (Drábek, 1987)

1.1.2 Experimentální identifikace

Experimentální identifikace je postup, který se provádí na základě rozboru vstupních a výstupních veličin. Díky tomuto rozboru je možné vytvořit matematický model. Tento model má téměř totožné chování jako reálná soustava. Odlišnost identifikačních metod je dána volbou matematického popisu, jeho struktury, volbou kritéria shody, popřípadě volbou budícího signálu.

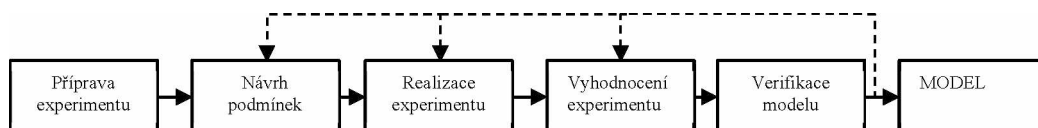
Při experimentální identifikaci jsou podle matematického popisu a jeho struktury rozlišovány dva základní přístupy:

- Identifikace vychází ze specifického matematického popisu (modelu), jenž je založen na obecných zákonitostech předpokládaných u identifikovaného systému. Konkrétní hodnoty některých parametrů modelu nejsou známy.

Provádí se tedy odhad z experimentálních dat naměřených na systému. Tento typ modelů je nazýván „*gray box*“.

- Pro identifikaci jsou využity pouze obecné typy modelů, protože není známa konkrétní podoba ani specifický model identifikovaného systému. Z experimentálních dat naměřených na systému jsou odhadnuty hodnoty příslušných parametrů identifikovaného systému. Tento typ modelů je nazýván „*black box*“.

V praxi je obvyklé, že se identifikace přizpůsobuje skutečným možnostem technologie procesu. Obecně platný postup experimentální identifikace je na obrázku 1.1.



Obrázek 1.1 – Obecný postup při experimentální identifikaci

Přednost experimentální identifikace spočívá v rychlosti získání modelu a možnosti získat model pro složité systémy. Cílem této metody je, aby se výstupy modelu a procesu podobaly co nejvíce bez ohledu na procesy uvnitř systému. Jedná se o aproximaci chování soustavy ve smyslu nejlepší predikce výstupu soustavy na zadaný vstupní signál. (Mareš, 2012)

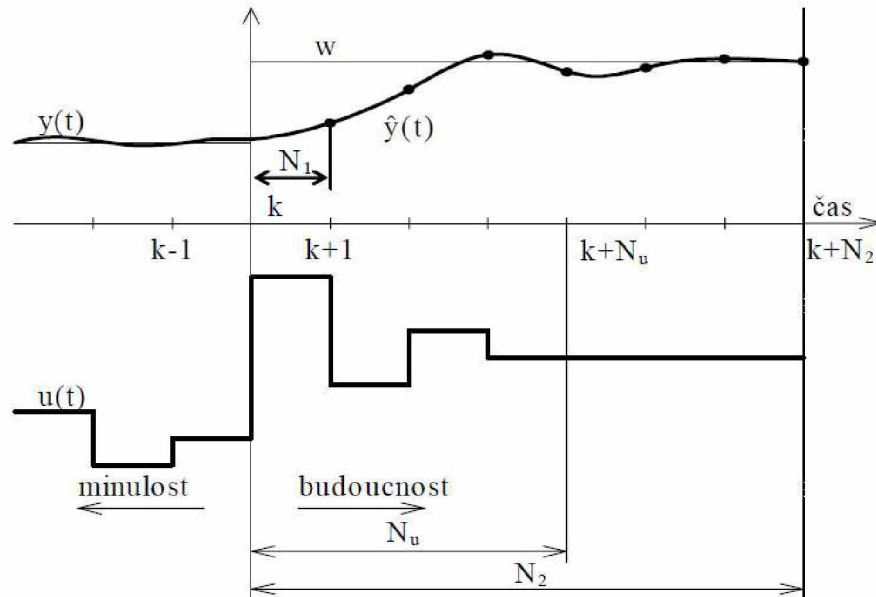
1.2 PREDIKTIVNÍ ŘÍZENÍ

Prediktivní řízení je skupina metod řízení, jež spojují společné charakteristiky:

- Matematický model řízení systému je použit na predikci budoucího řízení výstupu systému.
- Je známý průběh žádané hodnoty regulované veličiny v budoucím čase.
- Výpočet posloupnosti budoucích řídicích zásahů v sobě zahrnuje minimalizaci účelové funkce s budoucími trajektoriemi přírůstků řízení a regulační odchylky.
- Pouze první akční zásah je možné realizovat a celý postup je opakován v další periodě vzorkování.

Možnost omezení vstupních a výstupních veličin přímo při návrhu regulátoru je předností prediktivního řízení. To umožňuje použitelnost v průmyslových systémech. Algoritmy tohoto řízení jsou mnohostranně využitelné a kvalita řízení je ve srovnání s PID regulátory vyšší.

Model procesu je součástí regulátoru a je používán k predikci N výstupů procesu \hat{y} .



Obrázek 1.2 – Počítaná akční a regulovaná veličina

Predikce jsou vypočítané s ohledem na dostupné informace do času k . Je nutné určit průběhy akčních zásahů. Průběh těchto zásahů je určen z řešení optimalizace problému. V něm je obsažena vhodná účelová funkce a omezení. Predikce výstupu, budoucí průběh žádané veličiny a akční zásahy jsou zahrnuty v účelové funkci. I když je počítáno s průběhem akčních zásahů, pouze první člen $u(k)$ je použit k řízení procesu. V každé další periodě vzorkování je celý postup opakován. Tento princip je nazýván *strategie pohyblivého horizontu*. (Mikleš, 2004)

1.2.1 Modely prediktivního řízení

V prediktivním řízení je možné používat libovolné modely procesu, které musí splňovat dynamické vlastnosti procesu. Ve většině případů jsou používány lineární modely, protože u nich je možné analyticky vypočítat trajektorii akčních zásahů. Znalost modelu procesu je nutná pro výpočet predikce výstupů. Modely procesu mohou přímo zahrnovat modely poruch. V opačném případě se předpokládá, že jsou poruchy konstantní nebo nulové.

Impulsní odezva

Teoretická posloupnost impulsní funkce je omezená pouze na několik prvních členů. Tento model je pak označen jako FIR (Finite Impulse Response). Vztah vstupu s výstupem je popsán rovnicí

$$y(k) = \sum_{i=1}^N h_i u(k-i) = H(z^{-1})u(k), \quad (1.1)$$

kde $H(z^{-1}) = h_1 z^{-1} + h_2 z^{-2} + \dots + h_n z^{-n}$ je polynom n -tého stupně,

$y(k)$ je výstup systému,

$u(k)$ je vstup systému,

h_i je koeficient impulsní posloupnosti,

z^{-1} je operátor zpětného posuvu.

Nevýhodou tohoto modelu je, že popisuje pouze stabilní procesy a vyžaduje vysokou hodnotu N . (Mikleš, 2004)

Přechodová odezva

Obdobou FIR modelu je model, který je založený na přechodové funkci. Pro stabilní procesy se využívá diskrétní přechodová funkce, která je omezená rovněž na několik prvních členů. Oba tyto modely mají totožné nevýhody.

$$y(k) = \sum_{i=1}^N g_i \Delta u(k-i) = G(z^{-1})(1-z^{-1})u(k), \quad (1.2)$$

kde $G(z^{-1}) = g_1 z^{-1} + g_2 z^{-2} + \dots + g_n z^{-n}$ je polynom n -tého stupně,

g_i je koeficient přenosové posloupnosti.

Vzhledem k tomu, že je přechodová i impulsní charakteristika snadno dostupná, modely a prediktivní metody postavené na jejich základu jsou často využívány v různých průmyslových aplikacích. (Mikleš, 2004)

Přenosová funkce

Tento model je používán v metodě GPC (Generalized Predictive Control).

Výstup a vstup je charakterizován vztahem

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k), \quad (1.3)$$

kde $B(z^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_{bn}z^{-n}$ je polynom čitatele přenosu systému,
 $A(z^{-1}) = a_0 + a_1z^{-1} + \dots + a_{bn}z^{-nb}$ je polynom jmenovatele přenosu systému.

Velkou výhodou tohoto modelu je využitelnost pro nestabilní procesy. Nevýhodou představuje nutná znalost řádu polynomů A, B.

Stavový popis

Stavový popis modelu procesu je charakterizován vztahem

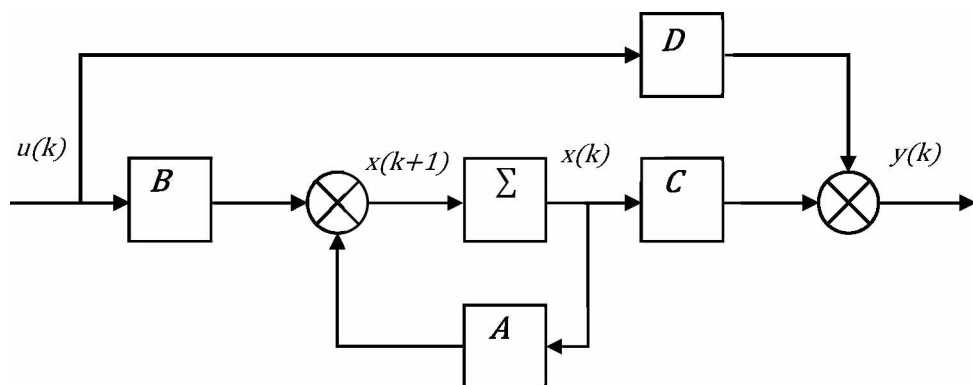
$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k), \quad (1.4)$$

$$y(k) = Cx(k) + Du(k),$$

kde A, B, C, D jsou matice stavového popisu systému,

$x(k+1)$ je vektor stavu procesu v čase (k+1).

Výhodou představuje stejný zápis jednorozměrových a mnoharozměrových systémů. Je však nutný pozorovatel stavu.



Obrázek 1.3 – Schéma stavového popisu

CARIMA model

Jednorozměrný CARIMA model má následující tvar

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k) + \frac{C(z^{-1})}{\Delta} e_s(k), \quad (1.5)$$

kde $C(z^{-1}) = c_0 + c_1 z^{-1} + \dots + c_{nb} z^{-nb}$ je polynom čitatele přenosu poruchy,
 $e_s(k)$ je bílý šum,
 $\Delta = 1 - z^{-1}$ je symbol pro diferenci nebo přírůstek.

Zde je použito $u(k - 1)$, takže polynom B má nenulový absolutní koeficient.

Poruchy

Nejčastěji používaným popisem poruch je ARMA proces.

$$\eta(k) = \frac{C(z^{-1})}{D(z^{-1})} e_s(k), \quad (1.6)$$

kde $D(z^{-1}) = d_0 + d_1 z^{-1} + \dots + d_{nb} z^{-nb}$ je polynom jmenovatele přenosu poruchy.

Pokud je uvažován model procesu daný rovnicí (1.3), pak výsledný model lze vyjádřit vztahem (1.7) ve tvaru modelu ARMAX. (Mikleš, 2004)

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k) + C(z^{-1})e_s(k). \quad (1.7)$$

1.2.2 Účelová funkce

Standardní účelová funkce se skládá z kvadratických členů. Tyto členy tvoří budoucí regulační odchylky a přírůstky akční veličiny. Penalizací přírůstků akční veličiny je možné ovlivňovat regulační pochod. S absolutními hodnotami akční veličiny v účelové funkci není možno počítat, jelikož by při penalizaci způsobily trvalou regulační odchylku. Následné akční veličiny je potřeba odhadovat na základě matematického modelu. Účelová funkce může být přepsána do maticové podoby. Vektor, který obsahuje budoucí výstupy, závisí na lineární kombinaci vektorů budoucích změn akčních veličin.

$$J = \sum_{j=1}^{N_2} r_j (\hat{y}(k+j) - w(k+1))^2 + \sum_{j=2}^{N_2} q_j \Delta u(k+j-1)^2, \quad (1.8)$$

kde	N_2	je maximální horizont sledování žádané hodnoty,
	r_j	je penalizační koeficient regulační odchylky,
	$\hat{y}(k+j)$	je predikovaný výstup j kroků do budoucnosti v závislosti na informacích dostupných do času k ,
	$\hat{w}(k+j)$	je žádaná veličina v kroku $(k+j)$,
	N_u	je řídicí horizont,
	q_j	je penalizační koeficient akčního zásahu,
	$\Delta u(k+j-1)$	je posloupnost budoucích přírůstků a akčních zásahů.

Maticový zápis účelové funkce

$$J = (\mathbf{Y} - \mathbf{W})^T \mathbf{R} (\mathbf{Y} - \mathbf{W}) + \mathbf{U}^T \mathbf{Q} \mathbf{U},$$

$$J = [\hat{y}(k+1) - w(k+1) \quad \hat{y}(k+2) - w(k+2) \quad \hat{y}(k+N_2) - w(k+N_2)] \dots$$

$$\dots \begin{bmatrix} r_1 & 0 & 0 \\ 0 & r_2 & 0 \\ 0 & 0 & r_{N_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{y}(k+1) - w(k+1) \\ \hat{y}(k+2) - w(k+2) \\ \hat{y}(k+N_2) - w(k+N_2) \end{bmatrix} \dots \quad (1.9)$$

$$\dots + [\Delta u(k) \quad \Delta u(k+1) \quad \Delta u(k+N_u-1)] \begin{bmatrix} q_1 & 0 & 0 \\ 0 & q_2 & 0 \\ 0 & 0 & q_{N_u} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{y}(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \Delta u(k+N_u-1) \end{bmatrix}.$$

N_2 určuje interval do budoucnosti, kdy je nutné pozorovat průběh žádané hodnoty regulované veličiny. Hodnota N_2 by měla co nejvíce pokrýt podstatnou část přechodové charakteristiky. Použitím řídicího horizontu N_u je možné snížit výpočetní náročnost dané metody. Parametry penalizace jsou r_j a q_j . Pomocí těchto parametrů je možno regulaci

ovlivňovat a nejčastěji jsou voleny jako konstanty. Jejich volbou lze docílit rychlejšího regulačního průběhu s rizikem možných problémů, popřípadě pomalejšího, ale robustnějšího řešení. (Mikleš, 2004)

1.2.3 Odvození prediktoru

Stavový popis

Model soustavy vychází z diskrétního stavového popisu

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k), \\ y(k) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(k), \end{aligned} \tag{1.10}$$

kde \mathbf{A} je matice soustavy,
 \mathbf{B} je matice buzení,
 \mathbf{C} je algebraická vazba výstupů a stavů pro diskrétní stavový popis,
 $\mathbf{x}(k)$ je stavový vektor.

Aby bylo možné používat přírůstek $\Delta\mathbf{u}(k)$ na vstupu modelu, je předřazen sumátor před model a tím je získán následující rozšířený model soustavy.

$$\begin{aligned} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k+1) \\ \mathbf{u}(k) \end{bmatrix}}_{x_p(k+1)} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{0}_{nu \times nx} & \mathbf{I}_{nu \times nx} \end{bmatrix}}_M \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{u}(k-1) \end{bmatrix}}_{x_p(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{I}_{nu \times nx} \end{bmatrix}}_N \Delta\mathbf{u}(k), \\ y(k) &= \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{0}_{nu \times nx} \\ \mathbf{o} \end{bmatrix}}_O \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{u}(k-1) \end{bmatrix}}_{x_p(k)}. \end{aligned} \tag{1.11}$$

Rozšířený stavový vektor je

$$x_p(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{u}(k-1) \end{bmatrix}. \tag{1.12}$$

Pro akční zásah platí vztah

$$\mathbf{u}(k) = \Delta\mathbf{u}(k) + \mathbf{u}(k-1). \tag{1.13}$$

Rovnici (1.14) lze zapsat jako

$$\begin{aligned} x_p(k+1) &= \mathbf{M}x_p(k) + \mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k), \\ y(k) &= \mathbf{O}x_p(k). \end{aligned} \tag{1.14}$$

Jednokroková predikce výstupu a stavu

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_p(k+1) &= \mathbf{M}\mathbf{x}_p(k) + \mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k), \\ \hat{\mathbf{y}}(k+1) &= \mathbf{O}\mathbf{x}_p(k+1) = \mathbf{O}\mathbf{M}\mathbf{x}_p(k) + \mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k). \end{aligned} \quad (1.15)$$

Dvoukroková predikce výstupu a stavu

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_p(k+2) &= \mathbf{M}\mathbf{x}_p(k+1) + \mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k+1) = \mathbf{M}^2\mathbf{x}_p(k) + \mathbf{M}\mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k) \dots \\ &\dots + \mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k+1), \\ \hat{\mathbf{y}}(k+2) &= \mathbf{O}\mathbf{x}_p(k+2) = \mathbf{O}\mathbf{M}^2\mathbf{x}_p(k) + \mathbf{O}\mathbf{M}\mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k) \dots \\ &\dots + \mathbf{O}\mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k+1). \end{aligned} \quad (1.16)$$

Tříkroková predikce výstupu a stavu

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_p(k+3) &= \mathbf{M}\mathbf{x}_p(k+2) + \mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k+2) = \mathbf{M}^3\mathbf{x}_p(k) + \mathbf{M}^2\mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k) \dots \\ &\dots + \mathbf{M}\mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k+1) + \mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k+2), \\ \hat{\mathbf{y}}(k+3) &= \mathbf{O}\mathbf{x}_p(k+3) = \mathbf{O}\mathbf{M}^3\mathbf{x}_p(k) + \mathbf{O}\mathbf{M}^2\mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k) \dots \\ &\dots + \mathbf{O}\mathbf{M}\mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k+1) + \mathbf{O}\mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k+2). \end{aligned} \quad (1.17)$$

j-kroková predikce výstupu a stavu

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_p(k+j) &= \mathbf{M}^j\mathbf{x}_p(k) + \sum_{i=0}^{j-1} \mathbf{M}^{j-i-1} \mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k+i), \\ \hat{\mathbf{y}}(k+j) &= \mathbf{O}\mathbf{M}^j\mathbf{x}_p(k) + \sum_{i=0}^{j-1} \mathbf{O}\mathbf{M}^{j-i-1} \mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k+i). \end{aligned} \quad (1.18)$$

Maticový zápis výše uvedených rovnic

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \hat{y}(k+1) \\ \hat{y}(k+2) \\ \hat{y}(k+3) \\ \vdots \\ \hat{y}(k+N_2) \end{bmatrix}}_Y = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0}N & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0}MN & \mathbf{0}N & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0}M^2N & \mathbf{0}MN & \mathbf{0}N & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}M^{N_2-1}N & \mathbf{0}M^{N_2-2}N & \mathbf{0}M^{N_2-3}N & \dots & \mathbf{0}M^{N_2-N_u}N \end{bmatrix}}_G \dots \quad (1.19)$$

$$\dots \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \Delta u(k+2) \\ \vdots \\ \Delta u(k+3) \end{bmatrix}}_U + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0}M \\ \mathbf{0}M^2 \\ \mathbf{0}M^3 \\ \vdots \\ \mathbf{0}M^N \end{bmatrix}}_{F_p} X_p(k).$$

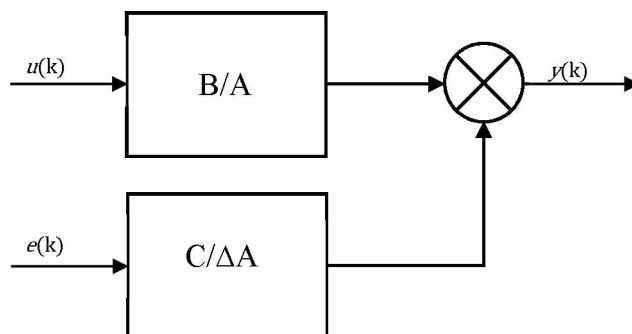
Pro predikci výstupů soustavy v maticovém tvaru má prediktor následující tvar

$$Y = \underbrace{GU}_{\substack{\text{vnucená} \\ \text{odezva}}} + \underbrace{F_p X_p(k)}_{f=\text{volná odezva}}. \quad (1.20)$$

Odvození obsahuje model soustavy $\Delta u(k)$. Sumátor je předřazen před model soustavy se vstupem $u(k)$. Dalším stavem soustavy se stane $u(k-1)$. Na úrovni modelu soustavy se neberou v úvahu chyby predikce, ale berou se v úvahu při odhadu stavu soustavy.

Vstupně – výstupní popis

Odvození je dáno modelem soustavy a modelem poruch. Model soustavy definuje přenos – podíl polynomů B/A . Model poruch lze vyjádřit jako korelovanou chybu predikce – podíl polynomů $C/\Delta A$.



Obrázek 1.4 – Model soustavy

Pro obraz výstupu soustavy platí vztah

$$Y(z) = \frac{B}{A}U(z) + \frac{C}{\Delta A}E(z), \quad (1.21)$$

kde $\Delta = 1 - z^{-1}$ je operátor diference,

$e(k) = y(k) - \hat{y}(k)$ je chyba predikce.

Vynásobením rovnice (1.21) ΔA získáme vztah

$$\underbrace{\Delta A}_{\tilde{A}} Y(z) = B\Delta U(z) + CE(z). \quad (1.22)$$

$$\tilde{A} = \Delta A = 1 + \tilde{a}_1 z^{-1} + \tilde{a}_2 z^{-2} + \dots + \tilde{a}_{n+1} z^{-(n+1)}. \quad (1.23)$$

Predikovaný výstup soustavy $\hat{y}(k+1)$ pro daný model $\tilde{A}(z) = B\Delta U(z) + CE(z)$ je

$$\begin{aligned} \hat{y}(k+1) + \tilde{a}_1 y(k) + \tilde{a}_2 y(k-1) + \dots + \tilde{a}_{n+1} y(k-n+1) &= \dots \\ \dots &= b_1 \Delta u(k) + b_2 \Delta u(k-1) + \dots + b_n \Delta u(k-n+1) + \dots \\ \dots + \underbrace{e(k+1)}_0 + c_1 e(k) + c_2 e(k-1) + \dots + c_{n_c} e(k-n_c+1). \end{aligned} \quad (1.24)$$

Dvoukrokový odhad výstupu $\hat{y}(k+2)$ je

$$\begin{aligned} \hat{y}(k+2) + \tilde{a}_1 \hat{y}(k+1) + \tilde{a}_2 y(k) + \dots + \tilde{a}_{n+1} y(k-n+1) &= \dots \\ \dots &= b_1 \Delta u(k+1) + b_2 \Delta u(k) + \dots + b_n \Delta u(k-n+2) + \dots \\ \dots + \underbrace{e(k+2)}_0 + \underbrace{c_1 e(k+1)}_0 + c_2 e(k) + \dots + c_{n_c} e(k-n_c+2). \end{aligned} \quad (1.25)$$

Odhad pro n kroků do budoucnosti $\hat{y}(k+N)$ je

$$\begin{aligned} \hat{y}(k+N) + \tilde{a}_1 \hat{y}(k+N-1) + \tilde{a}_2 \hat{y}(k+N-2) \dots \\ \dots + \tilde{a}_{n+1} \hat{y}(k+N-n-1) &= \dots \\ \dots &= b_1 \Delta u(k+N-1) + b_2 \Delta u(k+N-2) + \dots + b_n \Delta u(k+N-n) \dots \\ \dots + \underbrace{e(N)}_0 + \underbrace{c_1 e(k+N-1)}_0 + \underbrace{c_2 e(k+N-2)}_0 + \dots \\ \dots + c_{n_c} e \underbrace{(k+N-n_c)}_0. \end{aligned} \quad (1.26)$$

Predikční rovnice (1.26) v maticovém tvaru vypadá následovně

$$\begin{aligned}
 & \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ \tilde{a}_1 & 1 & 0 & 0 \\ \tilde{a}_{n+1} & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \tilde{a}_{n+1} & \tilde{a}_1 & 1 \end{bmatrix}}_{A_p} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{y}(k+1) \\ \hat{y}(k+2) \\ \vdots \\ \hat{y}(k+N) \end{bmatrix}}_Y = \underbrace{\begin{bmatrix} b_1 & 0 & \cdots & 0 \\ b_2 & b_1 & & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & b_{n+1} & b_2 & b_1 \end{bmatrix}}_{B_p} \cdots \\
 & \cdots \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u(k+N-1) \end{bmatrix}}_U + \underbrace{\begin{bmatrix} -\tilde{a}_1 & -\tilde{a}_2 & \cdots & -\tilde{a}_{n+1} \\ -\tilde{a}_2 & -\tilde{a}_3 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}}_{A_m} \underbrace{\begin{bmatrix} y(k) \\ y(k-1) \\ \vdots \\ y(k-n) \end{bmatrix}}_{Y_m} + \cdots \\
 & \cdots + \underbrace{\begin{bmatrix} b_2 & b_3 & \cdots & b_n \\ b_3 & b_4 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_m} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u(k-1) \\ \Delta u(k-2) \\ \vdots \\ \Delta u(k-n+1) \end{bmatrix}}_{U_m} + \underbrace{\begin{bmatrix} c_1 & c_2 & \cdots & c_{n_c} \\ c_2 & c_3 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{C_m} \cdots \\
 & \cdots \underbrace{\begin{bmatrix} e(k) \\ e(k-1) \\ \vdots \\ e(k-n_c+1) \end{bmatrix}}_{E_m}.
 \end{aligned} \tag{1.27}$$

Vynásobením rovnice (1.27) maticí \mathbf{A}_p^{-1} zleva je získána maticová rovnice prediktoru

$$\begin{aligned}
 & \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{y}(k+1) \\ \hat{y}(k+2) \\ \vdots \\ \hat{y}(k+N) \end{bmatrix}}_Y = \underbrace{\mathbf{A}_p^{-1} \mathbf{B}_p}_G \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u(k+N-1) \end{bmatrix}}_U + \underbrace{\mathbf{A}_p^{-1} \mathbf{A}_m}_{F_y} \underbrace{\begin{bmatrix} y(k) \\ y(k-1) \\ \vdots \\ y(k-n) \end{bmatrix}}_{Y_m} + \cdots \\
 & \cdots + \underbrace{\mathbf{A}_p^{-1} \mathbf{B}_m}_{F_u} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u(k-1) \\ \Delta u(k-2) \\ \vdots \\ \Delta u(k-n+1) \end{bmatrix}}_{U_m} + \underbrace{\mathbf{A}_p^{-1} \mathbf{C}_m}_{F_e} \underbrace{\begin{bmatrix} e(k) \\ e(k-1) \\ \vdots \\ e(k-n_c+1) \end{bmatrix}}_{E_m}.
 \end{aligned} \tag{1.28}$$

Rovnice prediktoru lze zapsat vztahem

$$Y = \underbrace{\mathbf{A}_p^{-1} \mathbf{B}_p}_G U + \underbrace{\mathbf{A}_p^{-1} \mathbf{A}_m}_{F_y} Y_m + \underbrace{\mathbf{A}_p^{-1} \mathbf{B}_m}_{F_u} U_m + \underbrace{\mathbf{A}_p^{-1} \mathbf{C}_m}_{F_e} E_m. \tag{1.29}$$

Výsledný prediktor s vnučenou a volnou odezvou je dán vztahem

$$Y = GU + F_y Y_m + F_u U_m + F_e E_m = \underbrace{GU}_{\text{vnučená odezva}} + \underbrace{[F_y \ F_u \ F_e]}_{F_p} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} Y_m \\ U_m \\ E_m \end{bmatrix}}_{x_p}. \quad (1.30)$$

$$Y = \underbrace{GU}_{\text{vnučená odezva}} + \underbrace{F_p x_p}_{\text{volná odezva}}, \quad (1.31)$$

kde Y je vektor predikcí výstupu soustavy,

U je vektor budoucích přírůstků akční veličiny,

x_p je vektor plněný výstupy soustavy, přírůstky akční veličiny a chybami predikce.

1.2.4 Řešení účelové funkce

Účelová funkce (1.8) v maticovém tvaru je dána vztahem

$$J = (Y - W)^T R (Y - W) + U^T Q U, \quad (1.32)$$

kde W je vektor budoucí žadané hodnoty,

R je penalizační matice sledování žadané hodnoty,

Q je penalizační koeficient přírůstků akčních zásahů.

Dosazením rovnice prediktoru (1.28) do účelové funkce (1.33)

$$\begin{aligned} J &= (GU + f - W)^T R (GU + f - W) + U^T Q U = \dots \\ &\dots = (U^T G^T + f^T - W^T) R (GU + f - W) + U^T Q U = \dots \\ &\dots = U^T G^T R G U + U^T G^T R f - U^T G^T R W + f^T R G U + f^T R f - f^T R W \\ &\dots - W^T R G U - W^T R f + W^T R W + U^T Q U = U^T \underbrace{(G^T R G + Q)}_H U \dots \\ &\dots + U^T \underbrace{R G^T (f - W)}_g + \underbrace{(f - W)^T R G U}_{g^T} + \underbrace{(f - W)^T R (f - W)}_k, \\ J &= U^T H U + 2g^T U + k. \end{aligned} \quad (1.33)$$

Pokud je matice R symetrická, tak v rovnici (1.33) platí $R^T = R$.

Rovnice (1.33) má tvar tak zvané kvadratické formy,

$$\begin{aligned} \text{kde } \mathbf{H} &= (\mathbf{G}^T \mathbf{R} \mathbf{G} + \mathbf{Q}) && \text{je Hessova matice,} \\ \mathbf{g} &= \mathbf{G}^T \mathbf{R} (\mathbf{f} - \mathbf{W}) && \text{je gradient,} \\ \mathbf{k} &= (\mathbf{f} - \mathbf{W})^T \mathbf{R} (\mathbf{f} - \mathbf{W}) && \text{je konstanta.} \end{aligned}$$

Předpoklad pro Hessovu matici je existence všech parciálních derivací druhého řádu. Jedná se o čtvercovou matici druhých parciálních derivací skalární funkce.

Bez omezujících podmínek je možné řešení odvodit analyticky, doplněním na úplné čtverce

$$\begin{aligned} J &= (\mathbf{U} + \mathbf{H}^{-1} \mathbf{g})^T \mathbf{H} (\mathbf{U} + \mathbf{H}^{-1} \mathbf{g}) - \mathbf{g}^T \mathbf{H}^{-1} \mathbf{g} + \mathbf{k}, \\ J &= (\mathbf{U} + \mathbf{H}^{-1} \mathbf{g})^T (\mathbf{G}^T \mathbf{R} \mathbf{G} + \mathbf{Q}) (\mathbf{U} + \mathbf{H}^{-1} \mathbf{g}) - \mathbf{G}^T \mathbf{R} (\mathbf{f} - \mathbf{W}) \mathbf{H}^{-1} \mathbf{g} + \mathbf{k}. \end{aligned} \quad (1.34)$$

Úpravou se získá následující vztah

$$\mathbf{U} = -\mathbf{H}^{-1} \mathbf{g} = (\mathbf{G}^T \mathbf{R} \mathbf{G} + \mathbf{Q})^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{R} (\mathbf{W} - \mathbf{F}_p \mathbf{x}_p(k)) = \mathbf{L} (\mathbf{W} - \mathbf{F}_p \mathbf{x}_p(k)), \quad (1.35)$$

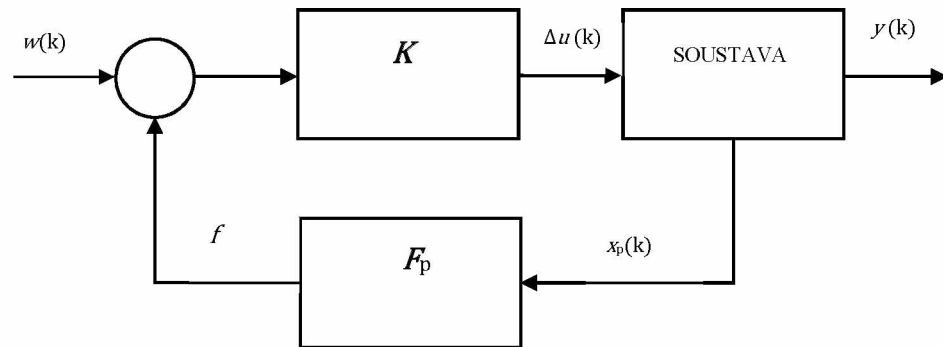
kde $(\mathbf{H}^{-1})^T = \mathbf{H}^{-1}$. Rovnost platí, pokud je matice \mathbf{H} symetrická, což je v případě, že je symetrické i \mathbf{Q}

Aktuální přírůstek akční veličiny lze získat použitím prvního řádku matice \mathbf{L} , jehož pomocí je možné spočítat optimální hodnoty budoucích přírůstků akční veličiny.

$$\Delta u(k) = \mathbf{K} \mathbf{W} (-\mathbf{F}_p \mathbf{x}_p(k)), \quad (1.36)$$

kde \mathbf{K} je první řádek matice \mathbf{L} .

Pokud je v budoucnosti mezi žádanou hodnotou w a volnou odezvou f rozdíl nulový, je nulový i další budoucí přírůstek akční veličiny. Pokud je mezi těmito veličinami nenulový rozdíl, odpovídá přírůstek akční veličiny tomuto rozdílu násobenému vektorem K . (Mikleš, 2004)



Obrázek 1.5 – Prediktivní regulátor bez omezení

1.3 OMEZENÍ VSTUPŮ, STAVŮ A VÝSTUPŮ

S omezeními se lze často setkat v praxi. Ve většině případů se jedná o fyzická omezení. Tato omezení se vyskytují u senzorů a různých akčních členů. Je možno se setkat i s technologickými omezeními nebo jinými omezeními daného procesu. Nejčastěji je omezována vstupní veličina. Vstupní veličiny mohou obecně pracovat jen v určitém rozsahu hodnot. Jako příklad je možné uvést použití ventilu, který není možno otevřít více jak na 100 %, stejně tak průtok tekutiny nemůže být záporný. Ve většině případů se v praxi řídí průmyslové procesy na hraničních hodnotách, které se blíží omezujícím podmínkám. Z tohoto, v rámci omezení, vyplývá požadavek na optimální řízení.

Jednou z jednodušších aplikací omezení je použití „saturace na výsledek“, což je analytické řešení optimalizační úlohy bez omezení, s následnou aplikací omezení. U tohoto řešení není jistota optimálního řízení podle nastavených kritérií, přesto se však jedná o v praxi nejpoužívanější řešení. Toto omezení je možné použít pouze pro akční zásah a jeho změnu, a to z důvodu, že se jedná o zásahy, které jsou přímými výstupy z optimalizačního algoritmu.

Omezení se obecně dělí na:

Tvrdá omezení – stanovené omezení se nesmí za žádných okolností překročit.

Měkká omezení – za určitých podmínek překročení stanovené meze omezení nevadí.

1.3.1 Tvrdá omezení

Uvažovaná omezení se mohou týkat omezení stavové veličiny, akčního zásahu, výstupní veličiny a překmitu. Pokud je použito například omezení výstupní veličiny, jsou omezeny změny výstupní veličiny na jednotvárný průběh. To znamená, že průběh může být jak rostoucí, klesající, tak i konstantní.

- a) Omezení velikosti akčního zásahu

$$u_{min} \leq u(k) \leq u_{max}. \quad (1.37)$$

- b) Omezení změny akčního zásahu

$$u\Delta_{min} \leq u(k) - u(k - 1) \leq u_{max}. \quad (1.38)$$

- c) Omezení stavové veličiny

$$x_{min} \leq x(k) \leq x_{max}. \quad (1.39)$$

- d) Omezení výstupní veličiny

$$y_{min} \leq y(k) \leq y_{max}. \quad (1.40)$$

- e) Omezení překmitu

$$y(k + j) \leq w(k). \quad (1.41)$$

- f) Nerostoucí monotónní průběh výstupní veličiny

$$y(k + j) \geq y(k + j + 1) \forall y(k) < w(k). \quad (1.42)$$

- g) Neklesající monotónní průběh výstupní veličiny

$$y(k + j) \leq y(k + j + 1) \forall y(k) < w(k), \quad (1.43)$$

kde u_{min} je minimální hodnota akční veličiny,
 u_{max} je maximální hodnota akční veličiny,
 x_{min} je minimální hodnota stavové veličiny,
 x_{max} je maximální hodnota stavové veličiny,
 y_{min} je minimální hodnota regulované veličiny,
 y_{max} je maximální hodnota regulované veličiny.

Pomocí maticové nerovnice je vyjádřena definice omezení.

$$\mathbf{AU} \leq \mathbf{b}, \quad (1.44)$$

následuje plnění matice \mathbf{A} a vektoru \mathbf{b} pro omezení akční veličiny, její změny stavových veličin a regulované veličiny.

Pro omezení akční veličiny platí,

$$\begin{aligned} u_{min} &\leq u(i) \leq u_{max}, i \in \{k, k + N_u - 1\}, \\ u_{min} &\leq u(k) = u(k - 1) + \Delta u(k) \leq u_{max}, i = k, \\ u_{min} &\leq u(k + 1) = u(k - 1) + \Delta u(k) + \Delta u(k + 1) \leq u_{max}, i = k + 1, \\ u_{min} &\leq u(k + N_u - 1) = u(k - 1) + \Delta u(k) + \Delta u(k + 1) + \dots \\ &\dots \Delta u(k + N_u - 1) \leq u_{max}, i = k + N_u - 1. \end{aligned} \quad (1.45)$$

Plnění matice a vektoru pro omezení maximální hodnoty akčního zásahu

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{nu \times nu} & \dots & \mathbf{0}_{nu \times nu} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{I}_{nu \times nu} & \dots & \mathbf{I}_{nu \times nu} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{U} \leq \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{nu \times nu} \\ \vdots \\ \mathbf{I}_{nu \times nu} \end{bmatrix} \cdot (\mathbf{u}_{max} - \mathbf{u}(k - 1)). \quad (1.46)$$

Plnění matice a vektoru pro omezení minimální hodnoty akčního zásahu

$$\begin{bmatrix} -\mathbf{I}_{nu \times nu} & \dots & \mathbf{0}_{nu \times nu} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ -\mathbf{I}_{nu \times nu} & \dots & -\mathbf{I}_{nu \times nu} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{U} \leq \begin{bmatrix} -\mathbf{I}_{nu \times nu} \\ \vdots \\ -\mathbf{I}_{nu \times nu} \end{bmatrix} \cdot (\mathbf{u}_{min} - \mathbf{u}(k - 1)). \quad (1.47)$$

Pro omezení změny akční veličiny platí

$$\Delta u_{min} \leq \Delta u(i) \leq \Delta u_{max}, i \in \{k, k + N_u - 1\}, \quad (1.48)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{nu \times nu} & \dots & \mathbf{0}_{nu \times nu} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{nu \times nu} & \dots & \mathbf{I}_{nu \times nu} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{U} \leq \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{nu \times nu} \\ \vdots \\ \mathbf{I}_{nu \times nu} \end{bmatrix} \cdot \Delta \mathbf{u}_{max}, \quad (1.49)$$

$$\begin{bmatrix} -\mathbf{I}_{nu \times nu} & \dots & \mathbf{0}_{nu \times nu} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{nu \times nu} & \dots & -\mathbf{I}_{nu \times nu} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{U} \leq \begin{bmatrix} -\mathbf{I}_{nu \times nu} \\ \vdots \\ -\mathbf{I}_{nu \times nu} \end{bmatrix} \cdot \Delta \mathbf{u}_{min}. \quad (1.50)$$

Pro omezení stavových veličin platí,

$$\begin{aligned}
x_{min} &\leq \mathbf{x}_p(i) \leq x_{max}, i \in \{k+1, k+N_2\}, \\
x_{min} &\leq \mathbf{x}_p(k+1) = \mathbf{M}\mathbf{x}_p(k) + \mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k) \leq x_{max}, \\
x_{min} &\leq \mathbf{x}_p(k+2) = \mathbf{M}\mathbf{x}_p(k+1) + \mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k+1) = \mathbf{M}^2\mathbf{x}_p(k) + \dots \\
&\dots + \mathbf{MN}\Delta\mathbf{u}(k+1) + \mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k+1) \leq x_{max}, \\
x_{min} &\leq \mathbf{x}_p(k+N_2-1) = \mathbf{M}\mathbf{x}_p(k+1) + \mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k+1) = \mathbf{M}^2\mathbf{x}_p(k) + \dots \\
&\dots + \mathbf{MN}\Delta\mathbf{u}(k+1) + \mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k+N_2-1) \leq x_{max}.
\end{aligned} \tag{1.51}$$

Plnění pro omezení maximálních hodnot stavových veličin je

$$\begin{bmatrix} \mathbf{N} & 0 & \dots & 0 \\ \mathbf{MN} & \mathbf{N} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{M}^{N_2-1}\mathbf{N} & \mathbf{M}^{N_2-2}\mathbf{N} & \dots & \mathbf{N} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{U} \leq \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{nx \times nx} \\ \mathbf{I}_{nx \times nx} \\ \vdots \\ \mathbf{I}_{nx \times nx} \end{bmatrix} \cdot x_{max} - \begin{bmatrix} \mathbf{M} \\ \mathbf{M}^2 \\ \vdots \\ \mathbf{M}^{N_2} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{x}_p(k). \tag{1.52}$$

Plnění pro omezení minimálních hodnot stavových veličin je

$$-\begin{bmatrix} \mathbf{N} & 0 & \dots & 0 \\ \mathbf{MN} & \mathbf{N} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{M}^{N_2-1}\mathbf{N} & \mathbf{M}^{N_2-2}\mathbf{N} & \dots & \mathbf{N} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{U} \leq \begin{bmatrix} -\mathbf{I}_{nx \times nx} \\ -\mathbf{I}_{nx \times nx} \\ \vdots \\ -\mathbf{I}_{nx \times nx} \end{bmatrix} \cdot x_{min} - \begin{bmatrix} \mathbf{M} \\ \mathbf{M}^2 \\ \vdots \\ \mathbf{M}^{N_2} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{x}_p(k). \tag{1.53}$$

Pro omezení regulovaných veličin platí

$$\begin{aligned}
y_{min} &\leq y(i) \leq y_{max}, i \in \{k+1, k+N_2\}, \\
\mathbf{Y}_{min} &\leq \mathbf{G}\mathbf{U} + \mathbf{F}_p\mathbf{x}_p(k) \leq \mathbf{Y}_{max}.
\end{aligned} \tag{1.54}$$

Plnění pro omezení maximální hodnoty regulované veličiny je

$$\mathbf{G}\mathbf{U} \leq \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{ny \times ny} \\ \vdots \\ \mathbf{I}_{ny \times ny} \end{bmatrix} y_{max} - \mathbf{F}_p\mathbf{x}_p(k). \tag{1.55}$$

Plnění pro omezení minimální hodnoty regulované veličiny je

$$-\mathbf{G}\mathbf{U} \leq \begin{bmatrix} -\mathbf{I}_{ny \times ny} \\ \vdots \\ -\mathbf{I}_{ny \times ny} \end{bmatrix} y_{min} + \mathbf{F}_p\mathbf{x}_p(k). \tag{1.56}$$

1.4 REGULÁTORY

Regulátorem je obecně nazýváno zařízení, které v regulačním obvodu realizuje proces automatické regulace. Jeho činností je vyhodnocovat regulační odchylku $e(t)$, jako vstupního signálu a vytvářet výstupní signál $u_r(t)$ tak, aby regulační odchylka $e(t)$ byla úplně eliminována nebo co nejmenší. Regulační odchylku popisuje následující vztah (1.57)

$$e(t) = w(t) - y(t), \quad (1.57)$$

kde $w(t)$ je žádaná hodnota výstupní veličiny,
 $y(t)$ je skutečná hodnota pro porovnání s žádanou hodnotou,
 $e(t)$ je regulační odchylka.

V praxi nejčastěji používanými regulátory jsou proporcionálně integračně derivační (PID) regulátory. Pracují na principu zpracování regulační odchylky.

Obecný tvar PID regulátoru

$$u(t) = r_0 e(t) + r_1 \int_0^t e(t) dt + r_2 \frac{de(t)}{dt}, \quad (1.58)$$

kde r_0 je parametr proporcionální složky,
 r_1 je parametr integrační složky,
 r_2 je parametr derivační složky.

V praxi je pro PID regulátor používán častěji vztah s časovými konstantami

$$u(t) = r_0 \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right], \quad (1.59)$$

kde r_0 je parametr proporcionální složky,
 T_i je parametr integrační složky,
 T_d je parametr derivační složky.

V praktické části se používá pouze PI regulátor bez derivační složky.

2 EXPERIMENTÁLNÍ ČÁST

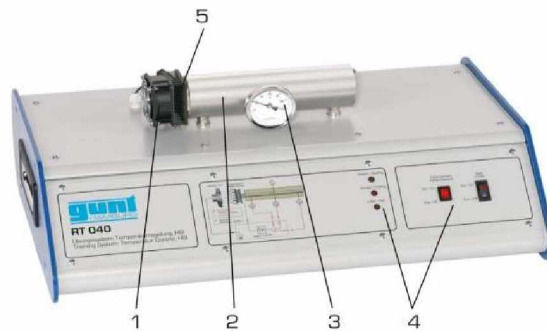
Pro soustavu GUNT RT 040 je provedena identifikace soustavy, vytvořením simulačního programu a návrhem prediktivního regulátoru bez a s uvažováním omezení. Jsou zde provedeny simulační experimenty a experimenty na reálné soustavě. Simulace jsou provedeny pro lineární a nelineární soustavu s a bez použití kompenzace nelinearity u regulátoru. Regulační pochody prediktivního regulátoru jsou porovnány se standardním PI regulátorem. Výsledky regulačních pochodů jsou vyhodnoceny dle kritéria (ITAE). Představena je také laboratorní soustava a popsána komunikace soustavy s PC.

2.1 POPIS SOUSTAVY

Soustava RT 040 je produktem společnosti GUNT GmbH. Tato společnost je zaměřena na vývoj a výrobu zařízení pro univerzity a školy technického zaměření. RT 040 je experimentální přístroj, s jehož pomocí si lze osvojit základní regulační techniky. Laboratorní soustava je propojena s prostředím Matlab přes USB pomocí měřicí karty LabJack U12.

2.1.1 Laboratorní soustava GUNT RT 040

Zařízení GUNT RT 040 představuje tepelnou soustavu, která je umístěna na podstavě. Tato podstava v sobě obsahuje veškerou elektroniku soustavy, včetně ovládacího panelu pro laboratorní soustavu. Tepelná soustava se skládá z hliníkové tyče, která je tepelně izolována pláštěm. Jeden konec této tyče je chlazen nebo zahříván Peltierovým článkem. V izolačním plášti jsou zabudovány tři snímače teploty podél osy hliníkové tyče. Tímto je umožněna možnost výběru tepelného zpoždění. Teplota se měří pomocí tepelného odporu (PTC). Soustava je vybavena rovněž teploměrem s číselníkem, který umožňuje odečíst teplotu přímo a kdykoliv v průběhu měření. Výstupní signál z regulátoru ovlivňuje provozní napětí Peltierova článku. Soustava obsahuje i možnost aktivovat ventilátor, který ochlazuje Peltierův článek a může významným způsobem ovlivnit chování soustavy. V následujících experimentech je ventilátor vždy zapnutý. Soustava je zobrazena na obrázku 2.1



Obrázek 2.1 – Laboratorní soustava GUNT RT 040

- kde
1. ventilátor,
 2. hliníková tyč v izolačním plášti,
 3. termometr,
 4. display a ovládací prvky,
 5. topení/Chlazení

2.1.2 Měřicí karta – LabJack U12

Komunikace laboratorní soustavy GUNT RT 040 s počítačem je umožněna pomocí měřicí karty LabJack U12. Měřicí karta je součástí laboratorní soustavy a je propojena přes kabel USB. Toto propojení umožňuje sběr dat ze soustavy a přenos do PC. Softwarová podpora programového prostředí MATLAB je součástí a výhodou karty LabJack U12. Používá se DLL knihovna pro Microsoft .NET framework. Tím je zajištěna komunikace s laboratorní soustavou GUNT RT 040 z Matlabu.

V rámci práce je využito jednoho analogového vstupu AI2 a jednoho analogového výstupu AO0. AI2 je připojen na třetí (nejvzdálenější) teplotní senzor. AO0 a IO0 řídí napájení Peltierova článku.

Nejprve je nutné použít funkci pro inicializaci *addAssembly*. Dále je nutné použít funkce *EAnalogIn* a *EAnalogOut*, dodávané DLL knihovny. *EAnalogIn* získá aktuální napětí analogového vstupu a *EAnalogOut* nastaví na analogovém výstupu požadované napětí.

Pomocí funkce *EDigitalOut* se rozhoduje, zda bude Peltierův článek topit nebo chladit.

Schéma propojení soustavy s PC je na obrázku 2.2 a využití jednotlivých vstupů a výstupu je uvedeno v tabulce 2.1.

Tabulka 2.1 – zapojení soustavy

AI0	teplota X1	0÷5 V
AI1	teplota X2	0÷5 V
AI2	teplota X3	0÷5 V
AO0	Peltierův článek Y	0÷5 V
IO1	vypínač – Peltier	0/1
IO2	Peltier topení/chlazení	0/1
IO3	Ventilátor Z	0/1

Syntaxe funkce *EAnalogIn* je následující

[chyba, id, přepětí, napětí] = EAnalogIn(id, demo, kanál, zesílení),

kde výstupy

- chyba – vrací kód chyby, karta neindikuje chybu, pokud je hodnota 0,
- přepětí – indikuje přepětí na vstupu,
- napětí – vrací hodnotu vzorkovaného napětí,
- id – vrací číslo použité karty, když je hodnota – 1, karta nebyla nalezena,

vstupy

- id – volba karty, pokud se zadá – 1, vybere se první nalezená karta,
- demo – pokud je hodnota 0, pracuje se pouze s připojenou kartou, pokud je hodnota >0, je funkce volána i bez připojené karty,
- kanál – výběr kanálu, pro nediferenční vstupy je hodnota 0 až 7, pro diferenční vstupy je hodnota 8 až 11,
- zesílení – volba zesílení vstupu.

Ovládání Peltierova článku je zajištěno funkcí *EAnalogOut*. Syntaxe této funkce je následující

[chyba, id] = EAnalogOut(id, demo, analogOut0).

kde výstupy

chyba – vrací kód chyby, karta neindikuje chybu, pokud je hodnota 0,

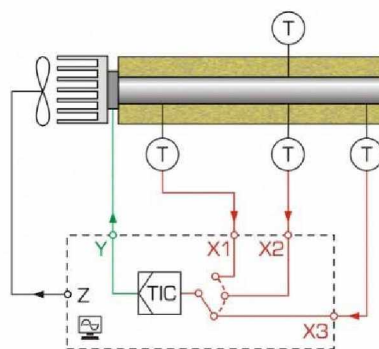
id – vrací číslo použité karty, když je hodnota – 1, karta nebyla nalezena,

vstupy:

id – volba karty, pokud se zadá – 1, vybere se první nalezená karta,

demo – pokud je hodnota 0, pracuje se pouze s připojenou kartou, pokud je hodnota >0 je funkce volána i bez připojené karty,

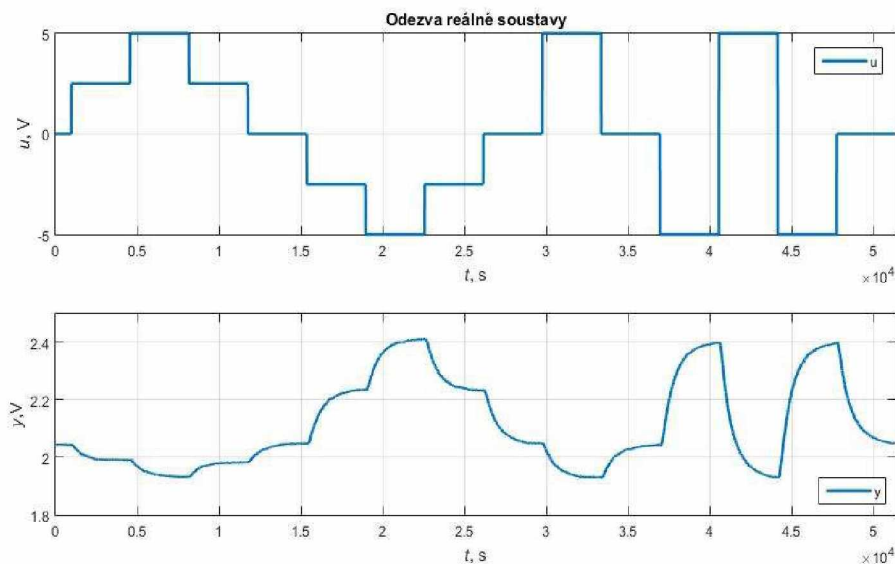
analogOut0 – napětí 0 až 5 V na výstup AO0.



Obrázek 2.2 – Schéma soustavy GUNT RT 040

2.2 IDENTIFIKACE LABORATORNÍ SOUSTAVY GUNT RT 040

K provedení analýzy systému a návrhu regulátoru je zapotřebí nejprve provést měření a tím získat odezvu reálné soustavy na skokové změny vstupu soustavy. Naměřená data poskytl vedoucí diplomové práce. Naměřená data jsou na obrázku 2.3.



Obrázek 2.3 – Průběh naměřených dat z laboratorní soustavy GUNT RT 040

V horní části grafu je znázorněn průběh vstupů, který má následující tvar. Z počáteční hodnoty 0 V napětí skokově stoupá po 2,5 V na hodnotu 5 V. Poté se napětí skokově snižuje až na hodnotu -5 V. V další fázi je napětí zvyšováno na počáteční hodnotu 0 V. V následující části se nachází pouze tři skokové změny o velikosti 5 V a to z 0 V na 5 V, zpět na původní počáteční hodnotu 0 V a následně skok na -5 V. Poslední část obsahuje pouze skokovou změnu z -5 V na 5 V a zpět na -5 V. Před koncem celého procesu se hodnota napětí vrací na původní počáteční hodnotu 0 V.

Hodnoty napětí pro $u > 0$ V odpovídají chlazení.

Hodnoty napětí pro $u < 0$ V odpovídají topení.

Spodní část grafu znázorňuje odezvu reálné soustavy.

2.2.1 Identifikace soustavy

Pro identifikaci je zvolen přenos soustavy druhého řádu ve tvaru

$$F_i(s) = \frac{b_0}{a_0} = \frac{Z}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}, \quad (2.1)$$

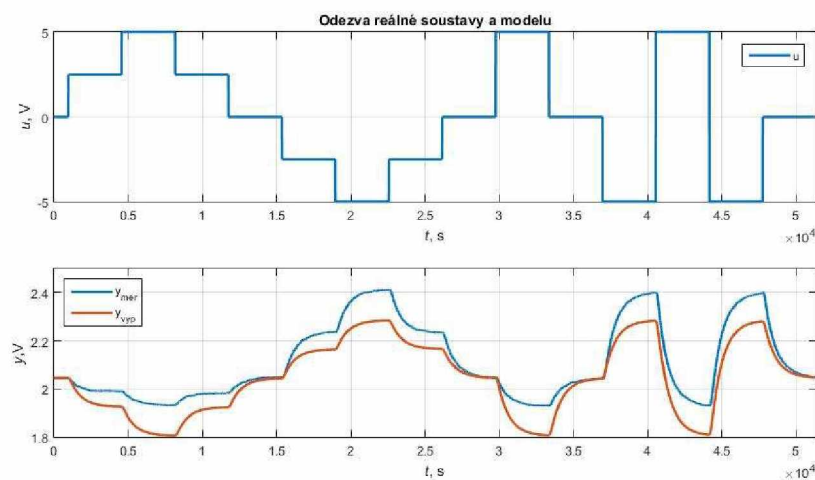
kde Z je zesílení soustavy,
 T_1, T_2 jsou časové konstanty soustavy.

Z naměřených dat je v prostředí Matlab identifikována soustava pomocí minimalizace níže uvedeného kritéria (2.2)

$$J = \sum_{i=1}^N (y_{mer} - y_{vyp})^2. \quad (2.2)$$

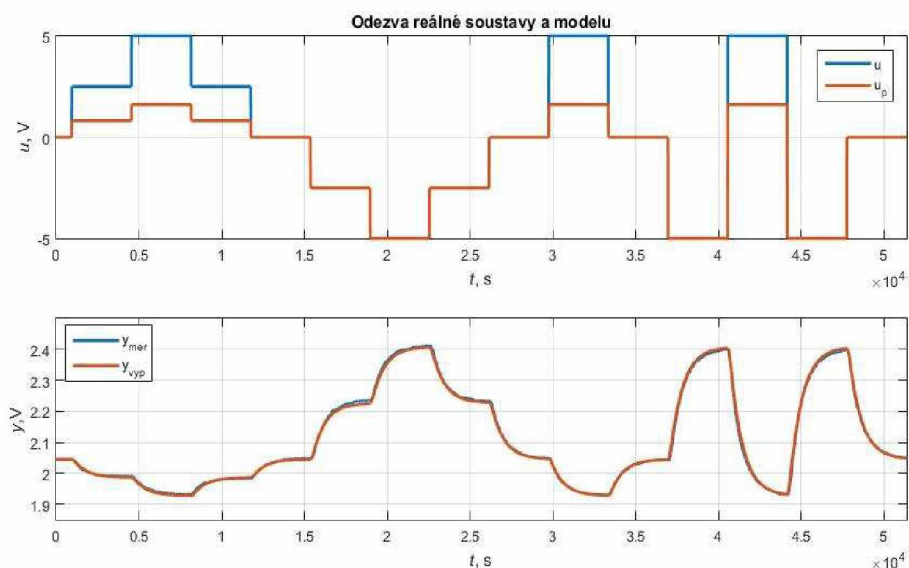
V kritériu se počítá suma kvadrátů odchylek vypočtené výstupní veličiny y_{vyp} a skutečné naměřené výstupní veličiny y_{mer} . Vyhledání parametrů se provádí numerickou optimalizační metodou s využitím programu Matlab a funkce *fminsearch()*, která hledá lokální minimum a vrací vektor optimálních hodnot hledaných parametrů. Funkce *lsim()* je použita pro výpočet odezvy obrazového přenosu. Výstup y_{vyp} lze vypočítat ze zadaného obrazového přenosu, vektoru vstupního signálu u a vektoru času t právě díky této funkci. Výsledný přenos je v rovnici (2.3) a průběh vypočítaného výstupu s daným přenosem je na obrázku 2.4.

$$F_i(s) = \frac{b_0}{a_0} = \frac{-0.0481}{(758.6s + 1)(91.3s + 1)} \quad (2.3)$$



Obrázek 2.4 – Identifikace soustavy

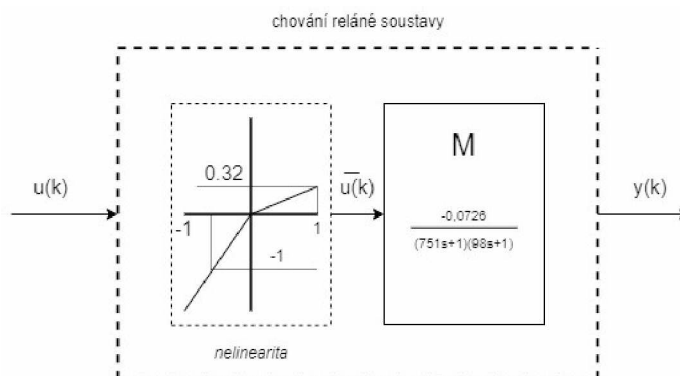
Z obrázku 2.4 je patrné, že tento matematický model neodpovídá chování reálné soustavy, proto je pomocí funkce $fminsearch()$ dohledán další parametr p , díky kterému je nalezený model upraven tak, aby odpovídal chování reálné soustavy – při chlazení je zesílení soustavy přibližně třetinové.



Obrázek 2.5 – Identifikace soustavy

Zjištěným parametrem $p = 0,32$ vynásobíme vstup do soustavy pro všechny hodnoty, pro které je $u > 0$ – obrázek 2.6. Díky tomu se chování modelu přiblíží chování reálné soustavy. Výstup modelu je znázorněn na obrázku 2.5 a výsledný přenos (2.4) má následující tvar

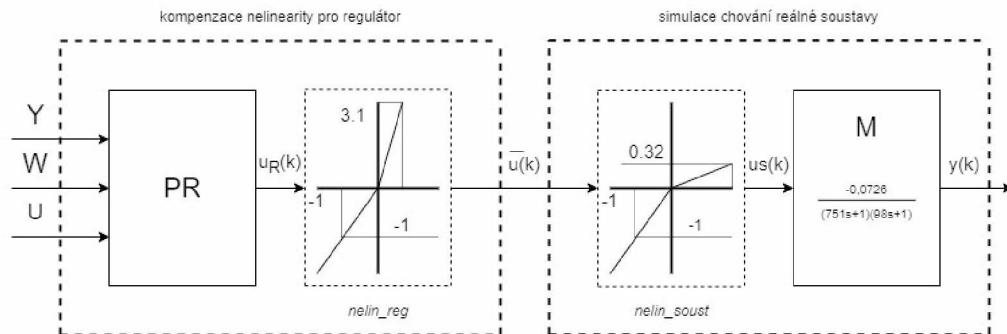
$$F_i(s) = \frac{b_0}{a_0} = \frac{-0,0726}{(750,6s + 1)(98,3s + 1)} \quad (2.4)$$



Obrázek 2.6 – Schéma modelu

2.3 SIMULAČNÍ PROGRAM

Simulační skript obsahuje blok soustavy a blok regulátoru. U soustavy lze přepínačem *nelin_soust* zapnout nebo vypnout nelineární část. Obdobným způsobem lze u regulátoru zapnout nebo vypnout kompenzaci nelinearity soustavy přepínačem *nelin_reg* viz. obrázek 2.7.



Obrázek 2.7 – Přiřazení nelinearit do soustavy

Pokud je nastaveno $nelin_soust = 0$ a $nelin_reg = 0$, proběhne simulace bez zahrnutí nelinearity u soustavy a bez kompenzace nelinearity pro regulátor. To znamená, že výstup z regulátoru $u_r(k)$ vstupuje rovnou do soustavy bez jakýchkoliv úprav.

Pokud je nastaveno $nelin_soust = 1$ a $nelin_reg = 0$, pak je kladný výstup z regulátoru $u_r(k)$ před vstupem do soustavy vynásoben parametrem $p = 0.32$. Model se tím přiblíží chování reálné soustavy.

Pokud je nastaveno $nelin_soust = 1$ a $nelin_reg = 1$, pak je u regulátoru použita kompenzace nelinearity.

Ve všech regulačních pochodech jsou zakresleny hodnoty $\bar{u}(k)$, $y(k)$ a žádaná hodnota $w(k)$.

2.4 REGULAČNÍ POCHODY

Simulované regulační pochody jsou porovnány pro lineární a nelineární soustavy s a bez použití kompenzace nelinearity u regulátoru.

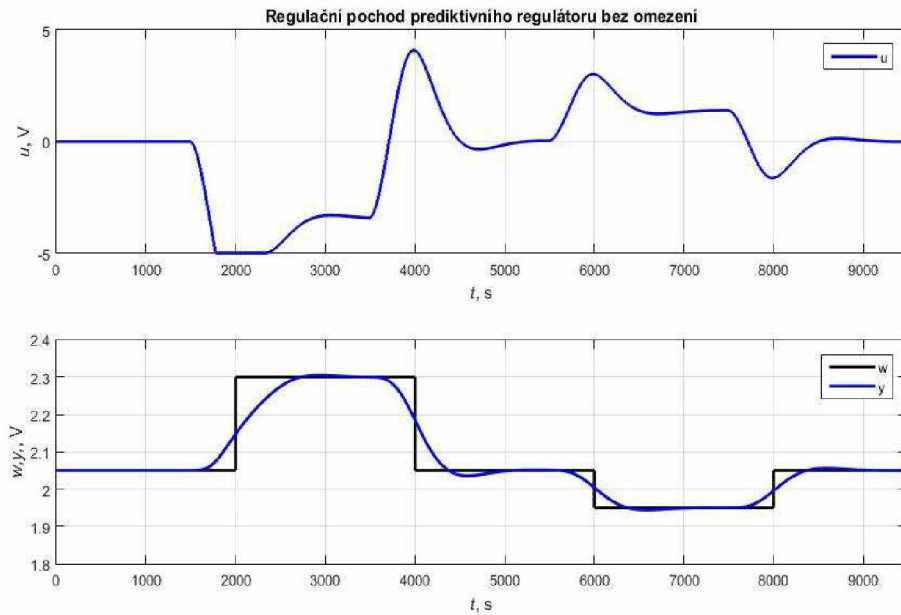
Všechny simulační experimenty jsou provedeny pro stejný průběh žádané hodnoty. V tabulce 2.2 jsou uvedeny parametry prediktivního a PI regulátoru, získané metodou pokus-omyl, na simulaci s nelineární soustavou a omezením akčních veličin. Podobným způsobem byly také nalezeny vhodné parametry prediktivních regulátorů.

Tabulka 2.2 – Hodnoty parametrů použitých regulátorů

Parametry prediktivního regulátoru	
Horizont predikce N, s	500
Horizont akčních zásahů N_u, s	500
Penalizace akčního zásahu q	1
Penalizace regulační odchylky r	10
Perioda vzorkování T_s	10
Parametry PI	
Proporcionální složka r_0	-50
Integrační složka T_i	350
Perioda vzorkování T_s	10

2.4.1 Prediktivní regulace bez omezení

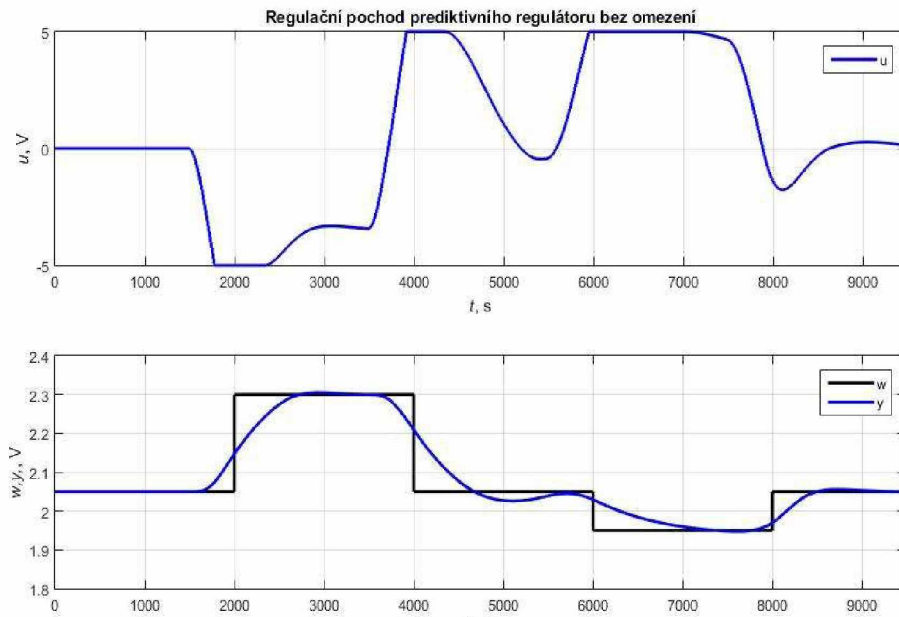
Pro prediktivní regulátor s uvažováním omezení byly provedeny simulace regulačních pochodů. V simulovaných regulačních pochodech byl sledován vliv nelinearity soustavy a kompenzace nelinearity u regulátoru. Lineární soustava byla řízena bez kompenzace nelinearity – obrázek 2.8.



Obrázek 2.8 – Regulační pochod $nelin_soust=0$ a $nelin_reg=0$.

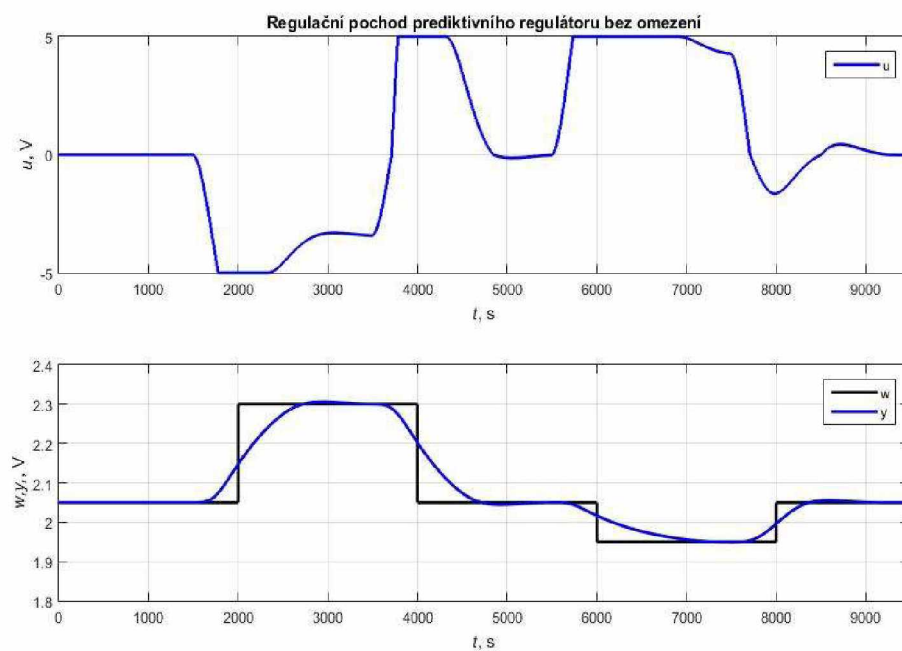
Tento průběh regulačního pochodu odpovídá lineárnímu matematickému modelu, pro který byl regulátor navržen.

Přiřazením nelinearity k soustavě se model přiblíží reálnému chování soustavy. Tuto soustavu stále řídí lineární regulátor bez kompenzace nelineárního chování soustavy. To má za výsledek zhoršení regulačního pochodu – obrázek 2.9.



Obrázek 2.9 – Regulační pochod $nelin_soust=1$ a $nelin_reg=0$

V následující simulaci obrázek 2.10 se přiřadí informace o nelinearitě soustavy i regulátoru, který je díky tomu schopen vykompenzovat snížení zesílení soustavy pro chlazení.

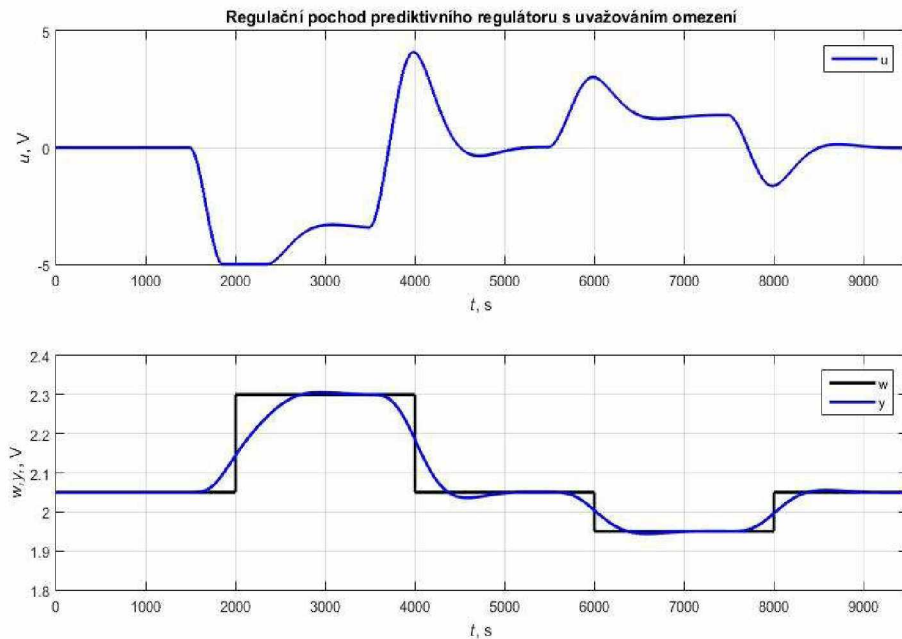


Obrázek 2.10 – Regulační pochod $nelin_soust=1$ a $nelin_reg=1$

Výsledný regulační pochod se díky tomuto nastavení dostane přibližně na stejný průběh, jako pro lineární verzi.

2.4.2 Prediktivní regulace s uvažováním omezení

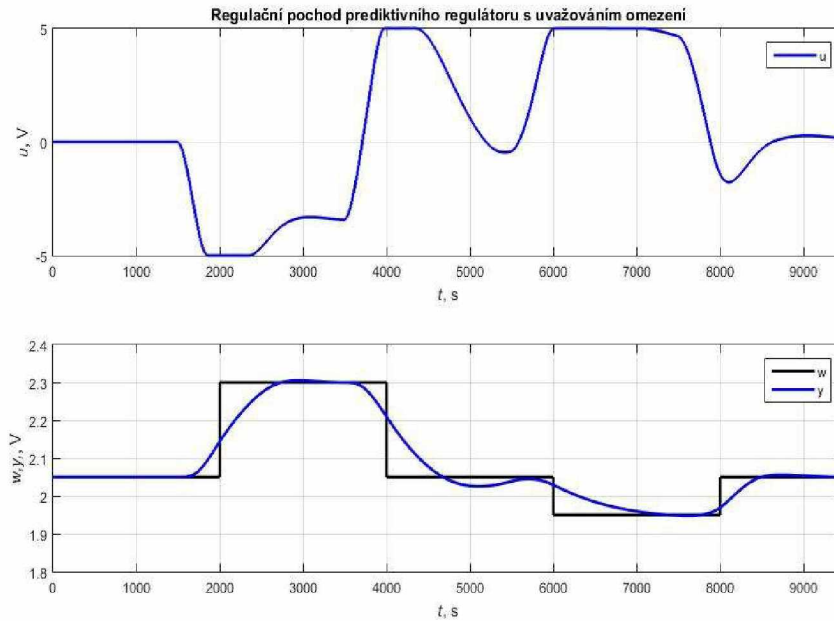
Pro prediktivní regulátor s uvažováním omezení byly provedeny simulace regulačních pochodů. V simulovaných regulačních pochodech byl sledován vliv nelinearity soustavy a kompenzace nelinearity u regulátoru. Byla řízena lineární soustava bez kompenzace nelinearity – obrázek 2.11.



Obrázek 2.11 – Regulační pochod $nelin_soust=0$ a $nelin_reg=0$

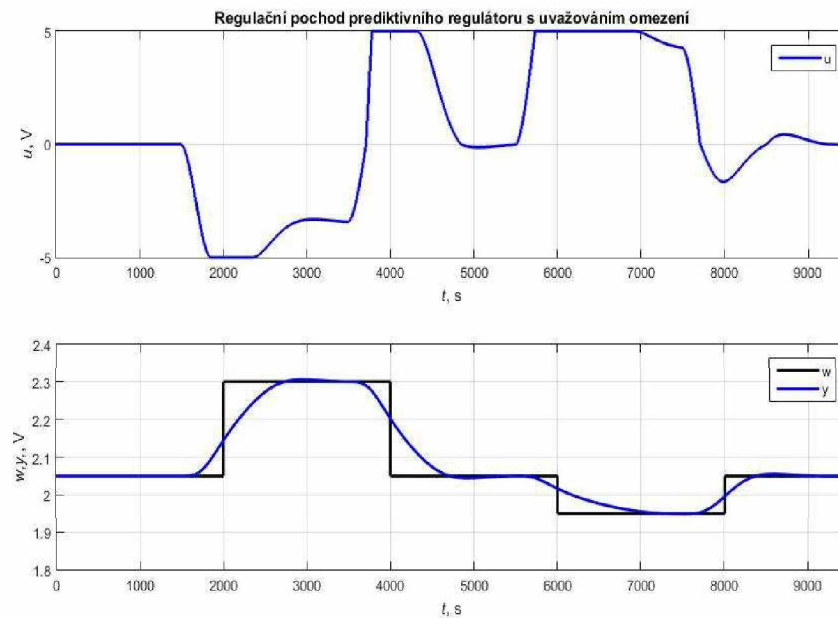
Tento průběh regulačního pochodu znovu odpovídá lineárnímu matematickému modelu, pro který byl regulátor navržen.

Přřazením nelinearity k soustavě se model přiblíží reálnému chování soustavy. Tuto soustavu stále řídí lineární regulátor bez kompenzace nelineárního chování soustavy. To má za výsledek zhoršení regulačního pochodu – obrázek 2.12.



Obrázek 2.12 – Regulační pochod $nelin_soust=1$ a $nelin_reg=0$

V následující simulaci, obrázek 2.13, se přiřadí informace o nelinearitě soustavy i regulátoru, který je díky tomu schopen vykompenzovat snížení zesílení před soustavou.



Obrázek 2.13 – Regulační pochod $nelin_soust=1$ a $nelin_reg=1$

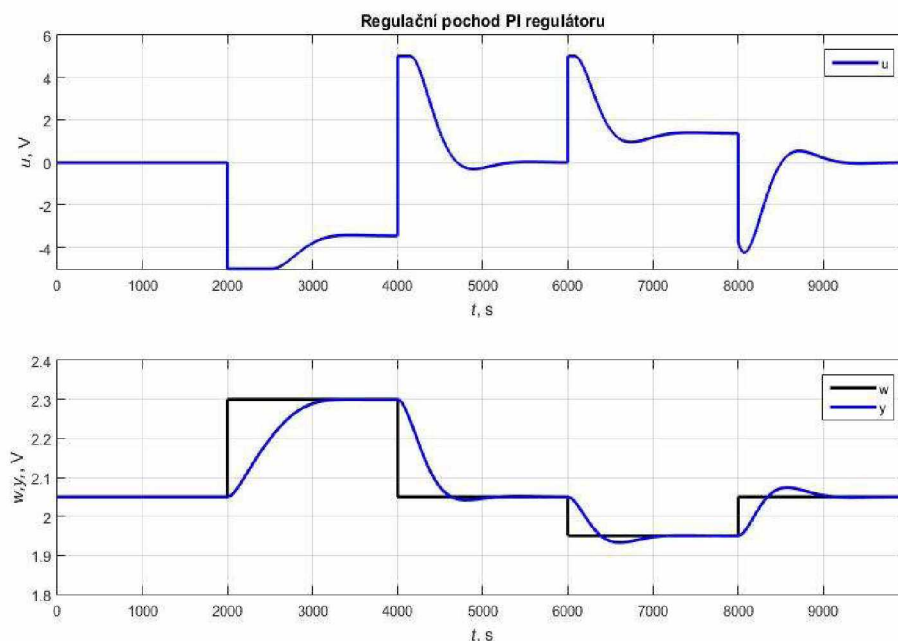
I v tomto případě se výsledný regulační pochod díky tomuto nastavení dostane přibližně na stejný průběh, jako když bylo použito lineárního nastavení.

2.4.3 PI regulátor

Aby bylo možné porovnat výsledky prediktivních regulátorů se standardním řešením, byl k regulaci použit PI regulátor. Při volbě parametrů byla vynechána derivační složka regulátoru a volba parametrů r_0 a T_i byla provedena experimentální metodou pokus – omyl na simulaci. PI regulátor byl navrhnut pro stejný matematický model, jako prediktivní regulátor. Pro řízení je nutné, aby proporcionální složka měla zápornou hodnotu, protože zesílení matematického modelu (2.4) je záporné.

Parametry PI regulátoru jsou uvedeny v tabulce 2.1.

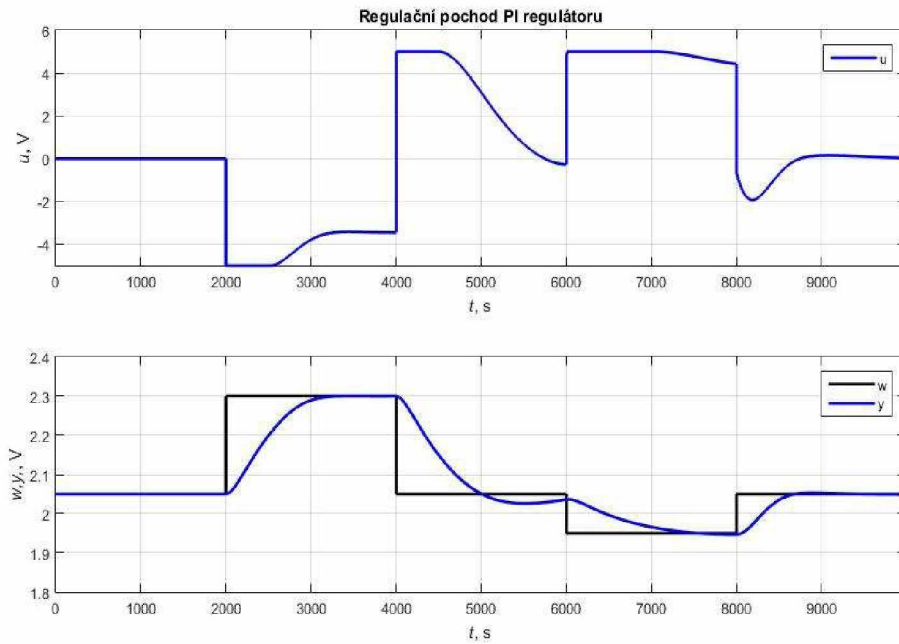
Aby bylo možné porovnat výsledky regulátorů, byly opět provedeny simulace regulačních pochodů. V simulovaných regulačních pochodech byl sledován vliv nelinearity soustavy a kompenzace nelinearity u regulátoru. Lineární soustava byla řízena bez kompenzace nelinearity – obrázek 2.14.



Obrázek 2.14 – Regulační pochod $nelin_soust=0$ a $nelin_reg=0$

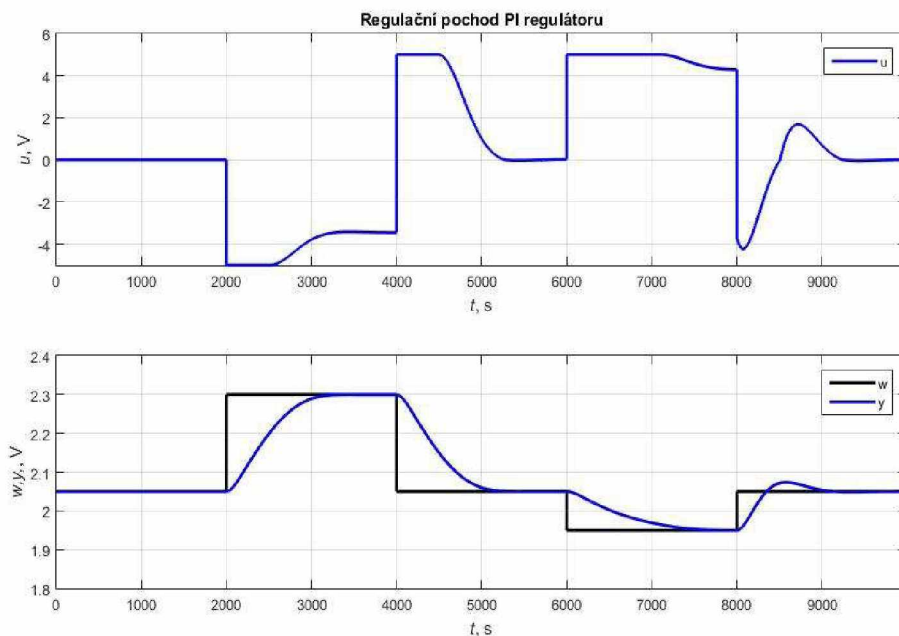
Tento průběh regulačního pochodu odpovídá lineárnímu matematickému modelu, pro který byl regulátor navržen.

Přiřazením nelinearity k soustavě se model přiblíží reálnému chování soustavy. Tuto soustavu stále řídí lineární regulátor bez kompenzace nelineárního chování soustavy. To má za výsledek zhoršení regulačního pochodu – obrázek 2.15.



Obrázek 2.15 – Regulační pochod $nlin_soust=1$ a $nlin_reg=0$

V následující simulaci obrázek 2.16 se přiřadí informace o nelinearitě soustavy i regulátoru, který je díky tomu schopen vykompenzovat snížení zesílení před soustavou.



Obrázek 2.16 – Regulační pochod $nlin_soust=1$ a $nlin_reg=1$

I v tomto případě se výsledný regulační pochod, díky tomuto nastavení, dostane přibližně na stejný průběh, jako když bylo použito lineárního nastavení.

2.4.4 Vyhodnocení regulačních pochodů

Vyhodnocení kvality regulačních pochodů pomocí kritéria (2.5) je uvedeno v tabulce 2.3.

Tabulka 2.3 – Výsledky kvality regulačních pochodů

Nastavení soustavy	Prediktivní regulátor bez omezení	Prediktivní regulátor s uvažováním omezení	PI regulátor
<i>nelin_soust=0</i> <i>nelin_reg=0</i>	13,9	14,0	25,0
<i>nelin_soust=1</i> <i>nelin_reg=0</i>	20,4	20,6	33,7
<i>nelin_soust=1</i> <i>nelin_reg=1</i>	17,5	17,7	32,4

Regulační pochody regulátorů a nastavení je vyhodnoceno pomocí kritéria absolutní plochy ITAE (Integral Time Absolut Error)

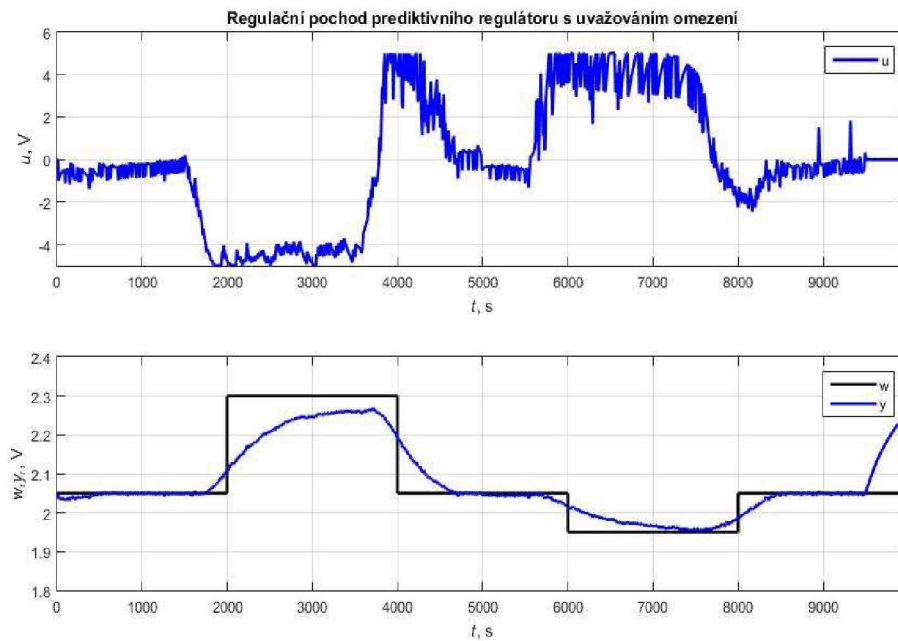
$$ITAE = \int_0^{\infty} |e| \cdot t \cdot dt. \quad (2.5)$$

Z těchto výsledků je zřejmé, že oba prediktivní regulátory dosahují kvalitnější regulace než PI regulátor, a to i v případě, kdy je regulována nelineární soustava lineárním prediktivním regulátorem.

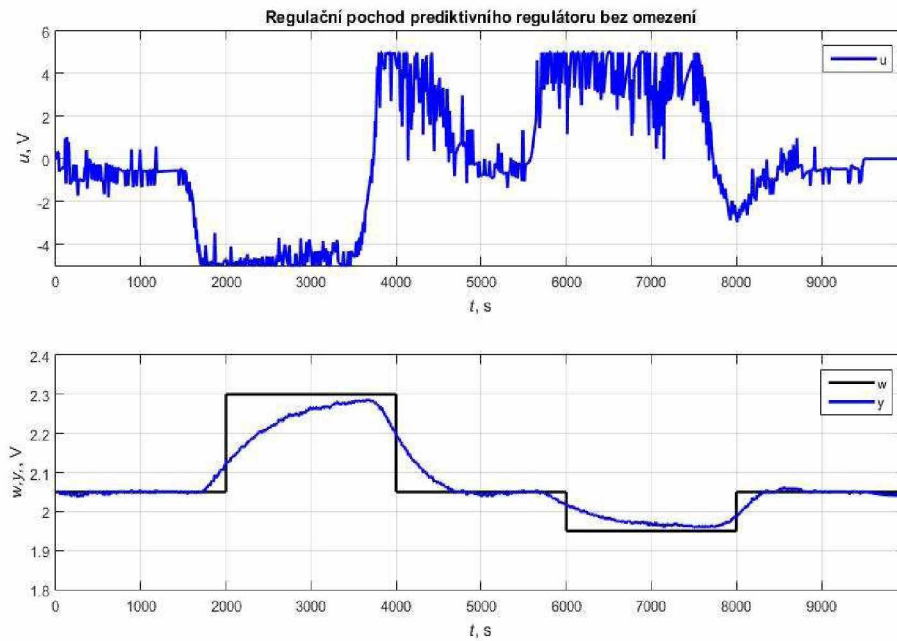
2.4.5 Použití regulátorů na reálné soustavě

Pro řízení reálné soustavy byl použit prediktivní regulátor bez i s uvažováním omezení akční veličiny a PI regulátor se stejnými parametry, jako pro simulace. Ve všech případech byla kompenzována nelinearita soustavy. Průběhy regulačních pochodů na reálné soustavě jsou znázorněny na níže uvedených obrázcích.

Na experimentech je vidět významné kmitání akční veličiny. Toto chování by bylo možné zlepšit filtračním polynomem s větší časovou konstantou. Bohužel by se tím zhoršila dynamika regulačního pochodu. Celkově jsou ale regulační pochody velmi podobné simulovaným výsledkům, což svědčí o dobré kvalitě použitého modelu řízené soustavy. Regulační pochod prediktivního regulátoru s uvažováním omezení je na obrázku 2.17. Regulační pochod prediktivního regulátoru bez uvažování omezení je na obrázku 2.18.

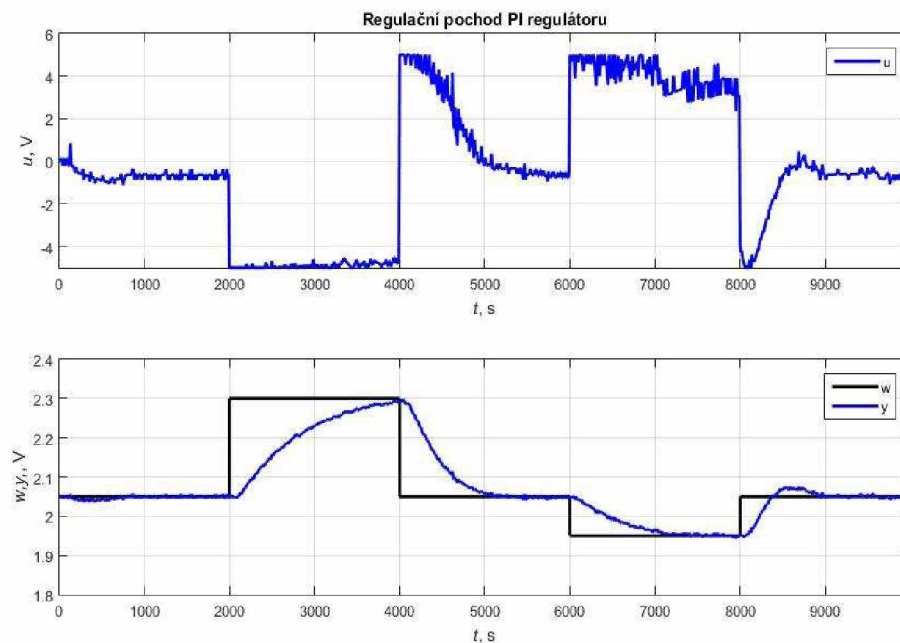


Obrázek 2.17 – Regulační pochod na reálné soustavě



Obrázek 2.18 – Regulační pochod na reálné soustavě

Průběh regulačního pochodu pro PI regulátor obrázek 2.19 opět odpovídá simulovanému experimentu na obrázku 2.16. Kmitání akční veličiny by se dalo snížit filtrací regulované veličiny.



Obrázek 2.19 – Regulační pochod na reálné soustavě

V tabulce 2.4 jsou uvedeny výsledky kritéria plochy ITAE pro regulátory použité k regulaci reálné soustavy.

Tabulka 2.4 – Vyhodnocení experimentů na reálné soustavě

Prediktivní regulátor bez omezení	Prediktivní regulátor s uvažováním omezení	PI regulátor
25,6	33,9	39,3

Z těchto výsledků vyplývá, že obě možnosti prediktivních regulátorů mají kvalitnější regulační pochod než PI regulátor.

ZÁVĚR

Cílem práce bylo navrhnout a aplikovat prediktivní regulátor bez a s uvažováním omezení pro řízení laboratorní soustavy GUNT RT 040. Teoretická část se zabývá identifikací a tvorbou modelu, prediktivním řízením a PID regulátorem. Experimentální část se zabývá popisem soustavy, identifikací soustavy, kompenzací nelinearity soustavy, návrhu PID regulátoru a prediktivního regulátoru s a bez uvažování omezení, simulačními experimenty a experimenty na reálné soustavě.

Z naměřených dat na zařízení GUNT RT 040 byla provedena identifikace soustavy a určen obrazový přenos druhého řádu s uvažováním nelinearity v zesílení pro případ chlazení. U regulátoru byla přidána možnost kompenzace této nelinearity. Další kapitola se zabývá simulací regulačních pochodů prediktivního regulátoru s a bez uvažování omezení a PID regulátoru. Pomocí prostředí Matlab jsou provedeny simulace pro různé kombinace lineárního a nelineárního modelu a kompenzace nelinearity u regulátoru. Kvalita regulace byla vyhodnocena pomocí kritéria absolutní plochy ITAE. Ze simulovaných regulačních pochodů je zřejmé, že mezi prediktivním regulátorem s uvažováním omezení a bez uvažování omezení je minimální rozdíl a oba jsou pro řízení dané soustavy vhodnější než PID regulátor. V další části jsou provedeny experimenty na reálné soustavě s kompenzací nelinearity u regulátoru. Na základě kritéria plochy ITAE je nejlepší prediktivní regulátor bez uvažování omezení.

Použití prediktivního regulátoru pro tuto soustavu je vhodnější než standardní PID regulátor. Otázkou je, zda zlepšení kvality je natolik dostatečné, aby byla vyvážena složitost regulátoru. Z pohledu praktického použití je nastavování prediktivního regulátoru jednodušší než nastavení standardního PID regulátoru, jelikož se mění pouze penalizační koeficient, který ovlivňuje dynamiku regulačního pochodu. Návrh prediktivního regulátoru však vyžaduje znalosti z teorie řízení systémů a optimalizace a také případné řešení problémů s regulací je oproti standardnímu PID regulátoru náročnější na teoretické znalosti. Potenciál prediktivních regulátorů by se plně projevil až při použití na vícerozměrné soustavě s mnoha regulovanými a akčními veličinami, kde je již vícerozměrná regulace pomocí jednorozměrných smyček podstatně náročnější.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- BALÁTĚ, J. *Automatické řízení. 2.* 2004. přeprac. vyd. Praha: BEN - technická literatura. 664 s. ISBN 80-7300-148-9.
- DRÁBEK, O.; MACHÁČEK, J. 1987. *Experimentální identifikace*. Vysoká škola chemicko-technologická v Pardubicích.
- DUŠEK, F. a HONC, D. 2005. *Matlab a Simulink: úvod do používání*. Pardubice: Univerzita Pardubice, ISBN 80-7194-776-8.
- HONC, D. 2019a. *Teorie automatického řízení III*. Přednášky Fakulta elektrotechniky a informatiky. Univerzita Pardubice: Osobní sdělení. [cit. 2020-05-12].
- HONC, D. 2019b. *Identifikace a modelování dynam. systémů*. Přednášky Fakulta elektrotechniky a informatiky. Univerzita Pardubice: Osobní sdělení. [cit. 2020-05-12].
- JAVŮREK, M. 2020. *Jak psát závěrečné práce*. Konzultace v rámci diplomového/bakalářského semináře. Pardubice: Univerzita Pardubice: Osobní sdělení
- LabJack: Measurement & automation simplified*, 2020[online]. U12 User's Guide. [cit. 2020-19-05]. Dostupné z: <http://labjack.com/support/u12/users-guide>
- MAREŠ, J.; HRNČIŘÍK, P. 2012. *Základy prediktivního řízení*. Praha: Vysoká škola chemicko-technologická v Praze. 78 s. ISBN 978-80-7080-823-8.
- MIKLEŠ, J. a Fikar, M. *Modelovanie, identifikácia a riadenie procesov II*. Bratislava: Slovenská technická univerzita v Bratislavě, 2004. 265 s. ISBN 80-227-2134-4.
- TAUFER, I.; KOTYK, J.; JAVŮREK, M. 2014. *Jak psát a obhajovat závěrečnou práci, bakalářskou, diplomovou, rigorózní, habilitační. 2.* opravené a doplněné vydání. Pardubice: Univerzita Pardubice. 48 s. ISBN 978-80-7395-746-9.

PŘÍLOHY
A – CD

Příloha k diplomové práci

Řízení laboratorní soustavy GUNT RT 040 prediktivním regulátorem

Bc. Jiří Širc

CD

Obsah

- 1 Text diplomové práce ve formátu PDF.
- 2 Úplné zdrojové kódy pro identifikaci, PI regulátor, prediktivní regulátor bez omezení a prediktivní regulátor s uvažováním omezení