

UNIVERZITA PARDUBICE
Fakulta elektrotechniky a informatiky

**ADAPTIVNÍ PID REGULÁTOR VYUŽÍVAJÍCÍ PRŮBĚŽNÉ
IDENTIFIKACE**

Bc. Vojtěch Ihnát

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. Vojtěch Ihnát**
Osobní číslo: **I16188**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Řízení procesů**
Název tématu: **Adaptivní PID regulátor využívající průběžné identifikace**
Zadávající katedra: **Katedra řízení procesů**

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

S využitím vhodné vývojové desky s jednočipovým počítačem bude realizován adaptivní diskrétní PID regulátor, který bude automaticky upravovat nastavení parametrů na základě měřených hodnot vstupů a výstupů řízeného procesu. Nastavení regulátoru bude získáno metodou umístění pólů, popř. jinou metodou, na základě průběžně upřesňovaného modelu procesu. Vlastnosti řídicího systému budou experimentálně ověřeny na reálném zařízení. Teoretická část práce bude obsahovat uvedení do problematiky a popis využitých metod. Praktická část bude obsahovat naměřené odezvy v podobě grafů a výpočetní skripty.

Rozsah grafických prací:

Rozsah pracovní zprávy:

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

Seznam odborné literatury:

ASTRÖM, K. J., HÄGGLUND, T. PID Controllers: Theory, Design, and Tuning. 2nd edition. Instrument Society of America (ISA), 1995.

KUBÍK, S., KOTEK, Z., STREJC, V., ŠTECHA, J. Teorie automatického řízení I. Praha: SNTL, 1982.

NOSKIEVIČ, P. Modelování a identifikace systémů. Ostrava: Montanex, a.s., 1999.

Vedoucí diplomové práce:

doc. Ing. Jan Cvejn, 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

Bc. Vojtěch Ihnát

Poděkování

Tímto bych chtěl poděkovat svému vedoucímu panu Doc. Ing. Janu Cvejnovi Ph.D, za veškerou pomoc a ochotu při tvorbě této diplomové práce. Také bych chtěl poděkovat své rodině za podporu během studia.

V Pardubicích dne

Bc. Vojtěch Ihnát

ANOTACE

Cílem této práce je realizace adaptivního diskrétního PID regulátoru, který automaticky upravuje své nastavení na základě měřených hodnot vstupů a výstupů. Adaptivní regulátor je realizován s využitím jednočipového mikropočítače Arduino.

KLÍČOVÁ SLOVA

Identifikace, adaptivní řízení, PID regulátor, Arduino.

TITLE

ADAPTIVE PID CONTROLLER USING CONTINUOUS IDENTIFICATION

ANNOTATION

The aim of this work is to implement an adaptive discrete PID controller, which automatically adjusts its settings based on measured inputs and outputs. Adaptive controller has been implemented by using one-chip Arduino microcomputer.

KEYWORDS

Identification, Adaptive control, PID controller, Arduino.

OBSAH

Seznam zkratk a značek	9
Seznam symbolů proměnných veličin a funkcí	10
Seznam ilustrací	11
Seznam tabulek	13
ÚVOD	14
1 MODELOVÁNÍ A IDENTIFIKACE	15
1.1 Rozdělení matematických modelů	15
1.2 Metody identifikace	16
1.2.1 Odhad parametrů modelu z přechodové charakteristiky	18
1.2.2 Metoda nejmenších čtverců	20
1.2.3 Rekurzivní metoda nejmenších čtverců s průběžným zapomínáním	21
2 PID REGULÁTOR	23
2.1 Spojitý PID regulátor	23
2.1.1 Výpočet parametrů regulátoru metodou pokus-omyl	25
2.1.2 Výpočet parametrů regulátoru metodou Zieglera a Nicholse	26
2.1.3 Nastavení parametrů regulátoru metodou vyváženého nastavení	26
2.1.4 Nastavení parametrů regulátoru kompenzací dominantních pólů	27
2.1.5 Kuhnova metoda	27
2.1.6 Cohen Coonova metoda	29
2.2 Diskrétní PID regulátor	30
3 ADAPTIVNÍ ŘÍZENÍ	31
3.1 Adaptivní systémy s heuristickým přístupem	31
3.2 Samočinně se nastavující regulátory	32
3.3 Systémy s referenčním modelem MRAS	33
4 PRAKTICKÁ REALIZACE	34
4.1 Rekurzivní identifikace spojitě soustavy 2. řádu	34
4.1.1 Simulační ověření rekurzivní identifikace	37
4.1.2 Adaptivní PID regulátor využívající průběžné identifikace	41
4.2 Realizace adaptivního regulátoru pomocí vývojové desky	48
4.2.1 Arduino DUE R3	48
4.2.2 Programování Arduina	49
4.2.3 Propojení Arduina s reálným procesem	50

4.2.4	Softwarová realizace	54
4.2.5	Chování regulátoru v simulovaném režimu	55
4.2.6	Chování regulátoru pro reálný proces	57
5	ZÁVĚR	62
	POUŽITÁ LITERATURA	63
	PŘÍLOHY	64

SEZNAM ZKRATEK A ZNAČEK

MRAS	Model Reference Adaptive Systems
MATLAB	Matrix Laboratory
PID	proporcionálně integračně derivační (regulátor)
PSD	diskrétní PID regulátor
STC	Self-Tuning Controllers
URO	uzavřený regulační obvod

SEZNAM SYMBOLŮ PROMĚNNÝCH VELIČIN A FUNKCÍ

Δ	perioda vzorkování, s
e	regulační odchylka
ε	regulační odchylka
F	přenos soustavy
G	obrazový přenos
γ	koeficient zapomínání
K	zesílení
ζ	součinitel tlumení
r_0	zesílení
p	vektor neznámých parametrů
T	časová konstanta, s
T_1	časová konstanta, s
T_2	časová konstanta, s
T_{ar}	průměrná doba ustálení, s
T_d	derivační časová konstanta, s
T_i	integrační časová konstanta, s
T_k	kritická perioda
T_n	doba náběhu
T_u	doba průtahu
u	akční veličina
U	elektrické napětí, V
u_∞	ustálená hodnota vstupní veličiny
w	žádaná hodnota
x	nezávisle proměnná
y	závisle proměnná
y_∞	ustálená hodnota výstupní veličiny

SEZNAM ILUSTRACÍ

Obrázek 1.1 – Aproximace přechodové charakteristiky soustavy se setrvačností 1. řádu	18
Obrázek 1.2 – Aproximace přechodové charakteristiky soustavou vyššího řádu	19
Obrázek 2.1 – Regulační obvod se zápornou zpětnou vazbou	23
Obrázek 2.2 – Paralelní a sériová realizace PID regulátoru	24
Obrázek 2.3 – Dynamické vlastnosti spojitých regulátorů	25
Obrázek 2.4 – Metoda vyváženého nastavení	26
Obrázek 2.5 – Nastavení parametrů regulátoru Kuhnovou metodou	28
Obrázek 2.6 – Nastavení parametrů regulátoru Cohen – Coonova metoda.....	29
Obrázek 3.1 – Blokové schéma heuristického přístupu k adaptivnímu řízení.....	31
Obrázek 3.2 – Princip samočinně se nastavujícího regulátoru	32
Obrázek 3.3 – Princip systému s referenčním modelem MRAS	33
Obrázek 4.1 – Přechodová charakteristika řízeného obvodu.....	34
Obrázek 4.2 – Reakce soustav na skokovou změnu žádané veličiny	37
Obrázek 4.3 – Blokové schéma rekurzivní identifikace	39
Obrázek 4.4 – Obsah bloku „Identifikace“	39
Obrázek 4.5 – Obsah bloku „Výpočet parametrů“	40
Obrázek 4.6 – Ověření funkčnosti v prostředí Matlab / Simulink.....	44
Obrázek 4.7 – Subsystem PID regulátoru.....	45
Obrázek 4.8 – Reakce pevně nastaveného regulátoru na skok žádané veličiny	46
Obrázek 4.9 – Reakce adaptivního regulátoru na skok žádané veličiny	46
Obrázek 4.10 – Reakce pevně nastaveného regulátoru na obdélníkový signál	47
Obrázek 4.11 – Reakce adaptivního regulátoru na obdélníkový signál	47
Obrázek 4.12 – Vývojová deska Arduino DUE R3	48
Obrázek 4.13 – Vývojové prostředí Arduina.....	49
Obrázek 4.14 – Piny reálného procesu	50
Obrázek 4.15 – Blokové schéma propojení regulátoru a reálného procesu.....	51
Obrázek 4.16 – Použité hardwarové zařízení	52
Obrázek 4.17 – Přepočítání vstupních hodnot	53
Obrázek 4.18 – Přepočítání výstupních hodnot	53
Obrázek 4.19 – Příkazy pro načtení knihoven	54
Obrázek 4.20 – Příkazy uvedené v proceduře loop	55
Obrázek 4.21 – Reakce regulátoru na jednotkový skok žádané veličiny, soustava 1.....	57

Obrázek 4.22 – Reakce regulátoru na jednotkový skok žádané veličiny, soustava 2.....	57
Obrázek 4.23 – Odezva regulátoru na žádanou hodnotu, nastavení 1	58
Obrázek 4.24 – Průběh akční veličiny, nastavení 1	59
Obrázek 4.25 – Odezva regulátoru na žádanou hodnotu, nastavení 2	60
Obrázek 4.26 – Průběh akční veličiny, nastavení 2	60
Obrázek 4.27 – Odezva regulátoru na žádanou hodnotu, nastavení 3	61
Obrázek 4.28 – Průběh akční veličiny, nastavení 3	61

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1.1 – Vlastnosti analytické a experimentální identifikace	17
Tabulka 2.1 – Výpočet parametrů metodou Zieglera a Nicholse	26
Tabulka 2.2 – Nastavení regulátoru Kuhnovou metodou – normálně.....	28
Tabulka 2.3 – Nastavení regulátoru Kuhnovou metodou – rychle.....	28
Tabulka 2.4 – Nastavení regulátoru Cohen Coonovou metodou.....	29
Tabulka 4.1 – Výsledky průběžné identifikace	41
Tabulka 4.2 – Konvergence hledaných hodnot	56

ÚVOD

Procesy, se kterými se můžeme v praxi setkat, mají proměnné dynamiky výstupních veličin. Změna dynamiky může být způsobena změnami vlastností surovin a zařízení. Z toho důvodu použití klasických regulátorů s pevně nastavenými parametry je často nevyhovující, protože řízení je neoptimální a dochází ke ztrátám energie, materiálu atd. Proto pro zvýšení kvality řízení se používají adaptivní systémy.

Adaptace je tedy proces, při němž se systém přizpůsobuje vnějším podmínkám a dalším faktorům. Z toho důvodu adaptivní systémy vyžadují neustálou informaci o aktuálních vstupech a výstupech. Toho se docílí použitím metod, které poskytují průběžnou identifikaci.

Cílem této diplomové práce bylo vytvoření adaptivního diskrétního PID regulátoru s využitím průběžné identifikace. Adaptivní PID regulátor měl být realizován pomocí jednočipového mikropočítače Arduino DUE. Tento regulátor automaticky upravuje své parametry na základě měřených hodnot vstupů a výstupů. Chování regulátoru bylo ověřeno jednak v simulovaném režimu a také pro reálný proces.

1 MODELOVÁNÍ A IDENTIFIKACE

V této kapitole jsou popsány základní pojmy týkající se modelování a identifikace. Pro optimální návrh regulátoru je zapotřebí znát matematický model řízeného procesu, který může být získán matematickým modelováním.

Matematický model tedy slouží k popisu různých komplikovaných jevů ve vědě či technice. Aby byl vytvořený matematický model optimální, je zapotřebí přesně znát vlastnosti řízeného objektu.

Proces tvorby modelů se nazývá modelování, při tomto procesu dochází ke zjednodušení reálného objektu a tím dochází k vyloučení nepodstatných proměnných, které by dělaly model složitým.

1.1 ROZDĚLENÍ MATEMATICKÝCH MODELŮ

Na základě apriorní informace, tj. z předem daných či změřených poznatků, lze modely rozdělit dle různých hledisek.

Podle toho, zda model popisuje statické či dynamické vlastnosti systémů, se model dělí na statický a dynamický. Statický model popisuje závislost výstupní veličiny na vstupní v ustáleném stavu. Tento vztah je popsán algebraickými rovnicemi, ve kterých nevystupuje čas jako nezávislá proměnná. Statický model umožňuje dopředu předvídat, jaké budou výstupy při daných vstupech v ustáleném stavu. Nicméně není předem známo, kdy bude této hodnoty dosaženo. Kdežto dynamický model, tzv. úplný model, popisuje statické i dynamické vlastnosti systému. Tento model nám říká, jaký bude průběh výstupu v čase při daném vstupu a stavu systému. Vztah mezi vstupy a výstupy je popsán diferenciální či diferenční rovnicí.

Dále se modely dělí dle způsobu identifikace na analytický a experimentální model. Analytický model se získá analytickými metodami identifikace, tento model vychází z energetických bilancí rovnic fyzikálních či chemických. Jak již z názvu vyplývá, experimentální model se získá experimentálními metodami identifikace, měřením na skutečných objektech.

Podle charakteru procesu se modely dělí na deterministické a stochastické. Deterministický model je jednoznačně popsán vztahy mezi vstupními a výstupními veličinami. Tento model se získá, jestliže se na vstup vyšetřovaného objektu přivede přesně definovaný (determinovaný) testovací signál. Tyto modely slouží k identifikaci modelů, které nejsou ovlivňovány poruchovými veličinami. Na druhou stranu stochastický model nemá přesně

definované vztahy mezi vstupními a výstupními veličinami, to znamená, že se určují s určitou statistickou pravděpodobností.

Dále se modely dělí podle charakteru matematického popisu. Do této skupiny patří nelineární a lineární model. U nelineární modelu je alespoň jedna operace matematického popisu nelineární. U lineárního modelu jsou všechny matematické operace lineární a musí platit princip superpozice. To znamená, že odezva na součet dvou signálů je totožná součtu odezev na každou změnu zvlášť.

Dále se modely liší dle způsobu zpracování informace. Pro spojitý model platí, že se vstupy a výstupy mění plynule (spojitě). Kdežto u diskrétního modelu se hodnoty vstupů a výstupů mění v určitých diskrétních časových intervalech (Vrožina, 2012).

1.2 METODY IDENTIFIKACE

Identifikace je proces vytváření matematického popisu (modelu) reálného systému. Je to činnost, při které dochází k určování struktury a parametrů modelu. Tím se stanoví řád soustavy a zvolený typ diferenciální či diferenční rovnice.

Systém lze identifikovat analyticky nebo empiricky. Analyticky se systém identifikuje pomocí metod matematicko-fyzikální analýzy. Vychází se přitom z konstrukčních, technologických a provozních údajů o daném objektu. Závislost mezi vstupními a výstupními veličinami je popsána pomocí rovnic energetických, algebraických a rovnic kontinuity. Tím vznikne vnitřní popis systému, který je znám jako metoda bílé skříňky tzv. white box. Čím hlubší se provádí analýza, tím přesnější by měl být i matematický model. Nicméně matematický model bude složitější a jeho odvození bude časově náročnější. Proto je zapotřebí zvážit, do jaké míry se má objekt analyzovat, aby sestavený model byl dostatečně přesný.

Empiricky se systém analyzuje pomocí metod experimentálních. To znamená, že v určitém časovém intervalu se změří hodnoty vstupních a výstupních veličin. Tím se získá matematický model, který vyjadřuje vnější popis systému. Tato metoda je známa jako metoda černé skříňky tzv. black box. Model popisuje vstupně-výstupní chování objektu, avšak parametry vnitřní struktury nejsou známy (Noskiewič, 1999).

Tabulka 1.1 porovnává důležité vlastnosti analytické a empirické identifikace.

Tabulka 1.1 – Vlastnosti analytické a experimentální identifikace (Noskievič, 1999)

Vlastnost modelu	Analytická identifikace	Empirická (Experimentální) identifikace
Struktura modelu	Struktura vyplývá z přírodních zákonů.	Struktura musí být zvolena.
Popis systému	Systém je popsán pomocí vnitřních stavových proměnných a vstupně – výstupního chování.	Systém je popsán pouze pomocí relace vstup – výstup.
Parametry modelu	Parametry modelu jsou funkcemi systémových veličin, mají fyzikální význam.	Parametry modelu jsou analytické proměnné, které neumožňují většinou nalézt souvislost s fyzikálními systémovými proměnnými.
Platnost modelu	Model platí pro celou třídu typů procesu a pro různé provozní stavy.	Model platí pouze pro zkoumaný proces a konkrétní provozní stav. Proto lze chování popsat relativně přesně.
Existence originálního systému	Model může být vytvořen i pro neexistující systém.	Model může být identifikován pouze pro existující systém.
Znalost vnitřní struktury	Důležité vnitřní procesy systému musí být známe a matematicky popsatelné.	Vnitřní procesy nemusí být známe.
Opakované použití metody	Každá tvorba modelu představuje opakovanou aplikaci fyzikálních zákonů. Zvyšování know how řešitele.	Metody nezávislé na jednotlivých systémech, vytvořené programové vybavení může být opakovaně použito pro identifikaci různých systémů.
Časová náročnost	Tvorba modelu vyžaduje větší časové nároky.	Menší časové nároky.

Odhad parametrů modelu lze provést více způsoby. Některé metody vychází z analýzy přechodové a frekvenční charakteristiky, kde se určí velikost časových konstant a řád systému. Mezi další metody patří např. metoda analýzy odezvy na Diracův impuls a metoda maximální věrohodnosti. Některé vybrané metody jsou popsány detailněji níže.

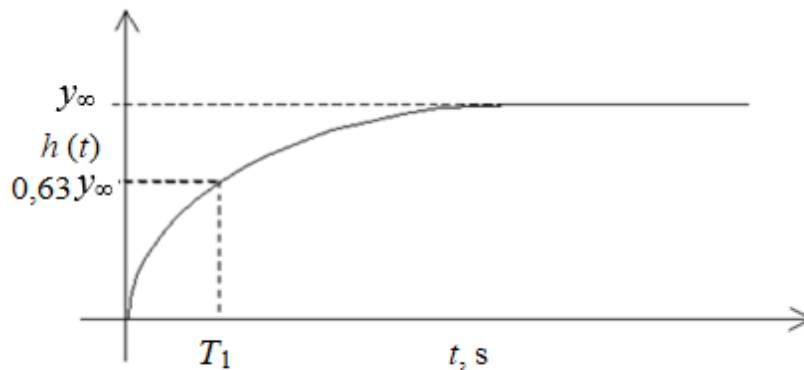
1.2.1 Odhad parametrů modelu z přechodové charakteristiky

Identifikace parametrů pomocí aproximace přechodových charakteristik patří mezi deterministické metody. Lze je použít, je-li šum na výstupu měřené soustavy zanedbatelný. Prvním typem aproximace je aproximace proporcionalní soustavou se setrvačností 1. řádu. Je tedy daná soustava 1. řádu

$$G(s) = \frac{K}{T_1 s + 1}, \quad (1.1)$$

kde K je zesílení soustavy,

T_1 je časová konstanta, s.



Obrázek 1.1 – Aproximace přechodové charakteristiky soustavy se setrvačností 1. řádu

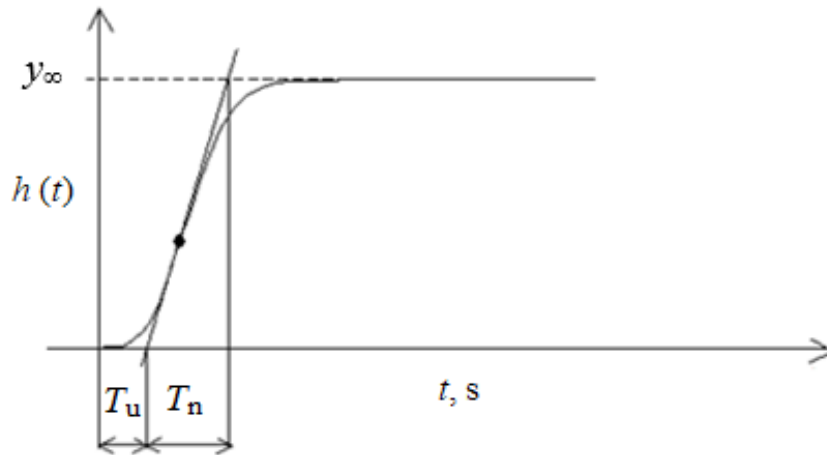
Podílem ustálených hodnot výstupní a vstupní veličiny získáme zesílení K . Časová konstanta T_1 odpovídá 63 % hodnoty y_∞ .

$$K = \frac{y_\infty}{u_\infty}, \quad (1.2)$$

kde y_∞ je ustálená hodnota výstupní veličiny,

u_∞ je ustálená hodnota vstupní veličiny.

Dalším typem je aproximace soustavou druhého nebo vyššího řádu. Strejcova metoda říká, že lze libovolný proporcionální systém aproximovat proporcionální soustavou druhého řádu s různě velkými časovými konstantami nebo soustavou vyššího řádu se stejnými časovými konstantami (Noskievič, 1999).



Obrázek 1.2 – Aproximace přechodové charakteristiky soustavou vyššího řádu

Soustava se volí podle hodnoty normalizovaného dopravního zpoždění τ , které je dáno poměrem T_u doby průtahu a T_n doby náběhu

$$\tau = \frac{T_u}{T_n}, \quad (1.3)$$

kde T_u je doba průtahu,

T_n je doba náběhu.

V případě, že je $\tau < 0,1$, volí se pro aproximaci přenos s rozdílnými časovými konstantami, vztah 1.4. Pokud $\tau \geq 0,1$, volí se pro aproximaci přenos se stejnými časovými konstantami, vztah 1.5 (Noskievič, 1999).

$$G(s) = \frac{K}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}, \quad (1.4)$$

$$G(s) = \frac{K}{(Ts + 1)^n}. \quad (1.5)$$

1.2.2 Metoda nejmenších čtverců

Metoda nejmenších čtverců patří do off-line identifikace. To znamená, že identifikace parametrů se provede pouze jednorázově.

Uvažujme model popsaný obecnou diferenciální rovnicí např.

$$\hat{y}(k) + a_1 y(k-1) + \dots + a_n y(k-n) = b_1 u(k-1) + \dots + b_n u(k-n), \quad (1.6)$$

kde \hat{y} je odhad výstupní veličiny,

a a b jsou hledané parametry.

Optimální odhad parametrů se získá minimalizací kritéria K . Kritérium je dáno vztahem 1.7, součet kvadrátů reziduí má být minimální, je to rozdíl skutečné a odhadnuté hodnoty výstupní veličiny.

$$K = \sum_{i=n+1}^N (y(i) - \hat{y}(i))^2 = \min. \quad (1.7)$$

kde N je počet bodů měření,

n je řád modelu.

Pro odhad platí

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{F}\mathbf{p} + \boldsymbol{\varepsilon}, \quad (1.8)$$

kde $\hat{\mathbf{y}}$ je vektor odhadů výstupní veličiny,

\mathbf{F} je matice dat,

\mathbf{p} je vektor parametrů a_n a b_n ,

$\boldsymbol{\varepsilon}$ je náhodná chyba.

Jednotlivé matice vypadají následovně

$$\hat{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} \hat{y}(n+1) \\ \hat{y}(n+2) \\ \vdots \\ \hat{y}(N) \end{bmatrix}, \quad (1.9)$$

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} -y(n) & -y(1) & u(n) & u(1) \\ -y(n+1) & -y(2) & u(n+1) & u(2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -y(k+N-1) & -y(k-n+N) & u(k+N-1) & u(k-n+N) \end{bmatrix}, \quad (1.10)$$

$$\mathbf{p} = \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \\ b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix}, \quad (1.11)$$

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \vdots \\ \varepsilon_n \end{bmatrix}, \quad (1.12)$$

kde n je řád soustavy,

N je počet vzorků.

Po úpravě lze psát

$$\mathbf{p} = (\mathbf{F}^T \mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^T \mathbf{y}. \quad (1.13)$$

Odhad vektoru parametrů \mathbf{p} se provádí od $n+1$ kroku a to z toho důvodu, že pro prvních pár řádků neexistují naměřená data. Toto řešení jako první publikoval K. G. Gauss již v roce 1795.

1.2.3 Rekurzivní metoda nejmenších čtverců s průběžným zapomínáním

Rekurzivní metoda nejmenších čtverců je významnou součástí adaptivního řízení, kde daná akce je založena na aktuálním modelu. Úkolem rekurzivní metody nejmenších čtverců je do stávající matice \mathbf{F} začlenit další měření, to znamená, že v každém kroku bude postupně rozšiřovaná o nový řádek. Výhodou této metody je, že není zapotřebí uchovávat informaci o všech předešlých měření, protože výsledek se postupně zpřesňuje. Tato metoda má tedy menší požadavky na paměť počítače než obyčejná metoda nejmenších čtverců (Pitra, 2008).

Za předpokladu, že je znám výchozí odhad

$$\mathbf{p} = (\mathbf{F}^T \mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^T \mathbf{y} = \mathbf{C} \mathbf{F}^T \mathbf{y}, \quad (1.14)$$

kde \mathbf{C} je čtvercová kovarianční matice ve tvaru

$$\mathbf{C} = (\mathbf{F}^T \mathbf{F})^{-1}. \quad (1.15)$$

Potom při rozšíření o nový řádek lze psát

$$\hat{\mathbf{F}} = \begin{bmatrix} \mathbf{F} \\ \mathbf{z}^T \end{bmatrix}, \hat{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} \mathbf{y} \\ \mathbf{r} \end{bmatrix}, \quad (1.16)$$

$$\hat{\mathbf{p}} = \left(\begin{bmatrix} \mathbf{F} \\ \mathbf{z}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F} \\ \mathbf{z}^T \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{F} \\ \mathbf{z}^T \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{y} \\ \mathbf{r} \end{bmatrix} = (\mathbf{F}^T \mathbf{F} + \mathbf{z}\mathbf{z}^T)^{-1} (\mathbf{F}^T \mathbf{y} + \mathbf{z}\mathbf{r}), \quad (1.17)$$

kde \mathbf{z} a \mathbf{r} představují aktuální data (nový řádek).

Určení nového odhadu $\hat{\mathbf{p}}$ probíhá pouze v závislosti na předchozím odhadu \mathbf{p} a aktuálních datech. Odhad kovarianční matice $\hat{\mathbf{C}}$ a odhad parametrů $\hat{\mathbf{p}}$ po rozšíření o nový řádek vypadají následovně

$$\hat{\mathbf{C}} = \mathbf{C} - \frac{\mathbf{C}\mathbf{z}\mathbf{z}^T\mathbf{C}}{1 + \mathbf{z}^T\mathbf{C}\mathbf{z}} = \left(\mathbf{I} - \frac{\mathbf{C}\mathbf{z}\mathbf{z}^T}{1 + \mathbf{z}^T\mathbf{C}\mathbf{z}} \right) \mathbf{C}, \quad (1.18)$$

$$\hat{\mathbf{p}} = \mathbf{p} + \frac{\mathbf{C}\mathbf{z}}{1 + \mathbf{z}^T\mathbf{C}\mathbf{z}} (\mathbf{r} - \mathbf{z}^T \mathbf{p}), \quad (1.19)$$

Při dosazení faktoru zapomínání γ lze psát

$$\hat{\mathbf{C}} = \gamma^{-1} \left(\mathbf{I} - \frac{\mathbf{C}\mathbf{z}\mathbf{z}^T}{\gamma + \mathbf{z}^T\mathbf{C}\mathbf{z}} \right) \mathbf{C}, \quad (1.20)$$

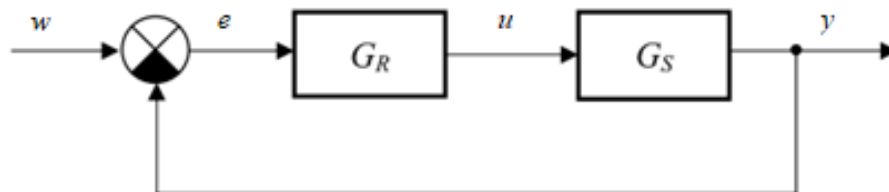
$$\hat{\mathbf{p}} = \mathbf{p} + \frac{\mathbf{C}\mathbf{z}}{\gamma + \mathbf{z}^T\mathbf{C}\mathbf{z}} (\mathbf{r} - \mathbf{z}^T \mathbf{p}), \quad (1.21)$$

kde γ je faktor zapomínání, který se volí $\gamma \in (0; 1)$.

Dále je zapotřebí vhodně zvolit počáteční hodnoty \mathbf{C}_0 a \mathbf{p}_0 . \mathbf{C}_0 se volí jako $\sigma^2 \mathbf{I}$, kde σ odpovídá rozptylu parametrů.

2 PID REGULÁTOR

Regulátor je zařízení, které slouží k regulaci, to znamená, že prostřednictvím akční veličiny u se působí na regulovanou soustavu takovým způsobem, aby se regulovaná veličina y chovala podle předem zadaného cíle, jež je charakterizován žádanou hodnotou w . To odpovídá požadavku, aby regulační odchylka e byla nulová nebo aby se co nejvíce blížila nule. Tohoto cíle lze dosáhnout pomocí záporné zpětné vazby, obrázek 2.1 (Švarc, 2002).



Obrázek 2.1 – Regulační obvod se zápornou zpětnou vazbou

2.1 SPOJITÝ PID REGULÁTOR

Mezi spojitě regulátory patří PID regulátor, který patří k nejpoužívanějším regulátorům. PID regulátor je dán kombinací tří složek, jak je z názvu patrné, jedná se o proporcionální, integrační a derivační regulátor.

Proporcionální regulátor neboli P regulátor pouze zesiluje regulační odchylku. Avšak při zesílení nad určitou mez se soustava rozkmitá a dochází k nestabilitě regulované soustavy. Tento regulátor je popsán níže uvedeným vztahem

$$u = r_0 e. \quad (2.1)$$

Integrační regulátor neboli I regulátor umožňuje dosáhnout nulové regulační odchylky i pro statické soustavy. Avšak zvyšuje řád soustavy a prodlužuje regulační děj. I regulátor je popsán vztahem

$$u = r_{-1} \int e dt, \quad (2.2)$$

nebo lze psát vztah

$$u = \frac{1}{T_i} \int e dt. \quad (2.3)$$

Derivační regulátor neboli D regulátor urychluje regulační pochod. Umožňuje zpětné vazbě reagovat s předstihem, avšak nelze ho samostatně realizovat, protože vstupním signálem

je derivace regulační odchylky a neví tedy nic o velikosti (hodnotě) regulační odchylky. Je tedy dán vztahem

$$u = r_1 e', \quad (2.4)$$

anebo

$$u = T_D e'. \quad (2.5)$$

Kombinací těchto základních typů vzniknou regulátory: PI, PD a PID. Činnost ideálního PID regulátoru je dána vztahem (Tůma, 2007)

$$u(t) = k_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_D \frac{de(t)}{dt} \right], \quad (2.6)$$

kde k_p je zesílení regulátoru,

T_i je integrační časová konstanta, s,

T_D je derivační časová konstanta, s.

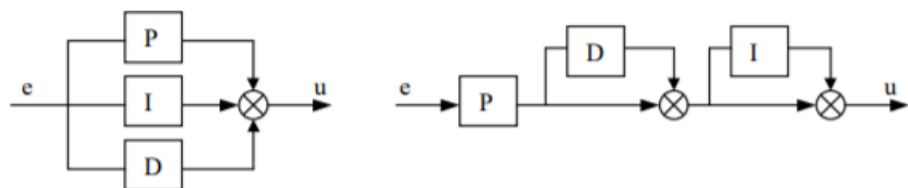
Je-li regulovaná veličina y zatížena šumem, potom vlivem derivační složky může docházet k nežádoucímu kmitání akční veličiny. Odstranění nežádoucího kmitání se provede zařazením filtru 1. řádu. Přenos derivační složky má potom tvar

$$\frac{T_D s}{\frac{T_D}{N} s + 1}, \quad (2.7)$$

kde N určuje časovou konstantu $\frac{T_D}{N}$ filtru.

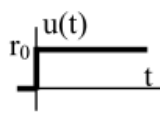
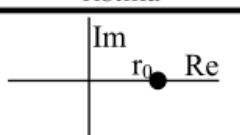
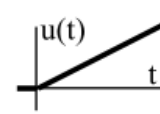
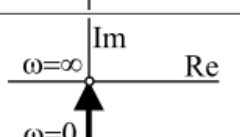
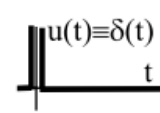
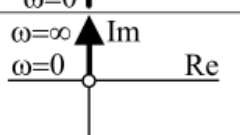
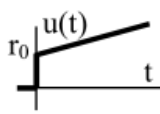
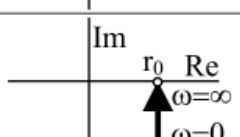

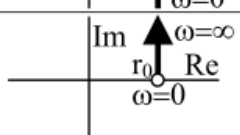
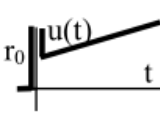
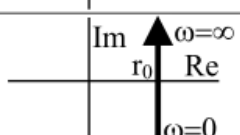
Hodnota N leží v intervalu $\langle 3, 20 \rangle$. Pro velké hodnoty N má derivační složka malý význam a PID regulátor je blízký PI regulátoru (Schlegel, 2011).

Paralelní (neinteraktivní) a sériová (interaktivní) realizace PID je uvedena na obrázku 2.2.



Obrázek 2.2 – Paralelní a sériová realizace PID regulátoru (Schlegel, 2001)

Dynamické vlastnosti spojitých regulátorů jsou zobrazeny na obrázku 2.3.

typ	rovnice	přenos $G_R(s)$	přechodová charakteristika	frekvenční charakteristika
P	$u = r_0 e$	r_0		
I	$u = r_{-1} \int edt$	$\frac{r_{-1}}{s}$		
D	$u = r_1 e'$	$r_1 s$		
PI	$u = r_0 e + r_{-1} \int edt$	$r_0 + \frac{r_{-1}}{s}$		
PD	$u = r_0 e + r_1 e'$	$r_0 + r_1 s$		
PID	$u = r_0 e + r_{-1} \int edt + r_1 e'$	$r_0 + \frac{r_{-1}}{s} + r_1 s$		

Obrázek 2.3 – Dynamické vlastnosti spojitých regulátorů (Švarc, 2002)

Přístupů pro výpočet parametrů PID regulátoru existuje celá řada, dále jsou popsány jen některé vybrané metody.

2.1.1 Výpočet parametrů regulátoru metodou pokus-omyl

Mezi nejpoužívanější metody výpočtu parametrů PID regulátoru patří metoda pokus-omyl, kdy se experimentuje s uzavřenou smyčkou. Soustava reaguje na jednotkový skok a podle tvaru odezvy se volí parametry regulátoru.

Parametry regulátoru se vyhodnocují tedy subjektivně a jejich přesnost závisí na zkušenostech obsluhy (Schlegel, 2001).

2.1.2 Výpočet parametrů regulátoru metodou Zieglera a Nicholse

Mezi další způsoby vyhodnocení parametrů PID regulátoru patří metoda Zieglera a Nicholse. Tato metoda byla publikována již v roce 1942 a stále patří k nejpoužívanějším metodám.

Princip spočívá v tom, že se snažíme regulační obvod přivést na hranici stability. Kritickým nastavením se myslí nastavení, při kterém jsou integrační a derivační složky vyřazeny a změnou zesílení r_0 je obvod přiveden na hranici stability. Hodnota zesílení r_0 , při které je obvod stabilní, se nazývá kritické zesílení a označuje se tedy r_{0k} . Dalším důležitým parametrem je perioda kmitů. Regulační obvod, který je na hranici stability, má netlumené kmity o konstantní amplitudě a bývá tedy označována jako kritická perioda T_k . V tabulce 2.1 jsou uvedeny vztahy pro výpočet parametrů PID regulátoru (Schlegel, 2001).

Tabulka 2.1 - Výpočet parametrů metodou Zieglera a Nicholse

Regulátor	r_0	T_i	T_d
P	$0,5 r_k$		
PI	$0,45 r_k$	$0,85 T_k$	
PID	$0,6 r_k$	$0,5 T_k$	$0,125 T_k$

2.1.3 Nastavení parametrů regulátoru metodou vyváženého nastavení

Tato metoda vychází z přenosu tříparametrového modelu

$$G(s) = \frac{k}{1+sT} e^{-sL}. \quad (2.8)$$

U této metody dochází k vyváženosti proporcionální a integrační složky, dále šetří akční členy a zabezpečuje minimální překmit. Výpočet parametrů regulátoru se provádí podle tabulky na obrázku 2.4.

	k_p	T_I	T_D
PI	$\frac{1}{k} \left[1 - \frac{2\tau}{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}} \right]$	$\left[\frac{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}}{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}} \tau \right] T_{ar}$	-
PID	$\frac{1}{k} \left[1 - \frac{2\tau}{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}} \right]$	$\left[\frac{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}}{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}} \tau \right] T_{ar}$	$\leq \frac{T_I}{4}$

Obrázek 2.4 – Metoda vyváženého nastavení (Navrátil, 2011)

kde τ je normalizované dopravní zpoždění,

T_{ar} je průměrná doba ustálení.

Výpočet τ a T_{ar} se provede podle níže uvedených vztahů

$$T_{ar} = L + T, \quad (2.9)$$

$$\tau = \frac{L}{L + T}. \quad (2.10)$$

2.1.4 Nastavení parametrů regulátoru kompenzací dominantních pólů

Je-li dán přenos soustavy

$$F(s) = \frac{K}{(T_1s + 1)(T_2s + 1) \dots (T_ns + 1)}, \quad (2.11)$$

kde $T_1 \geq T_2 \geq T_n$.

Dominantní póly odpovídají největším časovým konstantám T a mají největší vliv na dynamiku soustavy. Lze je kompenzovat regulátorem, pro který je zapotřebí najít vhodnou hodnotu zesílení K .

Jako kompenzační člen lze například zvolit sériový PID regulátor

$$R(s) = r \left(1 + \frac{1}{T_1s} \right) + (1 + T_2s) = \frac{r}{T_1s} (T_1s + 1)(T_2s + 1). \quad (2.12)$$

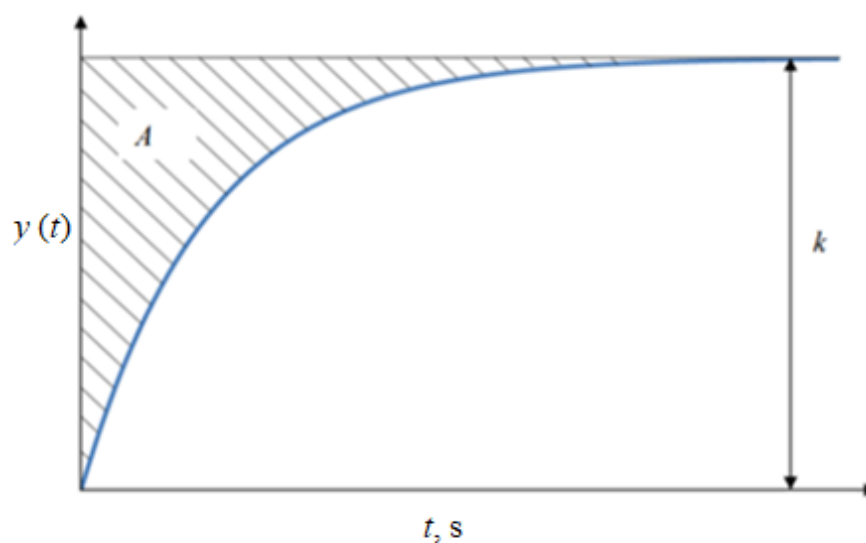
Kompenzovat je možné pouze stabilní póly. Nestabilní póly reálných systémů nelze nikdy zcela vykompenzovat a vzniklá chyba může způsobit nestabilitu regulačního obvodu (Cvejn, 2011).

2.1.5 Kuhnova metoda

Tato metoda bývá také někdy nazývána jako „pravidlo souhrnné časové konstanty“. Byla odvozena v roce 1995. Regulační pochod je většinou málo kmitavý, někdy může být i zbytečně pomalý. Tato metoda dává poměrně dobré výsledky zejména u PI regulátorů. U PID regulátorů tato metoda není tak přesná (Čech, 2015).

Z přechodové charakteristiky obrázků 2.5 se zjistí zesílení k , plocha A , poté se dopočítá souhrnná časová konstanta T_Σ .

$$T_{\Sigma} = \frac{A}{k}. \quad (2.13)$$



Obrázek 2.5 – Nastavení parametrů regulátoru Kuhnovou metodou (Čech, 2015)

Jakmile jsou zjištěny všechny potřebné parametry, tak se nastaví regulátor podle tabulek 2.2 a 2.3, kde se volí mezi rychlým regulačním dějem nebo normálním nastavením.

Tabulka 2.2 – Nastavení regulátoru Kuhnovou metodou – normálně

Regulátor	r_0	T_i	T_d
P	$\frac{1}{k}$		
PI	$\frac{2}{k}$	$0,7T_{\Sigma}$	
PID	$\frac{2}{k}$	$0,8T_{\Sigma}$	$0,194T_{\Sigma}$

Tabulka 2.3 – Nastavení regulátoru Kuhnovou metodou – rychle

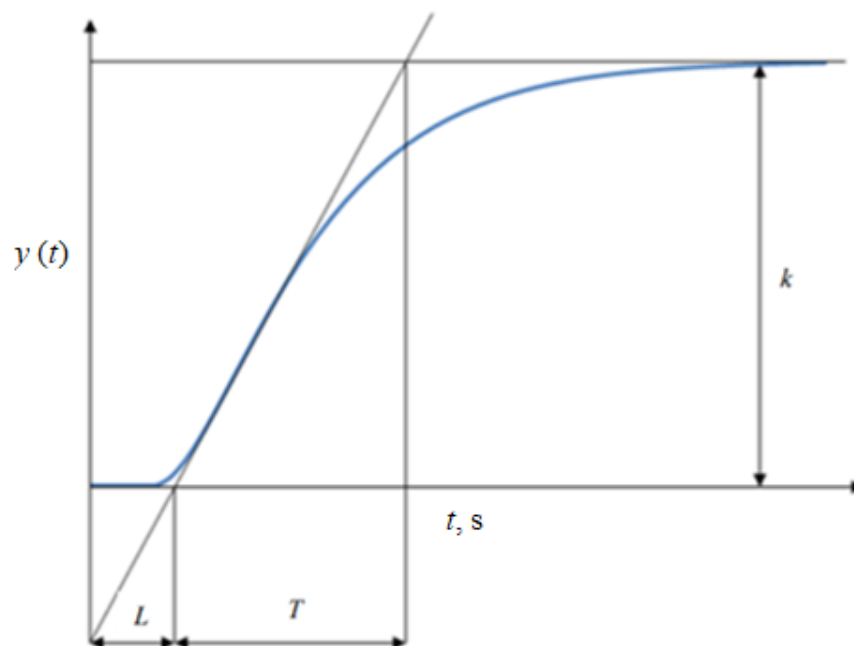
Regulátor	r_0	T_i	T_d
P	$\frac{1}{k}$		
PI	$\frac{0,5}{k}$	$0,5T_{\Sigma}$	
PID	$\frac{1}{k}$	$0,66T_{\Sigma}$	$0,167T_{\Sigma}$

2.1.6 Cohen Coonova metoda

Tato metoda je vhodná pro systémy s dopravním zpožděním nebo pro systémy vyšších řádů. Tato metoda dává poměr $\frac{1}{4}$ tlumení, to znamená, že odezva u druhého kmitu bude čtvrtina první amplitudy (Čech, 2015).

Z přechodové charakteristiky obrázek 2.6 se zjistí parametry L , T a k . Z těchto parametrů se poté dopočítá r následovně

$$r = \frac{L}{T}. \quad (2.14)$$



Obrázek 2.6 – Nastavení parametrů regulátoru Cohen – Coonova metoda (Čech, 2015)

Výpočet parametrů regulátoru se provede podle tabulky 2.4.

Tabulka 2.4 – Nastavení regulátoru Cohen Coonovou metodou

Regulátor	r_0	T_i	T_d
P	$\frac{1}{kr} \left(1 + \frac{r}{3}\right)$		
PI	$\frac{1}{k} \left(0,9 + \frac{r}{12}\right)$	$\frac{30+3r}{9+20r} L$	
PID	$\frac{1}{k} \left(\frac{4}{3} + \frac{r}{4}\right)$	$\frac{32+6r}{13+8r} L$	$\frac{4}{11+2r} L$

2.2 DISKRÉTNÍ PID REGULÁTOR

Diskrétní znamená, že informaci přijímá nebo vydává v diskretních časových intervalech. Do této skupiny patří PSD regulátor. Tento regulátor je diskretní verzí PID regulátoru, jehož integrační složka se nahradí sumací a derivační složka se nahradí diferencí. Převod PID regulátoru do jeho diskretního tvaru se provádí lichoběžníkovou metodou numerické integrace. PSD regulátor je dán vztahem 2.15 (Serafin, 2011).

$$u(k) = r_0 \left\{ e(k) + \frac{\Delta}{T_i} \left[\frac{e(0) + e(k)}{2} + \sum_{j=1}^{k-1} e(j) \right] + \frac{T_d}{\Delta} [e(k) - e(k-1)] \right\}, \quad (2.15)$$

kde Δ je perioda vzorkování, s,
 e je regulační odchylka.

Výše uvedený vztah je polohový tvar PSD regulátoru. Nevýhodou tohoto tvaru je, že obsahuje sumu všech předcházejících odchylek. Proto je výhodnější psát PSD regulátor v přírůstkovém tvaru, který je posunut o jeden interval vzorkování

$$u(k-1) = r_0 \left\{ e(k-1) + \frac{\Delta}{T_i} \left[\frac{e(0) + e(k-1)}{2} + \sum_{j=1}^{k-1} e(j) \right] + \frac{T_d}{\Delta} [e(k-1) - e(k-2)] \right\}. \quad (2.16)$$

Odečtením obou rovnic dostaneme rovnici v přírůstkovém tvaru

$$u(k) = u(k-1) + q_0 e(k) + q_1 e(k-1) + q_2 e(k-2). \quad (2.17)$$

Výpočet parametrů se provádí níže uvedenými vztahy

$$q_0 = r_0 \left(1 + \frac{\Delta}{2T_i} + \frac{T_d}{\Delta} \right), \quad (2.18)$$

$$q_1 = -r_0 \left(1 - \frac{\Delta}{2T_i} + \frac{2T_d}{\Delta} \right), \quad (2.19)$$

$$q_2 = r_0 \frac{T_d}{\Delta}. \quad (2.20)$$

3 ADAPTIVNÍ ŘÍZENÍ

V praxi se setkáváme s tím, že na zkoumaný systém vždy působí náhodné poruchy. V tomto případě použití klasických regulátorů s pevně nastavenými parametry není vždy vyhovující, neboť při změnách parametrů procesu je řízení neoptimální a dochází ke ztrátám. (Navrátil, 2007).

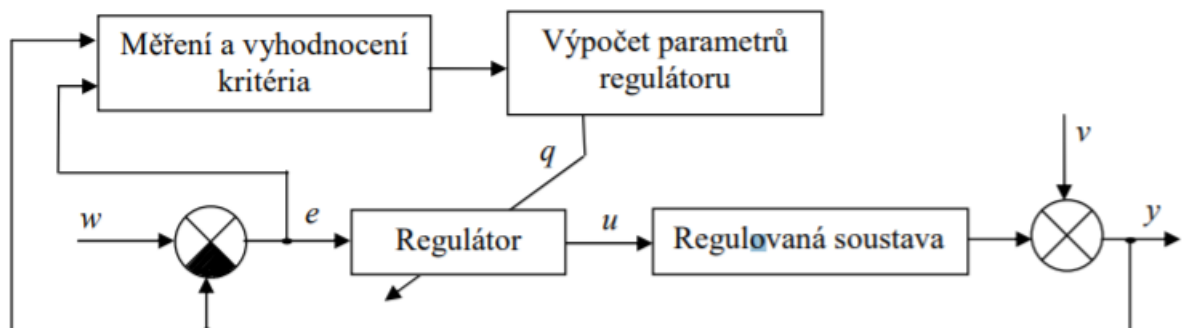
Zvýšení kvality řízení můžeme docílit použitím adaptivních systémů, které jsou schopny se přizpůsobit i značně nevyhovujícím podmínkám. U adaptivních systémů dochází k procesu adaptace vždy, když dojde ke změně žádané veličiny w nebo při poruše v . Adaptivní systémy tedy vyžadují neustálou informaci o aktuálních vstupech a výstupech. Z tohoto důvodu je zapotřebí využívat metod, které poskytují průběžnou identifikaci (Pitra, 2008).

Adaptivní systémy lze rozdělit do 3 základních skupin:

1. Adaptivní systémy s heuristickým přístupem
2. Samočinně se nastavující regulátory tzv. STC regulátory
3. Systémy s referenčním modelem MRAS

3.1 ADAPTIVNÍ SYSTÉMY S HEURISTICKÝM PŘÍSTUPEM

Zde dochází k přímému vyhodnocení průběhu regulované veličiny nebo vybraného kritéria. Používá se zde číslicový PID regulátor a jako kritérium se volí míra kmitavosti regulované veličiny nebo její odchylky. Tato metoda nevyžaduje identifikaci soustavy, jelikož se vyhodnocuje regulovaná veličina, která způsobí změnu parametrů regulátoru, obrázek 3.1, (BOBÁL, 1999)



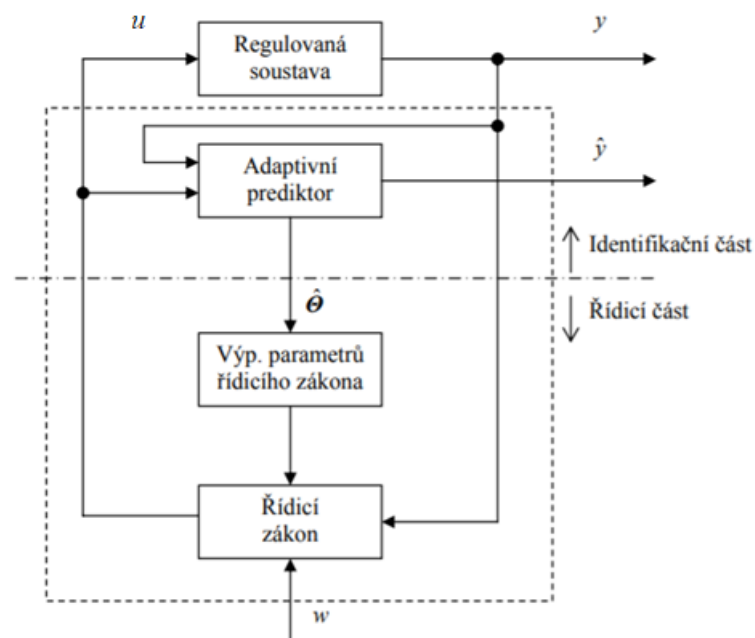
Obrázek 3.1 – Blokové schéma heuristického přístupu k adaptivnímu řízení (Pitra, 2008)

kde w je žádaná veličina,
 e je regulační odchylka,
 q je parametr potřebný k přenastavení regulátoru,
 u je akční zásah,
 v je porucha,
 y je výstupní veličina.

3.2 SAMOČINNĚ SE NASTAVUJÍCÍ REGULÁTORY

Samočinně se nastavující regulátory používají tytéž algoritmy jako pevně nastavené regulátory, ale na rozdíl od pevně nastavených regulátorů využívají průběžnou identifikaci. To znamená, že v každém kroku regulace se provádí identifikace soustavy. Výsledný odhad parametrů slouží poté k nastavení regulátoru. Avšak jak už bylo výše uvedeno, každé měření je zatíženo náhodnou chybou, to znamená, že identifikace hraje důležitou roli při poznávání dynamických a statických vlastností řízeného procesu.

V ideálním případě by se měla regulovaná veličina co nejvíce blížit žádané hodnotě (Navrátil, 2007). Princip samočinně se nastavujícího regulátoru je zobrazen na obrázku 3.2,

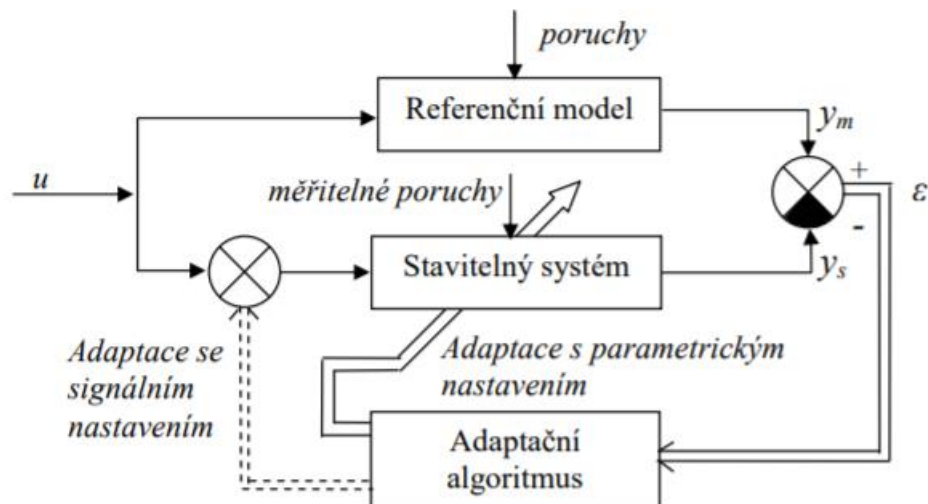


Obrázek 3.2 – Princip samočinně se nastavujícího regulátoru (Navrátil, 2007)

kde \hat{y} je nový odhad výstupu,
 $\hat{\theta}$ je odhad parametrů.

3.3 SYSTÉMY S REFERENČNÍM MODELEM MRAS

Tato metoda funguje tak, že k regulační smyčce je paralelně připojen referenční model, který nese informace o požadovaných vlastnostech systému. Adaptivní mechanismus pracuje s rozdílem hodnoty výstupu stavitelného systému a hodnoty výstupu referenčního modelu. Podle tohoto rozdílu pak adaptivní mechanismus volí parametry regulátoru, (Pitra, 2008)



Obrázek 3.3 – Princip systému s referenčním modelem MRAS (Pitra, 2008)

kde y_m je výstup referenčního modelu,

y_s je výstup stavitelného systému,

ε je regulační odchylka.

4 PRAKTICKÁ REALIZACE

V této kapitole jsou popsány kroky řešení diplomové práce. Cílem diplomové práce bylo vytvořit adaptivní diskretní PID regulátor využívající průběžné identifikace. Systém byl vzhledem ke změřené přechodové charakteristice reprezentován přenosem 2. řádu.

Prvním krokem bylo vytvoření algoritmu pro identifikaci. Ověření funkčnosti identifikace bylo nejdříve provedeno v prostředí Matlab.

Poté byla vytvořena simulace adaptivního regulátoru s průběžnou identifikací v prostředí Simulink.

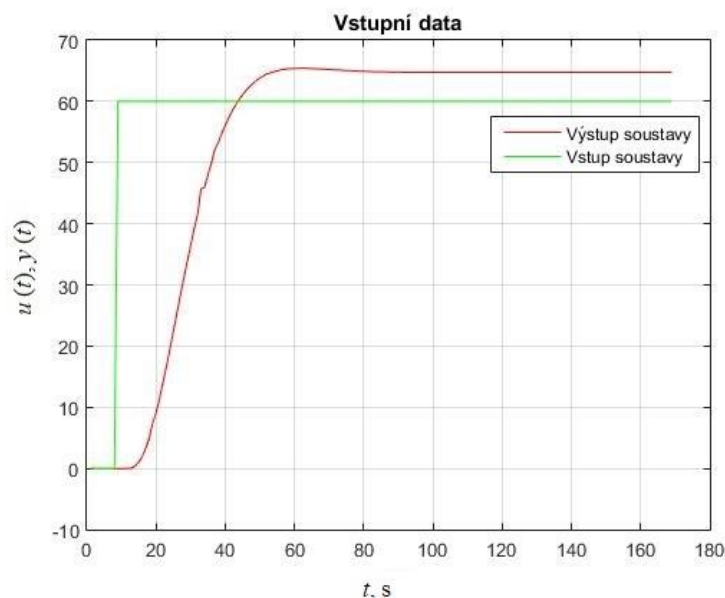
Dále bylo třeba vytvořit hardwarové rozhraní pro připojení k řízenému procesu. Řízený proces byl poskytnut vedoucím diplomové práce. Byl tvořen hardwarovým simulátorem a modulem vstupů a výstupů simulátoru.

Poté se přešlo k realizaci číslicového PID regulátoru a byl implementován algoritmus průběžné identifikace. Adaptivní regulátor se pro řízený proces nepodařilo úspěšně realizovat, avšak funkce byla ověřena simulací v programu Matlab / Simulink a poté v částečně simulovaném režimu.

Jednotlivé kroky řešení jsou detailněji popsány níže.

4.1 REKURZIVNÍ IDENTIFIKACE SPOJITÉ SOUSTAVY 2. ŘÁDU

Soustava reagovala na změnu vstupního signálu příslušnou změnou výstupu. Hodnoty vstupní a výstupní veličiny byly zaznamenány v závislosti na čase, přičemž vzorkovací perioda byla 0,1 sekunda. Data určená pro identifikaci jsou zobrazena na obrázku 4.1.



Obrázek 4.1 – Přechodová charakteristika řízeného procesu

Jakmile byly k dispozici naměřená data, přešlo se k jejich identifikaci. Identifikace byla provedena nejdříve metodou nejmenších čtverců a poté rekurzivní metodou nejmenších čtverců s průběžným zapomínáním.

Byl uvažován model systému 2. řádu

$$F(s) = \frac{K}{T^2 s^2 + 2\xi Ts + 1}, \quad (4.1)$$

kde K je zesílení,

ξ je součinitel tlumení,

T je časová konstanta, s.

Bilineární transformací se získá vztah 4.2

$$s = \frac{2}{\Delta} \frac{z-1}{z+1}. \quad (4.2)$$

Následně byla provedena diskretizace podle výše uvedených vztahů

$$F(z) = \frac{K}{T^2 \left(\frac{2}{\Delta} \frac{z-1}{z+1} \right)^2 + 2\xi T \left(\frac{2}{\Delta} \frac{z-1}{z+1} \right) + 1} = \quad (4.3)$$

$$\frac{K\Delta^2(z+1)^2}{4T^2(z-1)^2 + 4\Delta\xi T(z-1)(z+1) + \Delta^2(z+1)^2} =$$

$$\frac{K\Delta^2(z+1)^2}{4T^2(1-2z+z^2) + 4\Delta\xi T(z^2-1) + \Delta^2(1+2z+z^2)} =$$

$$\frac{K\Delta^2(z+1)^2}{(4T^2 - 4\Delta\xi T + \Delta^2) + z(-8T^2 + 2\Delta^2) + z^2(4T^2 + 4\Delta\xi T + \Delta^2)} =$$

$$\frac{K\Delta^2 + 2K\Delta^2 z + K\Delta^2 z^2}{(4T^2 - 4\Delta\xi T + \Delta^2) + z(-8T^2 + 2\Delta^2) + z^2(4T^2 + 4\Delta\xi T + \Delta^2)}.$$

Přenosu 4.3 odpovídá tato diferenční rovnice

$$a_2 y_{k+2} + a_1 y_{k+1} + a_0 y_k = b_2 u_{k+2} + b_1 u_{k+1} + b_0 u_k. \quad (4.4)$$

Jakmile byla k dispozici odpovídající diferenční rovnice, přešlo se k určení koeficientů z následujících vztahů

$$a_2 + a_0 = 8T^2 + 2\Delta^2, \quad (4.5)$$

$$a_1 = -8T^2 + 2\Delta^2. \quad (4.6)$$

Sečtením rovnic 4.5 a 4.6 se získá

$$a_2 + a_0 + a_1 = 4\Delta^2, \quad (4.7)$$

$$16T^2 = a_2 + a_0 - a_1, \quad (4.8)$$

$$a_1 = 4\Delta^2 - (a_0 + a_2), \quad (4.9)$$

$$b_2 = b_0, \quad (4.10)$$

$$b_1 = 2b_0. \quad (4.11)$$

Parametry a_1 , b_1 a b_2 jsou závislé na parametrech a_2 , a_0 a b_0 , jak je patrné z výše uvedených vztahů. Z toho důvodu rekurzivní metoda nejmenších čtverců neurčuje všech 6 parametrů rovnice 4.4, ale jen 3, parametry a_2 , a_0 a b_0 . Tyto parametry jsou poté identifikovány rekurzivní metodou nejmenších čtverců, která je již zmíněna v teoretické části diplomové práce. Z toho důvodu byla upravena i diferenční rovnice, která po úpravě vypadá následně

$$a_2 y_{k+2} + (4\Delta^2 - (a_0 + a_2))y_{k+1} + a_0 y_k = b_0 u_{k+2} + 2b_0 u_{k+1} + b_0 u_k, \quad (4.12)$$

$$a_2 (y_{k+2} - y_{k+1}) + a_0 (y_k - y_{k+1}) + b_0 (-u_{k+2} - 2u_{k+1} - u_k) = -4\Delta^2 y_{k+1}. \quad (4.13)$$

Jakmile jsou parametry a_2 , a_0 a b_0 identifikovány, lze dopočítat časovou konstantu T , součinitel tlumení ξ a zesílení K .

Dosazením vztahu 4.8 do vztahu 4.7 vznikne vztah 4.14

$$16T^2 = 2(a_0 + a_2) - 4\Delta^2, \quad (4.14)$$

$$a_2 - a_0 = 8\Delta\xi T, \quad (4.15)$$

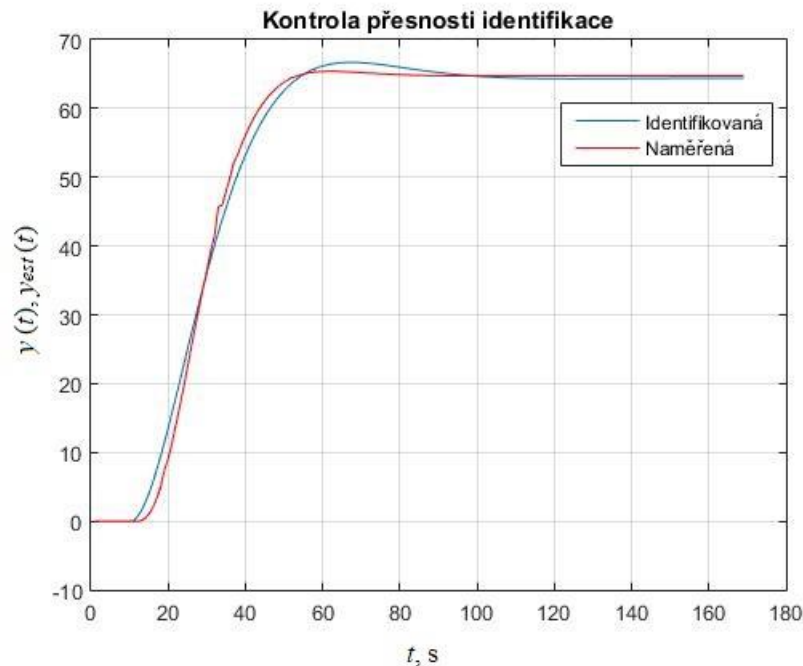
$$T^2 = \frac{(a_0 + a_2) - 2\Delta^2}{8}, \quad (4.16)$$

$$\xi = \frac{a_2 - a_0}{8\Delta T}, \quad (4.17)$$

$$K = \frac{b_0}{\Delta^2}. \quad (4.18)$$

Výše uvedené vztahy byly poskytnuty vedoucím diplomové práce.

Na obrázku 4.2 je zobrazena reakce skutečné a identifikované soustavy na skokovou změnu žádané veličiny. Skutečná dynamika identifikovaného procesu nebyla známa, proto byla uvažována soustava 2. řádu dána modelem systému 4.1. Z toho důvodu na obrázku 4.2 nedochází k úplné shodě naměřené a identifikované soustavy.



Obrázek 4.2 – Reakce soustav na skokovou změnu žádané veličiny

4.1.1 Simulační ověření rekurzivní identifikace

Před realizací adaptivního PID regulátoru na reálném zařízení, bylo zapotřebí ověřit jeho chování pomocí simulace. Simulace byly provedeny v prostředí Simulink, což je vlastně nadstavba Matlabu. Simulace se zde vytváří ve formě blokových schémat. Modely mohou být sestavené z bloků reprezentujících prvky reálného systému, anebo mohou být popsány rovnicemi.

Před spuštěním simulace bylo zapotřebí nastavit vhodného řešitele, poté se ještě vybíralo mezi pevným krokem simulace nebo variabilním. Toto nastavení se provedlo v panelu „Model Configuration Parameters“.

Jako vhodný řešitel byl vybrán řešitel „ode4 (Runge-Kutta)“ a dále byl vybrán pevný krok o hodnotě 0,0001.

Dále bylo zapotřebí zadat počáteční hodnoty kovarianční matice C_0 a počáteční odhady parametrů a_2 , a_0 a b_0 . S těmito hodnotami pracuje rekurzivní metoda nejmenších čtverců, kterou

byla soustava identifikovaná. Počáteční hodnota kovarianční matice byla zadána v bloku „Unit delay“, který nese název „Počáteční C“. Hodnota byla zadána ve tvaru

$$C = \sigma \begin{bmatrix} \Delta^2 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (4.19)$$

kde σ je sigma,

Δ je perioda vzorkování, s.

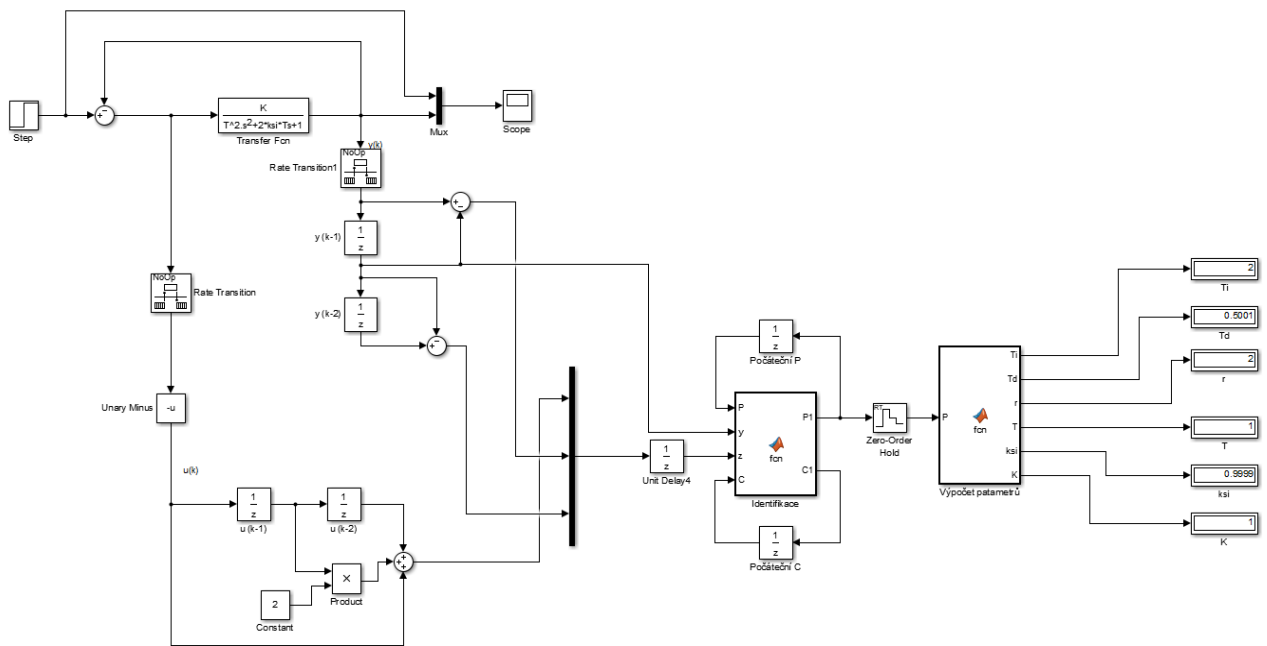
Počáteční hodnoty kovarianční matice C mají vliv na velikost identifikovaných parametrů. Proto parametr b_0 byl zadán jako Δ^2 , protože vycházel řádově menší než parametry a_2, a_0 . Velikost σ ovlivňovala rychlost konvergence, stejně tak i velikost periody vzorkování Δ . Při hodnotě $\Delta = 0,1$ identifikace špatně fungovala, když se zvolila $\Delta = 0,001$ konvergence hodnot byla rychlejší.

Počáteční odhady parametrů a_2, a_0 a b_0 byly zadány stejným způsobem jen v bloku nesoucí název „Počáteční P“. Počáteční odhady a_2, a_0 a b_0 byly odvozeny ze vztahů 4.16, 4.17 a 4.18.

Nyní se mohlo přejít k ověření funkčnosti identifikace. Funkčnost identifikace byla ověřována na více soustavách, ale v této diplomové práci jsou uvedeny pouze 2 soustavy.

Na obrázku 4.3 je zobrazeno blokové schéma, které bylo použito k ověření funkčnosti identifikace, proto toto schéma neobsahuje žádný regulátor.

Jak je z obrázku patrné, do bloku „Transfer Fcn“ se zadává požadovaná soustava 2. řádu. Bloky, které jsou umístěny za bloky „Rate Transition“ a „Rate Transition1“ generují hodnoty u_k a y_k , které se využijí pro odhad parametrů diferenční rovnice.



Obrázek 4.3 – Blokové schéma rekurzivní identifikace

Vztahy kapitola 1.2.3 potřebné pro identifikaci rekurzivní metodou nejmenších čtverců byly realizovány pomocí bloku „Matlab Function“, který nese název „Identifikace“. Tímto blokem se vypočítávaly parametry a_2 , a_0 a b_0 v jednotlivých krocích simulace. I když simulace probíhá ve spojitém režimu, rekurzivní identifikace probíhá v diskretních krocích s periodou delta Δ . Obsah bloku „Identifikace“ je uveden na obrázku 4.4.

```
function [P1,C1] = fcn(P, y, z, C, delta)
    lamda = 1;
    yk = -4*delta^2*y;
    d = (lamda + (z'*C*z));
    C1 = (C - ((C*z*z'*C)/(lamda + (z'*C*z))) )/lamda;
    P1 = P + C*z* (yk - (z'*P))/d;
```

Obrázek 4.4 – Obsah bloku „Identifikace“

Parametry a_2 , a_0 a b_0 se postupně zpřesňovaly v každém kroku simulace, jejich změnu bylo možno sledovat pomocí bloků „Display“.

Další blok „Výpočet parametrů“ obsahuje vzorce potřebné pro výpočet parametrů regulátoru. Obsah tohoto bloku je uveden na obrázku 4.5.

```

function [Ti,Td,r,T,ksi,K,r2,r1] = fcn(P, delta)
T1 = 1;
T2 = 1;
ksi2 = 1;
b0 = P(1);
a2 = P(2);
a0 = P(3);
%Výpočet T, ksi a K z parametrů b0, a2, a0
T = sqrt(((a0+a2)-2*delta^2)/8);
ksi = (a2-a0)/(8*delta*T);
K = b0/delta^2;
alfa2 = T^2;
alfa1 = 2*ksi*T;
%Výpočet parametrů regulátoru
Ti = (T1+2*ksi2*T2)-(T1*T2^2)/alfa2;
Td = (T1*2*ksi2*T2+T2^2-((T1*T2^2)/alfa2)*alfa1)/Ti;
r = (Ti*alfa2)/(K*T1*T2^2);
r2 = r*Td;
r1 = r/Ti;

```

Obrázek 4.5 – Obsah bloku „Výpočet parametrů“

Hodnoty soustavy 4.13 (zesílení K , součinitel tlumení ξ a časová konstanta T) byly zpočátku nastaveny na hodnotu 1. Na hodnotu 1 byly nastaveny z toho důvodu, že se dá předpokládat, jakou bude mít soustava dynamiku.

Testované soustavy byly ve tvaru

$$F(s) = \frac{K}{T^2 s^2 + (2\xi T)s + 1}, \quad (4.20)$$

jejíž hodnoty K , ξ , T byly nastaveny následovně. První soustava byla nastavena

$$F_1(s) = \frac{1,35}{2^2 s^2 + (2 \cdot 0,8 \cdot 2)s + 1}, \quad (4.21)$$

druhá soustava byla ve tvaru

$$F_2(s) = \frac{4}{2^2 s^2 + (2 \cdot 1 \cdot 2)s + 1}. \quad (4.22)$$

V blocích „Display“, které jsou uvedeny na obrázku 4.3, bylo možné sledovat hodnoty zesílení K , součinitele tlumení ξ a časové konstanty T . Tyto hodnoty se velice blížily hodnotám soustav, které byly nastaveny.

V tabulce 4.1 jsou uvedeny výsledky testu identifikace při periodě vzorkování $\Delta = 0,001$ s a sigmy $\sigma = 1\ 000\ 000$. Je zde patrná konvergence hodnot K , ξ , T k požadované hodnotě, při zvolení větší periody vzorkování konvergence probíhá pomaleji. Z tabulky 4.1 se dá usoudit, že identifikace v pořádku funguje.

Tabulka 4.1 - Výsledky průběžné identifikace

t	Soustava 1			Soustava 2		
	T, s	ξ	K	T, s	ξ	K
0	1	1	1	1	1	2
1	1,9982	0,7961	1,3458	1,9972	0,9955	3,9995
2	1,9980	0,7971	1,3460	1,9982	0,9982	3,9995
3	1,9984	0,7972	1,3464	1,9984	0,9987	3,9995
4	1,9993	0,7980	1,3479	1,9985	0,9989	3,9994
5	1,9998	0,7987	1,3489	1,9985	0,9989	3,9994
6	1,9999	0,7982	1,3486	1,9969	0,9980	3,9981
7	2,0002	0,7992	1,3496	1,9973	0,9982	3,9984
8	2,0002	0,7995	1,3498	1,9980	0,9987	3,9990
9	2,0002	0,7995	1,3499	1,9986	0,9990	3,9994
10	2,0002	0,7995	1,3499	1,9989	0,9992	3,9995
11	2,0001	0,7995	1,3498	1,9985	0,9991	3,9992
12	2,0001	0,7995	1,3498	1,9987	0,9991	3,9992
13	2,0001	0,7995	1,3498	1,9987	0,9991	3,9992
14	2,0001	0,7995	1,3498	1,9987	0,9991	3,9992
15	2,0001	0,7999	1,3509	1,9987	0,9991	3,9992

4.1.2 Adaptivní PID regulátor využívající průběžné identifikace

Rekurzivní identifikace, která je popsána v kapitole 1.2.3, je základem pro realizaci adaptivního PID regulátoru, jehož parametry jsou vypočítávány v každém kroku řízení. Pro návrh regulátoru bylo využito metody umístění pólů uzavřeného regulačního obvodu, a to z toho důvodu, že byl zapotřebí analytický výpočet parametrů regulátoru zajišťující stabilitu regulačního obvodu.

Byla uvažována soustavu 2. řádu ve tvaru

$$S(s) = \frac{K}{a_2 s^2 + a_1 s + 1}, \quad (4.23)$$

dále PID regulátor

$$R(s) = r \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) = \frac{r}{T_I s} (T_I T_D s^2 + T_I s + 1). \quad (4.24)$$

Přenos uzavřeného regulačního obvodu je dán vztahem

$$F_{SR}(s) = \frac{R(s)S(s)}{1 + R(s)S(s)} = \frac{P(s)}{Q(s)}, \quad (4.25)$$

při dosazení

$$F_{SR}(s) = \frac{R(s)S(s)}{1 + R(s)S(s)} = \frac{R(s)S(s)}{1 + \frac{r}{T_I s} (T_I T_D s^2 + T_I s + 1) \frac{K}{a_2 s^2 + a_1 s + 1}}. \quad (4.26)$$

Při výpočtu parametrů regulátoru se pracuje se jmenovatelem,

$$Q(s) = \frac{T_I s}{K r} (a_2 s^2 + a_1 s + 1) + (T_I T_D s^2 + T_I s + 1) = \quad (4.27)$$

$$\frac{T_I a_2}{K r} s^3 + \left(\frac{T_I a_1}{K r} + T_I T_D \right) s^2 + T_I \left(\frac{1}{K r} + 1 \right) s + 1.$$

Nyní se zvolí

$$Q(s) = (T_1 s + 1)(T_2^2 s^2 + 2 \xi_2 T_2 s + 1) = \quad (4.28)$$

$$T_1 T_2^2 s^3 + (T_1 2 \xi_2 T_2 + T_2^2) s^2 + (T_1 + 2 \xi_2 T_2) s + 1,$$

kde T_1 a T_2 jsou časové konstanty, s,

ξ_2 je součinitel tlumení.

Hodnoty T_1 , T_2 a ξ_2 se cíleně volí. Časové konstanty T_1 , T_2 charakterizují rychlost přechodového děje. Nyní porovnáme jednotlivé jmenovatele $Q(s)$ mezi sebou

$$\frac{T_I a_2}{K r} = T_1 T_2^2, \quad (4.29)$$

$$\frac{T_I a_1}{K r} + T_I T_D = T_1 2 \xi_2 T_2 + T_2^2, \quad (4.30)$$

$$T_I \left(\frac{1}{K r} + 1 \right) = (T_1 + 2 \xi_2 T_2). \quad (4.31)$$

Po úpravě

$$\frac{T_I}{Kr} + T_I = (T_1 + 2\xi_2 T_2), \quad (4.32)$$

$$\frac{T_1 T_2^2}{a_2} + T_I = (T_1 + 2\xi_2 T_2), \quad (4.33)$$

$$\frac{T_1 T_2^2}{a_2} a_1 + T_I T_D = T_1 2\xi_2 T_2 + T_2^2. \quad (4.34)$$

Z rovnice 4.33 se vyjádří T_I

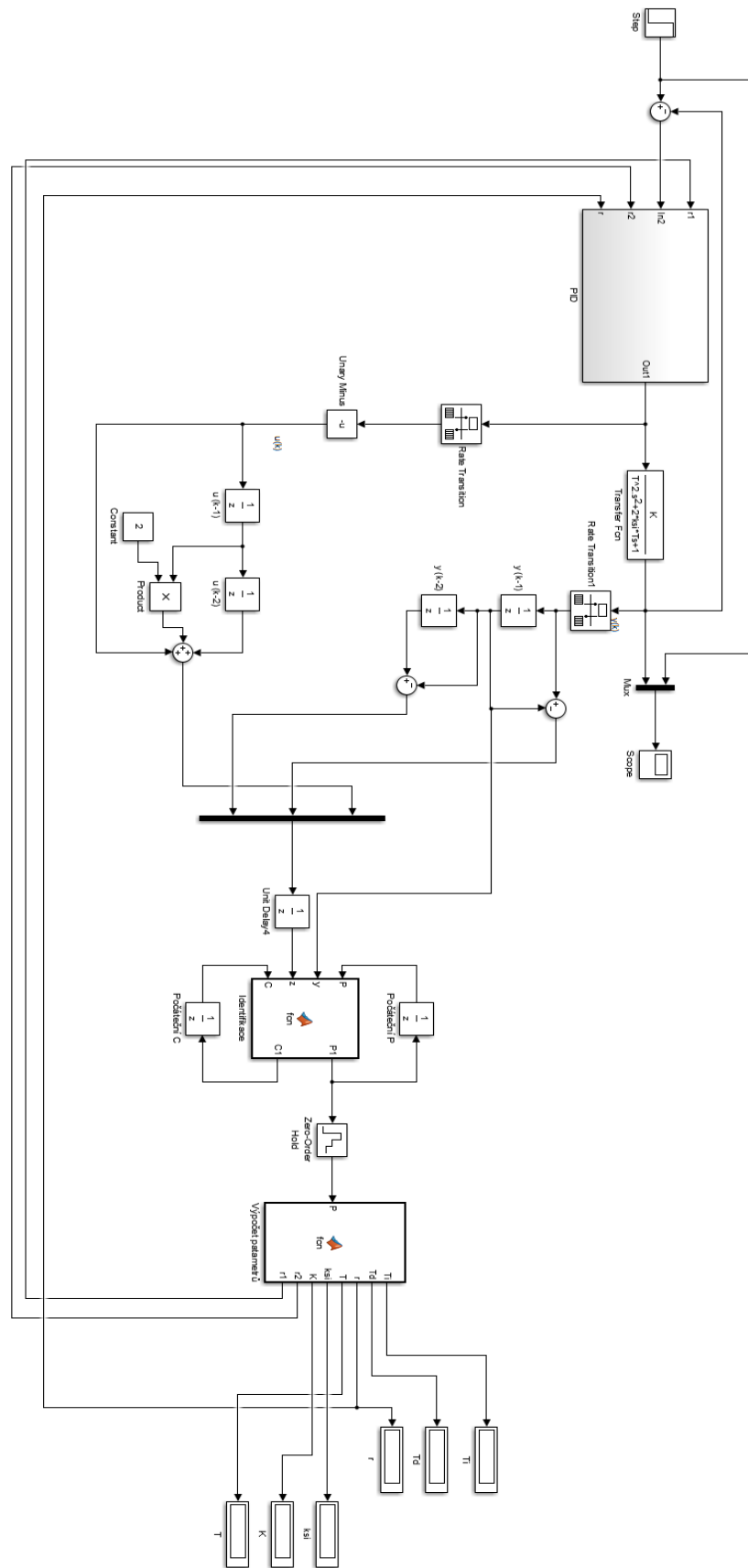
$$T_I = (T_1 + 2\xi_2 T_2) - \frac{T_1 T_2^2}{a_2}. \quad (4.35)$$

Z rovnice 4.34 se vyjádří T_D

$$T_D = \frac{T_1 2\xi_2 T_2 + T_2^2 - \frac{T_1 T_2^2}{a_2} a_1}{T_I}, \quad (4.36)$$

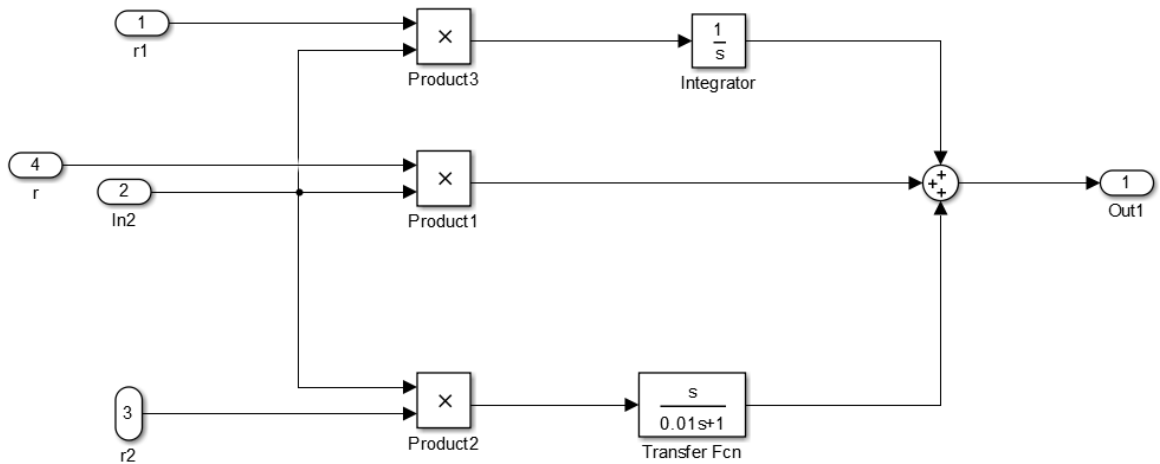
$$r = \frac{T_I a_2}{K T_1 T_2^2}. \quad (4.37)$$

Výše uvedené vztahy byly poskytnuty vedoucím diplomové práce. Na obrázku 4.6 je uvedeno kompletní blokové schéma, které sloužilo k ověření funkčnosti adaptivního regulátoru.



Obrázek 4.6 – Ověření funkčnosti v prostředí Matlab / Simulink

PID regulátor byl realizován pomocí subsystému, který je uveden na obrázku 4.7,



Obrázek 4.7 – Subsystém PID regulátoru

kde In2 je vstup do regulátoru,
 Out1 je výstup,
 r je proporcionální složka,
 r₁ je integrační složka,
 r₂ je derivační složka.

Derivační složka zde byla nahrazena soustavou, která plní funkci derivační složky s filtrem. Blok násobení je i u integrační složky PID regulátoru z toho důvodu, že dělení je provedeno přímo v bloku „Výpočet parametrů“,

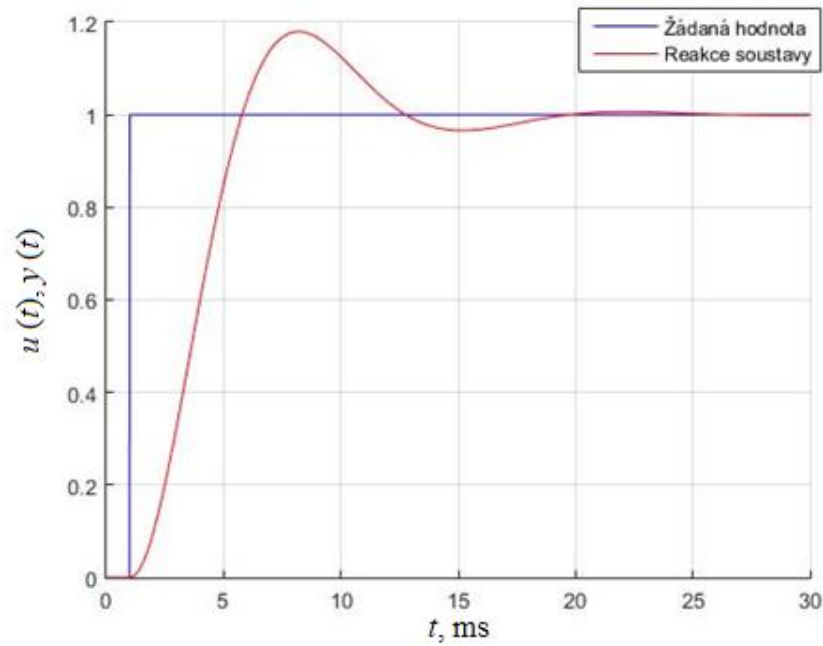
$$r_1 = \frac{r}{T_i}, \quad (4.38)$$

$$r_2 = r \cdot T_d. \quad (4.39)$$

Dalším krokem bylo spuštění samotné regulace. Pro ověření funkčnosti, byla regulace také testována na více soustavách. Nicméně níže jsou uvedeny výsledky soustavy, která je dána vztahem

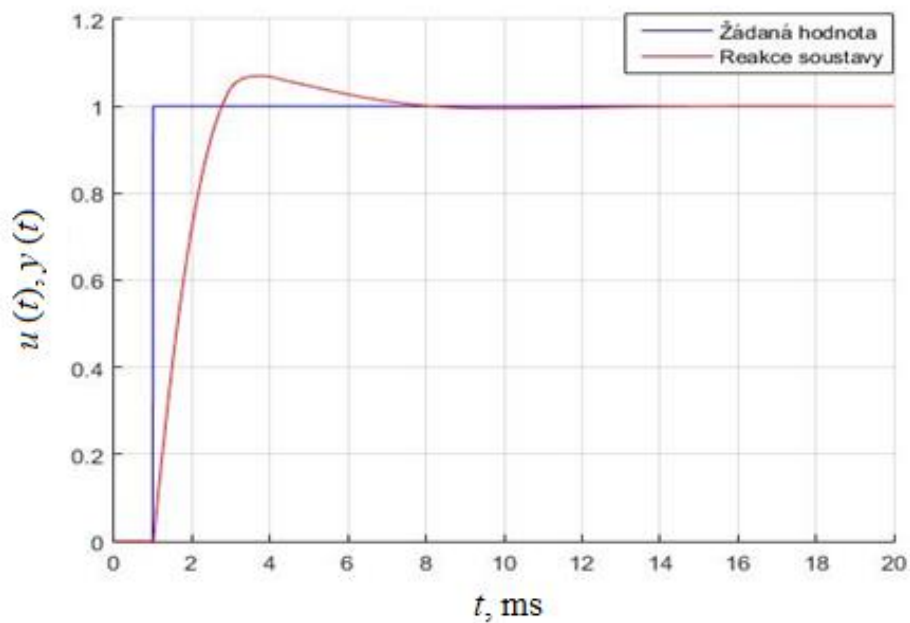
$$F(s) = \frac{2}{1,5^2 s^2 + (2 \cdot 1 \cdot 1,5)s + 1}. \quad (4.40)$$

Na obrázku 4.8 je uvedena reakce pevně nastaveného regulátoru na skokovou změnu žádané veličiny. Toto empirické nastavení pevně nastaveného regulátoru bylo zvoleno jako počáteční hodnoty pro adaptivní regulátor, který postupně své parametry zpřesňoval.



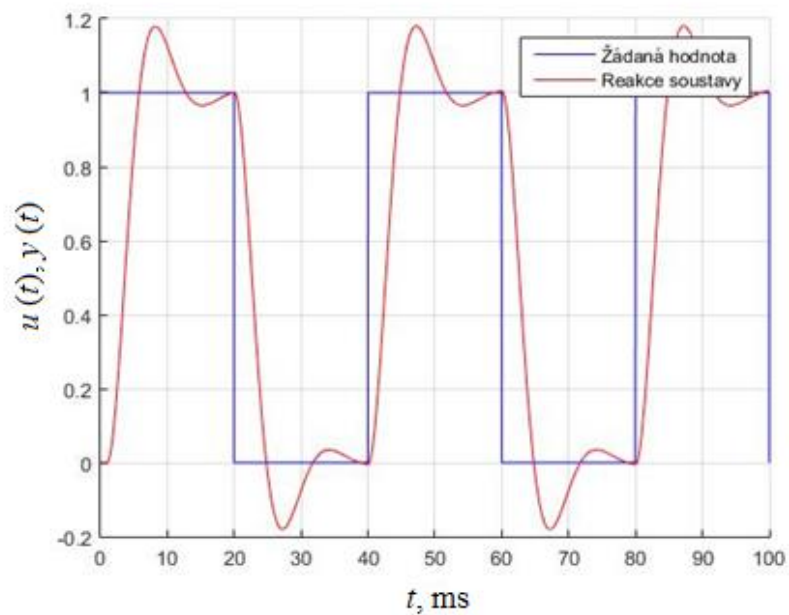
Obrázek 4.8 – Reakce pevně nastaveného regulátoru na skok žadané veličiny

Obrázek 4.9 ukazuje reakci adaptivního regulátoru na skokovou změnu žadané veličiny. Jak je z tohoto obrázku patrné, k ustálení dojde mnohem rychleji.

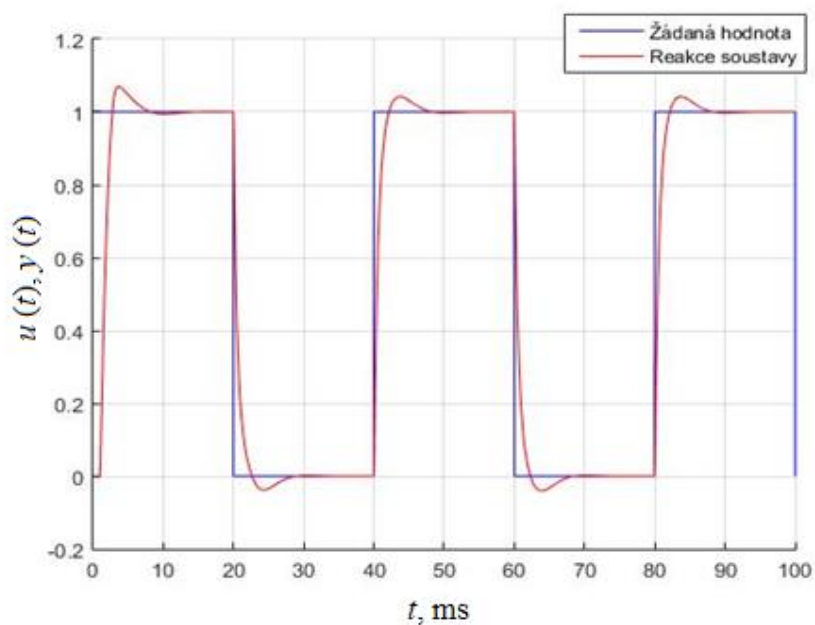


Obrázek 4.9 – Reakce adaptivního regulátoru na skok žadané veličiny

Na obrázku 4.10 a 4.11 jsou uvedené grafy, kde se testovala reakce pevně nastaveného i adaptivního regulátoru na obdélníkový signál.



Obrázek 4.10 – Reakce pevně nastaveného regulátoru na obdélníkový signál



Obrázek 4.11 – Reakce adaptivního regulátoru na obdélníkový signál

Jak je z obrázku 4.10 a 4.11 patrné, adaptivní regulátor dosahuje lepších výsledků než pevně nastavený regulátor, který se nebyl schopen při reakci na obdélníkový signál ustálit. Z obrázku 4.11 je také patrné, že adaptace postupně zlepšuje chování regulačního obvodu.

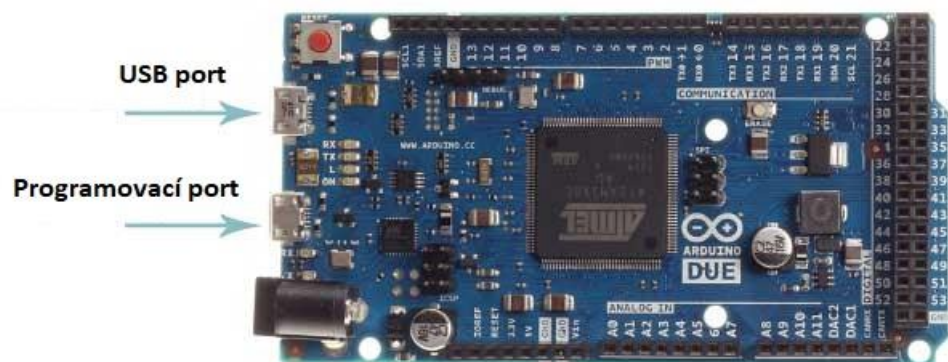
4.2 REALIZACE ADAPTIVNÍHO REGULÁTORU POMOCÍ VÝVOJOVÉ DESKY

Po otestování adaptivního regulátoru v Simulinku se přešlo k realizaci adaptivního regulátoru s využitím vývojové desky. Pro účely této diplomové práce byl zvolen jednočipový mikropočítač Arduino DUE.

Arduino je elektronická platforma typu open-source. Původně vzniklo v italském institutu IIDI pro studentské účely. Pro její oblíbenost, dostupnost a jednoduchost se dále Arduino rozšířilo veřejnosti. Vzniklo mnoho nových verzí, které nabízejí např. vyšší výpočetní rychlost či větší paměť. Desky Arduino jsou osazeny mikroprocesory od firmy Atmel. Obsahuje integrované vývojové prostředí tzv. IDE, které je založeno na jazyku WIRING. WIRING je programovací jazyk podobný jazyku C++, který obsahuje vylepšené knihovny.

4.2.1 Arduino DUE R3

Tato deska obrázek 4.12 obsahuje mikrokontroler Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3. Je to první deska založená na 32-bit jádru ARM. K dispozici je 54 digitálních vstupních / výstupních pinů, z toho 12 z nich lze použít jako výstupy PWM a 12 analogových vstupů a 2 analogové výstupní piny. Dále je k dispozici paměť flash o velikosti 512 KB a paměť SRAM 96 KB, rychlost 84 MHz (Arduino, 2018).



Obrázek 4.12 – Vývojová deska Arduino DUE R3

Na rozdíl od většiny Arduino desek Arduino DUE má pracovní napětí 3,3 V, namísto 5 V, přičemž vstupní napětí by se mělo pohybovat v rozsahu 7–12 V. Tato deska obsahuje 2 micro USB konektory. Jeden slouží k programování, druhý slouží k připojení periférií.

4.2.2 Programování Arduina

Desky Arduino lze programovat díky integrovanému vývojovému prostředí, obrázek 4.13. Před začátkem programování je zapotřebí vybrat příslušnou verzi Arduina v panelu nástrojů a dále zkontrolovat, na kterém portu je Arduino připojeno. Horní panel dále obsahuje panely: soubor, úpravy, projekt, nástroje a již zmíněný panel nástrojů.

Další důležitou funkcí je sériový monitor, ten je reprezentován ikonou lupy v pravém horním rohu. Sériový monitor zobrazuje data, která jsou posílána, nebo přijímána pomocí sériového portu. Sériový monitor lze otevřít jen tehdy, když je k počítači připojená deska Arduino.

Vývojové prostředí se dále dělí do dvou částí. První z nich je *void setup*. Zde se píše kód, který se provede pouze jednou, a to na začátku programu nebo při zmáčknutí tlačítka restart. Druhou částí je *void loop*. Do této části se zapisuje kód, který bude probíhat opakovaně až do odpojení od zdroje napájení. Tyto dvě části musí být v programu vždy, jinak by došlo k chybovému hlášení.

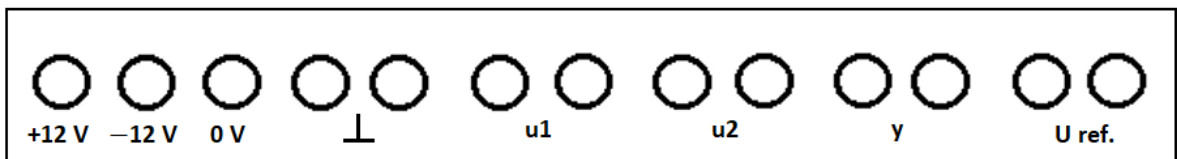
Vývojové prostředí obsahuje ještě jednu část a ta slouží k informačním a chybovým výpisům z běhu programu. Je zde i uveden typ použitého Arduina a k jakému portu na počítači je připojen.



Obrázek 4.13 – Vývojové prostředí Arduina

4.2.3 Propojení Arduina s reálným procesem

Reálný proces byl poskytnut vedoucím diplomové práce. Základ byl tvořen pomocí jednočipového mikropočítače Arduino DUE, který zastával funkci hardwarového simulátoru soustavy v reálném čase. Tento simulátor byl propojen s počítačem, na kterém bylo spuštěno grafické rozhraní Labctrl, které sloužilo k vykreslování průběhů vstupů a výstupů soustavy, dále k simulaci poruch a sběru měřených dat. Piny tohoto zařízení a jakou funkci plní, jsou zobrazeny na obrázku 4.14.



Obrázek 4.14 – Piny reálného procesu

Piny byly ve dvojicích a skutečné hodnoty například výstupu y je dána rozdílem těchto dvou pinů, takto jsou oddělené signály pro kladné a záporné hodnoty vstupů a výstupů, což muselo být ošetřeno i v programu.

$$u = u_1 - u_2, \quad (4.41)$$

$$y = y_1 - y_2. \quad (4.42)$$

Napěťové úrovně reálného procesu se pohybovaly mezi 0–10 V. Nicméně adaptivní PID regulátor, který byl realizován pomocí již zmíněné vývojové desky Arduino DUE, má pracovní napětí 3,3 V, to znamená, že před propojením reálného procesu a adaptivního regulátoru bylo zapotřebí ošetřit vstupy. Toho se docílilo klasickým odporovým děličem. Byl použit rezistor R_7 o hodnotě 1,3 k Ω a rezistor R_8 měl hodnotu 560 Ω .

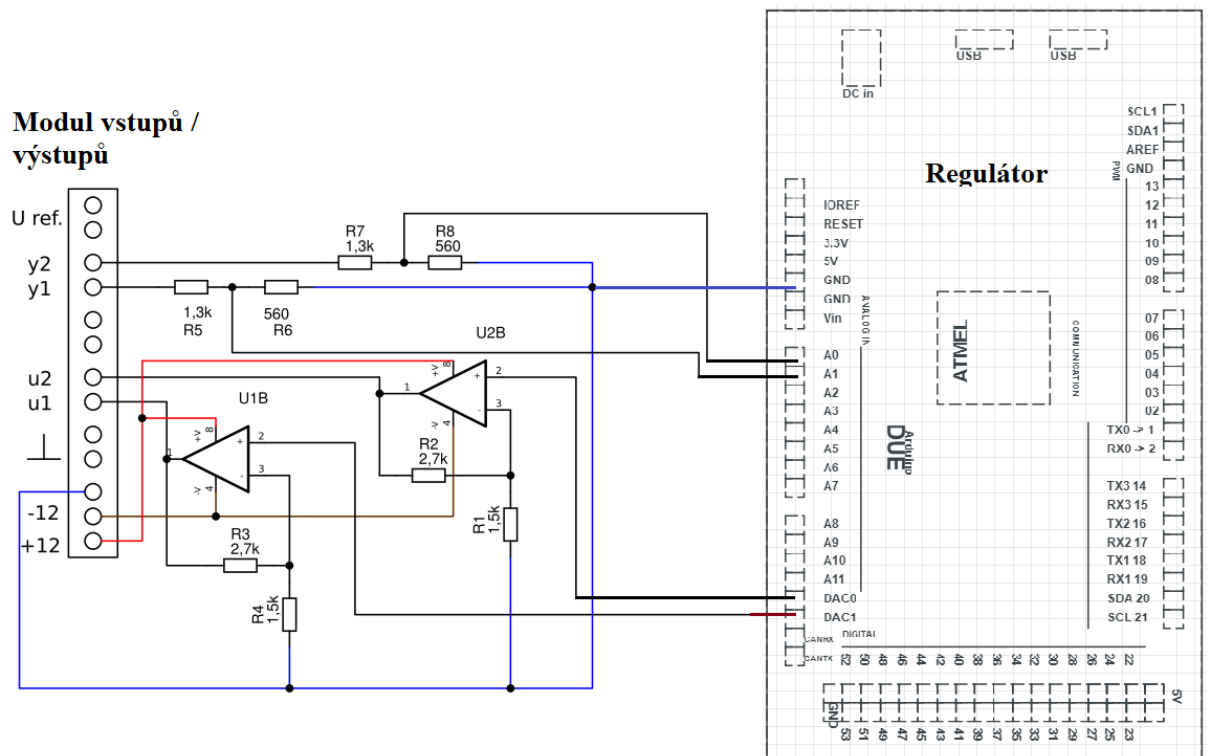
Výsledné napětí je dáno vztahem

$$U_2 = U \frac{R_8}{R_7 + R_8} = 10 \frac{560}{1300 + 560} = 2,7 \text{ V}. \quad (4.43)$$

Dále bylo zapotřebí patřičně zesílit výstupní napětí regulátoru. Pro tento účel byl použit neinvertující operační zesilovač. Byl použit operační zesilovač LM 358 a rezistory R_2 o hodnotě 1,3 k Ω a rezistor R_1 o hodnotě 2,7 k Ω . Zesilovač LM 358 má napájení ± 18 V, proto jako zdroj napájení sloužily první 2 piny reálného procesu, které mají napětí ± 12 V.

$$u_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_i = \left(1 + \frac{2700}{1300}\right) 3,3 = 9,2 \text{ V}. \quad (4.44)$$

Na obrázku 4.15 je zobrazeno blokové schéma, kde je uvedeno propojení adaptivního regulátoru a reálného procesu.

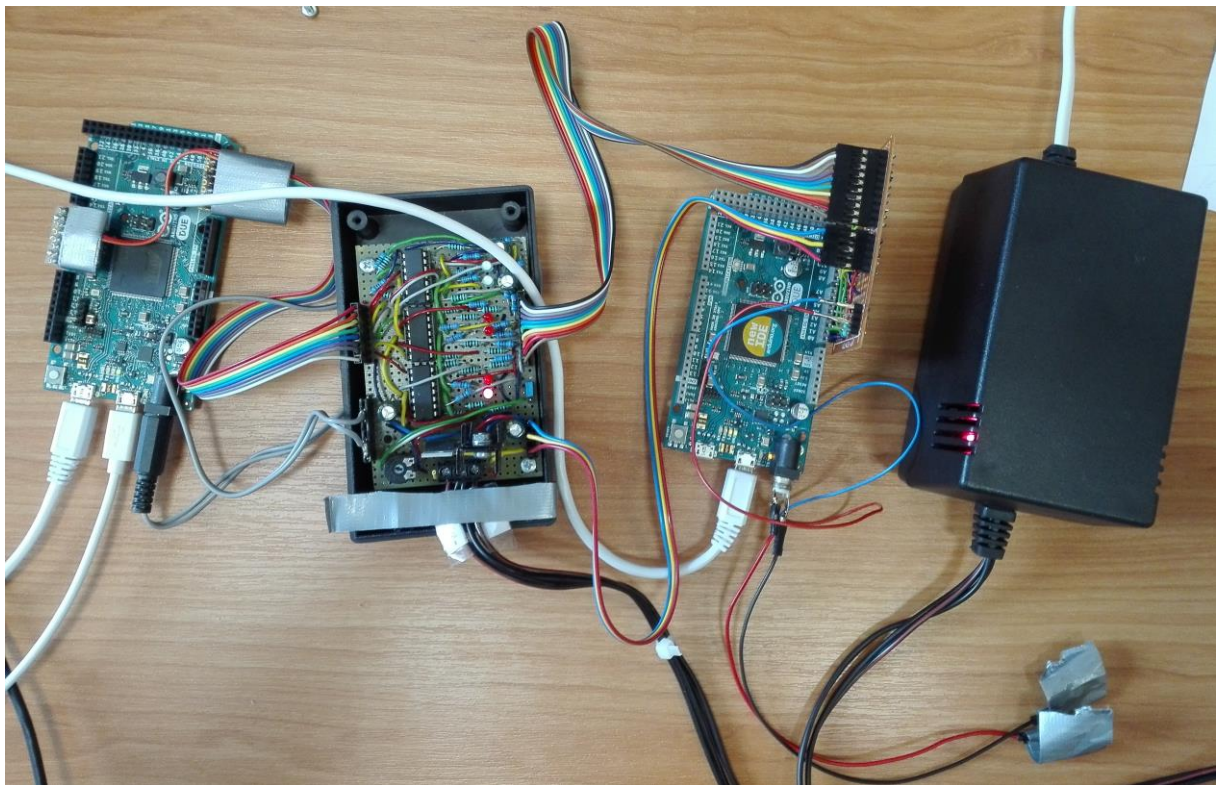


Obrázek 4.15 – Blokové schéma propojení regulátoru a reálného procesu

Obrázek 4.16 zobrazuje celé hardwarové zařízení. Skládá se z:

- Hardwarového simulátoru,
- modulu vstupů a výstupů simulátoru,
- regulátoru,
- napájecího zdroje, který byl společný pro všechny komponenty.

V rámci diplomové práce byl realizován regulátor, ostatní komponenty byly dodány vedoucím diplomové práce.



Obrázek 4.16 – Použité hardwarové zařízení

Výstupy reálného procesu byly připojeny k analogovým vstupům regulátoru (registr A0 a A1). Analogové výstupy regulátoru (DAC0 a DAC1) byly připojeny ke vstupům reálného procesu.

Z důvodu nepřesnosti parametrů použitých analogových součástek v rozhraní proces-regulátor bylo nutné experimentálně provést kalibraci vstupů a výstupů tak, aby rozsahy hodnot měřených a generovaných regulátorem odpovídaly skutečným hodnotám vstupů a výstupů procesu, které leží v intervalu (0, 100). To se provedlo tak, že se zjistily hodnoty vstupů regulátoru odpovídající 0 a 100 procesu a hodnoty vstupů procesu, které odpovídaly 0 a 4095 výstupu regulátoru.

Část programu pro přepočítání vstupních signálů je na obrázku 4.17,

```
Vstup1d = (double)(Vstup1)*100/2465; //2465...hodnota pro 100 - hodnota pro 0  
Vstup2d = (double)(Vstup2)*100/2470; //2470...hodnota pro -100 - hodnota pro 0  
y =(Vstup1d - Vstup2d);
```

Obrázek 4.17 – Přepočítání vstupních hodnot

kde $Vstup1$, $Vstup2$ jsou proměnné přečtené z registrů A0 a A1.

Pro výstup regulátoru, pokud $iu1$ a $iu2$ jsou hodnoty, které se pošlou na výstup DAC0 a DAC1, byl získán přepočít uvedený na obrázku 4.18,

```
if (u>=0)
{
    iu1=(double)abs(u)*4095/(90.7-18.0);
    if (iu1>4095) iu=4095;
    iu2=0;
}
else
{
    iu1=0;
    iu2=(double)abs(u)*4095/(90.4-18.0);
    if (iu2>4095) iu=4095;
}
```

Obrázek 4.18 – Přepočít výstupních hodnot

kde u je proměnná získaná výpočtem PID regulátoru.

V případě, že je u kladné, tak se z této hodnoty dopočítá proměnná $iu1$. V opačném případě se dopočítá proměnná $iu2$.

4.2.4 Softwarová realizace

Struktura programu se dělí do více částí. V hlavičce programu byla použita knihovna, která zajišťuje maticové operace, jako je: součet, odečítání, násobení, transpozice matic. Dále je zde použita knihovna, která slouží k inicializaci čítače, zde se zadává přerušovací rutina. V té se provádí výpočet řízení a identifikace. Tyto knihovny jsou volně dostupné ke stažení na stránce: github.com. Knihovny se do Arduina načtou níže uvedenými příkazy a poté lze používat jejich funkce, obrázek 4.19.

```
#include "MaticoveOperace.h"  
#include <DueTimer.h>
```

Obrázek 4.19 – Příkazy pro načtení knihoven do programu

Druhá část programu obsahuje počáteční hodnoty proměnných. Je zde nastavena počáteční hodnota kovarianční matice C , výchozí odhad parametrů p , perioda vzorkování Δ a sigma σ . Tyto hodnoty je zapotřebí vhodně zadat, protože od nich se odvíjí rekurzivní identifikace.

Perioda vzorkování Δ byla zvolena velmi krátká, aby odhad parametrů rychle konvergoval. Při zvyšování hodnoty sigma σ se konvergence zlepšuje, ale pro určitou hodnotu už nefunguje. Perioda vzorkování byla zvolena $\Delta = 0,01$ s a $\sigma = 1\,000\,000$.

V proceduře *setup*, která je zobrazena na obrázku 4.20, byla nastavena rychlost sériové komunikace. Ta byla zvolena na 9600 baudů, je to standardní rychlost, která se nastavuje. Dále zde bylo nastaveno, že registry A0 a A1 mají být vstupy a registry DAC0 a DAC1 jsou výstupy. Bylo zde i nastaveno rozlišení, to bylo nastaveno na 12-bitové rozlišení, dále je zde uvedena inicializace filtrů, které byly použity na odfiltrování derivační složky PID regulátoru a odchylky. Poslední část funkce *setup()* inicializuje čítač, kde se zadává přerušovací rutina v určitých časových intervalech. V přerušovací rutině se provádí identifikace a výpočet parametrů PID regulátoru.

Výpis na sériový monitor se provádí v proceduře *loop*, aby bylo možné průběžně kontrolovat hodnoty identifikace a výpočet regulátoru. Výpis na sériový monitor běží od zbytku programu odděleně, aby se nezpomaloval běh programu.

```

void setup() {
  Serial.begin(9600);    //rychlost sériové komunikace
  analogReadResolution(12); //12-bit rozlišení
  analogWriteResolution(12); //12-bit rozlišení
  pinMode(Vstup1, INPUT); //registr A0
  pinMode(Vstup2, INPUT); //registr A1
  pinMode(DAC0, OUTPUT);
  pinMode(DAC1, OUTPUT);
  ez=exp(-delta/TF); //filtr odchylky
  ez2=exp(-delta/TF2); //filtr derivační složky
  Timer3.attachInterrupt(identifikace).start(1000*1000*delta); //přerušeni
}

```

Obrázek 4.20 – Příkazy uvedené v proceduře *setup*

4.2.5 Chování regulátoru v simulovaném režimu

Před připojením regulátoru k reálnému procesu byla nejdříve testována funkčnost průběžné identifikace pomocí hardwarové simulace. Poté byl simulován i adaptivní regulátor pomocí programu v příloze, který má název „Simulovaný režim v Arduino“.

Simulace byla provedena pomocí modelu procesu v podobě diferenční rovnice

$$y_k = \frac{1}{a_2} (-a_1 y_{k+1} - a_0 y_{k+2} + b_2 u_k + b_1 u_{k+1} + b_0 u_{k+2}). \quad (4.45)$$

V tabulce 4.2 je zobrazen průběh rekurzivní identifikace. Identifikace byla testována pro dvě soustavy. Soustava 1 měla přenos

$$F_1(s) = \frac{1,35}{8^2 s^2 + (2 \cdot 0,8 \cdot 8)s + 1}. \quad (4.46)$$

Soustava 2

$$F_2(s) = \frac{2}{12^2 s^2 + (2 \cdot 1 \cdot 12)s + 1}. \quad (4.47)$$

Koeficienty diferenční rovnice 4.45 se z přenosů 4.46 a 4.47 určí vztahy, které jsou uvedeny v kapitole 4.1.

Počáteční odhady identifikace byly nastaveny následovně:

- Časová konstanta $T = 12$, s
- součinitel tlumení $\xi = 1,5$,
- zesílení $K = 1$.

Parametry se zpřesňovaly v každém kroku identifikace, kdy perioda vzorkování Δ byla nastavena na hodnotu 0,002 s. Velikost Δ ovlivňuje rychlost konvergence identifikovaných hodnot T , ξ a K . Výpis na sériový monitor se prováděl jen v určitých krocích, tyto hodnoty jsou zobrazeny v tabulce 4.2.

Z posledního řádku tabulky je patrné, že hodnoty oscilovaly okolo hodnot požadovaných. Tím byla ověřena funkčnost identifikace. Dále je z této tabulky patrné, že pokud byl počáteční odhad nastaven na rozdílnou hodnotu, než je požadovaná, tak ustálení na požadovaných hodnotách trvalo delší dobu.

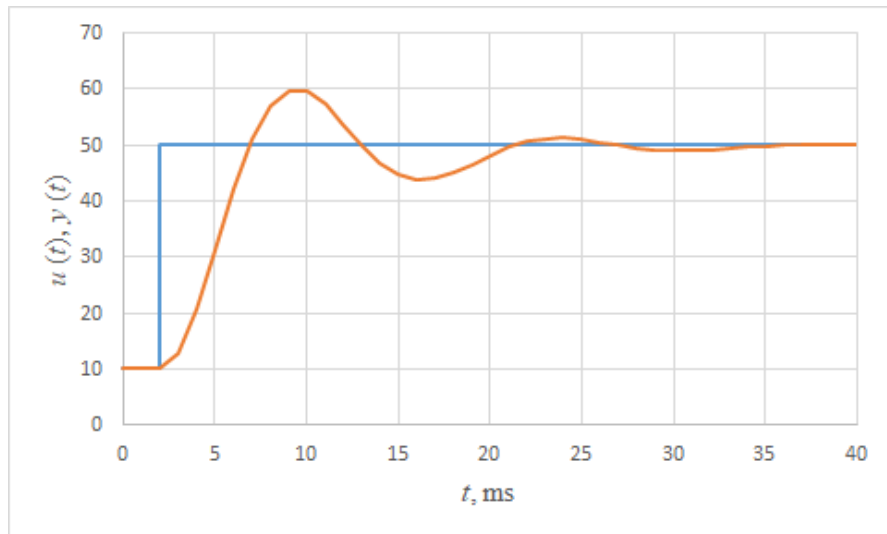
Tabulka 4.2 – Konvergence hledaných hodnot

t	Soustava 1			Soustava 2		
	T , s	ξ	K	T , s	ξ	K
0	12	1,5	1	12	1,5	1
2	11,8993	1,2399	2,9938	11,9578	0,9933	1,9848
4	11,6559	1,275	2,8988	11,9561	0,9948	1,9847
6	10,3301	1,1548	2,2985	11,9575	0,9949	1,9852
8	8,8231	0,9503	1,6712	11,9689	0,9959	1,9889
10	8,2373	0,8512	1,4444	11,9837	0,9976	1,9939
12	8,0741	0,8181	1,3807	11,9924	0,9986	1,997
14	8,0273	0,8069	1,3614	11,9964	0,9992	1,9984
16	8,0129	0,8027	1,3549	11,9982	0,9995	1,9991
18	8,0082	0,801	1,3525	11,9991	0,9996	1,9995
20	8,0067	0,8004	1,3516	11,9996	0,9997	1,9996
22	8,0063	0,8001	1,3513	11,9998	0,9997	1,9998
24	8,0061	0,8	1,3511	11,9999	0,9998	1,9998
26	8,0061	0,7999	1,351	12	0,9998	1,9999
28	8,0061	0,7999	1,351	12,0001	0,9998	1,9999
30	8,006	0,7999	1,3509	12,0001	0,9998	1,9999

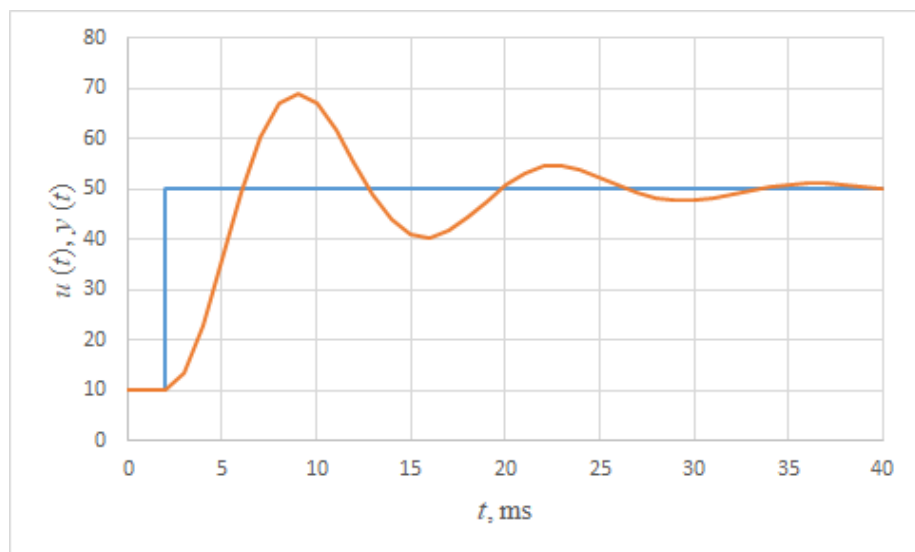
Požadované parametry regulačního obvodu byly v simulovaném režimu nastaveny následovně:

- $T_1 = 1$ s,
- $T_2 = 1$ s,
- $\xi_2 = 1$.

Výpočet adaptivního regulátoru se také prováděl v každém kroku. Níže jsou uvedeny grafy, kde na obrázku 4.21 a 4.22 je zobrazena reakce adaptivní PID regulátoru na jednotkový skok.



Obrázek 4.21 – Reakce regulátoru na jednotkový skok žádané veličiny, soustava 1



Obrázek 4.22 – Reakce regulátoru na jednotkový skok žádané veličiny, soustava 2

4.2.6 Chování regulátoru pro reálný proces

I když byla funkce adaptivního regulátoru úspěšně ověřena jednak simulací v programu Matlab / Simulink, jednak v hardwarově emulovaném režimu, pro reálný proces se adaptivní regulátor nakonec nepodařilo úspěšně zrealizovat. Důvody nejsou zcela jasné, ale bylo pozorováno, že i když jsou nastaveny konstantní hodnoty výstupů regulátoru, skutečné hodnoty vstupů procesu kolísají v řádu procent. Také bylo pozorováno, že skutečné hodnoty vstupních

signálů procesu u_1, u_2 na sobě mírně závisí, i když signály u_1, u_2 jsou teoreticky nezávislé – pro $u_2 = 0$ je měřeno mírně jiné napětí, pokud $u_1 = 0$ a $u_2 = 100$. Toto chování, které je dáno použitým hardware, může být důvodem, že rekurzivní identifikace v uzavřeném regulačním obvodu nefunguje.

Nicméně, bylo prakticky ověřeno chování regulátoru pro proces identifikovaný rekurzivní metodou nejmenších čtverců off-line, kdy byly zpracovány přesné hodnoty vstupů a výstupů procesu. Chování bylo ověřeno programem, který je v příloze s názvem „Regulátor vytvořený v Arduinu“. Identifikací byly získány následující hodnoty parametrů procesu:

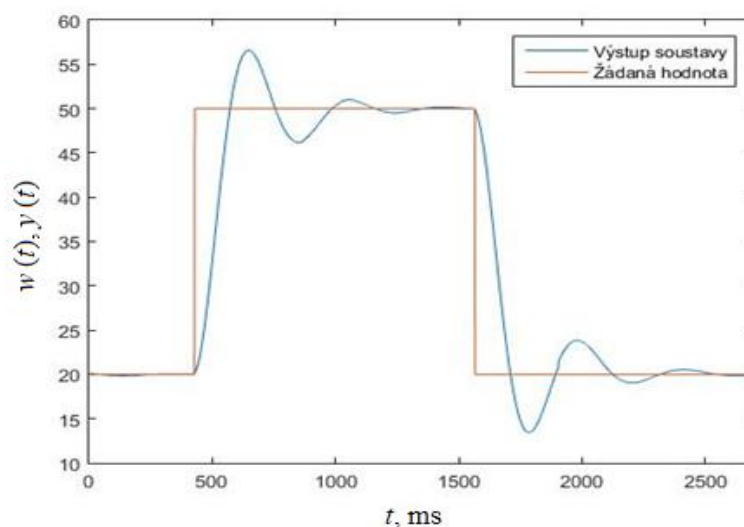
- Zesílení $K = 1,346$,
- součinitel tlumení $\zeta = 13,863$
- časová konstanta $T = 0,558$.

Obrázky 4.23 a 4.24 ukazují chování výstupu regulačního obvodu a průběhy akční veličiny. Nastavení bylo zvoleno tak, aby URO měl dva stejné reálné póly a aby hodnota akční veličiny při skokových změnách žádané hodnoty nepřesahovala reálné limity zařízení. Ukázalo se, že vzhledem k hodnotě $\zeta = 13,863$ získané identifikací nebylo možné u přenosu zpětnovazebního regulačního obvodu zvolit $\zeta_2 = 1$, jinak bylo získáno záporné zesílení regulátoru.

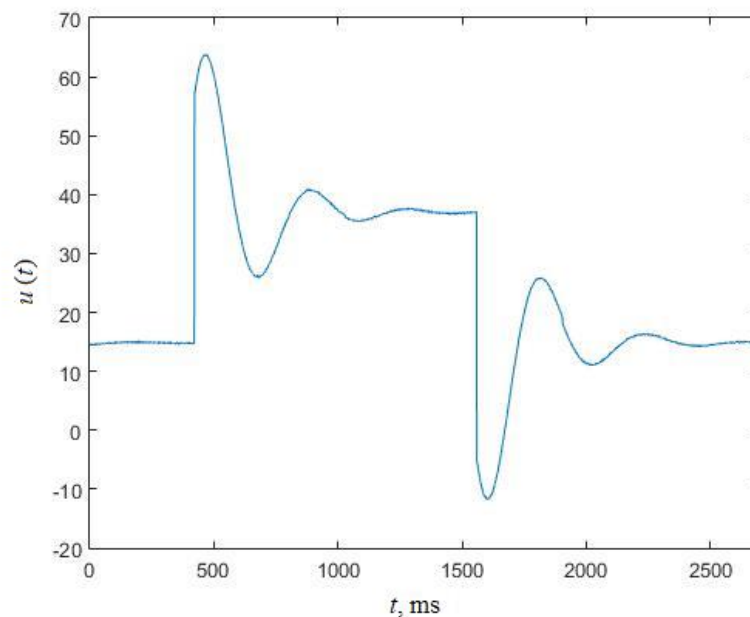
Byly testovány 3 druhy nastavení regulátoru. První varianta nastavení regulátoru byla zvolena následovně

$$T_1 = 12, \quad T_2 = \frac{T_1}{2\xi}, \quad \xi_2 = 12, \quad (4.48)$$

kde parametry T_1, T_2, ξ_2 jsou definovány v kapitole 4.1.2.



Obrázek 4.23 – Odezva regulátoru na žádanou hodnotu, nastavení 1



Obrázek 4.24 – Průběh akční veličiny, nastavení 1

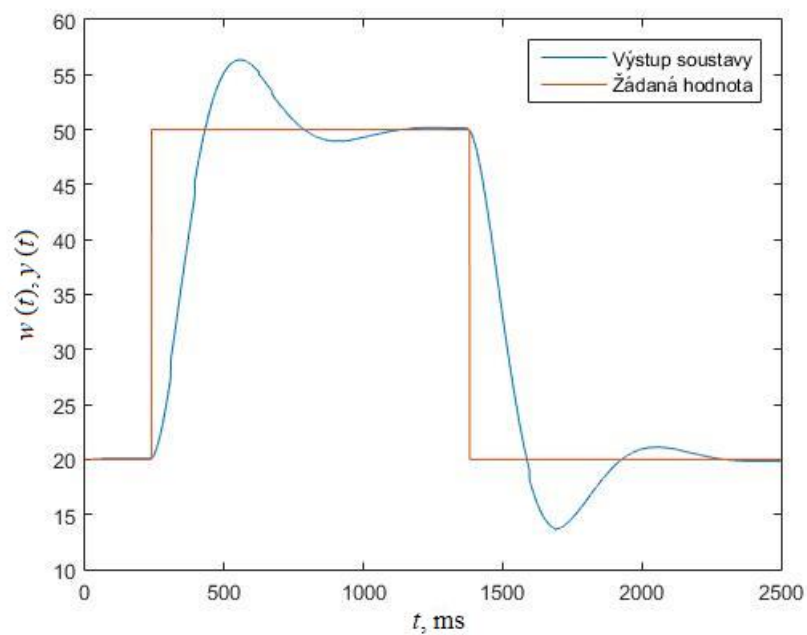
Pro toto nastavení, vycházely parametry regulátoru:

- Zesílení regulátoru $r = 1,56$,
- integrační složka $T_i = 15,16$, s,
- derivační složka $T_d = 0,86$, s.

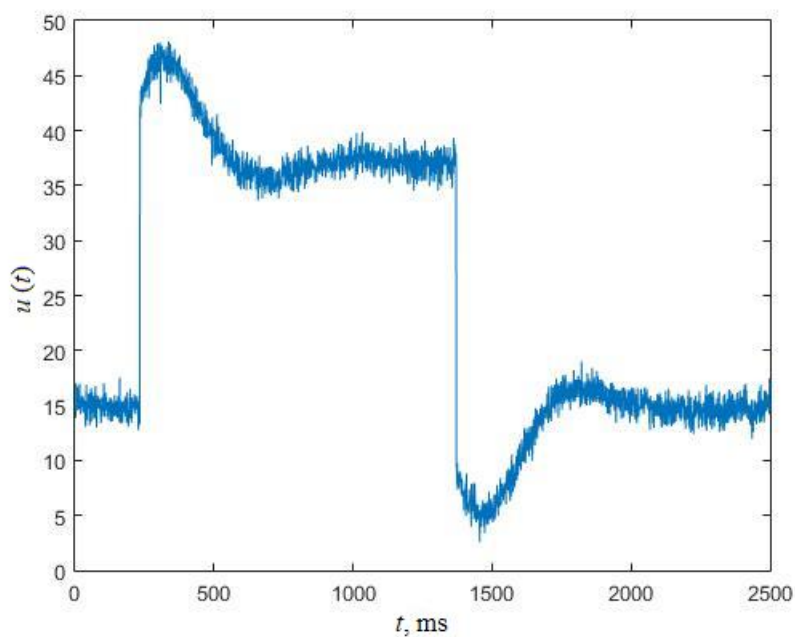
Při druhém testu (obrázek 4.25) byla hodnota součinitele tlumení nastavena na hodnotu $\xi_2 = 6$. Při tomto nastavení vycházely parametry regulátoru:

- Zesílení regulátoru $r = 1,02$,
- integrační složka $T_i = 9,97$, s,
- derivační složka $T_d = -4,9$, s.

Derivační složka vycházela záporně a její velikost způsobila značný šum akční veličiny, obrázek 4.26.

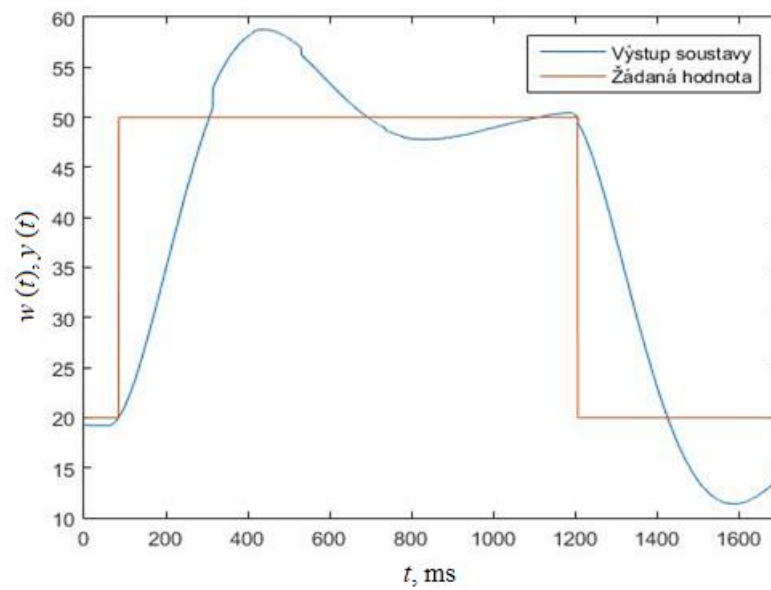


Obrázek 4.25 – Odezva regulátoru na žádanou hodnotu, nastavení 2

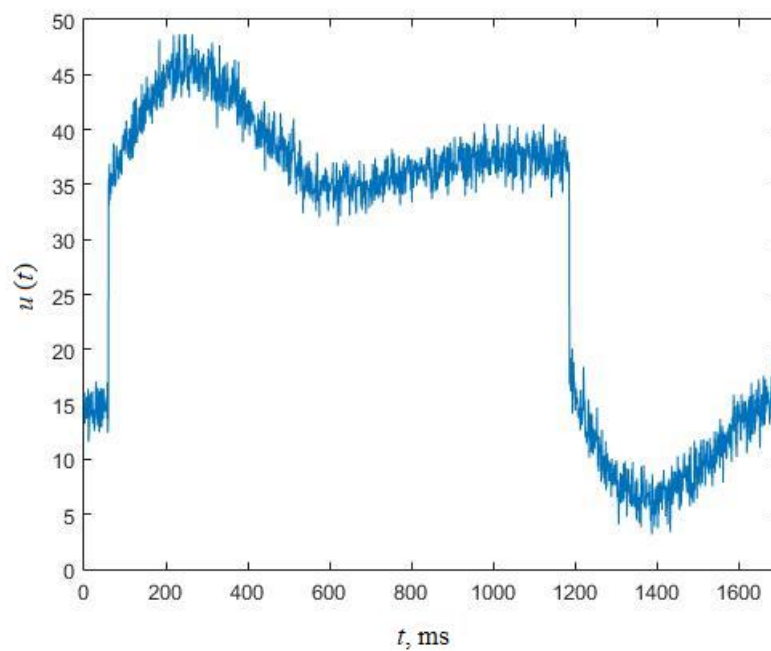


Obrázek 4.26 – Průběh akční veličiny, nastavení 2

Pro 3. nastavení byla hodnota $\zeta_2 = 3$. Při tomto nastavení vycházelo zesílení regulátoru $r = 0,75$, integrační složka $T_i = 7,37$ a derivační složka $T_d = -10,8$.



Obrázek 4.27 – Odezva regulátoru na žádanou hodnotu, nastavení 3



Obrázek 4.28 – Průběh akční veličiny, nastavení 3

5 ZÁVĚR

Cílem diplomové práce bylo vytvořit adaptivní diskretní regulátor využívající průběžné identifikace. Regulátor byl realizován pomocí jednočipového počítače Arduino DUE a byl využit pro řízení reálného procesu dodaného vedoucím diplomové práce.

Byl vytvořen program, který využívající přerušení. Dále bylo zapotřebí vytvořit hardwarové rozhraní na bázi odporových děličů a neinvertujícího zesilovače, protože jednotlivé komponenty měly různé napěťové úrovně.

Chování adaptivního PID regulátoru bylo nejdříve ověřeno simulací pomocí softwaru Matlab / Simulink. Poté byla funkčnost ověřena hardwarovou simulací dynamiky procesu.

Pro reálný proces se nepodařilo adaptivní regulátor zcela zprovoznit, přestože v simulaci funguje správně. Nicméně funkce regulátoru byla ověřena pro reálný systém identifikovaný rekurzivní metodou off-line.

Nefunkčnost adaptivního regulátoru pro reálný proces mohla být způsobena hardwarovým vybavením. Byla zde prokázána závislost mezi vstupními signály, i když teoreticky by měly být nezávislé. Pro konstantní hodnoty vstupů procesu se navíc ukázalo, že příslušné hodnoty napěťové signály kolísají v řádu procent. Z toho důvodu rekurzivní identifikace nefungovala podle představ, hodnoty parametrů konvergovaly příliš pomalu a k nesprávným hodnotám. Proto výpočtem parametrů regulátoru nemohlo být získáno správné nastavení.

POUŽITÁ LITERATURA

- Arduino, Italy: Arduino, 2018 [cit. 2018-06-11]. Dostupné z: <https://www.arduino.cc/>
- BALÁTĚ, J. 2003. *Automatické řízení*. [online]. Praha: BEN – technická literatura. 664 s. ISBN 80-7300-020-2. Dostupné z: http://utb.tsx.cz/Automaticke_rizeni.PDF
- CVEJN, J. 2011. *Automatizace I*. Pardubice: Osobní sdělení.
- ČECH, Z. 2015. *Metody seřizování PID regulátorů*. Bakalářská práce. Pardubice. Univerzita Pardubice, Fakulta elektrotechniky a informatiky, Katedra řízení procesů. 61 s. Vedoucí Libor Kupka.
- NAVRÁTIL, P. 2007. *Metody průběžné identifikace pro návrh samočinně se nastavujících regulátorů*. Disertační práce. Znojmo. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, Fakulta aplikované informatiky, Ústav řízení procesů. 119 s. Školitel Vladimír Bobál.
- NOSKIEVIČ, P. 1999. *Modelování a identifikace systémů*. Ostrava: Montanex. 276 s. ISBN 80-7225-030-2.
- PITRA, M. 2008. *Adaptivní regulátory s principy umělé inteligence v prostředí Matlab - B&R*. Diplomová práce. Brno. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky. 82 s. Vedoucí Petr Pivoňka.
- SCHLEGEL, M. 2001. *Průmyslové PID regulátory: Teorie pro praxi*. [online] Plzeň: Fakulta aplikovaných věd ZČU v Plzni, Katedra kybernetiky, [cit. 2018-04-17]. Dostupné z: <http://docplayer.cz/18577516-Prumyslove-pid-regulatory-teorie-pro-praxi.html>
- SERAFÍN, Č. 2011. *Číslicové regulátory*. [online]. [cit. 2018-04-17]. Dostupné z: www.kteiv.upol.cz/uploads/soubory/serafin/mechatronika/cislicove%20regulatory.ppt
- ŠVARC, I. 2003. *Teorie automatického řízení*. [online]. Brno: Vysoké učení technické v Brně, [cit. 2018-04-17]. Dostupné z: http://www.fsiforum.cz/upload/soubory/knihy/Automatizace/Teorie.automatickeho.rizeni_Svarc_2003.pdf
- TŮMA, J.; WAGNEROVÁ, R.; FARANA, R.; LANDRYOVÁ, L. 2007. *Základy automatizace*. [online]. Ostrava: VŠB – Technická univerzita Ostrava. 288 s. ISBN 978-80-248-1523-7. Dostupné z: http://www.elearn.vsb.cz/archivcd/FS/Zaut/Skripta_text.pdf
- VROŽINA, M.; JANČÍKOVÁ, Z.; DAVID, J. 2012. *Identifikace systémů*. [online]. Ostrava: VŠB – Technická univerzita Ostrava. 177 s. Dostupné z: <http://www.person.vsb.cz/archivcd/FMMI/IS/Identifikace%20systemu.pdf>

PŘÍLOHY

A - CD

Příloha k diplomové práci

Adaptivní PID regulátor využívající průběžné identifikace

Vojtěch Ihnát

CD

Obsah

- 1 Text diplomové práce ve formátu PDF
- 2 Regulátor vytvořený v Arduinu
- 3 Simulovaný režim v Arduinu
- 4 Regulátor vytvořený v Simulinku
- 5 Identifikace v Simulinku