

UNIVERZITA PARDUBICE
Fakulta elektrotechniky a informatiky

**ŘÍZENÍ LABORATORNÍ SOUSTAVY GUNT RT 050
PREDIKTIVNÍM REGULÁTOREM**
Bc. Tomáš Merta

Diplomová práce
2018

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Akademický rok: 2017/2018

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Tomáš Merta**
Osobní číslo: **I16193**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Řízení procesů**
Název tématu: **Řízení laboratorní soustavy GUNT RT 050 prediktivním regulátorem**
Zadávací katedra: **Katedra řízení procesů**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Cíl: Navrhnu 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 grafických prací:

Rozsah pracovní zprávy:

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné 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: **31. října 2017**

Termín odevzdání diplomové práce: **18. května 2018**



Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.
děkan



L.S.



Ing. Daniel Honc, Ph.D.
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 8. listopadu 2017

Prohlášení

Prohlašuji:

Tuto práci jsem 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.

Beru na vědomí, že v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů, a směrnicí Univerzity Pardubice č. 9/2012, bude práce zveřejněna v Univerzitní knihovně a prostřednictvím Digitální knihovny Univerzity Pardubice.

V Pardubicích dne 28.8.2018

Tomáš Merta

Poděkování

Touto cestou bych chtěl poděkovat vedoucímu mé diplomové práce Ing. Danielovi Honcovi, Ph.D. za odborné rady a spolupráci. Velké poděkování patří především mé rodině a přítelkyni, která mě podporovala po celou dobu mého studia.

V Pardubicích dne 28.8.2018

Tomáš Merta

ANOTACE

Diplomová práce se zabývá návrhem a aplikací prediktivního regulátoru laboratorní soustavy s uvažováním omezení vstupů a znalosti budoucího průběhu žádané hodnoty. Práce popisuje modelování a identifikaci řízeného systému. Prediktivní regulátor bude vycházet ze vstupně – výstupního a stavového popisu s uvažováním omezení akční veličiny. Regulační experimenty prediktivního regulátoru budou porovnány s pochody číslicového PID regulátoru. Cílem práce je posouzení kvality regulačního pochodu a robustnosti prediktivního regulátoru oproti číslicovému PID regulátoru.

KLÍČOVÁ SLOVA

prediktivní regulátor, GUNT RT 050, identifikace, regulace, omezení

TITLE

PREDICTIVE CONTROL OF GUNT RT 050 LABORATORY SYSTEM

ANNOTATION

This thesis deals with the design and applications of the model predictive controller to a laboratory system with consideration of constrained inputs and knowledge of the future desired variable. Thesis describes the modelling and identification of the controlled system. Predictive controller will be based on the input – output and state space process model with consideration of constraints on the manipulated variable. Control experiment with the predictive controller will be compared with digital PID controller . Goal this thesis is to compare control quality and robustness of the predictive controller and the digital PID controller.

KEYWORDS

predictive regulator, GUNT RT 050, identification, control, constraints

OBSAH

Seznam zkratk	9
Seznam symbolů	10
Seznam obrázků	11
ÚVOD	16
1 TEORETICKÁ ČÁST	18
1.1 Prediktivní řízení	18
1.1.1 Historie	18
1.1.2 Přínos prediktivního řízení	19
1.1.3 Modely prediktivního řízení	20
1.1.4 Účelová funkce	24
1.1.5 Odvození prediktoru	25
1.1.6 Řešení účelová funkce	30
1.1.7 Omezení vstupů, stavů a výstupů	33
1.2 Tvorba modelu	37
1.2.1 Matematicko – fyzikální analýza	37
1.3 Identifikace dynamických systémů	38
1.3.1 Experimentální identifikace	38
1.4 PI a PID regulátor	40
1.4.1 Metody nastavení PID regulátoru	42
1.4.2 Metoda Kuhnova	43
1.4.3 Metoda Åströma a Hägglunda	44
2 EXPERIMENTÁLNÍ ČÁST	46
2.1 Popis soustavy	46
2.1.1 Laboratorní soustava GUNT RT 050	46
2.1.2 Měřicí karta – LabJack U12	47
2.1.3 Vlastnosti laboratorní soustavy	46
2.2 Identifikace laboratorní soustavy GUNT RT 050	48
2.2.1 Identifikace soustavy	51
2.2.2 Identifikace poruchy	53
2.2.3 Aplikace číslicového PI regulátoru	55
2.3 Aplikace prediktivního regulátoru	61
2.3.1 Prediktivní regulace se vstupně – výstupním modelem	62
2.3.2 Prediktivní regulace se vstupně – výstupním modelem – filtrační koeficient	67

2.3.3	Prediktivní regul. se vstupně – výstupním modelem – bez znalosti žádané veličiny ...	70
2.3.4	Stavová prediktivní regulace.....	72
2.3.5	Prediktivní regulace se stavovým modelem – umístění pólů pozorovatele	77
2.3.6	Prediktivní regulace se stavovým modelem – bez znalosti žádané veličiny.....	79
	ZÁVĚR	81
	POUŽITÁ LITERATURA	83
	PŘÍLOHY	85

SEZNAM ZKRATEK

AQ	analog output
AI	analog input
GPC	generalized predictive control
PID	proporcionálně integračně derivační (regulátor)
PI	proporcionálně integrační (regulátor)
PC	programable logical controller
USB	universal serial bus
MPC	model predictive control
DMC	dynamic matrix control
QDMC	quadratic dynamic matrix control
PCH	přechodová charakteristika
IAE	Integral of absolute value error (kritérium)
ISE	Integral of square error (kritérium)

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	gradient
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
r_j	penalizační koeficient regulační odchylky
q_j	penalizační koeficient akčního zásahu
Q	penalizační koeficient vstupu
t	čas, s
T_s	délka periody, s
T_i	integrační časová konstanta, s

T_d	derivační časová konstanta, s
R	penalizační koeficient výstupu
r_0	proporcionální složka
U	vektor akčních zásahů
$u(k)$	akční veličina
W	budoucí vstup soustavy
$w(k)$	žádaná veličina
\hat{Y}	budoucí výstup soustavy
$y(k)$	výstupní veličina
z^{-1}	operátor zpětného posuvu

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1.1 – Blokové schéma prediktivního řízení.....	19
Obrázek 1.2 – Počítaná akční a regulovaná veličina	20
Obrázek 1.3 – Schéma stavového popisu	23
Obrázek 1.4 – Model soustavy	25
Obrázek 1.5 – Prediktivní regulátor bez omezení.....	32
Obrázek 1.6 – Schéma experimentální identifikace	39
Obrázek 1.7 – Kuhnova metoda	43
Obrázek 1.8 – Metoda nastavení podle Åströma a Hägglunda.....	44
Obrázek 2.1 – Laboratorní soustava GUNT RT 050	47
Obrázek 2.2 – Měřicí karta LabJack U12	47
Obrázek 2.3 – Blokové schéma pro statickou charakteristiku.....	48
Obrázek 2.4 – Průběh naměřených dat z laboratorní soustavy GUNT RT 050.....	49
Obrázek 2.5 – Statická charakteristiky soustavy	50
Obrázek 2.6 – Naměřené přechodové charakteristiky	51
Obrázek 2.7 – Identifikovaná odezva soustavy	52
Obrázek 2.8 – Blokové schéma pro identifikaci poruchy.....	53
Obrázek 2.9 – Přechodová charakteristika poruchy	54
Obrázek 2.10 – Identifikovaná porucha pro snížení zátěže	54
Obrázek 2.11 – Identifikovaná porucha pro zvýšení zátěže	55
Obrázek 2.12 – Regulační pochod PI regulátoru nastavený pomocí metody Kuhnovy – normální	57
Obrázek 2.13 – Regulační pochod PI regulátoru nastavený pomocí metody Kuhnovy – rychlá	58
Obrázek 2.14 – Regulační pochod PI regulátoru nastavený pomocí metody Åströma a Hägglunda.....	58
Obrázek 2.15 – Regulační pochod PI regulátoru nastavený pomocí experimentální metody ..	60
Obrázek 2.16 – Regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru bez znalosti omezení, $q_j = 0,01$	63
Obrázek 2.17 – Regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 0,01$	63
Obrázek 2.18 – Regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru bez znalosti omezení, $q_j = 1$	64

Obrázek 2.19 – Regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 1$	65
Obrázek 2.20 – Regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru bez znalosti omezení, $q_j = 100$	66
Obrázek 2.21 – Regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 100$	66
Obrázek 2.22 – Regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 1$, filtrační koeficient $C = 1$	68
Obrázek 2.23 – Regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 1$, filtrační koeficient $C = 1-0,8z^{-1}$	69
Obrázek 2.24 – Regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 1$, filtrační koeficient $C = (1-0,8z^{-1})^2$	70
Obrázek 2.25 – Regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru bez znalosti žádané veličiny, se znalostí omezení, $q_j = 1$	71
Obrázek 2.26 – Regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru se znalostí žádané veličiny, se znalostí omezení, $q_j = 1$	71
Obrázek 2.27 – Regulační pochod stavového prediktivního regulátoru bez znalosti omezení, $q_j = 0,01$	73
Obrázek 2.28 – Regulační pochod stavového prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 0,01$	74
Obrázek 2.29 – Regulační pochod stavového prediktivního regulátoru bez znalosti omezení, $q_j = 1$	75
Obrázek 2.30 – Regulační pochod stavového prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 1$	75
Obrázek 2.31 – Regulační pochod stavového prediktivního regulátoru bez znalosti omezení, $q_j = 100$	76
Obrázek 2.32 – Regulační pochod stavového prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 100$	77
Obrázek 2.33 – Regulační pochod stavového prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 1$, póly pozorovatele $P = [0,86 \ 0,81]$	78
Obrázek 2.34 – Regulační pochod stavového prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 1$, póly pozorovatele $P = [0,4 \ 0,4]$	78

Obrázek 2.35 – Regulační pochod stavového prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 1$, póly pozorovatele $P = [0,2 \ 0,2]$	79
Obrázek 2.36 – Regulační pochod stavového prediktivního regulátoru bez znalosti žádané veličiny, se znalostí omezení, $q_j = 1$	80
Obrázek 2.37 – Regulační pochod stavového prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 1$	80

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1.1 – Nastavení pro Kuhnovu metodu	44
Tabulka 2.1 – Parametry PS regulátorů	60
Tabulka 2.2 – Hodnoty kritéria plochy	61
Tabulka 2.3 – Hodnoty parametrů pro vstupně – výstupní prediktivní regulátor.....	62
Tabulka 2.4 – Hodnoty penalizačních parametrů	67
Tabulka 2.5 – Hodnoty filtračního koeficientu.....	67
Tabulka 2.6 – Hodnoty kritéria plochy pro vstupně – výstupní prediktivní regulátor bez znalosti a se znalostí žádané veličiny	70
Tabulka 2.7 – Hodnoty parametrů pro stavový prediktivní regulátor	72
Tabulka 2.8 – Hodnoty penalizačních parametrů	72
Tabulka 2.9 – Hodnoty kritéria plochy s umístěním pólů pozorovatele.....	77
Tabulka 2.10 – Hodnoty kritéria plochy pro stavový prediktivní regulátor bez znalosti a se znalostí žádané veličiny	79

ÚVOD

Cílem diplomové práce je navrhnout a realizovat prediktivní regulátor s uvažováním omezení akční veličiny a znalosti budoucího průběhu žádané hodnoty, který bude regulovat laboratorní soustavu GUNT RT 050. Identifikace neznámých parametrů pro získání matematického modelu laboratorní soustavy bude provedena na základě vstupně – výstupního popisu řízeného systému. Ze statické charakteristiky bude posouzena linearita soustavy a stanoven pracovní rozsah pro regulaci. Pro regulaci laboratorní soustavy bude navržen číslicový PID a prediktivní regulátor. Regulační pochody obou regulátorů budou následně porovnány, aby bylo posouzeno, zda má použití složitějšího regulátoru pro konkrétní soustavu smysl.

Nejdříve je popsána identifikace a modelování dynamických systémů. V úvodu této části je popsána historie a přínos prediktivního řízení. Prediktivní regulátor potřebuje pro výpočet matematický model řízené soustavy. V teoretické části jsou představeny různé modely používané pro prediktivní řízení. Při návrhu prediktivního regulátoru bez uvažování omezení postačí k výpočtu akčních zásahů analytické řešení, které minimalizuje kvadratickou účelovou funkci. Pokud je třeba uvažovat omezení, je potřeba hledat řešení numericky. Kvadratická účelová funkce je minimalizována pomocí kvadratického programování v prostředí Matlab za pomoci funkce „quadprog“. Dále je popsán návrh prediktivního regulátoru ve vstupně – výstupním a stavovém popisu. Teoretická část se také věnuje také popisu PID regulátoru a metodami pro jeho nastavení. Teoretická část dále obsahuje definice omezení pro prediktivní regulátor.

Dále je představena laboratorní soustava spolu s měřicí kartou LabJack U12. Identifikace neznámých parametrů pro získání matematického modelu laboratorní soustavy bude provedena na základě vstupně – výstupního popisu řízeného systému. Dle statické charakteristiky bude posouzena linearita soustavy a bude stanoven pracovní rozsah laboratorní soustavy GUNT RT 050. Parametry pro číslicový PID regulátor budou nalezeny experimentálně z přechodové charakteristiky. Číslicový regulátor musí být navržen tak, aby regulátor byl schopen regulovat soustavu s malými i velkými skoky žádané hodnoty. Dále jsou na regulačních pochodech porovnány jednotlivé metody nastavení parametrů. Míra kvality bude posouzena z pohledu kritéria plochy IAE a ISE. Tímto kritériem bude posouzen i vstupně – výstupní a stavový prediktivní regulátor.

Cílem diplomové práce je posoudit přínos prediktivního regulátoru na laboratorní soustavě GUNT RT 050. Proto v závěru bude uvedena diskuze o výhodách i možných

problémech prediktivního regulátoru v porovnání s číslicovým PID regulátorem pro konkrétní laboratorní soustavu.

1 TEORETICKÁ ČÁST

1.1 PREDIKTIVNÍ ŘÍZENÍ

1.1.1 Historie

Počátek prediktivního řízení se datuje do doby po druhé světové válce. Prediktivní řízení Model Predictive Control (MPC) je v současné době stále oblíbenější strategií řízení složitých systémů tam, kde PID regulátor nezajišťuje dostatečnou kvalitu regulace a je potřeba sofistikovanější metoda řízení. Prediktivní regulátor dovede řídit vícerozměrné soustavy, neminimální fázové soustavy, soustavy s dopravním zpožděním a především soustavy s omezením akčních, stavových a regulovaných veličin. Pravděpodobně prvním, kdo v praxi použil algoritmus prediktivního řízení, byl Propoi v roce 1963. První publikace na téma prediktivního řízení, napsal J. Richalet v roce 1976. K predikci byla použita impulsní posloupnost a optimální vstupy byly počítány iterativním způsobem, založeným na heuristickém přístupu. V roce 1980 uvedli Cutler a Remarker algoritmus pro mnohorozměrné systémy DMC (Dynamic Matrix Control). Pro optimalizaci použili metodu nejmenších čtverců. Oba předchozí algoritmy nezahrnovaly omezení vstupně – výstupních veličin. (Richalet, 1978).

První algoritmy prediktivního řízení se již před několika desetiletími začaly využívat v průmyslu jako účinný způsob řízení mnoha vícerozměrových průmyslových procesů s omezeními. V posledních letech byl však zaznamenán i významný pokrok v oblasti zdokonalování a vývoje výpočetních prostředků, včetně nových výkonných numerických metod a tím je možné používat metody prediktivního řízení ve větší míře – zejména pro rychlejší soustavy. Velkou předností je schopnost integrace algoritmu prediktivního regulátoru s omezením nejen pro výstupní, vstupní veličiny, akční, ale i pro stavové veličiny. Tato omezení se velice často v průmyslu vyskytují.

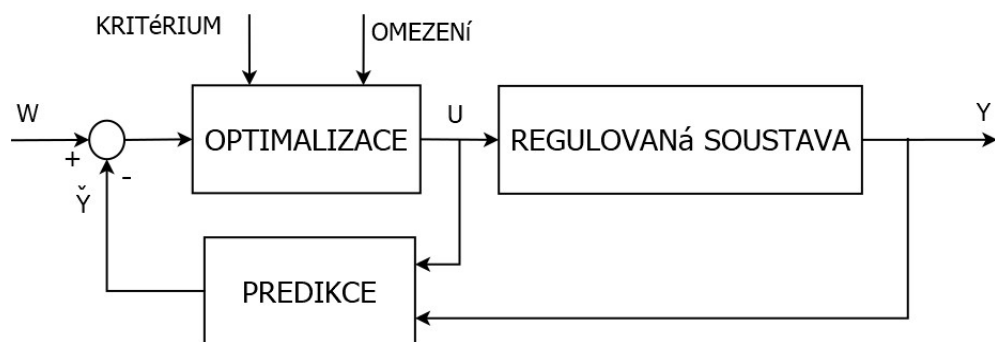
V roce 1983 je vyvinut algoritmus QDMC (Quadratic Dynamic Matrix Control), který sice již omezení vstup – výstup řeší, nicméně stále není použitelný pro nestabilní systémy díky tomu, že používá přechodové a impulsní posloupnosti. V roce 1988 je popsán vztah mezi MPC a stavovým popisem v SMOC (Shell Multivariable Optimizing Controller). Právě SMOC pomocí Kalmanova filtru dokáže odhadnout neměřitelné poruchy (Bobál, 2008).

V dnešní době se používá zvláště velmi oblíbený GPC algoritmus (Generalized Predictive Control), který používá přenosovou funkci a je vhodný i pro použití adaptivního prediktivního řízení.

Metody prediktivního řízení se vyvíjely nezávisle ve třech různých směrech. První směr prediktivního řízení MPC byl publikován v několika příspěvcích už koncem sedmdesátých let minulého století. Druhý směr prediktivního řízení nazvaný GPC (Generalized Predictive Control) byl vyvíjen v oblasti adaptivního řízení (Clarke, 1987). Třetí směr prediktivního řízení označený jako RHC (Receding Horizon Control) byl vyvinut v rámci akademického výzkumu jako alternativa LQ nebo LQG řízení. Stabilizující metoda RHC, minimalizující kvadratické kritérium při koncovém stabilizujícím omezení ve tvaru podmínek rovnosti byla navržena v příspěvku (Fikar, 1997).

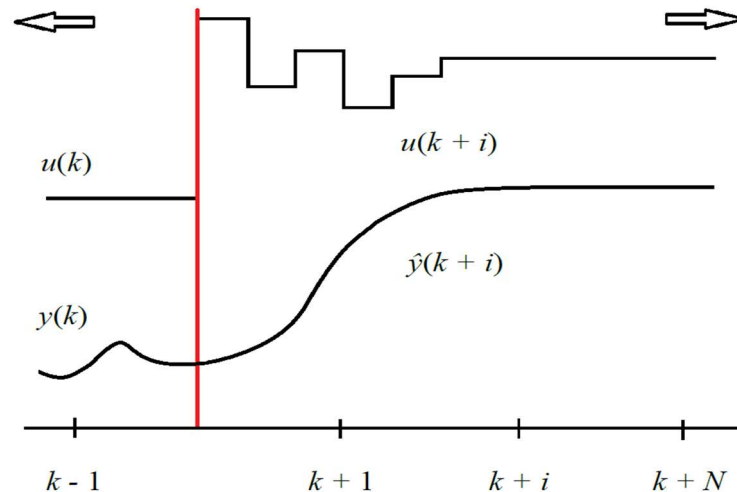
1.1.2 Přínos prediktivního řízení

Jedním z přínosů prediktivního regulátoru je možnost uvažování omezení akční veličiny. To je jedna z výhod oproti běžným regulátorům. Další výhodou je možnost zapracovat znalost průběhu budoucích žádaných hodnot a tak je možno vylepšit regulační pochod. Prediktivní regulátor vychází z matematického modelu, který je podmínkou návrhu regulátoru. Bez uvažování omezení lze sestavit analytické řešení pro výpočet akčních zásahů minimalizujících kvadratickou účelovou funkci. Při uvažování omezení však problém nelze takto řešit. Je třeba optimalizaci řešit numericky pomocí kvadratického programování. Při tvorbě prediktivního regulátoru je zapotřebí definovat kritérium. Toto kritérium se v každém kroku výpočtu minimalizuje tzv. dochází k „online optimalizaci“.



Obrázek 1.1 – Blokové schéma prediktivního řízení

Predikce průběhu regulované veličiny v budoucnosti je založena na znalosti minulých hodnot regulované a akční veličiny a na hodnotách akční veličiny v budoucnosti, které se získají výpočtem. Délky posloupností hodnot se nazývají horizonty. U regulované veličiny je počáteční hodnota $j = 1$, konečná hodnota horizontu N_2 , délka horizontu akční veličiny N_u . Počáteční hodnota N_1 se volí nenulová v případě, že soustava vykazuje dopravní zpoždění. Zároveň je hodnota N_1 rovna dopravnímu zpoždění. (Macháček, 2015)



Obrázek 1.2 – Počítaná akční a regulovaná veličina

Hlavní výhodou prediktivního regulátoru oproti regulátoru PID (Proporcionálně Integračně Derivačnímu) je potenciál pro vyšší kvalitu řízení. Vyšší kvalita řízení je spojena především se znalostí budoucích hodnot žádané veličiny w . Další nespornou výhodou prediktivního řízení je možnost uvažovat omezení vstupních veličin, výstupních veličin, ale i stavových veličin. PID regulátor si ne vždy poradí s regulovanou soustavou. Například soustavy s dopravním zpožděním, nestabilní soustavy, vícerozměrné soustavy či neminimální fázové soustavy jsou pro PID regulátor náročné svým regulačním pochodem. Jako PID má parametry zesílení, integrační a derivační časovou konstantu, tak i prediktivní regulátor lze nastavovat za pomoci parametrů a tím ovlivňovat daný průběh regulace.

1.1.3 Modely prediktivního řízení

V prediktivním řízení lze použít v podstatě jakýkoliv model pro daný proces. Vybraný model musí splňovat dynamické vlastnosti pro řízení. Nejčastějšími a zároveň nejpoužívanějšími modely jsou modely lineární a to právě pro jejich jednoduchost a

realizovatelnost. Pokud chceme realizovat prediktivní řízení bez omezení, lze analyticky vypočítat regulační zákon. Model řízeného procesu je potřebný pro výpočet budoucí regulované veličiny. V určitých modelech je možno zahrnout model poruchy. V ostatních případech předpokládáme, že je porucha konstantní nebo nulová. Predikce průběhu regulované veličiny v budoucnosti je založena na znalosti minulých hodnot regulované a akční veličiny a na hodnotách akční veličiny v budoucnosti, které se počítají.

Impulsní odezva

Teoretická posloupnost impulsní funkce se omezuje jen na prvních několik členů. Pak je tento model označen jako FIR (Finite Impulse Response). Vstup s výstupem je dán vztahem

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

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 vysoký počet hodnot N a lze tímto modelem popisovat jen procesy, které jsou stabilní.

Přechodová odezva

Model založený na přechodové funkci je velmi podobný FIR modelu a sdílí s ním i stejné nevýhody. Pro stabilní procesy se používá diskretní přechodová funkce omezená na prvních několik členů

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

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 faktu, že impulsní a přechodovou charakteristiku lze jednoduše získat, jsou modely a prediktivní metody na nich založené často používané v praxi, zejména v automatizačním průmyslu.

Přenosová funkce

Tento model je například použitý v metodě GPC (Generalized Predictive Control). Výstup je svázaný se vstupem vztahem (1.3)

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

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

Výhodou tohoto modelu je jeho platnost i pro nestabilní procesy. Na druhé straně je nutné znát řád polynomů A , B .

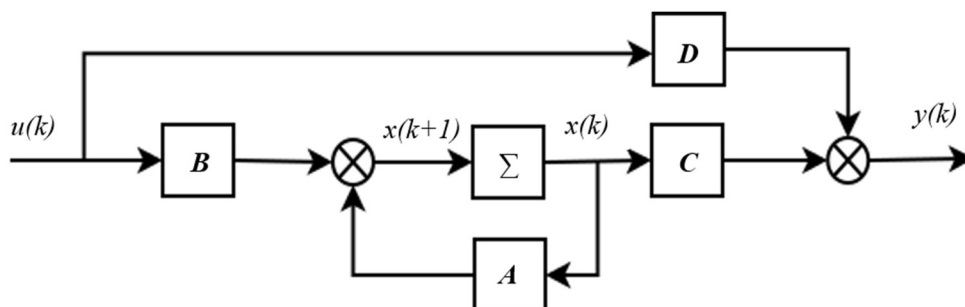
Stavový popis

Pomocí diskrétního stavového popisu lze model procesu napsat ve tvaru (1.4)

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k), \\ y(k) &= Cx(k) + Du(k), \end{aligned} \quad (1.4)$$

kde A , B , C , D jsou matice stavového popisu systému,
 $x(k+1)$ je vektor stavu procesu v čase $(k+1)$.

Jeho výhodou je stejný zápis jednorozměrových a mnohorozměrových systémů. Na druhé straně je potřebný pozorovatel stavu.



Obrázek 1.3 – Schéma stavového popisu

CARIMA model

Jednorozměrný CARIMA model má 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 přímo $u(k - 1)$, 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 uvažujeme model procesu daný rovnicí (1.3), pak výsledný celkový model lze vyjádřit vztahem (1.7) tedy ve tvaru modelu ARMAX. (Mikleš, 2004)

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

1.1.4 Účelová funkce

Základní účelová funkce je složena z kvadratických členů, které tvoří budoucí regulační odchylky a přírůstky akční veličiny. Penalizací přírůstků akční veličiny lze ovlivňovat regulační pochod na agresivnější a konzervativnější. V účelové funkci nemůžeme počítat s absolutními hodnotami akční veličiny, protože by v případě penalizace způsobily trvalou regulační odchylku. Budoucí akční veličiny se musí odhadovat na základě matematického modelu. Účelovou funkci lze přepsat do maticové podoby. Vektor obsahující budoucí výstupy je závislý na lineární kombinaci vektorů budoucích změn akčních veličin.

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

- 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 ,
 $w(k+j)$ 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 akčních zásahů.

Maticový zápis účelové funkce je

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

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

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

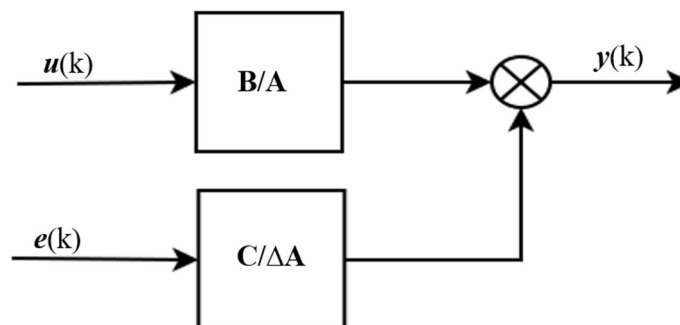
$$+ [\Delta u(k) \quad \Delta u(k+1) \quad \Delta u(k+N_u-1)] \dots \begin{bmatrix} q_1 & 0 & 0 \\ 0 & q_2 & 0 \\ 0 & 0 & q_{N_u} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \Delta u(k+N_u-1) \end{bmatrix}.$$
(1.9)

N_2 určuje interval do budoucna, kdy je potřebné sledovat trajektorii žádané hodnoty regulované veličiny. Hodnota N_2 má co nejvíce pokrýt důležitou část přechodové charakteristiky, proto byla zvolena srovnatelná s časem T_{90} , což je hodnota, za kterou výstupní veličina přejde z 10% na 90% své ustálené hodnoty. Použití řídicího horizontu N_u snižuje výpočetní náročnost metody. Parametry r_j a q_j jsou penalizace, kterými můžeme ovlivňovat regulaci. Obvykle se volí jako konstanty. Volbou parametrů lze docílit rychlejšího regulačního pochodu s rizikem možných problémů, případně pomalejšího, ale robustnějšího řešení.

1.1.5 Odvození prediktoru

a) Vstupně – výstupní popis

Odvození vychází z modelu soustavy a modelu poruchy. Model soustavy představuje přenos – podíl polynomů B/A . Model poruchy lze chápat jako korelovanou chybu predikce – podíl polynomů $C/\Delta A$. Nejdříve bude popsána predikční rovnice jako soustava diferenčních rovnic (1.13). Poté bude odvozen predikovaný výstup soustavy (1.14).



Obrázek 1.4 – Model soustavy

Pro obraz výstupu soustavy platí vztah

$$Y(z) = \frac{B}{A}U(z) + \frac{C}{\Delta A}E(z), \quad (1.10)$$

kde $\Delta = 1 - z^{-1}$ je operátor diference,
 $e(k) = y(k) - \hat{y}(k)$ je chyba predikce.

Vynásobení rovnice (1.10) ΔA získáme vztah

$$\underbrace{\Delta AY(z)}_{\tilde{A}} = B\Delta U(z) + CE(z). \quad (1.11)$$

$$\tilde{A} = \Delta A = 1 + \tilde{a}_1 z^{-1} + \tilde{a}_2 z^{-2} + \dots + \tilde{a}_n z^{-n} + \tilde{a}_{n+1} z^{-(n+1)}. \quad (1.12)$$

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

$$\begin{aligned} & \hat{y}(k+1) + \tilde{a}_1 y(k) + \tilde{a}_2 y(k-1) + \dots + \tilde{a}_{n+1} y(k-n) = \dots \\ & \dots = b_1 \Delta u(k) + b_2 \Delta u(k-1) + \dots + b_n \Delta u(k-n+1) + \dots \\ & \dots + \underbrace{e(k+1)}_0 + c_1 e(k) + c_2 e(k-1) + \dots + c_{n_c} e(k-n_c+1). \end{aligned} \quad (1.13)$$

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

$$\begin{aligned} & \hat{y}(k+2) + \tilde{a}_1 \hat{y}(k+1) + \tilde{a}_2 y(k) + \dots + \tilde{a}_{n+1} y(k-n+1) = \dots \\ & \dots = b_1 \Delta u(k+1) + b_2 \Delta u(k) + \dots + b_n \Delta u(k-n+1) + \dots \\ & \dots + \underbrace{e(k+2)}_0 + \underbrace{c_1 e(k+1)}_0 + c_2 e(k) + \dots + c_{n_c} e(k-n_c+2). \end{aligned} \quad (1.14)$$

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

$$\begin{aligned} & \hat{y}(k+N) + \tilde{a}_1 \hat{y}(k+N-1) + \tilde{a}_2 \hat{y}(k+N-2) + \dots + \tilde{a}_{n+1} \hat{y}(k+N-n-1) \\ & \dots = b_1 \Delta u(k+N-1) + b_2 \Delta u(k+N-2) + \dots + b_n \Delta u(k+N-n) \dots \\ & \dots + \underbrace{e(k+N)}_0 + c_1 \underbrace{e(k+N-1)}_0 + c_2 \underbrace{e(k+N-2)}_0 + \dots \\ & \dots + c_{n_c} \underbrace{e(k+N-n_c)}_0. \end{aligned} \quad (1.15)$$

Zapsáním rovnice (1.15) do maticové podoby získáme vztah

$$\begin{aligned}
 & \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ \widetilde{a}_1 & 1 & 0 & 0 \\ \widetilde{a}_{n+1} & \vdots & \vdots & 0 \\ 0 & \widetilde{a}_{n+1} & \widetilde{a}_1 & 1 \end{bmatrix}}_{A_p} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{y}(k+1) \\ \hat{y}(k+2) \\ \vdots \\ \hat{y}(k+N) \end{bmatrix}}_Y = \underbrace{\begin{bmatrix} b_1 & 0 & \dots & 0 \\ b_2 & b_1 & & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & b_{n+1} & b_2 & b_1 \end{bmatrix}}_{B_p} \dots \\
 & \dots \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u(k+N-1) \end{bmatrix}}_U + \underbrace{\begin{bmatrix} -\widetilde{a}_1 & -\widetilde{a}_2 & \dots & -\widetilde{a}_{n+1} \\ -\widetilde{a}_2 & -\widetilde{a}_3 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}}_{A_m} \underbrace{\begin{bmatrix} y(k) \\ y(k-1) \\ \vdots \\ y(k-n) \end{bmatrix}}_{Y_m} + \dots \\
 & \dots + \underbrace{\begin{bmatrix} b_2 & b_3 & \dots & b_n \\ b_3 & b_4 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_m} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u(k-1) \\ \Delta u(k-2) \\ \vdots \\ \Delta u(k-n+1) \end{bmatrix}}_{U_m} + \underbrace{\begin{bmatrix} c_1 & c_2 & \dots & c_{n_c} \\ c_2 & c_3 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{C_m} \dots \\
 & \dots \underbrace{\begin{bmatrix} e(k) \\ e(k-1) \\ \vdots \\ e(k-n_c+1) \end{bmatrix}}_{E_m}.
 \end{aligned} \tag{1.16}$$

Vynásobením rovnice (1.16) maticí A_p^{-1} zleva získáme maticovou rovnici prediktoru

$$\begin{aligned}
 & \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{y}(k+1) \\ \hat{y}(k+2) \\ \vdots \\ \hat{y}(k+N) \end{bmatrix}}_Y = \underbrace{A_p^{-1} B_p}_G \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u(k+N-1) \end{bmatrix}}_U + \underbrace{A_p^{-1} A_m}_{F_y} \underbrace{\begin{bmatrix} y(k) \\ y(k-1) \\ \vdots \\ y(k-n) \end{bmatrix}}_{Y_m} + \dots \\
 & \dots + \underbrace{A_p^{-1} B_m}_{F_u} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u(k-1) \\ \Delta u(k-2) \\ \vdots \\ \Delta u(k-n+1) \end{bmatrix}}_{U_m} + \underbrace{A_p^{-1} C_m}_{F_e} \underbrace{\begin{bmatrix} e(k) \\ e(k-1) \\ \vdots \\ e(k-n_c+1) \end{bmatrix}}_{E_m}.
 \end{aligned} \tag{1.17}$$

Prediktor lze zapsat vztahem

$$Y = \underbrace{A_p^{-1}B_p}_{G} U + \underbrace{A_p^{-1}A_m}_{F_y} Y_m + \underbrace{A_p^{-1}B_m}_{F_u} U_m + \underbrace{A_p^{-1}C_m}_{F_e} E_m. \quad (1.18)$$

Výsledný prediktor s vnučenou a volnou odezvou je dán vztahem

$$Y = GU + F_y Y_m + F_u U_m + F_e E_m = \underbrace{GU}_{\text{vnučená odezva}} + \underbrace{[F_y \quad F_u \quad F_e]}_{F_p} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} Y_m \\ U_m \\ E_m \end{bmatrix}}_{x_p}. \quad (1.19)$$

$f = \text{volná odezva}$

$$Y = \underbrace{GU}_{\text{vnučená odezva}} + \underbrace{F_p x_p(k)}_{\text{volná odezva}}, \quad (1.20)$$

- 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.

b) Stavový popis

Model soustavy pro odvození prediktoru vychází z diskretního stavového popisu

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k), \\ y(k) &= Cx(k), \end{aligned} \quad (1.21)$$

- kde A je matice soustavy,
 B je matice buzení,
 C je algebraická vazba výstupů a stavů pro diskretní stavový popis a
 $x(k)$ je stavový vektor.

Aby bylo možné na vstupu modelu používat přírůstek $\Delta \mathbf{u}(k)$, předřadí se před model sumátor a tím se získá následující rozšířený model soustavy

$$\begin{aligned} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k+1) \\ \mathbf{u}(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_p(k+1)} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{0}_{nu \times nx} & \mathbf{I}_{nu \times nu} \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{u}(k-1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_p(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{I}_{nu \times nu} \end{bmatrix}}_{\mathbf{N}} \Delta \mathbf{u}(k), \\ y(k) &= \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{0}_{ny \times nu} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}}_{\mathbf{O}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{u}(k-1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_p(k)}. \end{aligned} \quad (1.22)$$

Rozšířený stavový vektor je

$$\mathbf{x}_p(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{u}(k-1) \end{bmatrix}. \quad (1.23)$$

Pro akční zásah platí vztah

$$\mathbf{u}(k) = \Delta \mathbf{u}(k) + \mathbf{u}(k-1). \quad (1.24)$$

Rovnici (1.25) lze zapsat jako

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_p(k+1) &= \mathbf{M}\mathbf{x}_p(k) + \mathbf{N}\Delta \mathbf{u}(k), \\ y(k) &= \mathbf{O}\mathbf{x}_p(k). \end{aligned} \quad (1.25)$$

Jednokroková predikce stavu a výstupu je

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_p(k+1) &= \mathbf{M}\mathbf{x}_p(k) + \mathbf{N}\Delta \mathbf{u}(k), \\ \hat{y}(k+1) &= \mathbf{O}\hat{\mathbf{x}}_p(k+1) = \mathbf{O}\mathbf{M}\mathbf{x}_p(k) + \mathbf{N}\Delta \mathbf{u}(k). \end{aligned} \quad (1.26)$$

Dvoukroková predikce stavu a výstupu je

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_p(k+2) &= \mathbf{M}\mathbf{x}_p(k+1) + \mathbf{N}\Delta \mathbf{u}(k+1) = \mathbf{M}(\mathbf{M}\mathbf{x}_p(k) + \mathbf{N}\Delta \mathbf{u}(k)) \dots \\ &\dots + \mathbf{N}\Delta \mathbf{u}(k+1), \\ \hat{y}(k+2) &= \mathbf{O}\mathbf{x}_p(k+2) = \mathbf{O}\mathbf{M}^2\mathbf{x}_p(k) + \mathbf{O}\mathbf{M}\mathbf{N}\Delta \mathbf{u}(k) + \mathbf{O}\mathbf{N}\Delta \mathbf{u}(k+1). \end{aligned} \quad (1.27)$$

Tříkroková predikce pro odhad stavu a výstupu je

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_p(k+3) &= \mathbf{M}\mathbf{x}_p(k+2) = \mathbf{M}^3\mathbf{x}_p(k) + \mathbf{M}^2\mathbf{N}\Delta \mathbf{u}(k) + \mathbf{M}\mathbf{N}\Delta \mathbf{u}(k+1) \dots \\ &\dots + \mathbf{N}\Delta \mathbf{u}(k+2), \\ \hat{y}(k+3) &= \mathbf{O}\mathbf{x}_p(k+3) = \mathbf{O}\mathbf{M}^3\mathbf{x}_p(k) + \mathbf{O}\mathbf{M}^2\mathbf{N}\Delta \mathbf{u}(k) + \mathbf{O}\mathbf{M}\mathbf{N}\Delta \mathbf{u}(k+1) \dots \\ &\dots + \mathbf{O}\mathbf{N}\Delta \mathbf{u}(k+2). \end{aligned} \quad (1.28)$$

j-kroková predikce stavu a výstupu je

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_p(k+j) &= \mathbf{M}^j \mathbf{x}_p(k) + \sum_{i=0}^{j-1} \mathbf{M}^{j-i-1} \mathbf{N} \Delta \mathbf{u}(k+i), \\ \hat{\mathbf{y}}(k+j) &= \mathbf{O} \mathbf{M}^j \mathbf{x}_p(k) + \sum_{i=0}^{j-1} \mathbf{O} \mathbf{M}^{j-i-1} \mathbf{N} \Delta \mathbf{u}(k+i). \end{aligned} \quad (1.29)$$

Maticově lze zapsat výše uvedené rovnice jako

$$\begin{aligned} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{y}}(k+1) \\ \hat{\mathbf{y}}(k+2) \\ \hat{\mathbf{y}}(k+3) \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{y}}(k+N_2) \end{bmatrix}}_{\mathbf{Y}} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{O} \mathbf{N} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{O} \mathbf{M} \mathbf{N} & \mathbf{O} \mathbf{N} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{O} \mathbf{M}^2 \mathbf{N} & \mathbf{O} \mathbf{M} \mathbf{N} & \mathbf{O} \mathbf{N} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{O} \mathbf{M}^{N_2-1} \mathbf{N} & \mathbf{O} \mathbf{M}^{N_2-2} \mathbf{N} & \mathbf{O} \mathbf{M}^{N_2-3} \mathbf{N} & \dots & \mathbf{O} \mathbf{M}^{N_2-N_u} \mathbf{N} \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}} \dots \\ &\dots \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}(k) \\ \Delta \mathbf{u}(k+1) \\ \Delta \mathbf{u}(k+2) \\ \vdots \\ \Delta \mathbf{u}(k+N_u-1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{U}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{O} \mathbf{M} \\ \mathbf{O} \mathbf{M}^2 \\ \mathbf{O} \mathbf{M}^3 \\ \vdots \\ \mathbf{O} \mathbf{M}^N \end{bmatrix}}_{\mathbf{F}_p} \mathbf{x}_p(k). \end{aligned} \quad (1.30)$$

Predikce výstupů soustavy v maticovém tvaru – prediktor má tvar

$$\mathbf{Y} = \underbrace{\mathbf{G} \mathbf{U}}_{\text{vnučená odezva}} + \underbrace{\mathbf{F}_p \mathbf{x}_p(k)}_{f=\text{volná odezva}}. \quad (1.31)$$

Odvození obsahuje model soustavy se vstupem $\Delta \mathbf{u}(k)$. Před model soustavy se vstupem $u(k)$ je předřazen sumátor. $u(k-1)$ se stane dalším stavem soustavy. Chyby predikce se neberou v úvahu na úrovni modelu soustavy, ale bere se v úvahu při odhadu stavu soustavy.

1.1.6 Řešení účelové funkce

Účelová funkce (1.8) v maticovém tvaru je dána vztahem

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

kde \mathbf{W} je vektor budoucí žádané hodnoty,

\mathbf{R} je penalizační matice sledování žádané hodnoty,

\mathbf{Q} je penalizační koeficient přírůstků akčních zásahů.

Dosazením rovnice prediktoru (1.17) do účelové funkce (1.33)

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

V rovnici (1.33) se předpokládá, že $\mathbf{R}^T = \mathbf{R}$. Tato rovnost platí, pokud je \mathbf{R} symetrická.

Rovnice (1.33) má tvar tzv. kvadratické formy

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

Hessova matice je čtvercová matice druhých parciálních derivací skalární funkce. Předpokládá se, že existují všechny parciální derivace druhého řádu.

V případě bez omezujících podmínek lze řešení odvodit analyticky například doplněním na úplné čtverce

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

Úpravou dostaneme následující vztah

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

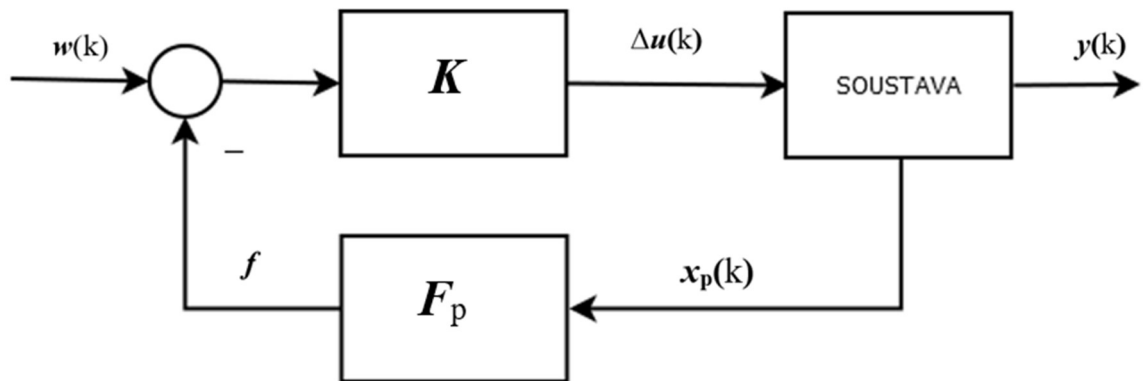
kde $(\mathbf{H}^{-1})^T = \mathbf{H}^{-1}$ tato rovnost platí pokud je \mathbf{H} symetrické, což je v případě, že je symetrické i \mathbf{Q} .

Takto lze spočítat optimální hodnoty budoucích přírůstků akční veličiny. Při použití prvního řádku matice \mathbf{L} , se získá aktuální přírůstek 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 nulový rozdíl mezi žádanou hodnotou \mathbf{W} a volnou odezvou \mathbf{f} , tak další budoucí přírůstek akční veličiny je nulový. Je-li rozdíl mezi těmito veličinami nenulový, je přírůstek akční veličiny přímo úměrný tomuto rozdílu nasobenému vektorem \mathbf{K} .



Obrázek 1.5 – Prediktivní regulátor bez omezení

1.1.7 Omezení vstupů, stavů a výstupů

Při návrhu regulace nebo při výpočtu akčního zásahu se většinou neuvažuje omezení reálné řízené soustavy. Jedná se zejména o fyzická omezení čidel, akčních členů, technologická či jiná omezení daných průmyslových procesů. Nejčastěji jsou omezeny akční veličiny, které mohou pracovat v určitém rozsahu hodnot (např. průtoky tekutin nemohou být negativní, ventil může být otevřen maximálně na 100%). Kromě tohoto však existují i určitá doporučení a limity pro regulované veličiny procesů (s ohledem na životní prostředí či bezpečnost pracoviště). Prediktivní regulátor tyto informace dovolí využít. Omezení lze zapsat ve formě rovnic a nerovnic. Je nutné dávat si pozor, abychom omezení nenastavili tak tvrdě, že se nesplní cíle řízení. Schopnost práce s omezením je jednou z hlavních předností prediktivního řízení, která měla vliv na rozšíření metody MPC v automatizačním průmyslu. Velké množství průmyslových procesů je již řízeno na hodnotách blížících se omezujícím podmínkám nebo přímo na nich. Z tohoto faktu vyplývá požadavek na optimální řízení v rámci omezení.

Nejjednodušším způsobem je analytické řešení optimalizačních úloh bez uvažování omezení a následná aplikace omezení – saturace na výsledek. Je to řešení jednoduché, ale nezaručí optimální řízení podle námi zvolených kritérií. Nevýhodou je také to, že takovéto omezení lze aplikovat pouze na veličiny vystupující z algoritmu optimalizace (akční zásah a změna akčního zásahu).

Přijatelným řešením je tedy řešit optimalizační úlohu již s danými omezeními. Tento přístup umožní omezit nejen výstupní veličiny algoritmu, ale také samotný výstup soustavy a v případě stavového modelu i jednotlivé vnitřní stavy systému.

Omezení rozlišujeme jako tzv. „tvrdá omezení“ a „měkká omezení“:

- Tvrdá omezení jsou fyzická omezení procesů, jejichž hranice prostoru řešení nelze za žádných okolností překročit.
- Měkká omezení jsou ta, která mohou být za určitých podmínek porušena.

Nejčastěji používaná tvrdá omezení jsou následující: omezení změny akčního zásahu, omezení akčního zásahu, omezení výstupní veličiny.

Měkká omezení se používají v případech, kdy je omezovaná veličině dovoleno překročit stanovené meze o určitou toleranci ε . (Bobál, 2008)

Definice omezení

Uvažovaná omezení mohou být omezení akčního zásahu, stavové veličiny, výstupní veličiny, překmitu. Například omezení výstupní veličiny znamená, že omezíme změny výstupní veličiny na monotónní průběh. To znamená, že může být průběh jak konstantní, rostoucí, tak i klesající, atd.

- a) Omezení velikosti akčního zásahu

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

- b) Omezení změny akčního zásahu

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

- c) Omezení stavové veličiny

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

- d) Omezení výstupní veličiny

$$y_{min} \leq y(k) \leq y_{max}. \quad (1.41)$$

- e) Omezení přemitu

$$y(k + j) \leq w(k). \quad (1.42)$$

- f) Nerostoucí monotónní průběh výstupní veličiny

$$y(k + j) \geq y(k + j + 1) \forall y(k) < w(k). \quad (1.43)$$

- g) Neklesající monotónní průběh výstupní veličiny

$$y(k + j) \leq y(k + j + 1) \forall y(k) < w(k). \quad (1.44)$$

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.

Definice omezení vyjádřené pomocí maticové nerovnice

$$\mathbf{AU} \leq \mathbf{b}. \quad (1.45)$$

V následujícím textu je ukázáno plnění matice \mathbf{A} a vektoru \mathbf{b} pro omezení akční veličiny, její změny, stavových veličin a regulované veličiny.

Pro omezení akční veličiny platí

$$\begin{aligned} u_{min} &\leq u(i) \leq u_{max}, i \in \{k, k + N_u - 1\}, \\ u_{min} &\leq u(k) = u(k - 1) + \Delta u(k) \leq u_{max}, i = k, \\ u_{min} &\leq u(k + 1) = u(k - 1) + \Delta u(k) + \Delta u(k + 1) \leq u_{max}, i = k + 1, \\ u_{min} &\leq u(k + N_u - 1) = u(k - 1) + \Delta u(k) + \Delta u(k + 1) + \dots \\ &\dots \Delta u(k + N_u - 1) \leq u_{max}, \\ i &= k + N_u - 1. \end{aligned} \quad (1.46)$$

Plnění pro omezení maximální hodnoty akčního zásahu je

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

Plnění pro omezení minimální hodnoty akčního zásahu je

$$\begin{bmatrix} -\mathbf{I}_{nu \times nu} & \dots & \mathbf{0}_{nu \times nu} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ -\mathbf{I}_{nu \times nu} & \dots & -\mathbf{I}_{nu \times nu} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{U} \leq \begin{bmatrix} -\mathbf{I}_{nu \times nu} \\ \vdots \\ -\mathbf{I}_{nu \times nu} \end{bmatrix} \cdot (\mathbf{u}_{min} - \mathbf{u}(k - 1)). \quad (1.48)$$

Vztah (1.48) popisuje omezení minimální hodnoty akčního zásahu.

Pro omezení změny akční veličiny platí

$$\Delta u_{min} \leq \Delta u(i) \leq \Delta u_{max}, i \in \{k, k + N_u - 1\}, \quad (1.49)$$

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

$$\begin{bmatrix} -\mathbf{I}_{nu \times nu} & \dots & \mathbf{0}_{nu \times nu} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{nu \times nu} & \dots & -\mathbf{I}_{nu \times nu} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{U} \leq \begin{bmatrix} -\mathbf{I}_{nu \times nu} \\ \vdots \\ -\mathbf{I}_{nu \times nu} \end{bmatrix} \cdot \Delta \mathbf{u}_{min}. \quad (1.51)$$

Pro omezení stavových veličin platí

$$\begin{aligned}
x_{min} &\leq \mathbf{x}_p(i) \leq x_{max}, i \in \{k+1, k+N_2\}, \\
x_{min} &\leq \mathbf{x}_p(k+1) = \mathbf{M}\mathbf{x}_p(k) + \mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k) \leq x_{max}, \\
x_{min} &\leq \mathbf{x}_p(k+2) = \mathbf{M}\mathbf{x}_p(k+1) + \mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k+1) = \mathbf{M}^2\mathbf{x}_p(k) + \dots \\
&\dots + \mathbf{MN}\Delta\mathbf{u}(k+1) + \mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k+1) \leq x_{max}, \\
x_{min} &\leq \mathbf{x}_p(k+N_2-1) = \mathbf{M}\mathbf{x}_p(k+1) + \mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k+1) = \mathbf{M}^2\mathbf{x}_p(k) + \dots \\
&\dots + \mathbf{MN}\Delta\mathbf{u}(k+1) + \mathbf{N}\Delta\mathbf{u}(k+N_2-1) \leq x_{max}.
\end{aligned} \tag{1.52}$$

Plnění pro omezení maximálních hodnot stavových veličin je

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

Plnění pro omezení minimálních hodnot stavových veličin je

$$-\begin{bmatrix} \mathbf{N} & 0 & \dots & 0 \\ \mathbf{MN} & \mathbf{N} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{M}^{N_2-1}\mathbf{N} & \mathbf{M}^{N_2-2}\mathbf{N} & \dots & \mathbf{N} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{U} \leq \begin{bmatrix} -\mathbf{I}_{nx \times nx} \\ -\mathbf{I}_{nx \times nx} \\ \vdots \\ -\mathbf{I}_{nx \times nx} \end{bmatrix} \cdot x_{min} + \begin{bmatrix} \mathbf{M} \\ \mathbf{M}^2 \\ \vdots \\ \mathbf{M}^{N_2} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{x}_p(k). \tag{1.54}$$

Pro omezení regulovaných veličin platí

$$\begin{aligned}
y_{min} &\leq y(i) \leq y_{max}, i \in \{k+1, k+N_2\}, \\
\mathbf{Y}_{min} &\leq \mathbf{G}\mathbf{U} + \mathbf{F}_p\mathbf{x}_p(k) \leq \mathbf{Y}_{max}.
\end{aligned} \tag{1.55}$$

Plnění pro omezení maximální hodnoty regulované veličiny je

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

Plnění pro omezení minimální hodnoty regulované veličiny je

$$-GU \leq \begin{bmatrix} -\mathbf{I}_{ny \times ny} \\ \vdots \\ -\mathbf{I}_{ny \times ny} \end{bmatrix} y_{min} + \mathbf{F}_p \mathbf{x}_p(k). \quad (1.57)$$

1.2 TVORBA MODELU

Pro simulaci průběhu regulace nebo návrh regulátoru se používají matematické modely dynamických systémů, které se rozdělují na modely, které jsou časově ustálené a na modely s časově proměnnými veličinami. Ty nazýváme statickými modely nebo dynamickými modely. Dynamické modely se používají především pro řízení. Obecně lze říci, že matematické modely popisují závislost výstupních veličin na vstupních veličinách, popřípadě stavových veličinách (Drábek, 1987).

1.2.1 Matematicko–fyzikální analýza

Výhodou matematicko–fyzikální analýzy a zároveň nutností je respektování fyzikálních veličin. Matematicko–fyzikální model popisuje chování systému v celém jeho rozsahu. Nalezené parametry mají daný fyzikální význam a především díky tomu lze odhadovat intervaly hodnot. Tyto odhady nám usnadňují určení hodnot, dle kterých jsme schopni sestavit experimentální identifikaci pro různé soustavy. Nevýhodou matematicko–fyzikální analýzy je její náročnost při realizaci. Při sestavování reálného modelu nám vždy jde o určité zjednodušení, tím se však můžeme oddálit až příliš od reálného zařízení. Je potřeba nalézt kompromis mezi těmito póly. Složitý matematicko–fyzikální model bude mít složitý popis fyzikálních veličin náročný na sestavení a v neposlední řadě bude i více časově i znalostně náročný.

Tato analýza vychází z bilancí zákonů zachování hmoty, hybnosti, energie, rovnováhy sil, atd. Tyto zákony popisují chemické a fyzikální chování v přírodě. Matematicko–fyzikální analýza s sebou nese jisté předpoklady o analýze a jisté zjednodušení či aproximace složitějších vztahů.

Přírodní zákony jako je například energetická bilance, jsou základem matematicko–fyzikální analýzy, pomocí které lze sestavit matematický model. Modely mají také rovnice, které vystihují elementární děje a rovnice vystihující závislost parametrů procesu na měnících se veličinách.

Prvním způsobem identifikace je získávání parametrů modelu s využitím matematicko-fyzikálních znalostí. Při využívání všech známých zákonitostí však vzniká velmi rozsáhlý a složitý model. Proto je někdy nutné zjednodušit konkrétní návrh modelu, a nebo provést aproximaci složitějších závislostí. Parametry modelu mají fyzikální význam a je tedy možné některé hodnoty parametrů určit přímo (například geometrické rozměry). Důvod dodržování fyzikálních znalostí je největší předností identifikace pomocí matematicko-fyzikální analýzy. Celou pracovní oblast chování systému dokáže model zcela popsat. To pro samotné nelineární systémy znamená velké usnadnění v rámci experimentální identifikace. Ovšem je tu nevýhoda. Jsou-li děje nějakého zařízení složitější, je složitější i sestavování modelu (Drábek, 1987).

Obecně lze rovnice modelu rozřadit do níže popsaných skupin:

- a) *algebraické rovnice* – tyto rovnice popisují systém v ustáleném stavu – jako vztahy mezi určenými veličinami.
- b) *obyčejné diferenciální rovnice* – tyto rovnice popisují systém, kde dynamické chování systému je funkcí jedné nezávislé proměnné.
- c) *parciální diferenciální rovnice* – tyto rovnice popisují systém, kde na rozdíl od obyčejných diferenciálních rovnic je dynamické chování funkcí nejméně dvou nezávisle proměnných (Drábek, 1987).

1.3 IDENTIFIKACE DYNAMICKÝCH SYSTÉMŮ

Existují dva základní způsoby, jak získat popis systému. První způsob je založen na využívání známých zákonitostí. Druhý způsob je založen na analýze experimentálních dat. Samotná identifikace zahrnuje oba tyto způsoby. Identifikace zahrnuje hledání struktury a parametry popisu. To vše se stejným chováním jako neznámý systém (Drábek, 1987).

1.3.1 Experimentální identifikace

Taková identifikace, kde se na základě experimentálních dat určují parametry a případně i struktura modelu. Jedná se o průběh výstupní veličiny, podle které lze identifikovat soustavu a určit její parametry.

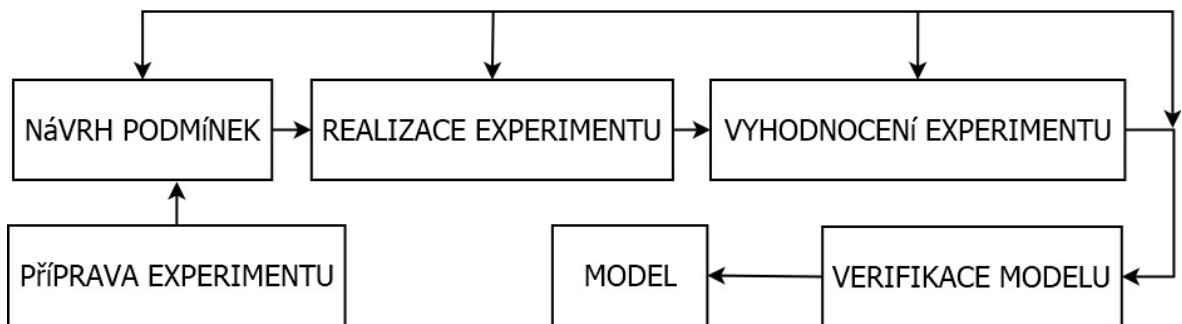
Pojem experimentální identifikace znamená, že z naměřených vstupních a výstupních veličin soustavy lze vytvořit matematický popis, jehož chování je reálné soustavě co nejvíce podobné. Tedy dle vybraného kritéria je mezi nimi minimální rozdíl.

U experimentální identifikace jsou dva základní přístupy z hlediska typu matematického popisu a jeho struktury:

a) *Model „gray box“* – Zde u tohoto modelu není většina parametrů známa. Z tohoto důvodu se provádí odhad parametrů z experimentálních dat naměřených na identifikovaném systému.

b) *Model „black box“* – U tohoto modelu se používají obecné typy modelů. A u nich se odhadnou hodnoty jednotlivých parametrů z experimentálních dat naměřených na identifikovaném systému.

Jak už to však v reálu bývá, identifikace se přizpůsobuje současným možnostem samotné technologie. Obecně lze experimentální identifikaci popsat tak, jak je zobrazeno na obrázku 1.6.



Obrázek 1.6 – Schéma experimentální identifikace

Možnost získat poměrně rychle pomocí experimentální identifikace model se jeví jako velká výhoda a to i při složitějších systémech. Systém má obecně nějaké děje, které se v něm odehrávají. A bez ohledu na tyto děje jde při experimentální identifikaci o to, aby se výstupy procesu a modelu podobaly co možno nejvíc (Drábek, 1987).

1.4 PI A PID REGULÁTOR

Regulátory jsou zkonstruovány pro řízení různých výrobních pochodů v automatizačním průmyslu. Díky nasazení regulátoru není třeba, aby daný výrobní proces byl pod nepřetržitým dohledem obsluhy. To znamená, že regulátor nepotřebuje zásahy obsluhy pro sledování regulované veličiny a je schopen automaticky regulovat danou soustavu. Regulátor sám upravuje velikost akční veličiny $u(t)$ tak, aby výstupní veličina $y(t)$ byla rovna žádané veličině $w(t)$. Regulovaná soustava se skládá z regulačního obvodu. Obvod, který regulují, je možné si představit jako smyčku. Soustava pro řízení pracuje na principu zpětné vazby. U řízení je možné se nejčastěji setkat se zápornou zpětnou vazbou. Do této záporné zpětné vazby je zapojen regulátor. Ten má funkci tzv. řídicího členu. Při řízení reálné soustavy však nevstupují do regulačního obvodu jen výše zmíněné veličiny. Vstupem do regulačního obvodu jsou akční členy, převodníky a jiné měřicí obvody, které jsou nedílnou součástí reálné soustavy. Při navrhování regulátoru je třeba znát statické a dynamické vlastnosti řízené soustavy. Tyto vlastnosti je třeba znát pro vlastní nastavení regulátoru, a tím definovat jeho chování na změny vstupních veličin. Regulátor pak lze chápat pouze jako člen, který zpracovává vstupní signál podle předem určitého algoritmu a generuje výstupní signál, který při dalším zpracování do vhodné formy slouží jako akční vstup do řízeného objektu.

PID regulátory jsou historicky prvními typy regulátorů a dosud jsou považovány za etalon v praktických aplikacích nebo v průmyslových procesech. Činnost regulátoru je založena na třech heuristických pravidlech. Jednotlivý význam složek bude rozebrán v následující kapitole:

- Akční veličina je přímo úměrná regulační odchylce $e(t)$ – proporcionální složka.
- Akční veličina se zvětšuje nebo zmenšuje, dokud není regulační odchylka $e(t)$ nulová – integrační složka.
- Akční veličina je úměrná rychlosti změny regulační odchylky $e(t)$ – derivační složka.

Významy jednotlivých složek se sčítají a navzájem ovlivňují. Je možné vytvářet jejich různé kombinace např. PID, PI, PD, P, I. V současné době je základem pro PID regulátory jednočipový počítač. Z toho vyplývá, že regulátor pracuje diskrétně. (Macháček, 2015)

Regulátor se snaží dostat na žádanou hodnotu $w(t)$, která představuje cílový bod, kterého chci dosáhnout. Velikost regulační odchylky $e(t)$ je dána rozdílem mezi žádanou hodnotou $w(t)$ a skutečnou hodnotou regulované veličiny $y(t)$. Možnou příčinou nenulové

hodnoty regulační odchylky $e(t)$ může být porucha, kterou musíme vykompenzovat nebo jen náhlá změna žádané hodnoty $w(t)$. V případě, že je regulační odchylka nenulová, regulátor změni hodnotu akční veličiny do doby, dokud nebude regulační odchylka nulová. PID regulátor, jak už název napovídá, má tři různé vlastnosti, kterými reaguje na vznik regulační odchylky. Jednotlivé složky PID se ve výsledku sečtou a udávají velikost akčního zásahu. Tyto tři složky dohromady podmiňují průběh regulátoru. V uzavřeném regulačním obvodu musím počítat s danými vlastnostmi řízené soustavy. V praxi se u regulovaných soustav můžeme nejčastěji setkat se systémy, které mají dynamické vlastnosti prvního a druhého řádu. To je však úplný začátek. Ve většině automatizačních procesů musíme počítat s dopravním zpožděním. Dopravní zpoždění je definováno jako časový posun mezi příčinou a následkem.

Jednotlivé složky regulátoru:

Proporcionální složka je jen zesilovač zpětné vazby. To, co je na vstupu soustavy je i na výstupu a to buď zesílené nebo zeslabené. Signál akční veličiny je tím větší, čím větší je odchylka. Z toho vyplývá, že regulační odchylka je přímo rovna akční veličině. Pokud by zesílení soustavy bylo příliš velké, regulovaná soustava bude nestabilní. Dalším možným případem je, že zesílení bude natolik velké, že narazíme na omezení akční veličiny

$$u(t) = r_0 e(t), \quad (1.58)$$

kde $u(t)$ je akční veličina,
 r_0 je zesílení regulátoru (proporcionální složka),
 $e(t)$ je regulační odchylka.

Integrační složka slouží pro dosažení nulové regulační odchylky $e(t)$. Tím, že se použije integrační složka, se zvýší řád regulované soustavy a prodlouží regulační děj

$$u(t) = \frac{r_0}{T_i} \int_0^t e(t) dt, \quad (1.59)$$

kde T_i je integrační časová konstanta.

Derivační složka působí proti směru změny regulované veličiny. Tímto působením složka urychluje regulační pochod především u soustav s dopravním zpožděním nebo u soustav vyššího řádu. Derivační složka ovšem zesiluje šum, což je nežádoucí účinek zejména u vyšších frekvencí. Řešením je použít filtr pro omezení šumu. Samotnou derivační složku nelze použít.

Obecný tvar PID regulátoru

$$u(t) = r_0 e(t) + r_1 \int_0^t e(t) dt + r_2 \frac{de(t)}{dt}, \quad (1.60)$$

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

Obecný tvar PI regulátoru (1.61)

$$u(t) = r_0 e(t) + r_1 \int_0^t e(t) dt. \quad (1.61)$$

V praxi je používanějším zápisem pro PID regulátor vztah s časovými konstantami

$$u(t) = r_0 \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right]. \quad (1.62)$$

Vztah pro PI regulátor s časovými konstantami (1.63)

$$u(t) = r_0 \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right]. \quad (1.63)$$

1.4.1 Metody nastavení PID regulátoru

Existuje mnoho nastavení parametrů PID regulátoru. Každá varianta má své výhody a nevýhody. Hlavním způsobem, jak získat vhodné nastavení, je analytické řešení nebo experimentální řešení. První zmíněná metoda nastavení regulátoru využívá např. znalosti přenosu soustavy, zjištění kritických hodnot, aproximace soustavy s přenosem prvního řádu a

dopravního zpoždění. Experimentální metoda nastavení využívá např. metodu zesílení relé ve zpětné vazbě.

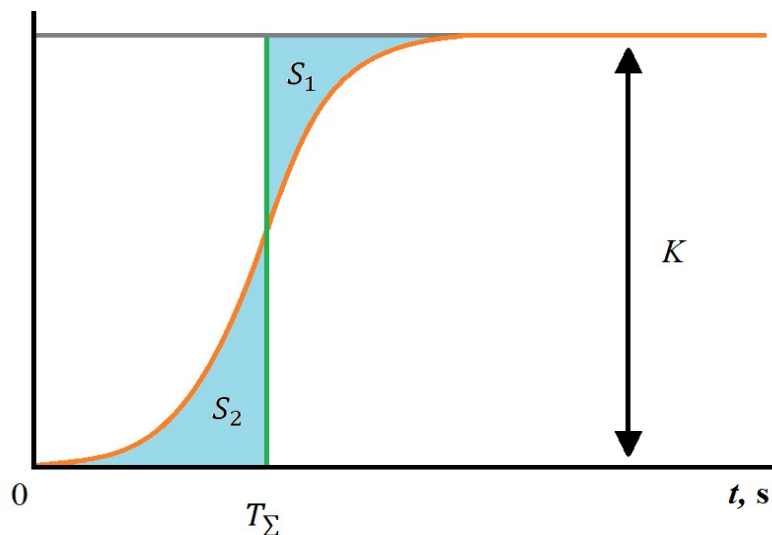
Pro vhodné nastavení parametrů PID regulátoru, který bude řídit laboratorní soustavu GUNT RT 050, jsem zvolil Kuhnovu metodu a metodu Åströma a Hägglunda. Při návrhu jsem zjistil, že derivační složka způsobuje veliký šum a tak byla vyřazena. Laboratorní soustava je řízena otáčkami, proto pro její řízení postačí regulátor PI.

1.4.2 Metoda Kuhnova

Touto metodou nastavení regulátoru obdržíme kvalitní, málo kmitavý regulační pochod. Kuhnova metoda používá souhrnou časovou konstantu T_Σ regulované soustavy. Lze ji zjistit z přenosu systému. Pokud by nebyl znám přenos, lze metodu naidentifikovat z přechodové charakteristiky. Z přechodové charakteristiky zjistíme zesílení K . Dále musíme zjistit plochu nad křivkou S_2 a plochu pod křivkou S_1 (přechodovou charakteristikou). V okamžiku, kdy budou plochy stejné, získáme souhrnou časovou konstantu T_Σ

$$S_1 = S_2 \rightarrow T_\Sigma, \quad (1.64)$$

kde T_Σ je souhrná časová konstanta.



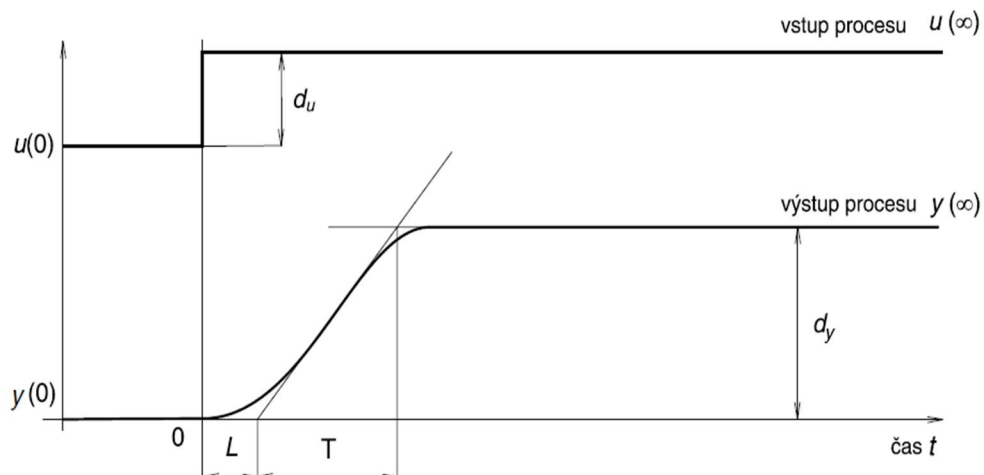
Obrázek 1.7 – Kuhnova metoda

Tabulka 1.1 – Nastavení pro Kuhnovu metodu

Regulátor	r_0	T_i	T_d
P	$1/Z$	–	–
PI – normální	$0,5/Z$	$0,5T_\Sigma$	–
PI – rychlý	$1/Z$	$0,7T_\Sigma$	–
PID – normální	$1/Z$	$0,66T_\Sigma$	$0,17T_\Sigma$
PID – rychlý	$2/Z$	$0,8T_\Sigma$	$0,19T_\Sigma$

1.4.3 Metoda Åströma a Hägglunda

Metoda byla nastavena stanovením tří parametrů, které se určily z přechodové charakteristiky. Tento model se stanoví buď výpočtem nebo graficky. Při výběru grafické volby je zapotřebí určit časové parametry L a T . Časové parametry jsou uvedeny na obrázku 1.8. Pro obě výše zmíněné volby je zapotřebí přechodová charakteristika. V případě, že získáme výše uvedené parametry, dosadíme tyto parametry do vztahu pro výpočet metody Åströma a Hägglunda. Výsledná regulační odezva má u této metody minimální přeregulování a je relativně rychlá s dobrým tlumícím účinkem. Pokud by bylo potřeba danou odezvu urychlit, lze toho docílit pomocí vážené proporcionální složky.



Obrázek 1.8 – Metoda nastavení podle Åströma a Hägglunda

Výpočet časových konstant

$$T_{ar} = L + T, \quad (1.65)$$

$$\tau = \frac{L}{T_{ar}}, \quad (1.66)$$

$$K = 0,29 \frac{T}{K_p L} \exp(-2,7\tau + 3,7\tau^2), \quad (1.67)$$

$$T_i = 8,9L \exp(-6,6\tau + 3\tau^2), \quad (1.68)$$

kde τ je normalizované dopravní zpoždění,
 L je dopravní zpoždění,
 T je časová konstanta.

2 EXPERIMENTÁLNÍ ČÁST

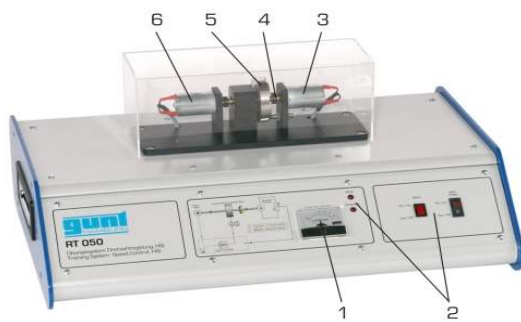
Experimentální část se zabývá experimenty na reálné soustavě, identifikací a návrhem prediktivního regulátoru a porovnáním regulačních pochodů prediktivního regulátoru se standardním PI regulátorem. V této části bude představen jak vstupně–výstupní popis prediktivního regulátoru, tak stavový popis prediktivního regulátoru. Oba prediktivní regulátory budou porovnávány dle kritéria plochy (IAE a ISE) s uvažováním znalosti omezení a bez uvažování znalosti omezení. U vstupně–výstupního prediktivního regulátoru bude proveden experiment s nastavením filtračního koeficientu. Následně bude posouzeno chování prediktivního regulátoru bez znalosti žádané hodnoty a vliv parametrů na regulační pochod. Posledním experimentem bude posouzení vlivu umístění pólů pozorovatele u stavového prediktivního regulátoru.

2.1 POPIS SOUSTAVY

Prediktivní regulátor je navrhován pro laboratorní soustavu GUNT RT 050 od firmy G.U.N.T. GmbH. Soustava slouží jako experimentální přístroj pro výuky v oblasti řízení, měření a regulace. Přes USB 2.0/1.1 je propojena laboratorní soustavu s prostředím Matlab pomocí měřicí karty LabJack U12 do PC.

2.1.1 Laboratorní soustava GUNT RT 050

Model soustavy GUNT RT 050 (obrázek 2.1) představuje soustavu motor – generátor. Motor – generátor je umístěn v podstavě, která v sobě obsahuje i ovládací panel pro laboratorní soustavu. Podstava obsahuje vypínač a otáčkoměr pro řízení soustavy. Na podstavě je umístěn držák motoru a generátoru, který kolem sebe má ochranný kryt z plexiskla. Motor je ovládán pomocí měřicí karty LabJack U12. Snímání otáček je realizováno indukčním snímačem. Indukční snímač pro měření otáček je umístěn na setrvačnicku. Ten má v sobě šest výřezů. Z toho vyplývá, že za jedno otočení motoru je načteno šest pulzů, tedy rozlišovací schopnost pootočení motoru je po 60° .



- 1 – otáčkoměr;
- 2 – ukazatel a tlačítka;
- 3 – generátor;
- 4 – indukční snímač otáček;
- 5 – rotor;
- 6 – motor

Obrázek 2.1 – Laboratorní soustava GUNT

2.1.2 Měřicí karta – LabJack U12

Propojení laboratorní soustavy GUNT RT 050 s počítačem umožňuje měřicí karta LabJack U12. Měřicí karta je součástí laboratorní soustavy a je propojena přes USB kabel. Díky tomuto propojení je umožněn sběr dat ze soustavy do PC. Další nedílnou součástí a výhodou této měřicí karty LabJack U12 je softwarová podpora programového prostředí MATLAB. Ovládání je realizováno pomocí S – function, která nám zajišťuje bezproblémovou komunikaci a řízení laboratorní soustavy GUNT RT 050.

Pro představu je na obrázku 2.2 níže uvedena měřicí karta. Na kartu LabJack je možné pomocí svorkovnice připojit zařízení. Svorkovnice reprezentuje vstupy a výstupy. Karta obsahuje 20 digitálních vstupů a výstupů, 8 analogových vstupů (AI0 – AI7) s rozlišením

12 bitů, 2 analogové výstupy (AQ0 – AQ1) s rozlišením 10 bitů. Rychlost vzorkování je od 4096 vzorků/s až 8192 vzorků/s v tzv. „Burst mode“ pro 1 až 4 kanály. Tyto vzorky jsou uloženy do bufferu. Jakmile je buffer naplněn, je proveden převod dat do počítače. Labjack má až 4 diferenční kanály, u kterých lze použít potlačení šumu a díky PGA získat zesílení až na 20V/V.



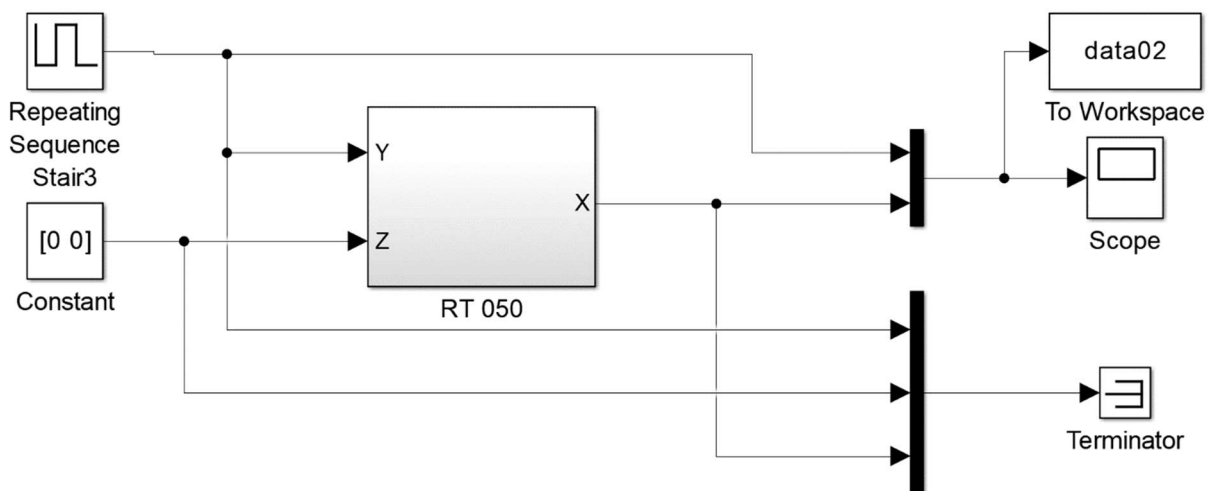
Obrázek 2.2 – Měřicí karta LabJack U12

2.1.3 Vlastnosti laboratorní soustavy

Před identifikací a měřením na laboratorní soustavě GUNT RT 050 je třeba se seznámit s jejími funkcemi a ovládáním. Ovládání je v rozsahu vstupního a výstupního signálu 0 V – 5 V. Ovšem pracovní rozsah je zcela rozdílný. Do hodnoty vstupního signálu 0,83 V je motor zcela nehybný. Při hodnotě vstupního signálu 5 V se výstupní signál otáček dostal na hodnotu 8,35 V. Pracovní rozsah soustavy jsem stanovil od hodnoty 1 V až do hodnoty 5 V. V tomto rozsahu byl průběh poměrně lineární.

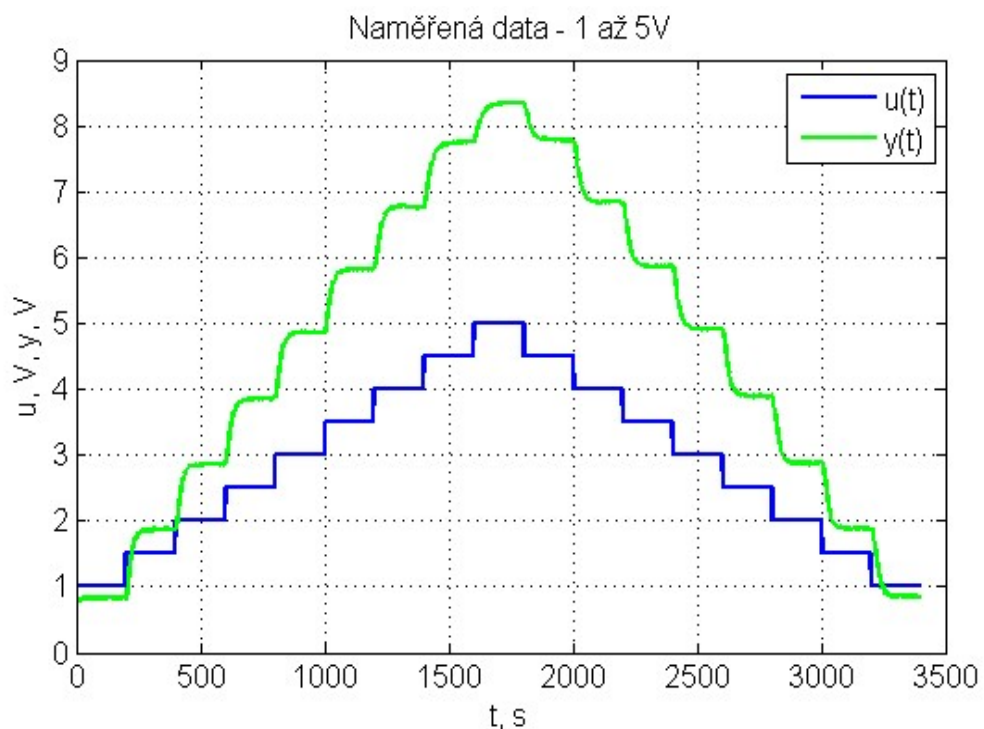
2.2 IDENTIFIKACE LABORATORNÍ SOUSTAVY GUNT RT 050

V předchozí kapitole byla pracovní oblast laboratorní soustavy stanovena v rozsahu vstupního signálu 1 – 5 V. V tomto rozsahu byla naměřena statická charakteristika. Vstupní veličina byla realizována jako schodovitá funkce, která měla skoky po 0,5 V. Schodovitá funkce byla realizována v prostředí Matlab blokem „Repeating Sequence Stair“. V tomto bloku se v položce „Vector of output values“ nastaví velikost vektoru vstupního signálu a to od 1 V do 5 V. U skoků lze nastavit, jak dlouho mají trvat tak, aby došlo k ustálení na žádanou hodnotu. Čas do ustálení je pro všechny skoky shodný a byl nastaven v položce „Sample time“ na 20 s. Schéma pro změření statické charakteristiky bylo realizováno v prostředí Simulink. Na obrázku 2.3 je uvedeno blokové schéma z prostředí Simulink.



Obrázek 2.3 – Blokové schéma pro měření statické charakteristiky

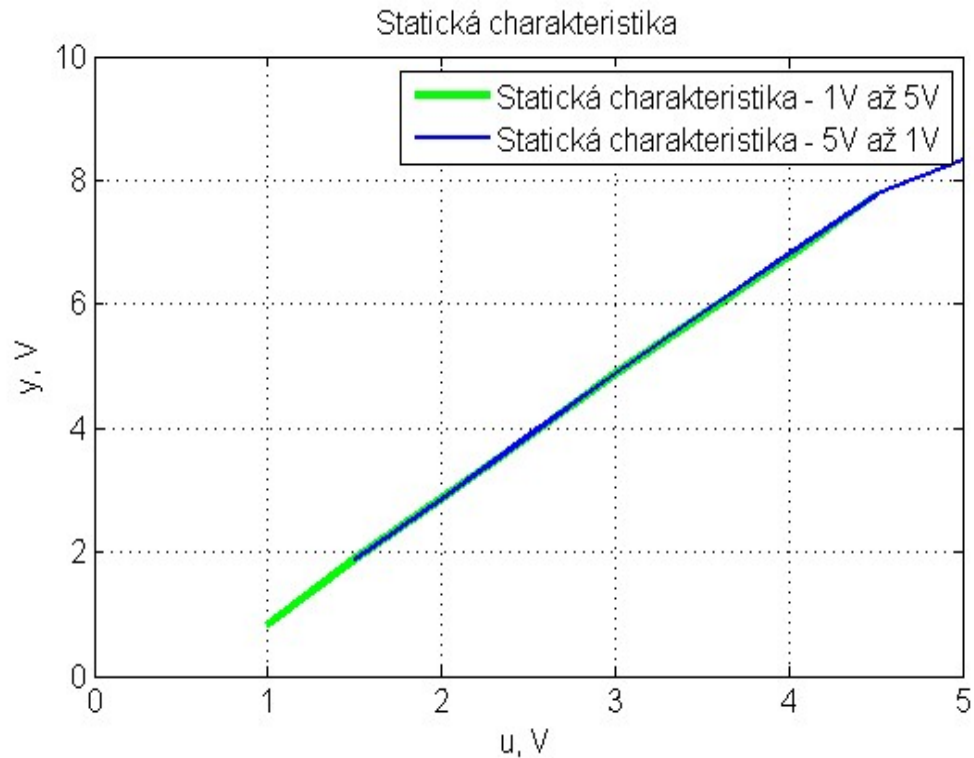
Díky tomuto zapojení v prostředí Simulink jsem získal několik skoků v pracovním rozsahu. Skoky nám reprezentují jednotlivé přechodové charakteristiky viz. obrázek 2.4. Bylo třeba pro statickou charakteristiku vybrat hodnoty z ustálených stavů daných přechodů. Po vykreslení těchto hodnot jsem dostal statickou charakteristiku, která nám poslouží k posouzení linearity. Takto vypočtená statická charakteristika byla naměřena bez zátěže. Zátěž byla realizována tak, že se na vstup měřené soustavy dal blok „Constant“. Blok „Constant“ obsahuje řádek „constant value“, a do tohoto řádku napíšeme „[0 0]“, tento zápis nám reprezentuje nulovou zátěž laboratorní soustavy. V případě, že do řádku „constant value“ vložíme „[1 1]“, tento zápis nám reprezentuje plnou zátěž laboratorní soustavy.



Obrázek 2.4 – Průběh naměřených dat z laboratorní soustavy GUNT RT 050

Z naměřeného průběhu bylo získáno několik přechodových charakteristik v jednotlivých skocích, které jsou od sebe vzdálené hodnotou 0,5 V. Přechodová charakteristika byla naměřena od 1 V do 5 V. To je z důvodu, že by v datech neměla být situace, kdy se laboratorní soustava GUNT RT 050 netočí. Navíc v rozmezí 0 V až 1 V je přechodová charakteristika velmi nelineární, to je z důvodu nulových otáček motoru. Motor se roztočí, až když vstupní signál dosáhne hodnoty 0,83 V. Z výše uvedené přechodové charakteristiky však nelze posoudit linearitu laboratorní soustavy. Pro posouzení linearity jsem použil jednotlivé hodnoty výstupu v čase, kdy došlo k ustálení přechodové charakteristiky. Takto vykreslené

body nazýváme statickou charakteristikou. Výpočet a následné vykreslení této statické charakteristiky bylo vytvořeno v prostředí Matlab pomocí skriptu. Na následujícím obrázek 2.5 je zobrazena statická charakteristika laboratorní soustavy.

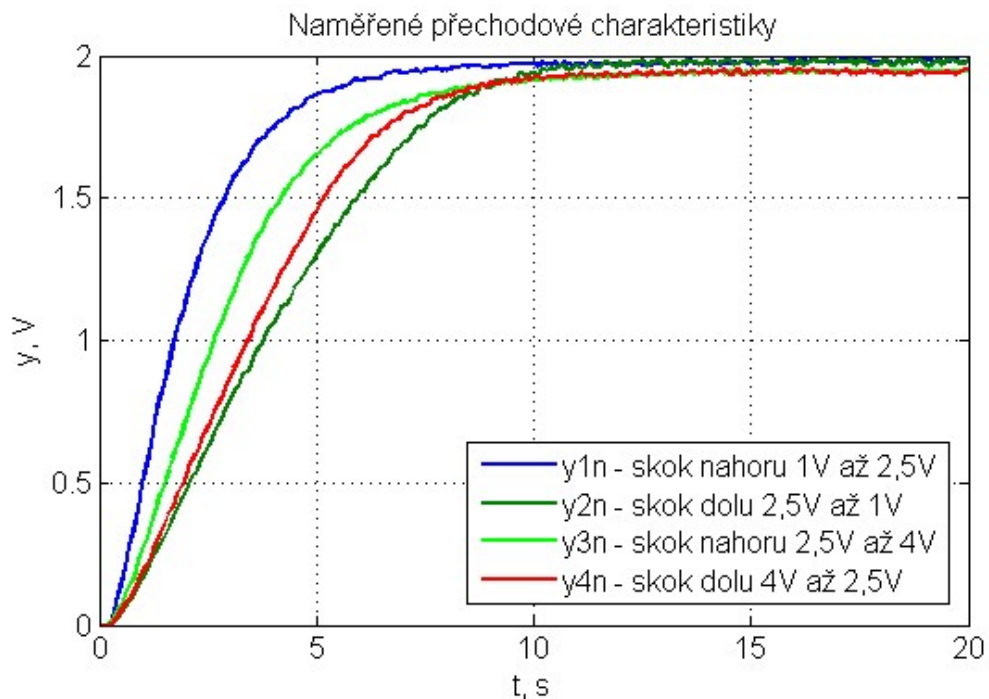


Obrázek 2.5 – Statická charakteristika soustavy

Jak je vidět, statická charakteristika soustavy je v rozsahu výstupního signálu 1 V až 4 V lineární, neprochází však počátkem. Vykreslený průběh laboratorní soustavy je lineární i při poklesu vstupního signálu ze 4 V na 1 V. Z toho vyplývá, že pro snižování a zvyšování otáček je laboratorní soustava lineární. Toto tvrzení však nemůžeme říci o jednotlivých přechodových charakteristikách – o dynamických vlastnostech soustavy. Hlavně při snižování vstupní veličiny docházelo k pomalejšímu poklesu otáček motoru – soustava vykazovala vyšší časovou konstantu.

2.2.1 Identifikace soustavy

Pracovní rozsah byl zvolen od 1 V do 5 V vstupního napětí. Tento pracovní rozsah poslouží pro identifikaci soustavy. Pro identifikaci byl zvolen skok akčního zásahu z 20 % na 50 % pracovního rozsahu. Tento skok odpovídá vstupnímu napětí 1 V a 2,5 V. Dalším skokem pro identifikaci laboratorní soustavy je skok akčního zásahu z 50 % na 80 % pracovního rozsahu. Tyto skoky pro identifikaci budeme porovnávat jak pro zvyšování, tak pro snižování otáček laboratorní soustavy a budeme tak moci porovnat linearitu v různých pracovních bodech.



Obrázek 2.6 – Naměřené přechodové charakteristiky

Z naměřených přechodových charakteristik je vidět, že odezva soustavy, ať už nahoru nebo dolů je přes celý rozsah hodně rozdílná oproti menším skokům v různých pracovních bodech. Z jednotlivých naměřených odezev v prostředí Matlab, jsem identifikoval soustavu GUNT RT 050, dle níže uvedeného kritéria (2.1)

$$J = \sum_{i=1}^N (y_{mer} - y_{vypoc})^2. \quad (2.1)$$

V kritériu je počítána suma kvadrátů odchylek vypočtené výstupní veličinoy y_{vypoc} a skutečné naměřené výstupní veličinou y_{mer} . Pro identifikaci v prostředí Matlab jsem použil funkci „*fminsearch*“. Tato funkce nám hledá lokální minimum. Funkce nám vrací vektor

optimálních hodnot hledaných parametrů. Funkce „lsim“ byla použita pro výpočet odezvy obrazového přenosu $F_{id}(s)$. Díky této funkci lze ze zadaného obrazového přenosu $F_{id}(s)$, vektoru vstupního signálu u_{vst} a vektoru času t vypočítat jeho výstup.

Pro identifikaci jsem zvolil přenos soustavy druhého řádu ve tvaru

$$F_{id}(s) = \frac{b_0}{a_0} = \frac{Z}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}, \quad (2.2)$$

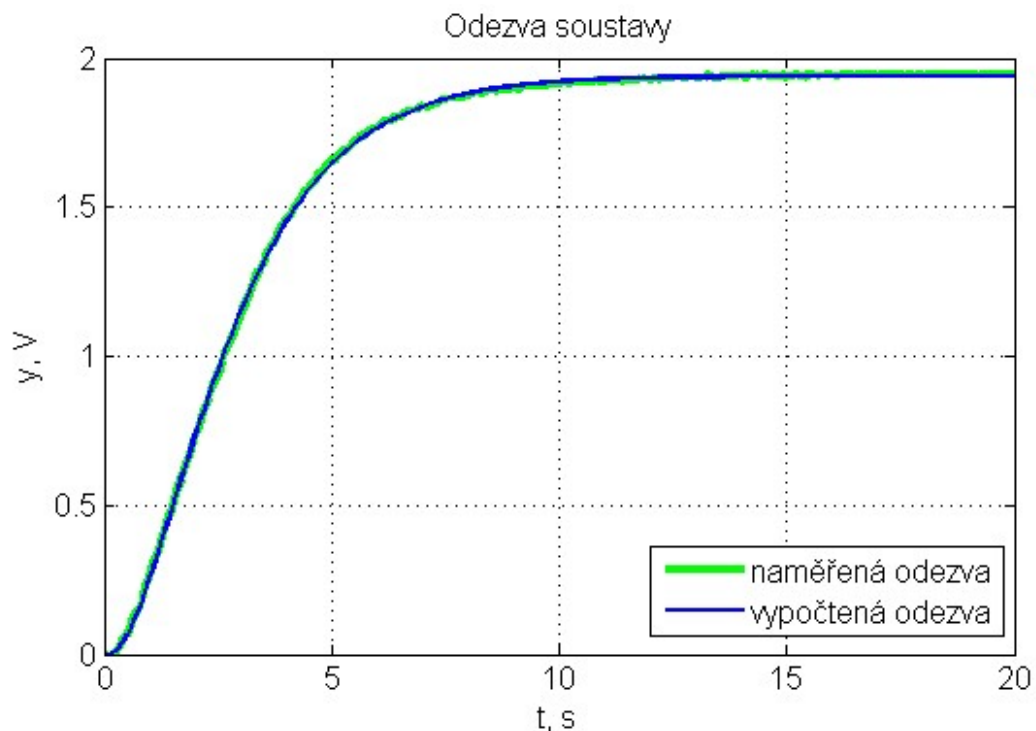
kde Z je zesílení soustavy,

T_1, T_2 jsou časové konstanty soustavy.

Vykreslený průběh identifikace s přenosem

$$F_{id3}(s) = \frac{1,29}{(1,19s + 1)(1,57s + 1)} \quad (2.3)$$

je na obrázku 2.7. Jedná se o odezvu pro skok z 50% na 80% vstupní veličiny.

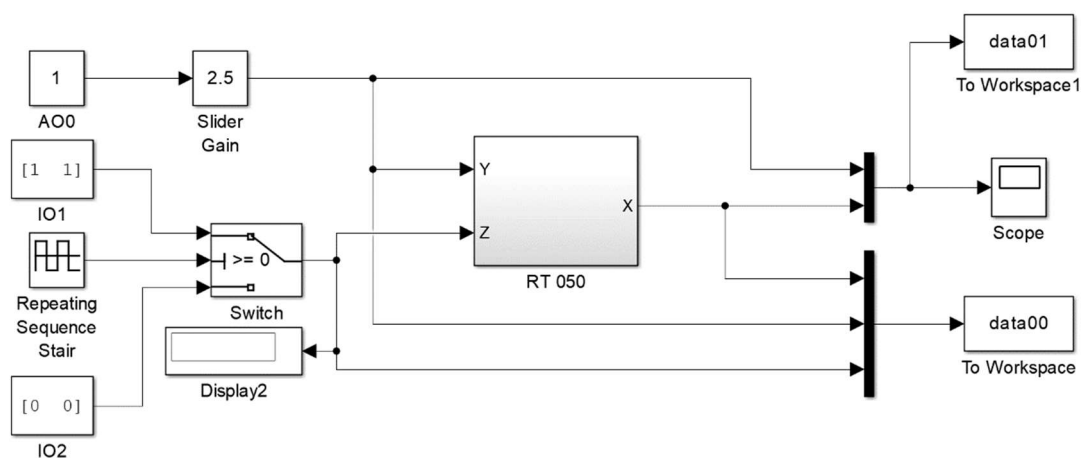


Obrázek 2.7 – Identifikovaná odezva soustavy

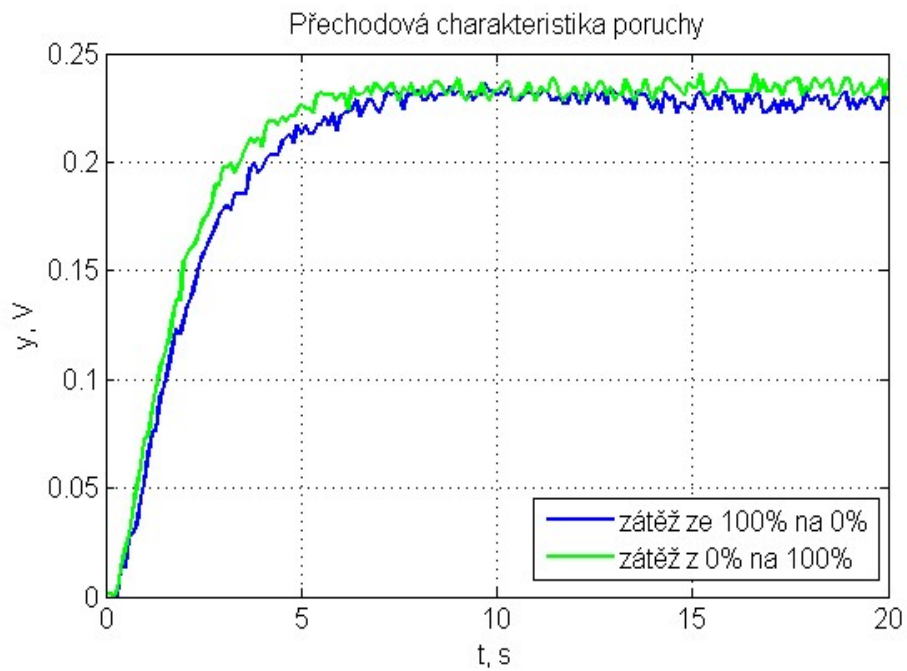
Pro návrh prediktivního regulátoru jsem vybral identifikovaný přenos (2.3), protože se nachází ve středu jednotlivých odezev. Pomocí tohoto obrazového přenosu byl nastaven také PI regulátor, respektive PS regulátor, který bude následně porovnán s prediktivním regulátorem.

2.2.2 Identifikace poruchy

Další výhodou prediktivního regulátoru je možnost zpracování modelu poruchy do návrhu regulátoru. Aby bylo možné vliv poruchové veličiny identifikovat, je zapotřebí měnit zátěž laboratorní soustavy. Postup je pak totožný s identifikací přechodové charakteristiky, kdy opět přes skript v prostředí Matlab za pomoci funkce „*fminsearch*“ určíme obrazový přenos poruchové veličiny. Při ustáleném stavu laboratorní soustavy jsem při vstupním napětí 2,5 V změnil zátěž ze 100 % na zátěž 0 %. Došlo ke zvýšení napětí o 0,24 V. Tento skok jsem jako v případě identifikace odezvy opakoval v obráceném pořadí, aby bylo možné opět porovnat skok z nulové zátěže na plnou zátěž. Blokové schéma pro měření poruchy je uvedeno na obrázku 2.8.

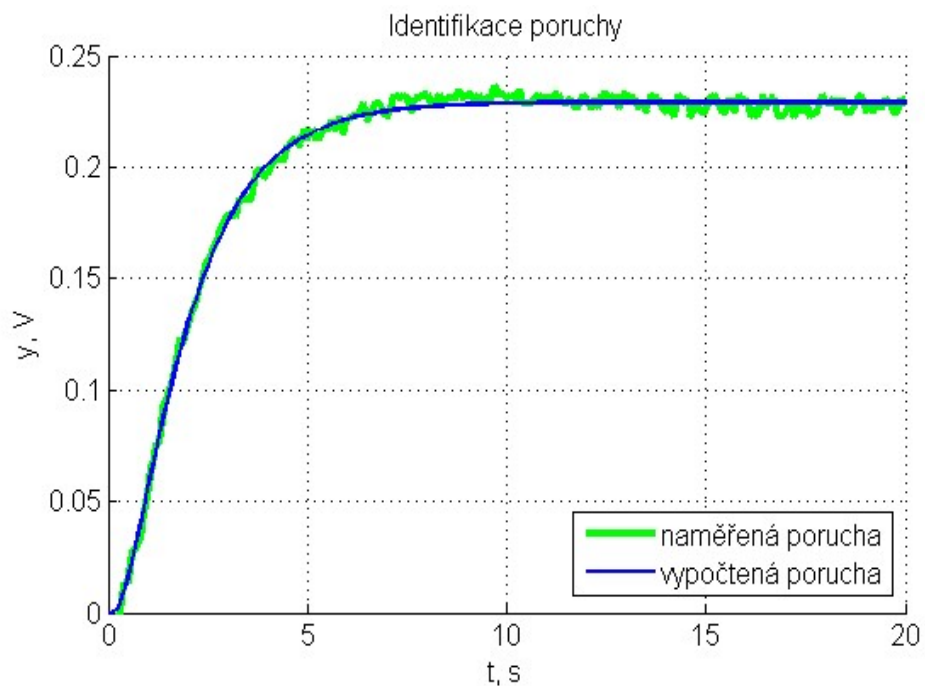


Obrázek 2.8 – Blokové schéma pro identifikaci poruchy



Obrázek 2.9 – Přechodová charakteristika poruchy

Na obrázku 2.9 je přechodová charakteristika poruchy v normovaném tvaru.

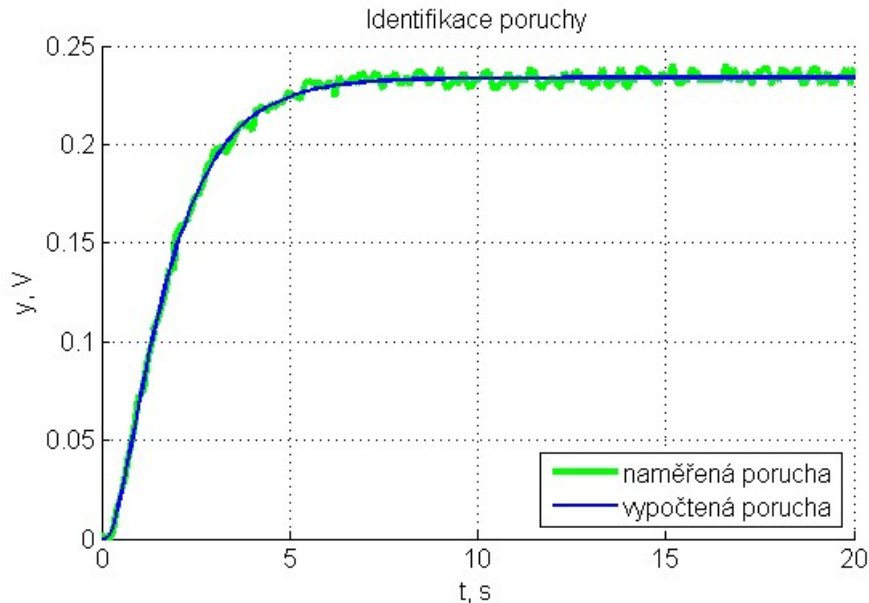


Obrázek 2.10 – Identifikovaná porucha pro snížení zátěže

Vykreslený průběh identifikace poruchové veličiny přenosem

$$F_{p1}(s) = \frac{0,15}{(0,54s + 1)(1,54s + 1)} \quad (2.4)$$

pro skok z plné zátěže 100 % na nulovou zátěž 0 % je na obrázku 2.10.



Obrázek 2.11 – Identifikovaná porucha pro zvýšení zátěže

Vykreslený průběh identifikace poruchové veličiny přenosem

$$F_{p2}(s) = \frac{0,16}{(0,46s + 1)(1,36s + 1)} \quad (2.5)$$

pro skok z nulové zátěže 0 % na plnou zátěž 100 % je na obrázku 2.11.

Z průběhů vyplývá, že odezva poruchy při vypnutí zátěže či její opětovné spuštění je minimální velmi podobná. Získaný přenos by bylo možné použít při návrhu prediktivního regulátoru, taky aby řídil soustavu s ohledem na hodnotu poruchové veličiny.

2.2.3 Aplikace číslicového PI regulátoru

Abych mohl porovnat výsledky řízení prediktivního regulátoru pro laboratorní soustavu GUNT RT 050, musel jsem nejprve navrhnout číslicový regulátor PI nebo PID. Identifikace laboratorní soustavy byla probrána v předchozí kapitole a nyní je třeba vybrat vhodnou metodu nastavení parametrů regulátoru pro laboratorní soustavu. V teoretické části jsem se věnoval významu jednotlivých složek PID regulátoru. V této kapitole je nejdůležitější nalézt vhodné

parametry pro jednotlivé složky číslicového regulátoru tak, aby byl získán vyhovující regulační pochod.

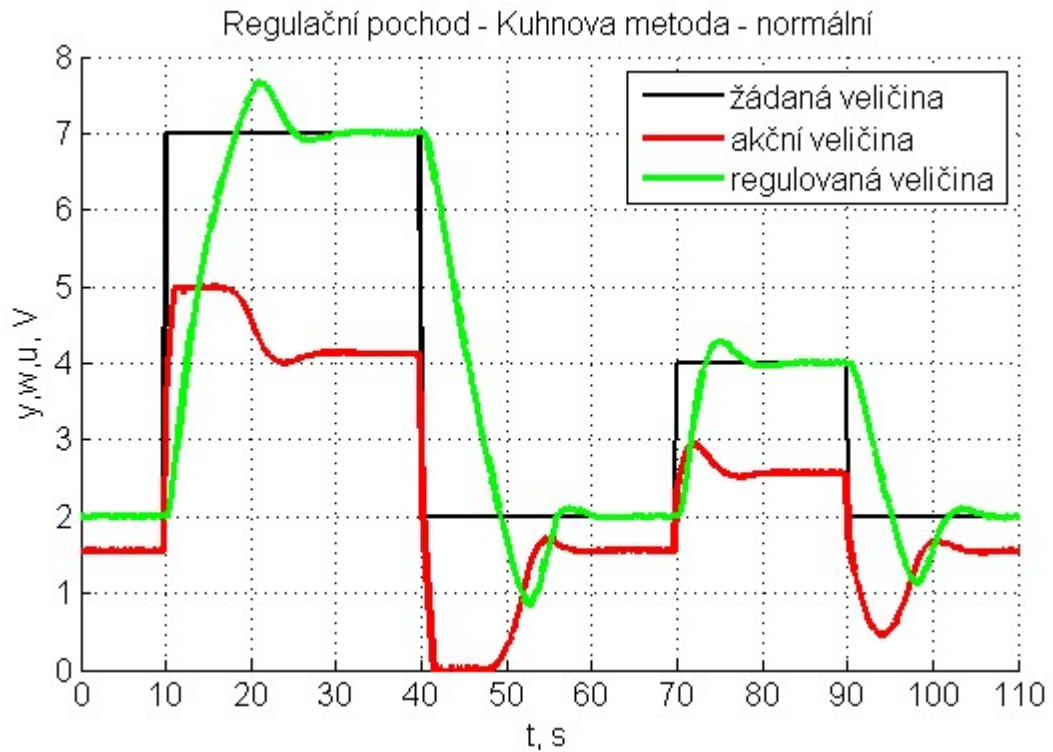
Nejrozšířenější metodou je metoda Zieglera – Nicholse. Tu však v mém případě nelze použít, protože metoda slouží pro nastavení soustavy třetího a vyšších řádů. Tato metoda je příliš agresivní a regulace má kmitavý charakter. Z tohoto důvodu jsem se zaměřil na metodu Åströma a Hägglunda a také na Kuhnovu metodu pro nastavení PID regulátoru.

Při hledání vhodných parametrů PID regulátoru pro laboratorní soustavu GUNT RT 050 jsem se rozhodl nepoužívat D složku. Hlavním důvodem bylo, že pro řízení postačí PI regulátor. Vypočtené nebo experimentální hodnoty pro D složku vždy způsobily, že se u akční veličiny objevoval vysoký šum, který kazil průběh akční veličiny. I když D složka ve většině případů urychluje regulační průběh, v tomto případě byla pro danou laboratorní soustavu na škodu. Tento šum jsem se snažil odstranit v bloku „*PID Controller*“, pomocí položky „*Filter coefficient (N)*“, kde je možné odfiltrovat určitou velikost šumu a pomoci si tak k lepším průběhům akční veličiny. Tato varianta mi nepřišla vhodná vzhledem k tomu, že číslicový PI regulátor měl kvalitní regulační pochod a tak jsem od číslicového PID regulátoru upustil. K základním požadavkům pro správný chod regulované soustavy patří například sledování žádané hodnoty, potlačení poruchy, citlivost na změnu parametrů procesu a v neposlední řadě dynamika přechodu a stabilita regulované soustavy. Většinu jednoduchých aplikací zvládají jednodušší PID regulátory.

Pokud regulujeme soustavu motor – generátor, což je právě tento případ, lze však řídit laboratorní soustavu regulátorem jen se složkami PI, avšak jen v případě, že regulují otáčky motoru. V případě, že bych soustavu motor – generátor reguloval pomocí polohy, bylo by možné použít pouze P regulátor bez I složky.

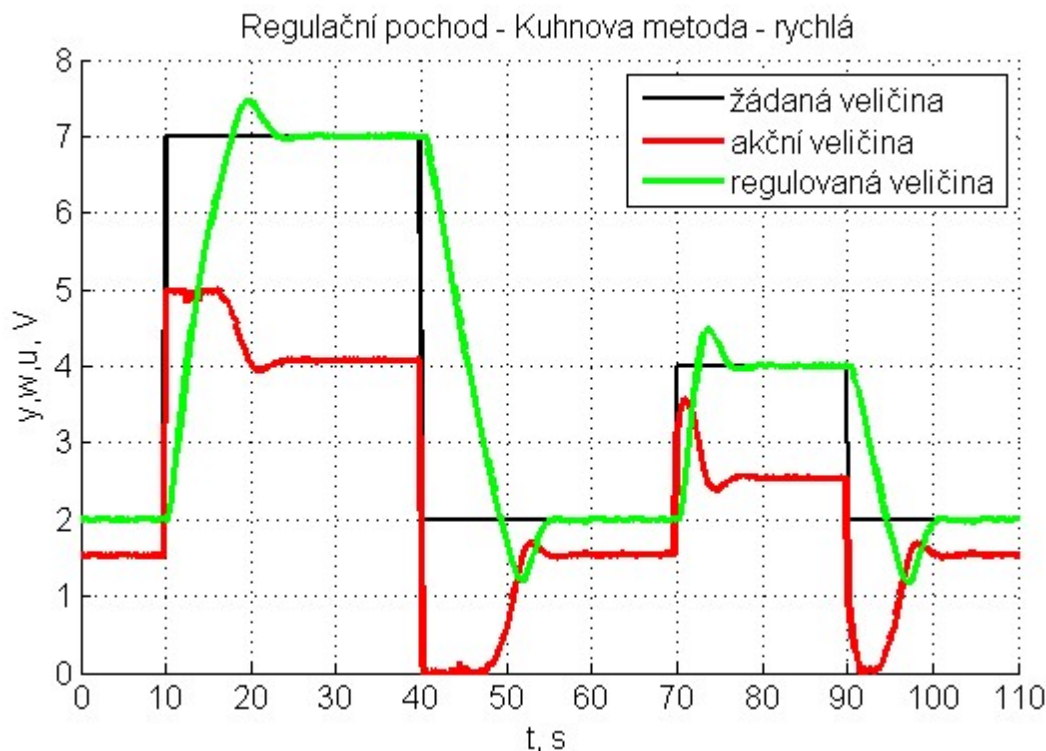
Na obrázcích 2.12 – 15 je znázorněno porovnání vybraných metod nastavení parametrů číslicového regulátoru PI. Z vybraných metod je nejpomalejší Kuhново normální nastavení parametrů, ale to pro dané použití nevádí. Následně při skoku ze 7 V na 2 V je jeho překmit v záporném smyslu největší. V tomto případě to ještě není tak důležité. Pravý opak ale nastává při změně žádané veličiny w z 4 V na 2 V, kdy se sice všechny metody blíží k hranici zastavení soustavy motor – generátor, ale právě Kuhnova metoda v tomto ohledu dosahuje nejlepších výsledků. Šlo mi především o to, aby se laboratorní soustava nepřestala točit. Jak už bylo zmíněno v předchozí kapitole, při řízení motoru se soustava roztáčí až v době, kdy vstupní signál dosáhne hodnoty 0,83 V. Jak je vidět z porovnání regulačních průběhů na obrázku 2.12 všechny výše uvedené metody tuto hranici překročí. Díky nulové zátěži a doběhu otáček soustavy motor – generátor bylo jasně viditelné, že setrvačnick se nepřestal točit a hranice 0,83 V

nebyla překročena. Nakonec jsem se rozhodl parametry experimentálně upravit, tak aby číslicový PI regulátor reguloval pro skok ze 2 V na 4 V. Takto nastavený regulátor měl však problémy zvládnout skok ze 2 V na 7 V, takže bylo nutné najít kompromis mezi těmito nastaveními.



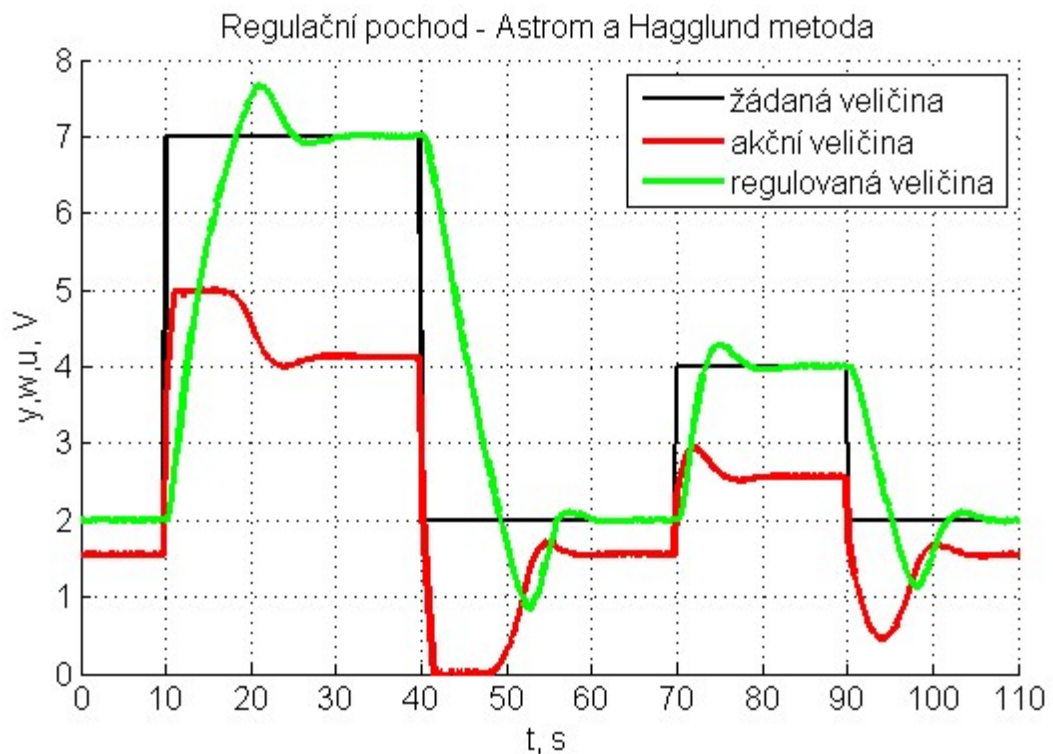
Obrázek 2.12 – Regulační pochod PI regulátoru nastavený pomocí metody Kuhnovy – normální

Kuhnova metoda s rychlými parametry měla o něco lepší dynamiku oproti normální variantě. To znamená, že se na žádanou veličinu w dostala o něco dříve, avšak za cenu největšího relativního překmitu žádané veličiny w . Ta samá situace se opakuje i u záporného překmitu, kdy za cenu agresivnějšího průběhu regulované veličiny se více vzdálí od požadované veličiny. V tomto případě opět nedošlo k úplnému zastavení setrvačníku na soustavě motor – generátor, ale došlo k většímu přiblížení a to je negativní krok z pohledu daného regulačního pochodu.



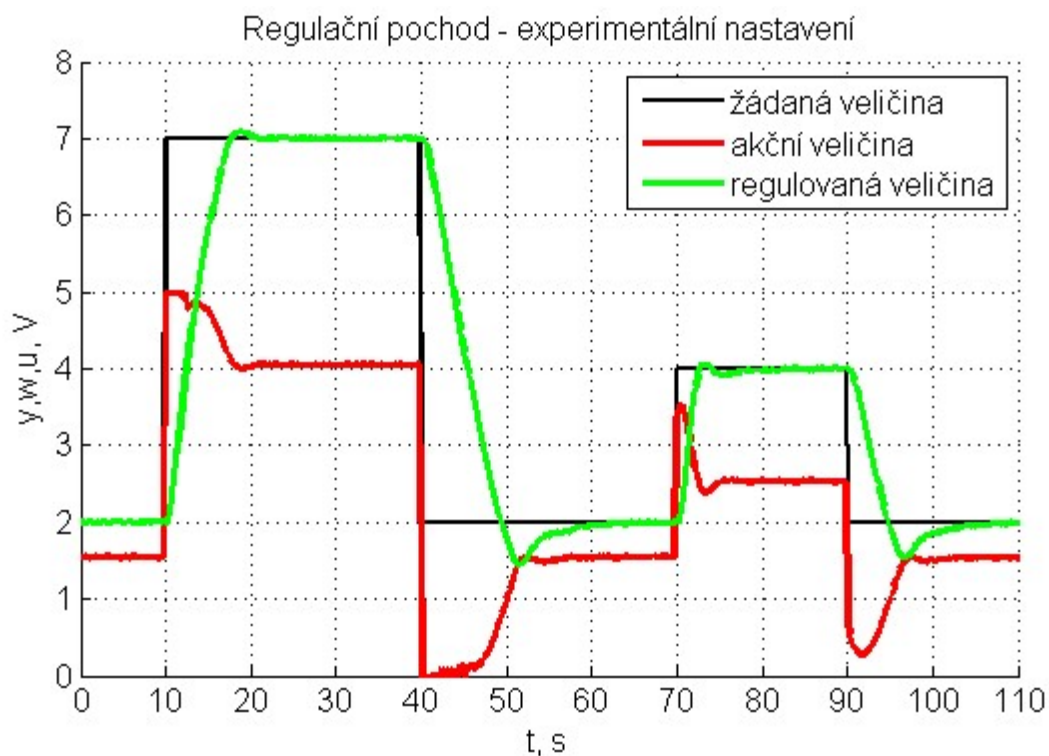
Obrázek 2.13 – Regulační pochod PI regulátoru nastavený pomocí metody Kuhnovy – rychlá

Metoda Åströma a Hägglunda byla dle průběhu z vybraných metod nejagresivnější. Na změnu žádané veličiny w zareagovala nejrychleji. Ovšem za cenu většího relativního překmitu a to zejména u skoku ze 2 V na 7 V, kdy překmit byl u tohoto skoku nejvyšší. Obdobná situace nastala i při změně žádané veličiny ze 2 V na 4 V. Jak už bylo zmíněno, takto zvolený průběh je nejenom neekonomický, ale nejméně šetrný pro použité akční členy, které se tímto více opotřebovávají a to může vést ke kratší životnosti daného zařízení. Dle porovnání průběhu regulované veličiny u této metody došlo k zastavení setrvačnicku a následně k opětovnému rozběhnutí laboratorní soustavy, kdy v nejnižším bodě se regulovaná veličina dostala pod hranici 0,83 V.



Obrázek 2.14 – Regulační pochod PI regulátoru nastavený pomocí metody Åströma a Hägglunda

Jako nejvhodnější metodu nastavení číslicového regulátoru pro laboratorní soustavy motor – generátor jsem zvolil vlastní experimentální nastavení parametrů. Tato metoda se jeví jako ideální. Má nejmenší relativní překmit žádané veličiny w a jeho dynamika je pro použití v laboratorní soustavě víc než dostačující. Překmit v záporném směru je díky experimentálním parametrům u tohoto nastavení nejmenší. Návrat při skoku na nižší žádanou hodnotu je o trochu delší, než jsem čekal, ale za to bez zbytečných zákmitů. Experimentální nastavení je dle regulačního pochodu při skoku z 2 V na 7 V naladěno jako agresivnější naladění. Toto tvrzení však neplatí o skoku dolů ze 7 V na 2 V, kdy regulační pochod spíše konzervativní. Upravené parametry pro PI regulátor znamenaly nejlepší regulační pochod mezi ostatními metodami.



Obrázek 2.15 – Regulační pochod PI regulátoru nastavený pomocí experimentální metody

V tabulce 2.1 jsou uvedeny parametry PI regulátoru jednotlivých metod. Parametry byly vypočteny dle příslušných vzorců, které jsou uvedeny v teoretické části.

Tabulka 2.1 – Parametry PS regulátorů

Metoda	Regulátor	r_0	T_i
Kuhnova	PS normální	0,39	0,34
	PS rychlá	0,78	0,48
Åströma a Hägglunda	PS	0,79	0,6
Experimentální nastavení	PS	0,9	0,3

Tabulka 2.2 – Hodnoty kritéria plochy

Metoda	IAE	ISE
Experimentální nastavení	54,7	156,1
Kuhnova, rychlá	58,3	161
Kuhnova, normální	64,1	167,4
Åströma a Hägglunda	58,6	159,9

2.3 APLIKACE PREDIKTIVNÍHO REGULÁTORU

Správná volba parametrů ať už prediktivního regulátoru nebo regulátoru PID je základem pro kvalitní průběh regulované veličiny. PID regulátor je v tomto směru mnohem jednodušší realizovat než prediktivní regulátor. Je to z důvodů, že má jen tři složky, které ovlivňují jeho chování. V teoretické části byl vysvětlen konkrétní význam jednotlivých složek PID regulátoru a jejich vliv na výsledný regulační pochod. V této kapitole byl navrhnut vstupně – výstupní prediktivní regulátor a ukázán jeho regulační pochod s nastavovanými parametry.

Stejný model, co byl použit pro návrh PID regulátoru, byl použit také pro návrh prediktivního regulátoru. Byly aplikovány dva typy prediktivního regulátoru. První vychází z popisu vstupně – výstupní soustavy ve formě přenosu a druhý využívá stavového popisu. Pro oba regulátory byly použity následující parametry. Penalizační koeficient regulační odchylky r_j byl stanoven na hodnotě 0,5 a penalizační koeficient akčního zásahu q_j a jeho vliv bude probírán v následujících kapitolách. Pro soustavu s rychlou dynamikou jsou hodnoty penalizačních koeficientů malé. Kdybychom moc penalizovali, regulační pochody by nespĺňovaly danou dynamiku soustavy. Hodnota horizontu byla nastavena tak, aby vyhovovala dynamice přechodové charakteristiky. Byly vyzkoušeny různé hodnoty nastavení parametrů ať už řídicího horizontu N_u nebo maximální horizont sledování žádané hodnoty N_2 . Tyto hodnoty byly nakonec nastaveny pro 25 vzorků. Díky tomuto počtu vzorků odpovídá horizont predikce 6,25 s. Perioda vzorkování je dostačující pro danou soustavu s rychlou dynamikou.

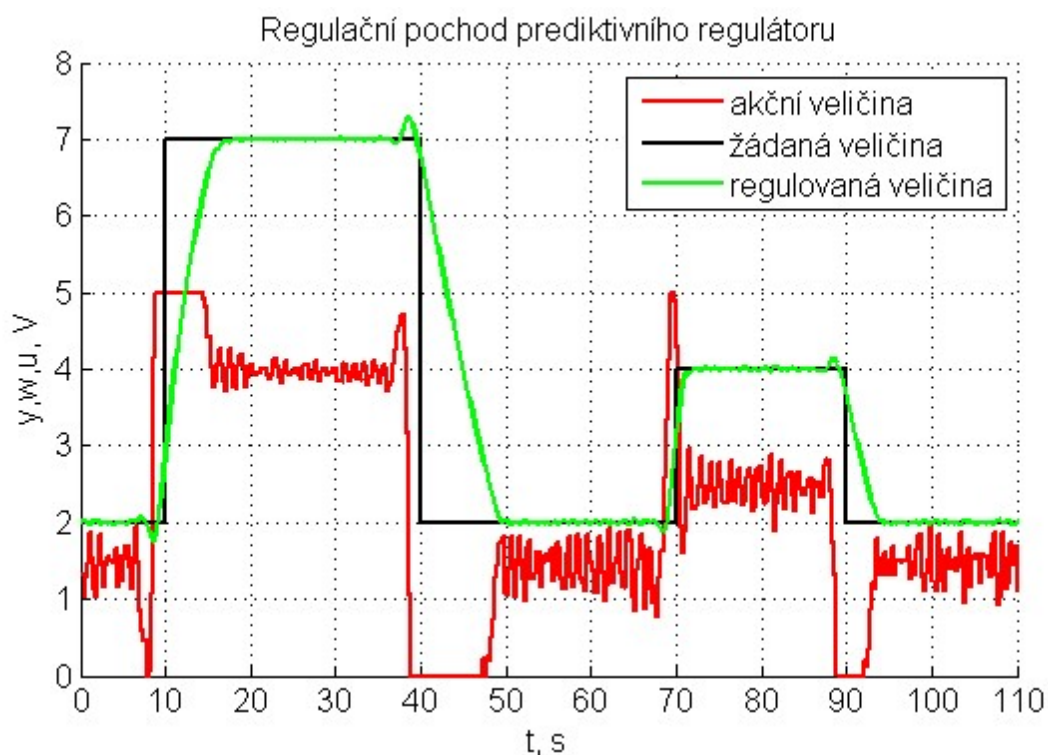
Tabulka 2.3 – Hodnoty parametrů pro vstupně – výstupní prediktivní regulátor

Penalizační koeficient regulační odchylky r_j	Penalizační koeficient akčního zásahu q_j	Řídicí horizont N_u	Maximální horizont sledovací žádané hodnoty N_2	Vzorkovací perioda T , s
0,5	0,01 – 100	25	25	0,25

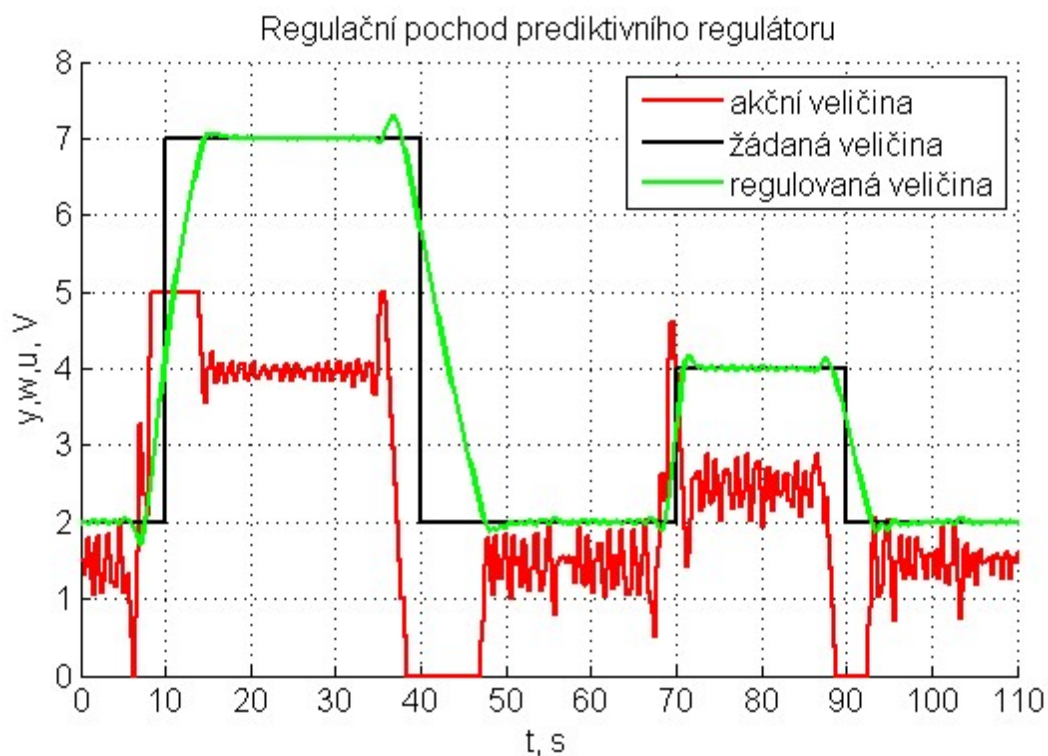
2.3.1 Prediktivní regulace se vstupně – výstupním modelem

Na následujících obrázcích jsou uvedeny různé druhy nastavení penalizačního koeficientu akčního zásahu a jeho vliv na regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru. Byly vyzkoušeny tři různé parametry penalizačního koeficientu, na kterých je vidět jejich vliv. Tyto parametry byly ověřovány na regulačních pochodech prediktivního regulátoru se znalostí omezení, to znamená, že prediktivní regulátor počítá s omezením. V druhém případě prediktivní regulátor nevěděl o omezení, to znamená, že v tomto případě na omezení jen narazí a není zavedeno do výpočtu.

Z regulačních pochodů je patrný vliv penalizačních parametrů. Při hodnotě penalizačního koeficientu akčního zásahu $q_j = 0,01$ má akční zásah kmitavý charakter. Výsledný regulační pochod prediktivního regulátoru je lepší s uvažovaným omezením. Z obrázku 2.11 je patrné, že díky uvažování omezení začne akční zásah o něco dříve než v případě bez uvažování omezení akčního zásahu. Díky dřívějšímu akčnímu zásahu se regulovaná veličina dostane na žádanou veličinu o dříve. V čase 70 s se při skokové změně z 2 V na 4 V v případě neuvažování omezení akční zásah dostane až na omezení 5 V. Při uvažování omezení tomu tak není, to je díky zavedení omezení do výpočtu. O tom, že uvažování omezení ve výpočtu má kladný vliv na výsledek, vypovídá i kritérium plochy, které má v obou případech nižší hodnotu viz. tabulka 2.4.

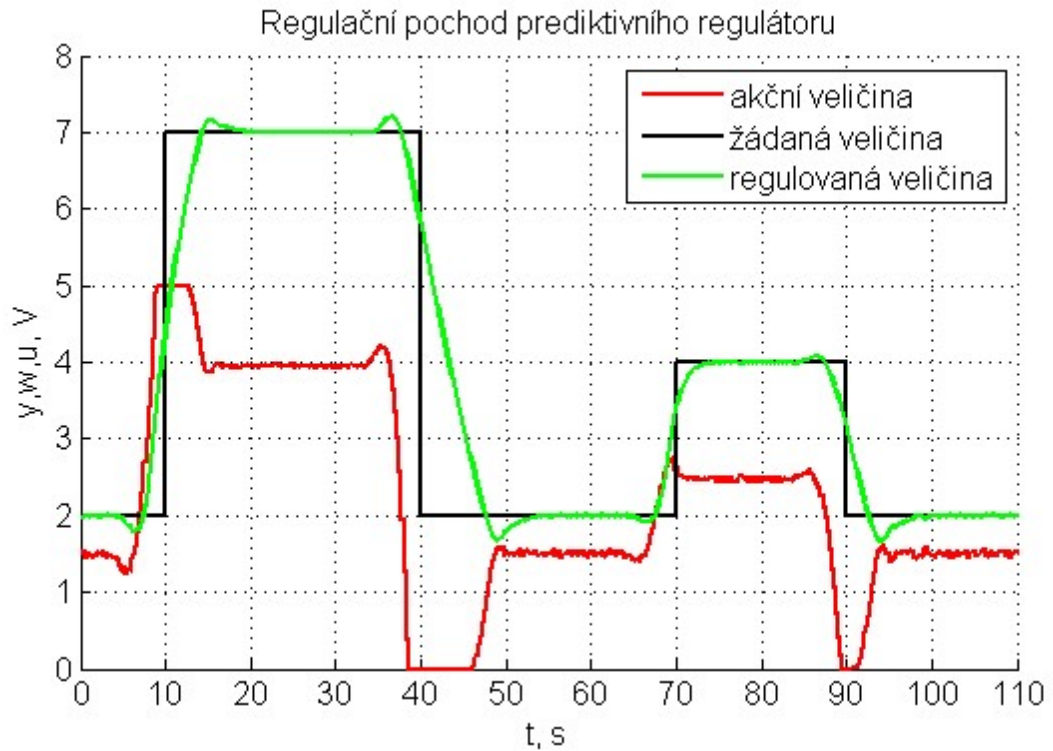


Obrázek 2.16 – Regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru bez znalosti omezení, $q_j = 0,01$

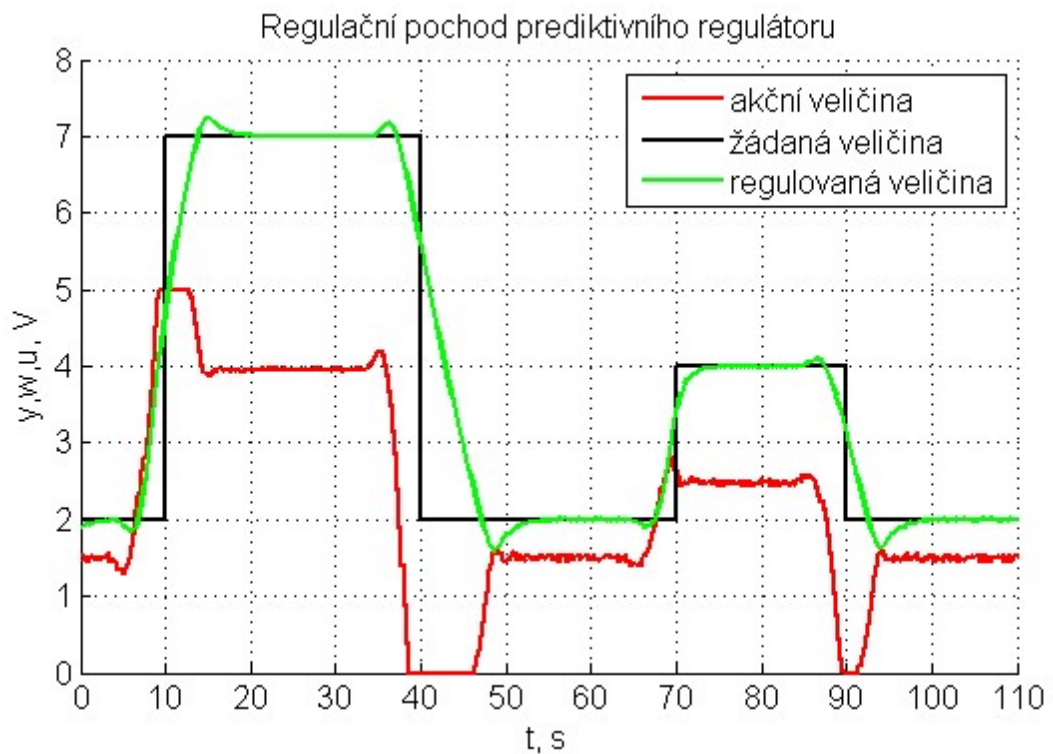


Obrázek 2.17 – Regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 0,01$

Při hodnotě penalizačního koeficientu akčního zásahu $q_j = 1$ je akční zásah méně kmitavý oproti hodnotě $q_j = 0,01$. Avšak regulační pochod má agresivější charakter. Průběhy jsou v tomto případě velmi totožné. Jediný patrný rozdíl je při skoku z 2 V na 7 V, kdy s uvažováním omezení opět začne akční zásah o něco dříve. Další rozdíl oproti předchozímu penalizačnímu koeficientu je v malém relativním překmitu. Regulační pochod má v tomto případě nejnižší hodnotu kritéria plochy.

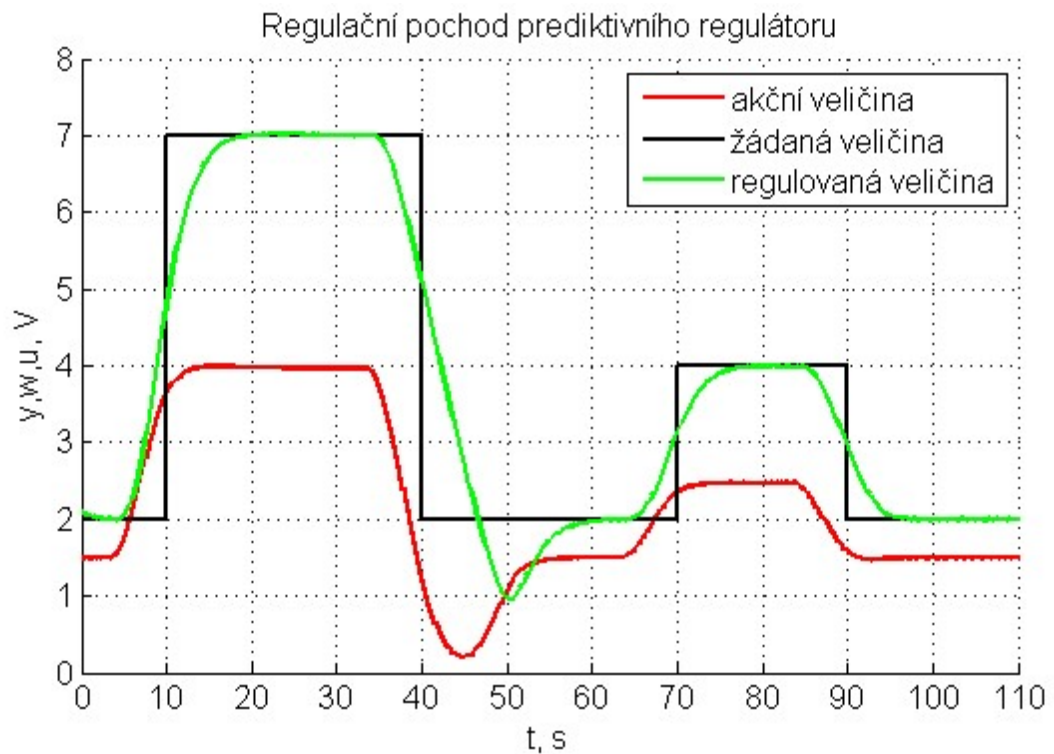


Obrázek 2.18 – Regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru bez znalosti omezení, $q_j = 1$

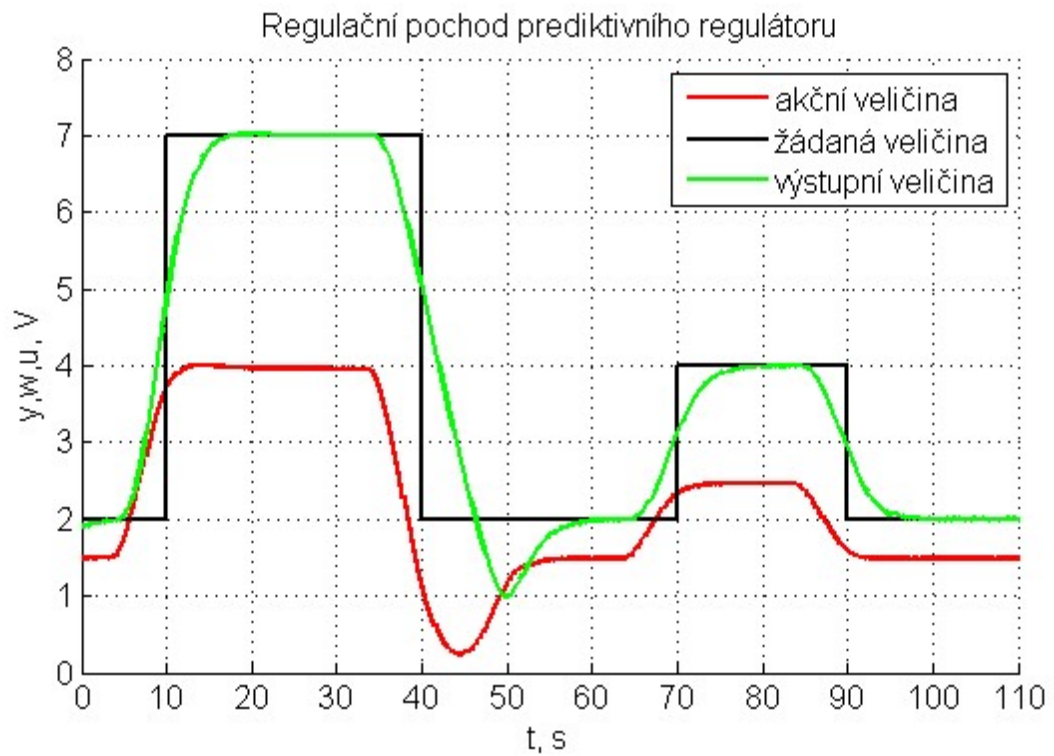


Obrázek 2.19 – Regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 1$

Při hodnotě penalizačního koeficientu akčního zásahu $q_j = 100$ je akční veličina hodně utlumená oproti hodnotě $q_j = 1$. Penalizační koeficient je v tomto případě natolik vysoký, že akční veličina nenarazí na omezení. Toto nastavení se jeví jako robustní. Regulační pochody jsou v případě znalosti omezení totožné.



Obrázek 2.20 – Regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru bez znalosti omezení, $q_j = 100$



Obrázek 2.21 – Regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 100$

Kvalita regulačních pochodů je posouzena dle kritérií plochy viz. tabulka 2.4. Vstupně – výstupní prediktivní regulátor měl nejnižší hodnoty kritéria v případě penalizačního koeficientu $q_j = 1$.

Tabulka 2.4 – Hodnoty penalizačních parametrů

PENALIZACE AKČNÍHO VELIČINY VSTUPNĚ – VÝSTUPNÍHO POPISU PREDIKTIVNÍHO REGULÁTORU				
penalizace	BEZ OMEZENÍ		S OMEZENÍM	
q	IAE	ISE	IAE	ISE
0,01	38,2	97,3	29,3	52,1
1	31,7	52,5	30,6	47,4
100	39,7	50,2	43,4	53,2

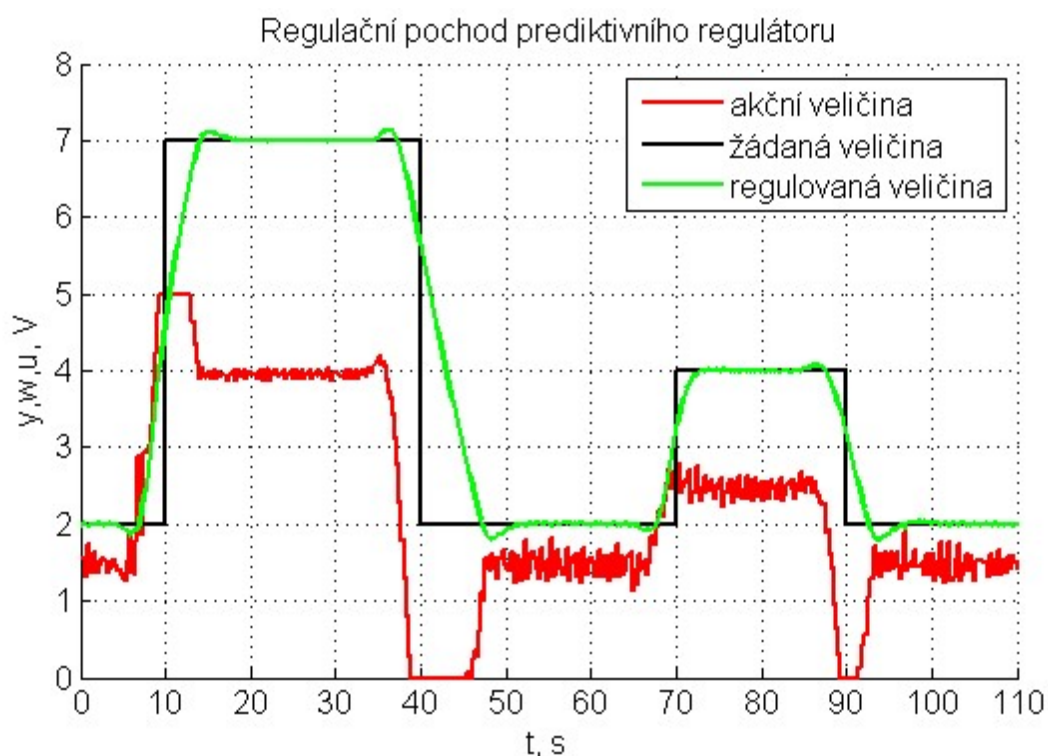
2.3.2 Prediktivní regulace se vstupně – výstupním modelem – filtrační koeficient

V této podkapitole byl proveden experiment s filtračním koeficientem. Na regulačních pochodech byl posouzen vliv hodnot parametrů filtračního koeficientu na akční veličinu. Hodnoty kritérií plochy jsou uvedeny v tabulce 2.5.

Tabulka 2.5 – Hodnoty filtračního koeficientu

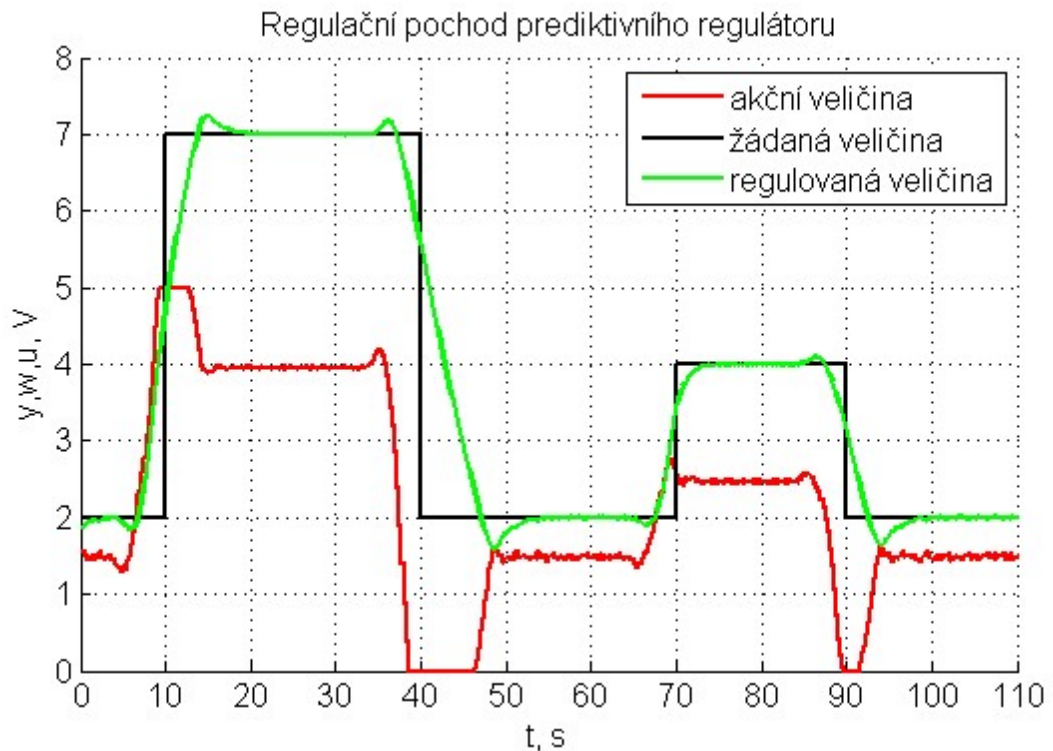
C	IAE	ISE
1	28,6	45,8
$1-0,8z^{-1}$	29	44
$(1-0,8z^{-1})^2$	32,7	47,6

V případě hodnoty filtračního koeficientu $C = 1$ není akční zásah filtrován. Má kmitavý charakter. Výsledný regulační pochod má i přesto velice kvalitní výsledek. Sledování žádané hodnoty je s minimálním překmitem. Kvalita byla posouzena dle kritéria plochy. Výsledný regulační pochod je na obrázku 2.22.



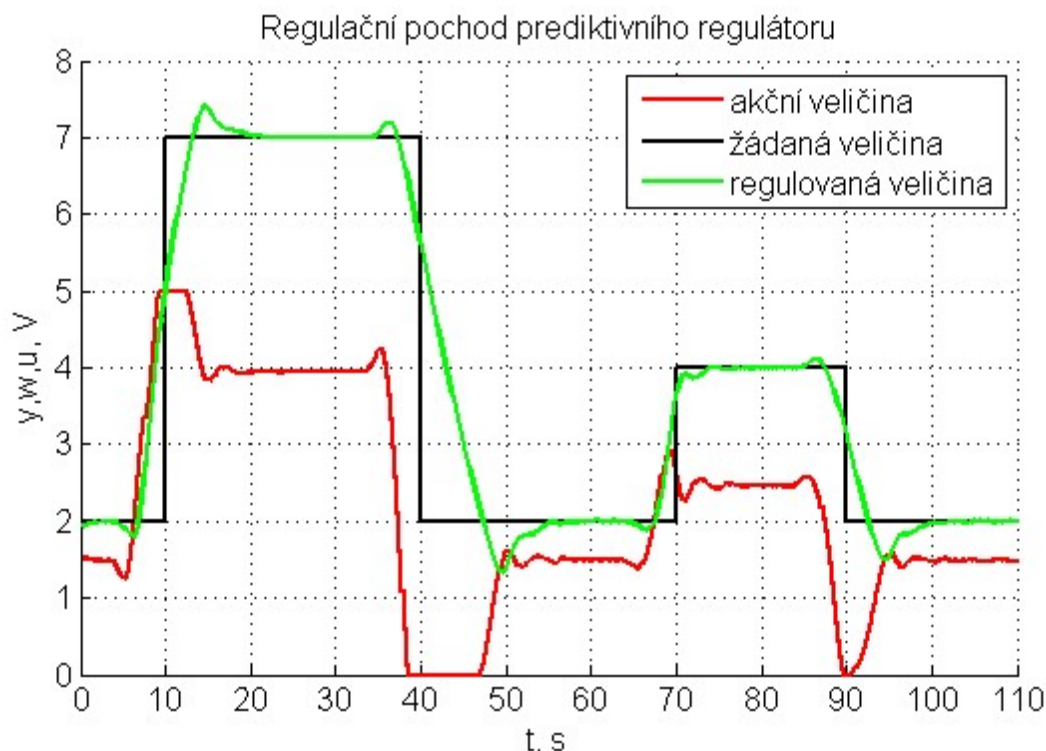
Obrázek 2.22 – Regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 1$, filtrační koeficient $C = 1$

V případě, že filtrační koeficient má hodnotu $C = 1 - 0,8z^{-1}$, je patrné vyhlazení akčního zásahu oproti předchozí hodnotě. Hodnota $C = 1 - 0,8z^{-1}$ odpovídá filtraci prvního řádu. Regulační pochod má kvalitní, agresivní průběh regulované veličiny. Dle kritérií plochy také dosahují nejnižších hodnot. Relativní překmit je o něco větší než předchozím nastavení filtračního koeficientu. Regulační pochod s filtračním koeficientem $C = 1 - 0,8z^{-1}$ je uveden na obrázku 2.23.



Obrázek 2.23 – Regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 1$, filtrační koeficient $C = 1 - 0,8z^{-1}$

Filtrační koeficient $C = (1 - 0,8z^{-1})^2$ odpovídá filtraci druhého řádu. Výsledný regulační pochod má kmitavý charakter, to je dáno vyšší dynamikou filtru. V tomto případě parametry filtračního koeficientu způsobily větší překmit regulované veličiny a menší zákmity akční veličiny. Do 20 s od změny žádané veličiny z 2 V na 7 V dojde k ustálení přechodových dějů. Na obrázku 2.24 je uveden výsledný regulační pochod.



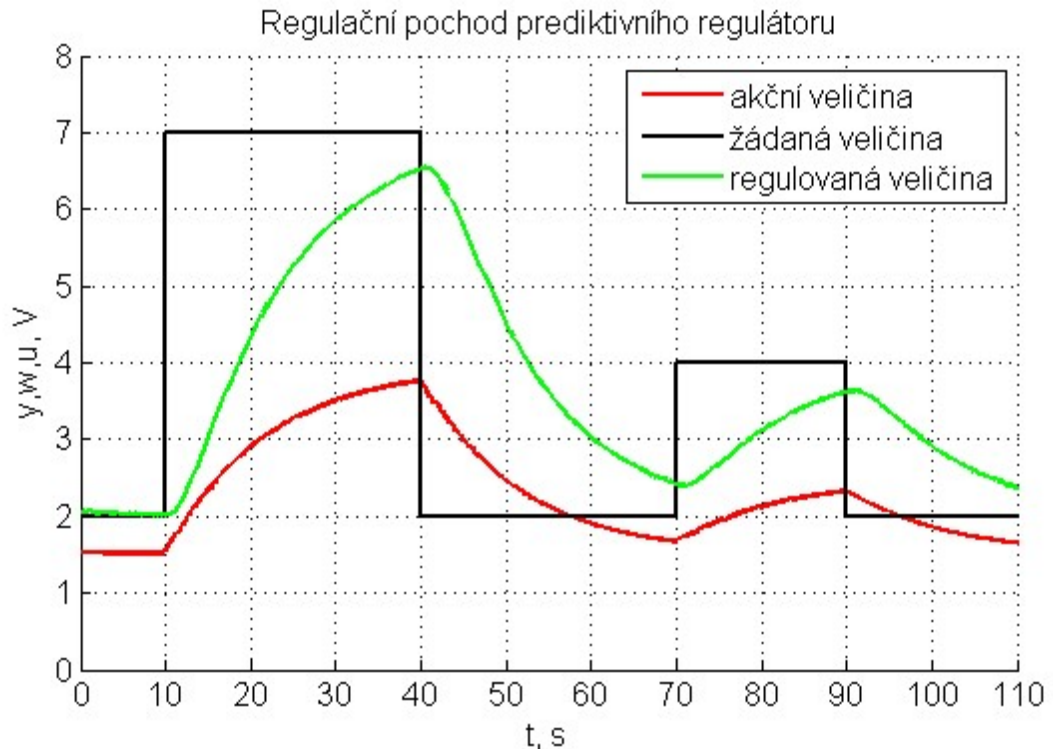
Obrázek 2.24 – Regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 1$, filtrační koeficient $C = (1 - 0,8z^{-1})^2$

2.3.3 Prediktivní regulace se vstupně – výstupním modelem – bez znalosti žádané veličiny

Tato kapitola se zabývá experimentem, ve kterém byl vstupně – výstupní prediktivní regulátor upraven, tak aby neznal žádanou veličinu. To znamená, že se prediktivní regulátor bude chovat jako standartní PID regulátor, jen stím rozdílem, že bude stále vědět o omezení akční veličiny, které stále bude zahrnuto do výpočtu. PID regulátor neví o žádané hodnotě, ani o znalosti omezení.

Tabulka 2.6 – Hodnoty kritéria plochy pro vstupně – výstupní prediktivní regulátor bez znalosti a se znalostí žádané veličiny

BEZ ZNALOSTI ŽÁDANÉ VELIČINY VSTUPNĚ VÝSTUPNÍHO POPISU PREDIKTIVNÍHO REGULÁTORU				
penalizace	se znalostí žádané veličiny		bez znalosti žádané veličiny	
q_j	IAE	ISE	IAE	ISE
1	30,6	47,4	181,2	435,3

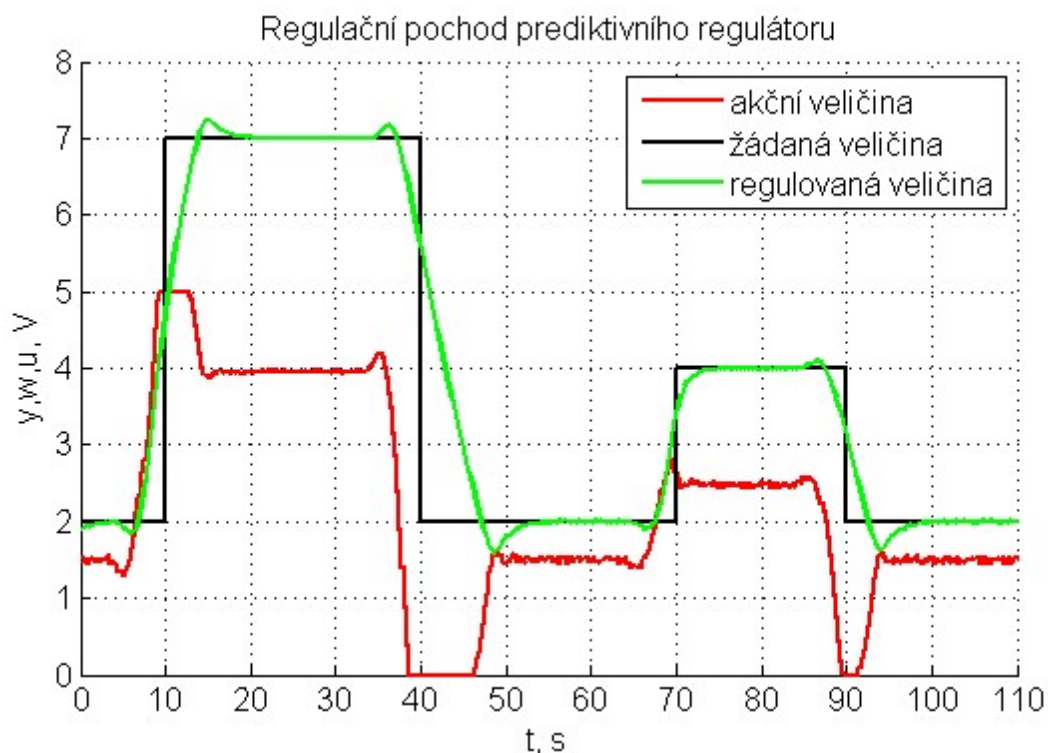


Obrázek 2.25 – Regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru bez znalosti žádané veličiny, se znalostí omezení, $q_j = 1$

Při hodnotě penalizačního koeficientu akčního zásahu $q_j = 1$, kdy prediktivní regulátor nezná dopřednou žádanou veličinu, je regulační pochod natolik penalizován, že ani v jednom případě nedosáhne žádané veličiny. Tento regulační pochod je uveden na obrázku 2.25. Na obrázku 2.26 je uveden regulační pochod prediktivního regulátoru s dopřednou znalostí žádané veličiny. Na první pohled je vidět rozdíl mezi těmito regulačními pochody. Díky znalosti žádané veličiny prediktivní regulátor začne zvyšovat akční veličinu dříve a dosáhne tak žádané veličiny mnohem dříve než prediktivní regulátor bez znalosti žádané veličiny. Díky tomuto experimentu je jasně vidět význam parametrů penalizačního koeficientu.

2.3.4 Stavová prediktivní regulace

Druhým prediktivním regulátorem je prediktivní regulátor vycházející ze stavového popisu. Aby bylo možné tyto dva prediktivní regulátory porovnat, je nutné, aby oba měly stejné nastavené parametry viz. tabulka 2.7.



Obrázek 2.26 – Regulační pochod vstupně – výstupního prediktivního regulátoru se znalostí žádané veličiny, se znalostí omezení, $q_j = 1$

Tabulka 2.7 – Hodnoty parametrů pro stavový prediktivní regulátor

Penalizační koeficient regulační odchylky r_j	Penalizační koeficient akčního zásahu q_j	Řídicí horizont N_u	Maximální horizont sledování žádané hodnoty N_2	Vzorkovací perioda T , s
0,5	0,01 – 100	25	25	0,25

Tabulka 2.8 – Hodnoty penalizačních parametrů

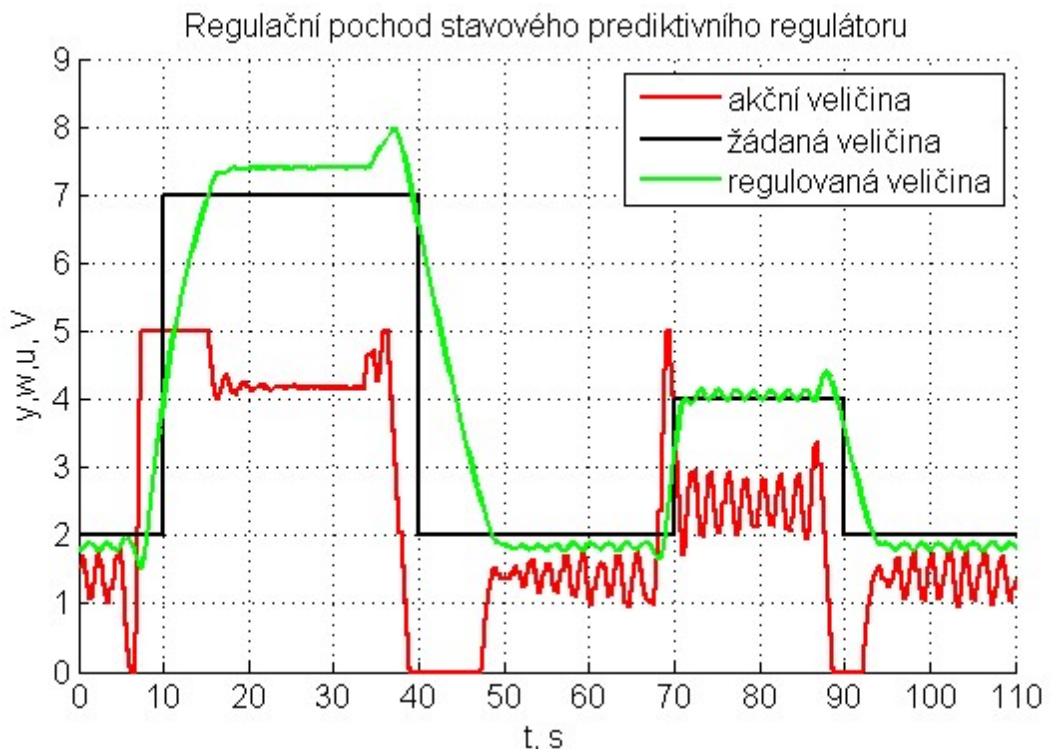
PENALIZACE AKČNÍHO ZÁSAHU STAVOVÉHO POPISU PREDIKTIVNÍHO REGULÁTORU				
penalizace	BEZ OMEZENÍ		S OMEZENÍM	
	IAE	ISE	IAE	ISE
0,01	54,8	111,3	50,6	80,7
1	66,3	97,8	65,9	88,8
100	88,5	121,2	88,8	121,1

Stavový prediktivní regulátor s penalizačním koeficientem $q_j = 0,01$ je na obrázku 2.27. Akční veličina má kmitavý charakter a tím ovlivnila i regulovanou veličinu, která se při změně žádané veličiny z 2 V na 4 V neustálila na žádané hodnotě, případně oscilovala kolem ní. Podobný jev je vidět i u změny žádané veličiny z 2 V na 7 V, kdy oscilace už nebyla tak výrazná. U této změny je vidět odchýlení od žádané veličiny, které je dáno nelinearitou soustavy.



Obrázek 2.27 – Regulační pochod stavového prediktivního regulátoru bez znalosti omezení, $q_j = 0,01$

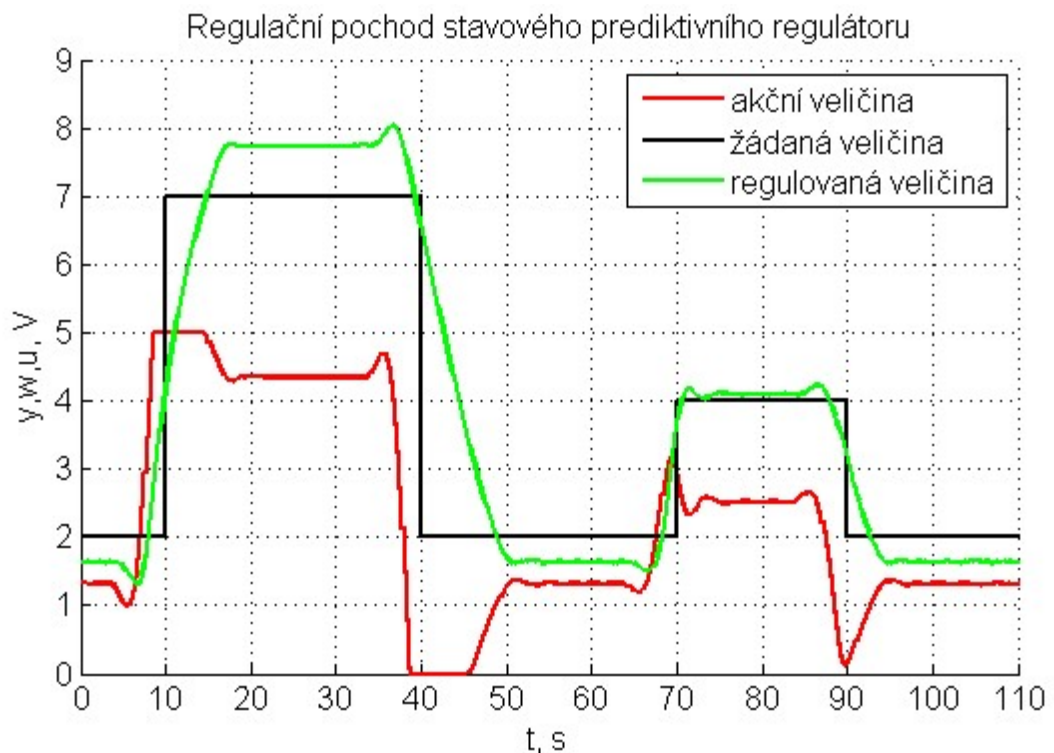
Stavový prediktivní regulátor s uvažováním omezení je na obrázku 2.28. Na první pohled je vidět, že regulační pochod při změně z 2 V na 7 V se neustálil na žádané veličině. To je způsobené nelinearitou soustavy a z toho vyplývající chybou modelu – jeho zesílení. Skok z 2 V na 4 V se ustálí na žádané veličině, to je z důvodu umístění pracovního bodu. Ten byl pro oba prediktivní regulátory stanoven pro vstupní veličinu na 2,5 V a tomu odpovídá výstupní veličina 3,88 V. V předchozí kapitole byla probrána statická charakteristika. Její přímka však neprocházela počátkem, a proto vlivem nelinearity se výstupní veličina při skoku z 2 V na 7 V odchýlila o 0,4 V. Při změně žádané veličiny na 2 V je odchylka 0,24 V. To lze vyřešit posunutím pracovního bodu nebo změnit zesílení modelu. Za předpokladu, že časové konstanty zůstanou stejné. Jako v případě vstupně–výstupního prediktivního regulátoru i u stavového regulátoru platí, že v případě uvažování omezení je regulační pochod agresivnější. Pozorovatel slouží pro odhad stavů řízené soustavy a lze jej chápat také jak určitý filtr pro stavový prediktivní regulátor. Volba pozorovatele ovlivňuje regulační pochod. Parametry byly vypočítány dle modelu a následně upraveny, dle regulačního pochodu.



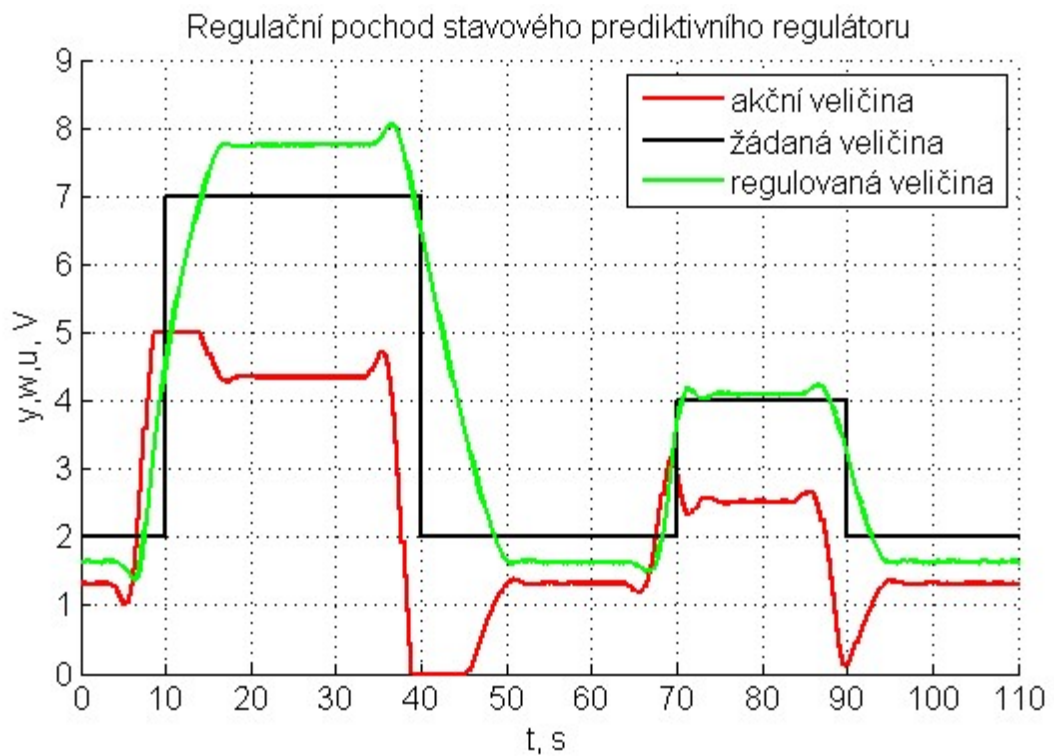
Obrázek 2.28 – Regulační pochod stavového prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 0,01$

Dále je na obrázku 2.29 uveden regulační pochod stavového prediktivního regulátoru bez znalosti omezení a s penalizačním koeficientem $q_j = 1$. Regulovaná veličina je v tomto

nastavení bez překmitu. Odchylka je od žádané veličiny je stále stejná. Regulační pochod díky penalizačnímu koeficientu působí robustněji.

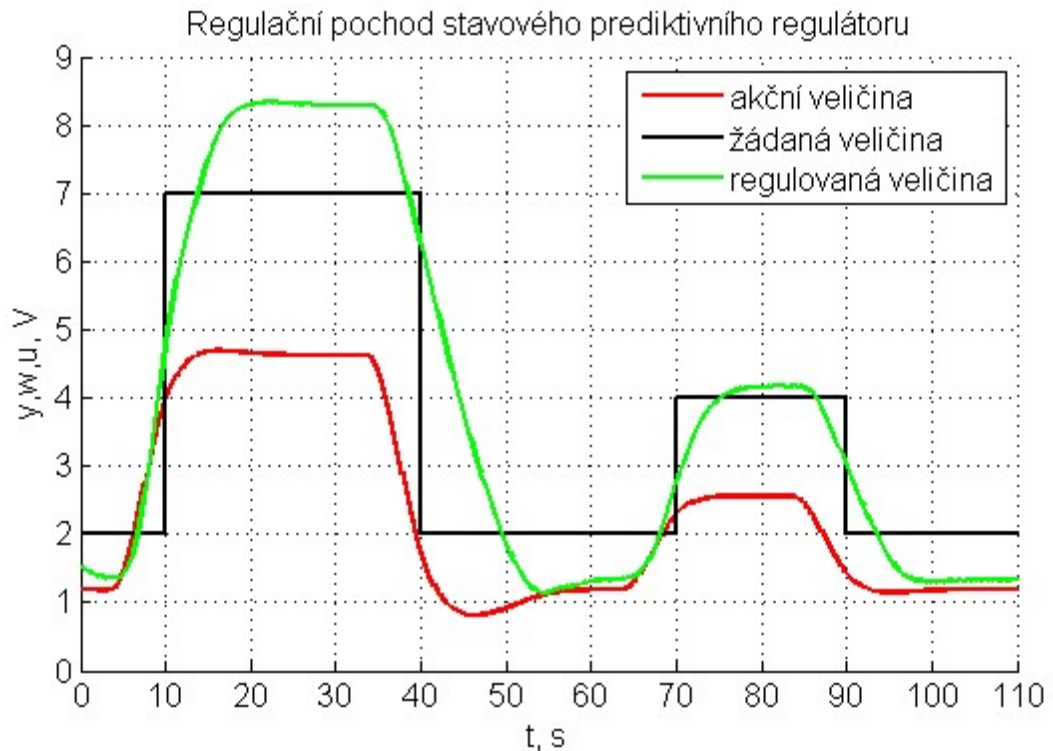


Obrázek 2.29 – Regulační pochod stavového prediktivního regulátoru bez znalosti omezení, $q_j = 1$

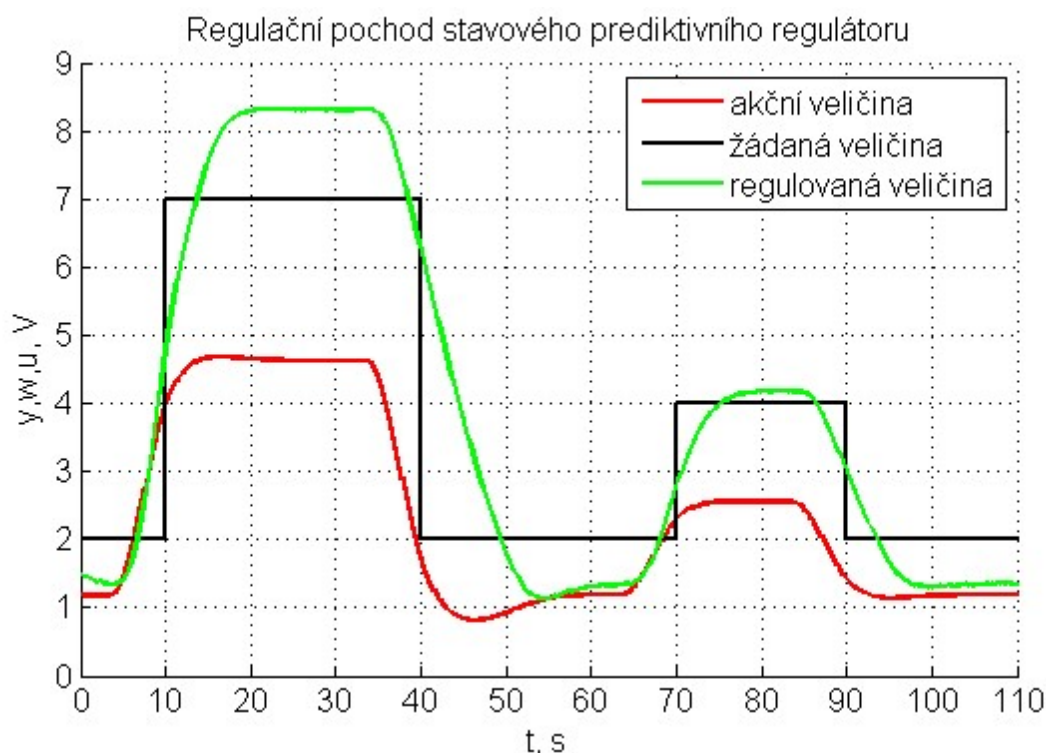


Obrázek 2.30 – Regulační pochod stavového prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 1$

Penalizační koeficient $q_j = 100$ už je natolik vysoký, že akční veličina nedosáhne omezení jako v ostatních případech. Regulační pochod je robustní, bez žádného relativního překmitu. Při změně žádané veličiny z 2 V na 7 V dosáhla regulovaná veličina hodnoty 8,3 V. To je vlivem nelinearity a odhadovanými stavy při výpočtu. Dle kritérií plochy v tomto případě nehraje velkou roli znalost omezení.



Obrázek 2.31 – Regulační pochod stavového prediktivního regulátoru bez znalosti omezení, $q_j = 100$



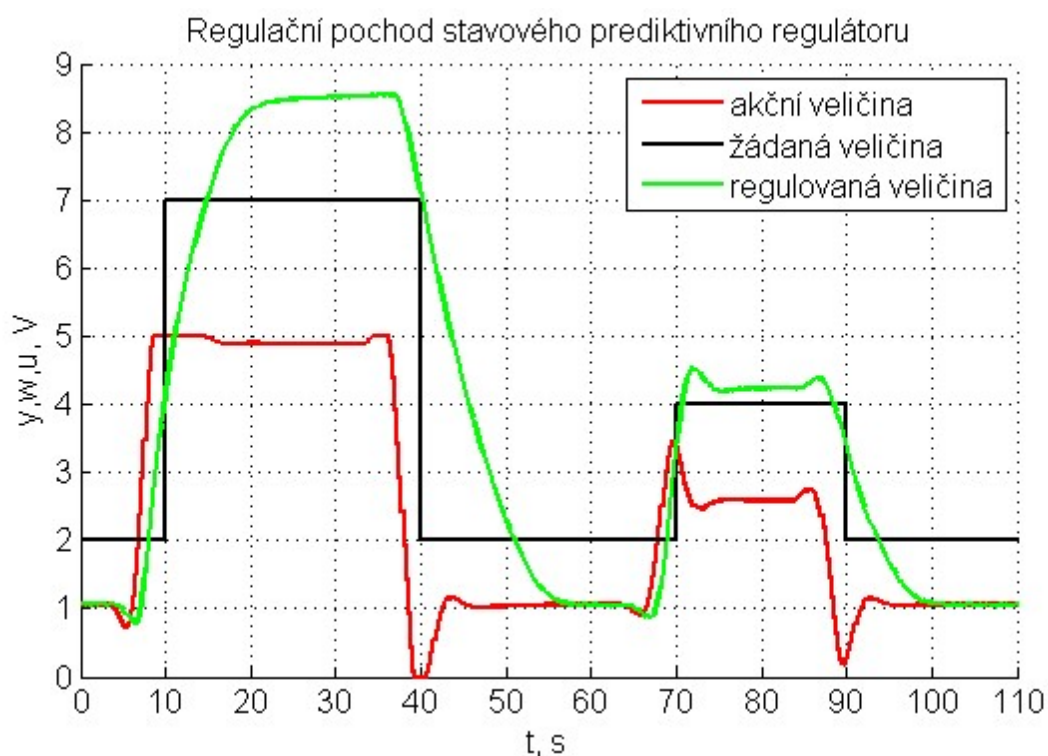
Obrázek 2.32 – Regulační pochod stavového prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 100$

2.3.5 Prediktivní regulace se stavovým modelem – umístění pólů pozorovatele

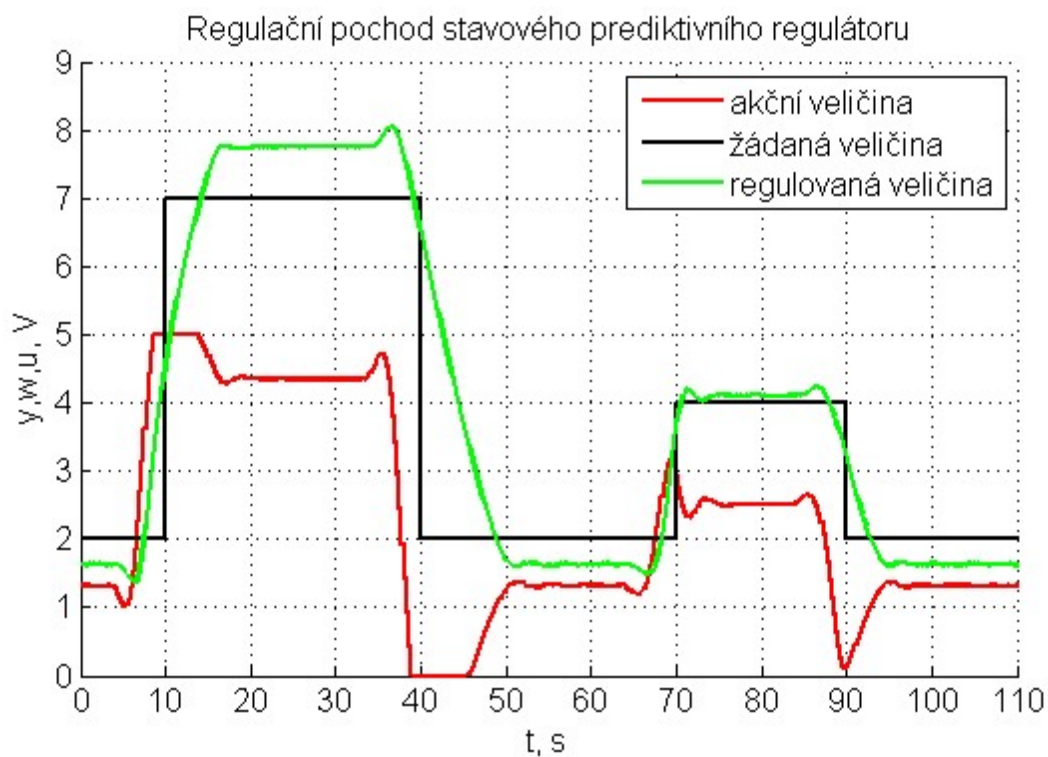
Umístění pólů pozorovatele přesně určuje póly uzavřeného regulačního obvodu. Umístění pólů má vliv na stabilitu soustavy. Póly pozorovatele byly nejdříve vypočítány podle přenosu. Regulační pochod s vypočtenými póly pozorovatele je na obrázku 2.33. Změna žádané veličiny ze 2 V na 7 V je opět velmi odchýlena. U menší změny žádané veličiny je ze tří hodnot pozorovatele největší překmit. Hodnoty kritérií jsou uvedeny v tabulce 2.9. Nejlepší výsledek má dle kritéria plochy hodnota pozorovatele $P = [0,2 \ 0,2]$.

Tabulka 2.9 – Hodnoty kritéria plochy s umístěním pólů pozorovatele

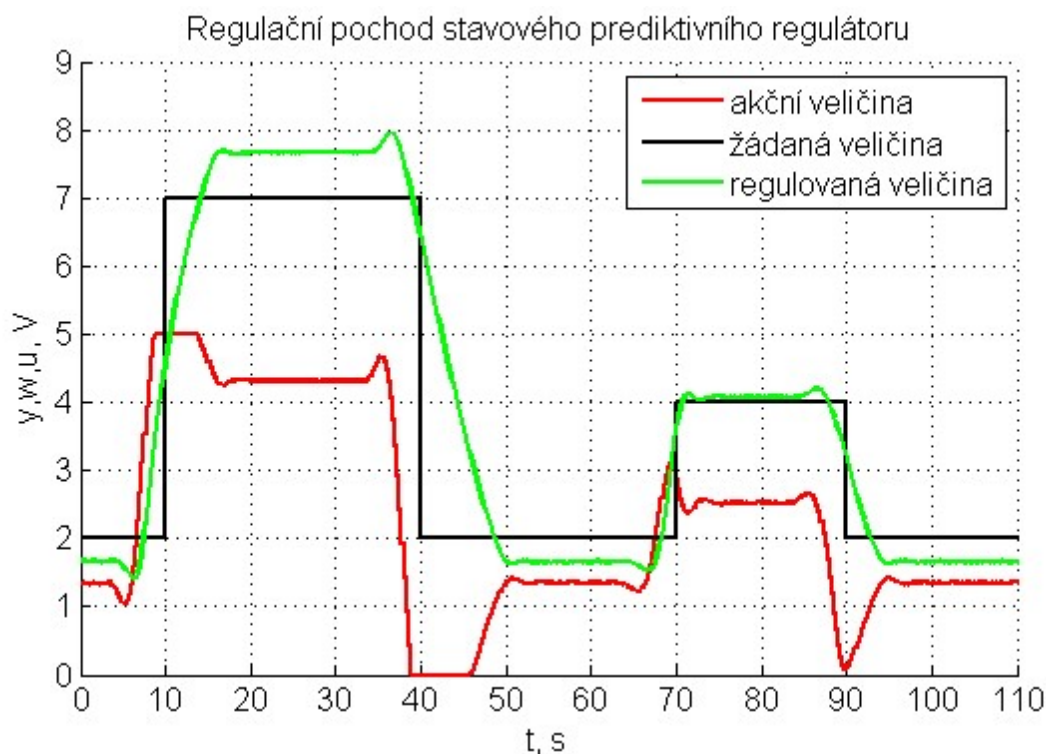
P	IAE	ISE
[0,86 0,81]	108,9	173,9
[0,4 0,4]	66	88,8
[0,2 0,2]	61,7	81,7



Obrázek 2.33 – Regulační pochod stavového prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 1$, póly pozorovatele $P = [0,86 \ 0,81]$



Obrázek 2.34 – Regulační pochod stavového prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 1$, póly pozorovatele $P = [0,4 \ 0,4]$



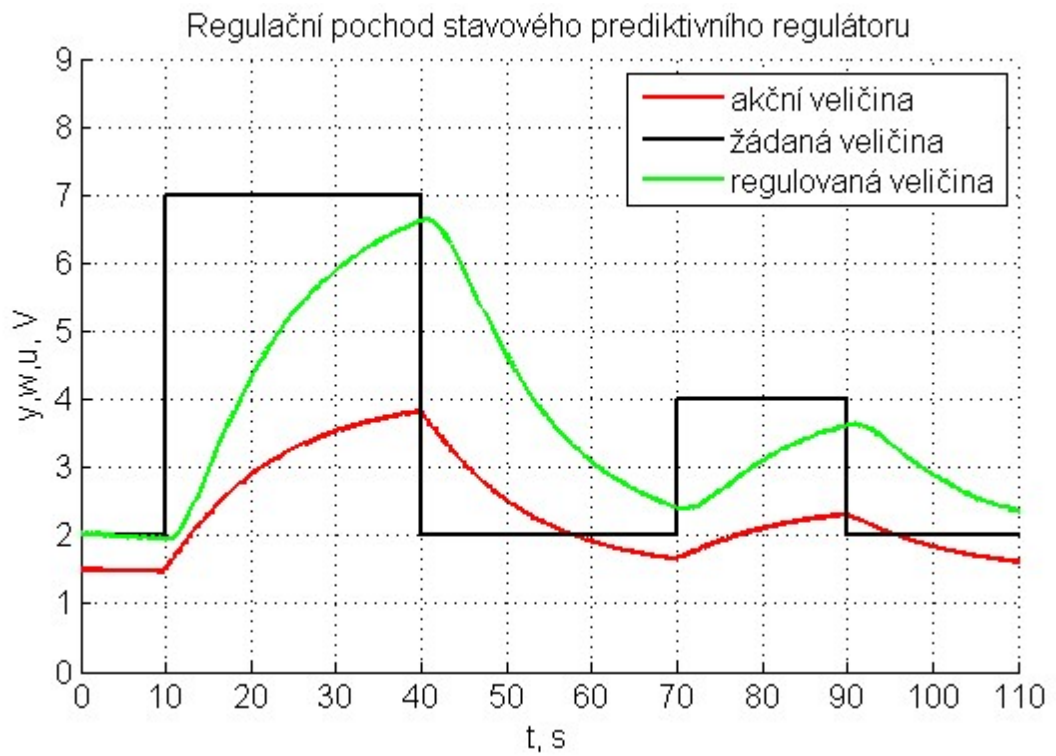
Obrázek 2.35 – Regulační pochod stavového prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 1$, póly pozorovatele $P = [0,2 \ 0,2]$

2.3.6 Prediktivní regulace se stavovým modelem – bez znalosti žádané veličiny

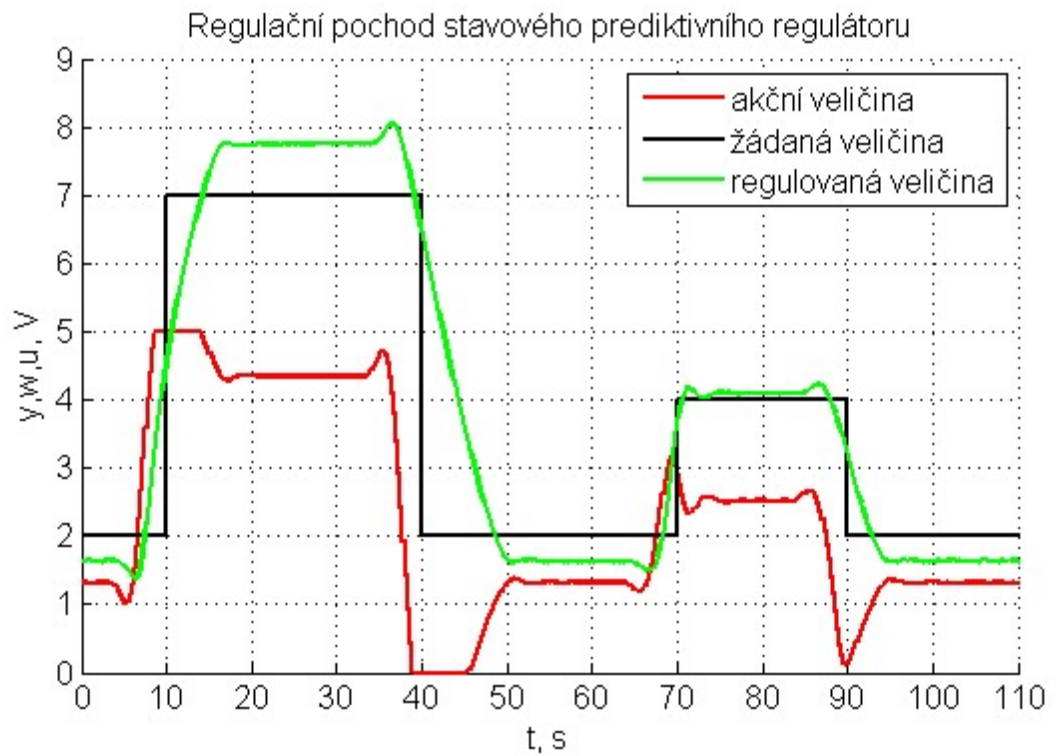
V předchozí kapitole byl proveden experiment bez znalosti žádané hodnoty. Zde byl stejně upraven výpočet pro stavový prediktivní regulátor. Situace je obdobná jako u vstupně–výstupního prediktivního regulátoru, který je uveden na obrázku 2.25. Regulovaná veličina nebyla schopná se přiblížit změnám žádané veličiny. Kritérium plochy uvedené v tabulce 2.10 má přibližně stejnou hodnotu jako u vstupně – výstupního prediktivního regulátoru.

Tabulka 2.10 – Hodnoty kritéria plochy pro stavový prediktivní regulátor bez znalosti a se znalostí žádané veličiny

BEZ ZNALOSTI ŽÁDANÉ VELIČINY STAVOVÉHO POPISU PREDIKTIVNÍHO REGULÁTORU				
penalizace	se znalostí žádané veličiny		bez znalosti žádané veličiny	
	IAE	ISE	IAE	ISE
q_j				
1	65,9	88,8	178,7	450,4



Obrázek 2.36 – Regulační pochod stavového prediktivního regulátoru bez znalosti žádané veličiny, se znalostí omezení, $q_j = 1$



Obrázek 2.37 – Regulační pochod stavového prediktivního regulátoru se znalostí omezení, $q_j = 1$

ZÁVĚR

Cílem této práce bylo navrhnout a aplikovat prediktivní regulátor s uvažováním omezení pro řízení laboratorní soustavy GUNT RT 050. Teoretická část obsahuje informace o prediktivním řízení, princip tvorby modelu a metody nastavení PID regulátorů. Praktická část je věnována popisu soustavy, identifikaci soustavy, návrhu PID regulátoru a prediktivního regulátoru a experimentům s prediktivním regulátorem.

V experimentální části je popsána laboratorní soustava GUNT RT 050. Z měření statické charakteristiky byl určen pracovní rozsah laboratorní soustavy. Ten byl nadefinován na 1 V až 5 V. Následně byla laboratorní soustava identifikována z přechodových charakteristik z 20 % na 50 % a 50 % na 80 % pracovního rozsahu a obráceně. Z naidentifikovaných přechodových charakteristik byl určen obrazový přenos druhého řádu s dvojnásobnou časovou konstantou T_1, T_2 a zesílením. Poté byla naměřena odezva na poruchovou veličinu. Z teoretické části byly použity metody nastavení parametrů pro PI regulátor. Metoda Kuhnova a metoda Åströma a Hägglunda byly porovnány podle hodnoty kritéria absolutní a kvadratické plochy gulační odchyly. Jako nejlepší vyšla Kuhnova metoda s rychlými parametry $IAE = 58,3$. Tato metoda byla experimentálně upravena a byly opět porovnány regulační pochody. Po úpravě parametrů PI regulátoru byl výsledek dle kritéria plochy $IAE = 54,7$. U vstupně–výstupního prediktivního regulátoru byla použita varianta se znalostí i bez znalosti omezení s různými hodnotami penalizačního koeficientu. U konkrétní laboratorní soustavy nebyl rozdíl v pochodech s uvažováním omezení a bez uvažování omezení akční veličiny příliš znát. Největší rozdíl byl naměřen u vstupně–výstupního prediktivního regulátoru s penalizačním koeficientem $q_j = 0,01$. Penalizační koeficient $q_j = 1$ zajistil nejkvalitnější regulační pochod a hodnotu kritéria plochy $IAE = 29,3$. Dále byl proveden experiment s filtračním koeficientem u vstupně–výstupního prediktivního regulátoru. Na regulačních pochodech byl vidět vliv filtračního koeficientu. Bez filtrace docházelo k výraznému kmitání akční veličiny. První řád filtračního koeficientu odstranil kmitavý charakter akční veličiny. Druhý řád filtračního koeficientu už způsobil příliš velkou filtraci a prodloužil tak dobu regulace. V dalším experimentu bylo nutné upravit výpočet pro vstupně–výstupní prediktivní regulátor, tak aby regulátor nepoužíval informaci o budoucím průběhu žádané veličiny. V tomto případě regulační pochod nedosáhl žádané veličiny. V tomto experimentu je vidět jasný přínos znalosti žádané veličiny. Pro stavový prediktivní regulátor byly provedeny stejné experimenty. Prvním experimentem pro stavový prediktivní regulátor byly porovnány regulační pochody s uvažováním a bez uvažování omezení akční veličiny. Zde byly opět měněny penalizační

koeficienty – dle kritéria plochy IAE a ISE vyšel nejlépe $q_j = 0.01$. U stavového prediktivního regulátoru byl však vidět rozdíl žádané veličiny od veličiny regulované v ustáleném stavu – regulátor zachovával trvalou regulační odchylku. To je způsobené nelinearitou soustavy a z toho vyplývající chybou modelu – jeho zesílení. Dále byl u stavového prediktivního regulátoru proveden experiment s umístěním pólů pozorovatele. Dle výsledku kritéria plochy IAE a ISE byl nejlepší parametr pro umístění pólů $P = [0,2 \ 0,2]$. Pro stavový prediktivní regulátor byl také upraven výpočet tak, aby neznal budoucí průběh žádané veličiny. Výsledek byl podobný jako v případě vstupně – výstupního prediktivního regulátoru.

Prediktivní regulátor má svůj význam zejména pokud známe budoucí průběh žádané veličiny – potom je prediktivní regulátor výhodnější, než standardní PID regulátor. Když prediktivní regulátor nemá dopřednou znalost žádané veličiny je to otázka nastavení penalizačních parametrů, ale při skoku žádané hodnoty dojde k výraznému skoku akční veličiny. Rozdíl s uvažováním a bez uvažování znalosti omezení akční veličiny nebyl pro danou soustavu zásadní. Znatelnější by byl v případě složitějších soustav s vyšší dynamikou nebo dokonce s dopravním zpožděním. Z pohledu regulace je nastavení prediktivního regulátoru snažší, než nastavení standardního PID regulátoru, protože je méněm pouze penalizační koeficient, který má přímý vliv na dynamiku regulačního pochodu. Návrh prediktivního regulátoru ovšem vyžaduje znalosti z teorie řízení systémů a optimalizace. Pro aplikaci v průmyslu by bylo nutné vytvořit parametrizovaný knihovní blok, tak aby mohl být použit v řídicím systému.

POUŽITÁ LITERATURA

- ÅSTRÖM, K.; LUNDH, J. 1992. *Lund control program combines theory with hands-on experience*. IEEE Contr. Syst. ag., vol. 12, no. 3, pp. 22–30.
- Automatizace a automatizační technika: systémové pojetí automatizace*. 2014. Brno: Computer Press. 152 s. ISBN 978-80-251-3628-7.
- BALÁTĚ, J. *Automatické řízení*. 2. 2004. přeprac. vyd. Praha: BEN - technická literatura. 664 s. ISBN 80-7300-148-9.
- DEEPYAMAN, M. 2008. *Tuning PID and PID Controllers using the Integral Time Absolute Error Criterion* [online]. Kolkata, India: Jadavpur University, [cit. 2018-08-10]. DOI: 978-1-4244-2900-4/08. Dostupné z: <https://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/0811/0811.0083.pdf>
- DRÁBEK, O.; MACHÁČEK, J. 1992. *Adaptivní řízení*. Pardubice: Vysoká škola chemicko-technologická, 166 s. ISBN 80-85113-45-7.
- CHLEBNÝ, J. 2009. *Automatizace a automatizační technika*. 4., aktualiz. vyd. Brno: Computer Press. 245 s. ISBN 978-80-251-2523-6.
- ČSN ISO 690 (01 0197). *Informace a dokumentace – Pravidla pro bibliografické odkazy a citace informačních zdrojů*. Praha: Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví, 2011. 40 s.
- JIRKOVSKÝ, J. 2012. *Úvod do identifikace systémů v MATLABu*. <https://www.mathworks.com> [online]. Praha: Humusoft, 3 May 2012 [cit. 2018-08-10]. Dostupné z: <https://www.mathworks.com/videos/introduction-to-system-identification-81423.html>.
- KLÁN, P. 2000. *Moderní metody nastavení PID regulátorů*. AUTOMA: věda, výzkum, inovace [online]. Praha: Ústav informatiky AV ČR Praha, 5(9), 3 [cit. 2018-08-10]. Dostupné z: https://valter.byl.cz/sites/default/files/soubory/moderni_nastav_pid.pdf
- LabJack: Measurement & Automation* [online]. Lakewood CO, 2016 [cit. 2018-11-05]. Dostupné z: <https://labjack.com/support/datasheets/u12>.
- MACHÁČEK, J. 2015. *Pokročilé metody řízení procesů*. Pardubice: Univerzita Pardubice. 180 s. ISBN 978-80-7395-937-1.
- Matlab Graphics: Setting and Labelling Axis Ticks*. 2012. In: *Department of Computer Science* [online]. Ithaca, New York: Cornell University, [cit. 2018-07-26]. Dostupné z: <https://www.cs.cornell.edu/courses/cs100m/2007fa/Graphics/Ticks.pdf>.
- MAREŠ, J.; HRNČIŘÍK, P. 2012. *Základy prediktivního řízení*. Praha: Vysoká škola chemicko-technologická v Praze. 78 s. ISBN 978-80-7080-823-8.
- NOSKIEVIČ, P. 1999. *Modelování a identifikace systémů*. Ostrava: Montanex. 208 s. ISBN 80-7225-030-2.
- PEKAŘ, J.; JECH, J. 2010. *Prediktivní řízení průmyslových procesů*. www.automa.cz [online]. Ústí nad Labem: Honeywell, [cit. 2018-08-10]. Dostupné z: <http://automa.cz/SiteContent.aspx/2010/7cl/prrioror072010>.
- PEKAŘ, J.; ŠTECHA, J. 2003. *Návrh prediktivních regulátorů pomocí minimalizace lp normy v prostředí matlab*. <http://dsp.vscht.cz> [online]. Praha: Humusoft, [cit. 2018-08-10]. Dostupné z: http://dsp.vscht.cz/konference_matlab/matlab03/pekar.pdf.

- TAUFER, I.; JAVŮREK, M. 2018. *Jak psát závěrečné práce*. Konzultace v rámci diplomového/bakalářského semináře. Pardubice: Univerzita Pardubice: Osobní sdělení.
- 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 050 prediktivním regulátorem

Bc. Tomáš Merta

CD

Obsah

- 1 Text diplomové práce ve formátu PDF
- 2 Úplné zdrojové kódy pro identifikaci, PI regulátor a prediktivní regulátor