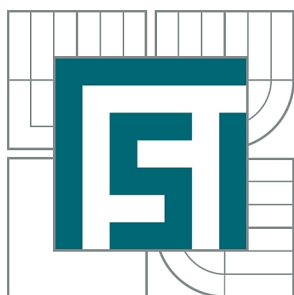


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA STROJNÍHO INŽENÝRSTVÍ
ÚSTAV FYZIKÁLNÍHO INŽENÝRSTVÍ
FACULTY OF MECHANICAL ENGINEERING
INSTITUTE OF PHYSICAL ENGINEERING

NÁVRH A TESTOVÁNÍ ALGORITMŮ PRO REGULACI RELATIVNÍ VLHKOSTI V KOMOŘE MIKROSKOPU AFM

DESIGN AND TESTING OF ALGORITHMS FOR CONTROLLING THE RELATIVE HUMIDITY IN
THE AFM CHAMBER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

DAVID NEZVAL

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. MIROSLAV BARTOŠÍK, Ph.D.

BRNO 2013

Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství

Ústav fyzikálního inženýrství

Akademický rok: 2012/2013

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

student(ka): David Nezval

který/která studuje v **bakalářském studijním programu**

obor: **Fyzikální inženýrství a nanotechnologie (3901R043)**

Ředitel ústavu Vám v souladu se zákonem č.111/1998 o vysokých školách a se Studijním a zkušebním řádem VUT v Brně určuje následující téma bakalářské práce:

Návrh a testování algoritmů pro regulaci relativní vlhkosti v komoře mikroskopu AFM

v anglickém jazyce:

Design and Testing of Algorithms for Controlling the Relative Humidity in the AFM Chamber

Stručná charakteristika problematiky úkolu:

V nanolitografických technikách prováděných pomocí hrotu AFM při atmosférických podmínkách (DPN, LAO) hraje zásadní roli určující finální rozměry vytvořených nanostruktur vodní meniskus mezi hrotem AFM a vzorkem, jehož rozměry jsou dány relativní vlhkostí. Cílem této bakalářské práce je navrhnout a otestovat 4 algoritmy umožňující automatickou regulaci relativní vlhkosti v komoře mikroskopu AFM. Tři z uvedených algoritmů budou využívat následující typy regulací: regulátor PID s konstantními koeficienty, samonastavující se PID regulátor a regulátor na principu fuzzy logiky. Čtvrtý typ algoritmu navrhne autor bakalářské práce dle svého nejlepšího uvážení a zkušeností s předchozími typy.

Cíle bakalářské práce:

- 1.Proved'te literární rešerši uvedené problematiky.
- 2.Naprogramujte a otestujte algoritmus na principu:
 - a.PID regulátoru s konstantními koeficienty,
 - b.samonastavujícího se PID regulátoru,
 - c.fuzzy logiky,
- 3.Navrhňte, naprogramujte a otestujte algoritmus na základě svého uvážení.
- 4.Porovnejte účinnost jednotlivých algoritmů při dosahování a udržení specifické relativní vlhkosti a diskutujte závěry.

Seznam odborné literatury:

- [1] BOBÁL, Vladimír et al. Praktické aspekty samočinně se nastavujících regulátorů: algoritmy a implementace. 1. vyd. Brno: VUTUM, 1999, 242 s. ISBN 80-214-1299-2.
- [2] DRUCKMÜLLER, Miloslav. Technické aplikace vícehodnotové logiky. 1. vyd. Brno: PC-DIR, 1998, 32 s. Učební texty vysokých škol (Vysoké učení technické v Brně). ISBN 80-214-1231-3.
- [3] BUTT, Hans-Jürgen a Michael KAPPL. Normal capillary forces. Advances in Colloid and Interface Science. 2009, roč. 146, 1-2, s. 48-60. ISSN 00018686. DOI: 10.1016/j.cis.2008.10.002. Dostupné z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0001868608001899>

Vedoucí bakalářské práce: Ing. Miroslav Bartošík, Ph.D.

Termín odevzdání bakalářské práce je stanoven časovým plánem akademického roku 2012/2013.

V Brně, dne 20.11.2012

L.S.

prof. RNDr. Tomáš Šíkola, CSc.
Ředitel ústavu

prof. RNDr. Miroslav Doupovec, CSc., dr. h. c.
Děkan fakulty

Abstrakt

Tato bakalářská práce se zabývá regulací relativní vlhkosti v komoře mikroskopu AFM. K automatické regulaci jsou využity regulátory na principech PID regulace s konstantními koeficienty, samočinně nastavující PID regulace a fuzzy regulace. Tyto principy jsou vysvětleny a s využitím těchto znalostí jsou navrženy čtyři algoritmy pro regulaci relativní vlhkosti.

Klíčová slova: regulace relativní vlhkost, PID regulátor, samočinný PID regulátor, fuzzy regulátor

Abstract

This bachelor's thesis deals with controlling the relative humidity in the AFM chamber. There are used controllers based on principles of PID controlling with constant coefficient, self-tuning PID controlling and fuzzy controlling for the automatic controlling. This principles are explained and with this knowledge are designed and tested four algorithm for controlling the relative humidity.

Keywords: controlling the relative humidity, PID controller, self-tuning PID controller, fuzzy controller

NEZVAL, D. *Návrh a testování algoritmů pro regulaci relativní vlhkosti v komoře mikroskopu AFM*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2013. 35 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Miroslav Bartošík, Ph.D..

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Návrh a testování algoritmů pro regulaci relativní vlhkosti v komoře mikroskopu AFM“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Brno

.....

(podpis autora)

Poděkování

Rád bych touto cestou poděkoval **Ing. Miroslavovi Bartošíkovi, Ph.D.** za jeho cenné rady a trpělivost při vedení mé bakalářské práce. Rovněž děkuji všem, kteří mi byli nápomocni a pomohli mi se získáním potřebných informací a podkladů.

OBSAH

Úvod	1
1 Regulátory	3
2 PID regulace s konstantními koeficienty	5
2.1 Spojitý PID regulátor	5
2.2 Jednotlivé složky PID regulátoru	5
2.3 Diskrétní PID regulátor	6
3 Samočinně se nastavující PID regulace	9
3.1 Adaptivní regulace	9
3.2 Identifikační modely samočinně se nastavujících regulátorů	9
3.3 Dahlinův PID regulátor s průběžnou identifikací metodou nejmenších čtverců	11
4 Fuzzy regulace	15
4.1 Fuzzy množiny	15
4.2 Fuzzy řízení	16
4.2.1 Modul fuzzifikace	16
4.2.2 Inferenční mechanismus a báze pravidel	18
4.2.3 Modul defuzzifikace	20
4.2.4 Báze dat	20
5 Experimentální regulace na reálné soustavě	21
5.1 Regulovaná soustava	21
5.2 Metodika testování regulátorů	23
5.3 Nastavení a výsledky regulace PID regulátorem s konstantními koeficienty.	23
5.4 Nastavení a výsledky regulace samočinným PID regulátorem	25
5.5 Nastavení a výsledky regulace fuzzy regulátorem	27
5.6 Nastavení a výsledky regulace adaptivním PID regulátorem	29
Závěr	33
Literatura	35

ÚVOD

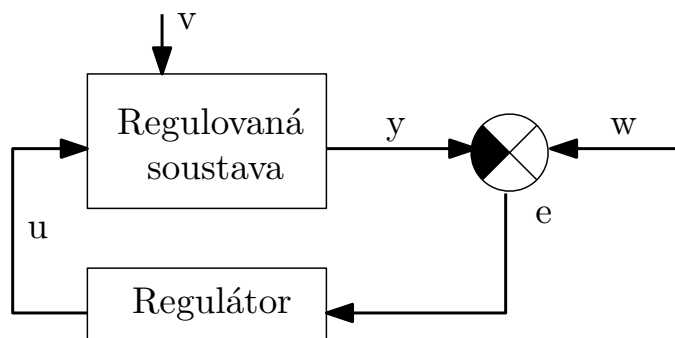
Nanolitografie je odvětví nanotechnologií, které se zabývá přípravou struktur v nanometrovém rozlišení. Jedním ze základních nástrojů pro práci v nanolitografii je mikroskop atomárních sil (AFM - *Atomic Force Microscopy*). Ten byl vynalezen v roce 1986 Gerdem Binnigem, Calvinem F. Quatem a Christopherem Gerberem na Stanfordské univerzitě a umožňuje trojrozměrné zobrazování nanostruktur. Princip AFM je založen na pohybu nosníku s tenkým hrotem po povrchu a sledování vychýlení nosníku vlivem působení atomárních sil vzorku na hrot. Mikroskop AFM se ukázal být vhodný také pro tvorbu a modifikaci nanostruktur. U tohoto využití má zásadní vliv na výsledné vytvořené nanostruktury vodní meniskus tvořící se mezi povrchem vzorku a hrotem. Rozměry menisku jsou ovlivňovány relativní vlhkostí, proto byla vytvořena komora k mikroskopu AFM, v níž lze relativní vlhkost měnit.

Tato práce se zabývá automatickou regulací relativní vlhkosti v komoře mikroskopu AFM. Cílem je navrhnout a otestovat čtyři regulační algoritmy. Navržené algoritmy fungují na principech PID regulace s konstantními koeficienty, samočinně se nastavující PID regulace a regulace pomocí fuzzy logiky. Čtvrtý typ algoritmu je navržen dle zkušeností s předchozími typy algoritmů.

První čtyři kapitoly jsou teoretického zaměření. V první kapitole jsou vysvětleny základní principy automatické regulace a fungování regulátorů. V druhé kapitole je probrána teorie PID regulace a vysvětleny funkce jednotlivých složek PID regulátoru. Třetí kapitola je zaměřena na samočinnou PID regulaci. Zde je vysvětlena funkce samočinného PID regulátoru, který využívá identifikační metody k odhadování optimálních parametrů regulátoru. Ve čtvrté kapitole je probrána teorie fuzzy množin a jejich zapojení ve fuzzy řízení. Dále je zde systematicky vysvětlen princip fuzzy regulátoru. Pátá kapitola je zaměřena na experimentální část práce, kde je popsána regulovaná soustava, metodika testování algoritmů, nastavení jednotlivých algoritmů a výsledky testování, při reálném řízení relativní vlhkosti v komoře AFM.

1 REGULÁTORY

Pro automatickou regulaci používáme regulátor. To je zařízení, které prostřednictvím akční veličiny u působí na regulovanou soustavu tak, aby se regulovaná veličina y udržovala na předepsané hodnotě, která nemusí být konstantní, a regulační odchylka e byla nulová nebo co nejmenší. Regulační obvod znázorněný na obrázku 1.1 se skládá z regulované soustavy a regulátoru.



Obr. 1.1: Regulační soustava.

V regulovaném systému dochází vlivem poruchy v ke změně regulované veličiny, která se odchýlí od požadované hodnoty, která je nastavena prostřednictvím řídicí veličiny w . Není-li shoda mezi řídicí veličinou w a regulovanou veličinou y vznikne regulační odchylka $e = w - y$. A právě tuto odchylku má regulátor za úkol odstraňovat prostřednictvím změny akční veličiny u .

Podle průběhu výstupního signálu se regulátory dělí na spojité a nespojité. Spojité regulátory pracují se spojitými signály. Kvalita jejich regulace je velmi dobrá a návrh regulátoru je poměrně snadný. Tyto regulátory jsou základem regulační techniky. Nespojité regulátory pracují s nespojitými signály. Dnes do popředí vystupují diskrétní regulátory, jejichž výstup je posloupnost numerických hodnot – jsou to číslicové počítače ve funkci regulátorů [1].

2 PID REGULACE S KONSTANTNÍMI KOEFICIENTY

Regulátory typu PID jsou v průmyslu jednoznačně nejpoužívanějším typem regulátorů. V případě správného nastavení jejich parametrů vykazují velmi dobré řídicí účinky. Tyto regulátory jsou výhodné pro uživatele z toho důvodu, že jsou jednoduché, všeobecně známé a snadno implementovatelné. Jejich algoritmy jsou snadno pochopitelné i pro osoby bez podrobné znalosti teorie automatického řízení [2].

2.1 Spojitý PID regulátor

Spojitý idealizovaný učebnicový PID regulátor je popisován ve tvaru

$$u(t) = K_P \left[e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_D \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (2.1)$$

či ve tvaru

$$u(t) = r_0 e(t) + r_{-1} \int_0^t e(\tau) d\tau + r_1 \frac{de(t)}{dt}, \quad (2.2)$$

přičemž $e(t) = w(t) - y(t)$ a převod mezi (2.1) a (2.2) je

$$K_P = r_0; \quad T_I = \frac{K_P}{r_{-1}}; \quad T_D = \frac{r_1}{K_P}, \quad (2.3)$$

kde $u(t)$ je akční zásah, $y(t)$ regulovaná veličina, $e(t)$ regulační odchylka a $w(t)$ žádaná hodnota regulované veličiny. Parametry PID regulátoru (2.1) jsou proporcionální zesílení K_P , integrační časová konstanta T_I a derivační časová konstanta T_D , parametry (2.2) jsou zesílení r_0 , integrační konstanta r_{-1} a derivační konstanta r_1 . V praxi se používá především tvar (2.1) [2].

2.2 Jednotlivé složky PID regulátoru

Proporční člen

$$u(t) = r_0 e(t)$$

má funkci zesilovače regulace. V tomto případě je akční veličina úměrná regulační odchylce. Regulátor, který má jen proporční člen, se nazývá P regulátor. V praxi je P regulátor velmi oblíbený díky své jednoduchosti, dostatečně rychlému průběhu regulace a stabilitě. Základní nevýhodou je však existence tzv. trvalé regulační odchylky, která vzniká v důsledku kmitání regulované veličiny kolem žádané hodnoty. P regulátor není vhodný pro regulování soustavy s dopravním zpožděním.

Integrační člen

$$u(t) = r_{-1} \int_0^t e(\tau) d\tau$$

má funkci odstranění trvalé regulační odchylky. Ta je eliminována integračním chováním regulátoru, při kterém regulátor neustále mění akční veličinu, dokud se mu nepodaří dosáhnout nulové regulační odchylky. Díky tomu je tzv. PI regulátor lepší, než pouhý P regulátor. PI regulátor se nejvíce používá při regulaci kmitavých soustav. Samostatný I regulátor se v praxi používá pouze v málo případech.

Derivační člen

$$u(t) = r_1 \frac{de(t)}{dt}$$

má funkci v předstihu kompenzovat změny regulované veličiny. Tento člen se při přiblížení regulované veličiny k žádané hodnotě začne chovat jako zesilovač směrem od žádané hodnoty. Tato vlastnost zabraňuje překmitům regulované veličiny kolem žádané hodnoty. Derivační člen má ovšem nevýhodu, že zesiluje šum, tudíž v některých systémech může být nepoužitelný.

PID regulátor je vhodný všude tam, kde vyhovuje regulátor PI. Proti regulátoru PI je rychlejší, takže lépe tlumí rychlé překmity regulované veličiny [1].

2.3 Diskrétní PID regulátor

Pro přechod k diskrétní verzi PID regulátoru, musíme diskretizovat integrační a derivační složku rovnice (2.1). Zvolením periody vzorkování T_0 můžeme derivaci nahradit například diferencí 1. řádu (dvoubodovou, zpětnou diferencí)

$$\frac{de}{dt} \approx \frac{e(k) - e(k-1)}{T_0} = \frac{\Delta e(k)}{T_0}, \quad (2.4)$$

kde $e(k)$ je hodnota odchylky v k -tém okamžiku vzorkování, tedy v čase $t = kT_0$. Integrál aproximujeme prostou sumací pomocí tzv. dopředné obdélníkové metody (DOBD)

$$\int_0^t e(\tau) d\tau \approx T_0 \sum_{i=1}^k e(i). \quad (2.5)$$

Rovnice diskrétního PID regulátoru potom bude ve tvaru

$$u(k) = K_P \left\{ e(k) + \frac{T_0}{T_I} \sum_{i=1}^k e(i) + \frac{T_D}{T_0} [e(k) - e(k-1)] \right\}. \quad (2.6)$$

Spojité integrační člen můžeme dále diskretizovat tzv. zpětnou obdélníkovou metodou (ZOBD)

$$\int_0^t e(\tau) d\tau \approx T_0 \sum_{i=1}^k e(i-1), \quad (2.7)$$

nebo tzv. lichoběžníkovou metodou (LICH0)

$$\int_0^t e(\tau) d\tau \approx T_0 \sum_{i=1}^k \frac{e(i) + e(i-1)}{2}. \quad (2.8)$$

Pro dostatečně malou periodu vzorkování není mezi aproximacemi (2.5), (2.7) a (2.8) významný rozdíl, a proto se nejčastěji používá (2.5). Tyto algoritmy se nazývají absolutní nebo polohové. Rovnice (2.6) je tzv. nerekurentní algoritmus, u nějž je nutné pamatovat si všechny předchozí hodnoty regulační odchylky pro výpočet sumy a tím i akčního zásahu. To je z hlediska využití nepraktické, proto se pro praktické použití používají rekurentní algoritmy. Buď se rekurentně počítá integrál (2.5) (viz algoritmus (2.11) a (2.12) níže), nebo se rekurentně počítá hodnota akční veličiny $u(k)$ z předcházející zapamatované hodnoty $u(k-1)$ a z korekčního přírůstku $\Delta u(k)$. Pro PID regulátor s číslicovým výstupem lze počítat jen změnu $\Delta u(k)$. Takovéto algoritmy jsou označovány jako přírůstkové nebo rychlostní. Odečtením rovnice (2.6) v $k-1$ kroku od k kroku obdržíme vztah

$$u(k) = \Delta u(k) + u(k-1) \quad (2.9)$$

$$\Delta u(k) = K_P \left\{ e(k) + \frac{T_0}{T_I} e(k) + \frac{T_D}{T_0} [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \right\} \quad (2.10)$$

Místo polohového algoritmu (2.6) lze použít složkového tvaru regulačního algoritmu, kdy akční zásah je určován součtem jednotlivých složek a v paměti se uchovává jen předchozí hodnota integrační složky. Potom má tento algoritmus tvar

$$u(k) = u_P(k) + u_I(k) + u_D(k), \quad (2.11)$$

kde

$$\begin{aligned} u_P(k) &= K_P e(k); & u_I(k) &= K_P \frac{T_0}{T_I} \sum_{i=1}^k e(i) = u_I(k-1) + K_P \frac{T_0}{T_I} e(k); \\ u_D &= K_P \frac{T_D}{T_0} [e(k) - e(k-1)] \end{aligned} \quad (2.12)$$

jsou proporcionální, integrační a derivační složka regulátoru.

Výhodou složkového tvaru je průhlednost při nastavování zesílení jednotlivých složek regulátoru, v algoritmu je třeba omezovat integrační složku u_I [2].

3 SAMOČINNĚ SE NASTAVUJÍCÍ PID REGULACE

3.1 Adaptivní regulace

V praxi se většinou setkáváme s procesy, které mají náhodný charakter. Klasické regulátory s pevně nastavenými parametry pro řízení takových procesů často nevyhovují. Při změnách parametrů procesu je řízení neoptimální a dochází ke ztrátám materiálu, energie, snižování životnosti zařízení atd. Změna parametrů procesu je způsobena změnami v provozních režimech, změnami vlastností surovin, paliva, zařízení apod., se kterými se pevně seřízené regulátory nemůžou vyrovnat.

Adaptivní regulátor se od klasického zpětnovazebného regulátoru liší tím, že klasický regulátor využívá principu zpětné vazby k tomu, aby kompenzoval neznámé poruchy a stav v procesu. Zpětná vazba je pevně nastavená a zesiluje či jinak upravuje regulační odchylku e , čímž je určena hodnota vstupního signálu (akční veličiny) u do soustavy. V každé situaci je způsob zpracování regulační odchylky stejný. Podstatou adaptivního systému je, že mění způsob zpracování regulační odchylky, tj. adaptuje řídicí zákon na neznámé podmínky a rozšiřuje oblast případů, ve kterých lze dosáhnout kvalitní regulace. Adaptivní regulátor využívá jakoby zpětnou vazbu vyšší úrovně. Podle kvality regulačního pochodu mění parametry regulátoru. [2].

3.2 Identifikační modely samočinně se nastavujících regulátorů

K úspěšnému návrhu adaptivního regulátoru je nutné znát regulovanou soustavu. Protože je však úplná znalost nemožná, snažíme se nahradit soustavu co nejpřesnějším modelem. Model poté vykazuje odchylku mezi skutečností - regulovaným procesem a matematickým modelem.

Model tvoříme tak, že se snažíme najít funkci f , která popisuje chování výstupu soustavy $y(t)$ jako funkci vstupní veličiny (akční veličina) $u(t)$, případně dalších měřených veličin, které mohou ovlivňovat výstup, jako např. měřené poruchové veličiny $v(t)$. Předpokládáme tedy

$$y(t) = f[u(t), v(t), t]. \quad (3.1)$$

U reálných soustav se zřídka setkáme s přesně určenou funkcí vstupních měřitelných veličin. Na výstupu soustavy se projevují neměřitelné vlivy okolí, změny

pracovního procesu apod. Tyto vlivy, které obvykle nedokážeme popsat, zahrnujeme mezi náhodné vlivy $n(t)$. Model s těmito vlivy má pak tvar

$$y(t) = f[u(t), v(t), t] + n(t). \quad (3.2)$$

Zatím co při popisu spojitě dynamické soustavy se nevyhneme práci s derivacemi měřených signálů, při konstrukci diskretních modelů, opírajících se o hodnoty signálů měřených jen v pravidelných intervalech vzorkování T_0 , je situace podstatně jednodušší.

Obecný diskretní popis dynamického systému se dá zapsat jako funkce předchozích hodnot měřených veličin

$$y(k) = [-y(k-1), -y(k-2), \dots, -y(k-na), u(k-1), u(k-2), \dots, u(k-nb), v(k-1), v(k-2), \dots, v(k-nd)] + n(k), \quad (3.3)$$

kde $x(k)$ je hodnota výstupní veličiny v k -tém okamžiku vzorkování.

Nejčastějším modelem při návrzích adaptivního regulátoru je ARX model, který poruchu $n(k)$ modeluje jako náhodnou, měření nepřístupnou složkou $e_s(k)$. Výstup soustavy je pak ve tvaru

$$y(k) = -\sum_{i=1}^{na} a_i y(k-i) + \sum_{i=1}^{nb} b_i u(k-i) + \sum_{i=1}^{nd} d_i v(k-i) + e_s(k); \quad (3.4)$$

Regresní model ARX zapsaný ve vektorové formě má tvar

$$y(k) = \Theta^T(k) \phi(k-1) + e_s(k), \quad (3.5)$$

kde

$$\Theta^T(k) = [a_1, a_2, \dots, a_{na}, b_1, b_2, \dots, b_{nb}, d_1, d_2, \dots, d_{nd}] \quad (3.6)$$

je vektor parametrů vyšetřovaného modelu a

$$\phi^T(k) = [-y(k-1), -y(k-2), \dots, -y(k-na), u(k-1), u(k-2), \dots, u(k-nb), v(k-1), v(k-2), \dots, v(k-nd)] \quad (3.7)$$

je vektor dat.

Kvalitu použitého regresního modelu posuzujeme primárně podle chyby predikce tj. odchylky

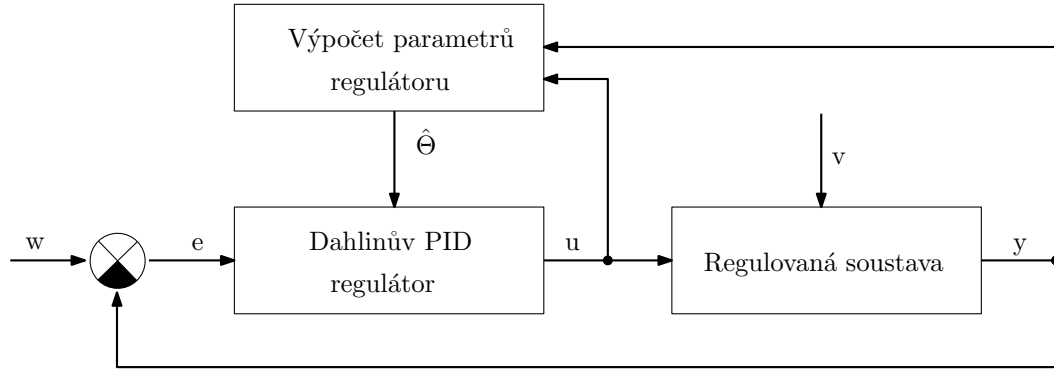
$$\hat{e}(k) = y(k) - \hat{y}(k), \quad (3.8)$$

kde pro výpočet předpokládané vstupní veličiny $\hat{y}(k)$ se použije vztah (3.4), kde člen $e_s(k) = 0$. Chyba predikce je důležitý faktor při identifikaci parametrů regresního modelu z naměřených dat.

Identifikace je v adaptivním řízení velmi důležitá. V převážné míře se odhadují parametry regresního modelu ARX a používá se metoda nejmenších čtverců případně její rekurzivní obměna [2].

3.3 Dahlinův PID regulátor s průběžnou identifikací metodou nejmenších čtverců

Regulace samočinně se nastavujícím regulátorem probíhá podle blokového schématu zobrazeného na obrázku 5.14. Regulátor se snaží minimalizovat odchylku e pomocí nastavování akčního zásahu u . Tento zásah mění stav soustavy a tedy i regulovanou veličinu y . Celý tento proces je stejný jako u klasického regulátoru, změna nastává v bloku výpočtu parametrů regulátoru, kdy se na základě předchozích informací o akčním zásahu a regulované veličině vypočítávají optimální parametry regulátoru, v našem případě Dahlinův PID regulátor. Tento výpočet probíhá pomocí rekurzivní metody nejmenších čtverců popsané dále.



Obr. 3.1: Schéma samočinně se nastavujícího Dahlinova PID regulátoru s průběžným výpočtem parametrů regulátoru.

Algoritmus Dahlinova PID regulátoru je uveden v [3], využívá pro výpočet akčního zásahu vztah v přírůstkovém tvaru, diskretizovaný pomocí dopředné obdélníkové metody (2.5)

$$u(k) = K_P \left\{ e(k) - e(k-1) + \frac{T_0}{T_I} e(k) + \frac{T_D}{T_0} [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \right\} + u(k-1) \quad (3.9)$$

Tento regulátor používá vektor odhadu parametrů (3.6) ve tvaru

$$\hat{\Theta}(k) = [\hat{a}_1, \hat{a}_2, \hat{b}_1], \quad (3.10)$$

to znamená, že $\hat{b}_2 = 0$, takže vektor dat (3.7) je

$$\phi^T(k-1) = [-y(k-1), -y(k-2), u(k-1)]. \quad (3.11)$$

Vztahy pro jednotlivé parametry regulátoru jsou

$$K_P = -\frac{(a_1 + 2a_2)Q}{b_1}; \quad T_I = -\frac{T_0}{\frac{1}{a_1 + 2a_2} + 1 + \frac{T_D}{T_0}}; \quad T_D = \frac{T_0 a_2 Q}{K_P b_1} \quad (3.12)$$

Veličina Q v rovnicích (3.12) je definována vztahem

$$Q = 1 - e^{-\frac{T_0}{B}}, \quad (3.13)$$

kde B je tzv. seřizovací faktor, který udává časovou konstantu rychlosti odezvy uzavřeného regulačního obvodu.

Počáteční hodnoty parametrů jsou voleny podle následujících vztahů

$$C = 1 + \frac{T_0}{T_I} + \frac{T_D}{T_0}; \quad a_1 = -\frac{1 + 2\frac{T_D}{T_0}}{C}; \quad a_2 = \frac{T_D}{T_0 C}; \quad b_1 = \frac{Q}{K_P C}, \quad (3.14)$$

tyto rovnice jsou v podstatě inverzním vyjádřením rovnic (3.12).

Identifikace parametrů probíhá rekursivní metodou nejmenších čtverců rozšířenou o techniku směrového adaptivního zapomínání. Tato metoda je výhodná, protože nevyžaduje uchovávání všech naměřených hodnot. Pokud by tato metoda nebyla rozšířena faktorem zapomínání, docházelo by při změnách v systému nebo při zadávání nové žádané hodnoty ke zpomalování identifikace parametrů. Faktory zapomínání tomu předchází a reagují na změny v systému. Existuje několik faktorů zapomínání například konstantní exponenciální zapomínání, proměnlivé exponenciální zapomínání, maticové exponenciální zapomínání a další [4]. V této práci je využito směrové adaptivní zapomínání, protože zvládá pracovat i pokud nedostává dlouhodobě nové informace ($\phi(k) = \phi(k-1)$), což například metody s konstantním exponenciálním zapomínáním nezvládají.

Vektor odhadu parametrů se aktualizuje pomocí kovarianční matice popsané níže (3.18) podle rekursivního vztahu

$$\hat{\Theta}(k) = \hat{\Theta}(k-1) + \frac{C(k-1)\phi(k-1)}{1 + \xi(k-1)}\hat{e}(k-1), \quad (3.15)$$

kde

$$\xi(k-1) = \phi^T(k-1)C(k-1)\phi(k-1) \quad (3.16)$$

je pomocný skalár, použitý pouze pro zjednodušení následného programování a lepší přehlednost, a

$$\hat{e}(k) = y(k) - \hat{\Theta}^T(k)\phi(k-1) \quad (3.17)$$

je chyba predikce, která nám udává odchylku modelu od skutečnosti.

Jestliže $\xi(k-1) > 0$, potom čtvercová kovariační matice o rozměru $nz = 3$, která popisuje přesnost výsledků vyrovnání a jejich vzájemnou závislost, je aktualizována podle vztahu

$$C(k) = C(k-1) - \frac{C(k-1)\phi(k-1)\phi^T(k-1)C(k-1)}{\epsilon^{-1}(k) + \xi(k-1)}, \quad (3.18)$$

kde

$$\epsilon = \varphi(k) - \frac{1 - \varphi(k)}{\xi(k-1)}. \quad (3.19)$$

Jestliže $\xi(k-1) = 0$, potom

$$C(k) = C(k-1). \quad (3.20)$$

Adaptivního směrového zapomínání $\varphi(k)$ udává míru zapomínání starých informací v kovarianční matici C a je počítána podle vztahu

$$\varphi(k) = \left\{ 1 + (1 + \rho)[\ln(1 + \xi(k-1))] + \left[\frac{(v(k-1) + 1)\eta(k-1)}{1 + \xi(k-1) + \eta(k-1)} - 1 \right] \frac{\xi(k-1)}{1 + \xi(k-1)} \right\}^{-1}, \quad (3.21)$$

kde

$$\eta(k) = \frac{\hat{e}^2(k)}{\lambda(k)} \quad (3.22)$$

$$v(k) = \varphi(k)[v(k-1) + 1] \quad (3.23)$$

$$\lambda(k) = \varphi(k) \left[\lambda(k-1) + \frac{\hat{e}^2(k-1)}{1 + \xi(k-1)} \right] \quad (3.24)$$

jsou pomocné proměnné použité pouze pro zjednodušení následného programování a lepší přehlednost.

V případě, že máme dostatek informací o soustavě volíme počáteční odhad parametrů dle našich zkušeností. Pokud však apriorní informace chybí nebo jsou nedostačující, lze považovat za vhodnou volbu nastavení nulových hodnot počátečních odhadů.

Kovarianční matice $C(k)$ vyjadřuje míru neurčitosti neznámých parametrů systému. Pokud nejsou k dispozici žádné předchozí znalosti vztahující se k parametrům systému, je vhodné volit "velké" hodnoty na diagonále kovarianční matice. V případě, že jsou počáteční parametry blízké skutečným parametrům systému, je vhodné volit "malé" hodnoty na diagonále kovarianční matice. Počáteční hodnoty týkající se faktoru zapomínání byly zvoleny dle doporučení [2] a to: počáteční hodnota faktoru směrového zapomínání $\varphi(0) = 1$, $\lambda(0) = 0,001$, $v(0) = 10^{-6}$.

4 FUZZY REGULACE

4.1 Fuzzy množiny

U klasických množin každý prvek buď do množiny patří, nebo do množiny nepatří. Tedy pravdivostní hodnoty jsou pouze 1 prvek patří do množiny, nebo 0 prvek nepatří do množiny. U fuzzy množin může výrok „prvek do množiny patří“ nabývat jakékoliv pravdivostní hodnoty z intervalu $\langle 0, 1 \rangle$. To znamená, že v teorii fuzzy množin může prvek patřit do množiny jen částečně. Proto se pro popis fuzzy množin zavádí tzv. *funkce příslušnosti*. Ta každému prvku *univerzu*, což je množina všech prvků, přiřadí s jakou pravdivostní hodnotou daný prvek do množiny patří. Zápis funkce příslušnosti μ_A množiny F definované na univerzu U vypadá

$$\mu_F : U \rightarrow \langle 0, 1 \rangle. \quad (4.1)$$

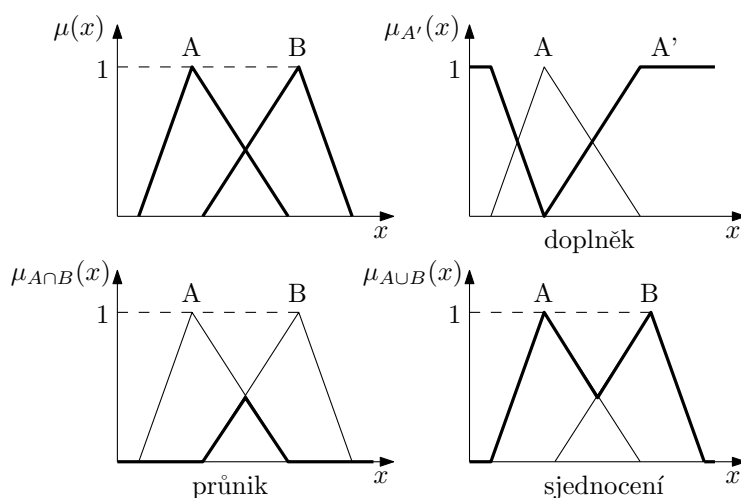
Místo pojmu pravdivostní hodnota se v teorii fuzzy množin používá pojem *stupeň příslušnosti* prvku k množině. Značení stupně příslušnosti prvku k množině F je α_F .

Zavedení základních operací s fuzzy množinami - doplněk fuzzy množiny (4.2), průnik fuzzy množin (4.3) a sjednocení fuzzy množin (4.4). Grafické znázornění těchto operací je na obrázku 4.1.

$$\mu_{A'}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (4.2)$$

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad (4.3)$$

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad (4.4)$$



Obr. 4.1: Základní operace s fuzzy množinami.

4.2 Fuzzy řízení

Pro fuzzy řízení jsem se rozhodl použít fuzzy regulátor typu PI. Jeho vstupními veličinami jsou odchylka v k -tém kroku $e(k)$ a změna odchylky oproti předchozímu kroku $\Delta e(k)$. Tyto veličiny se aktualizují dle vztahů

$$e(k) = y(k) - w \quad (4.5)$$

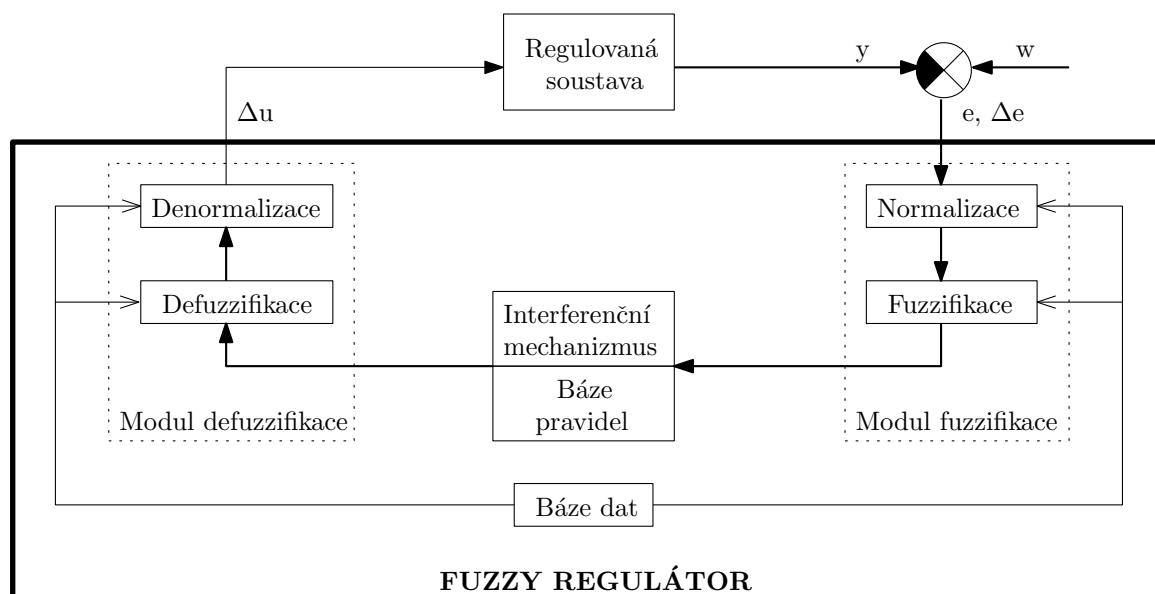
$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1), \quad (4.6)$$

kde $y(k)$ je regulovaná veličina v k -tém kroku, kterou získáváme ze systému, a w je žádaná veličina.

Na základě těchto informací proběhne ve fuzzy regulátoru výpočet výstupní veličiny a to změny akčního zásahu Δu . Výsledný akční zásah, který postupuje do systému, se rovná

$$u(k) = u(k-1) - \Delta u \quad (4.7)$$

Jednotlivé bloky fuzzy regulátoru, které jsou zobrazeny na obrázku 4.2, jsou podrobně vysvětleny dále.



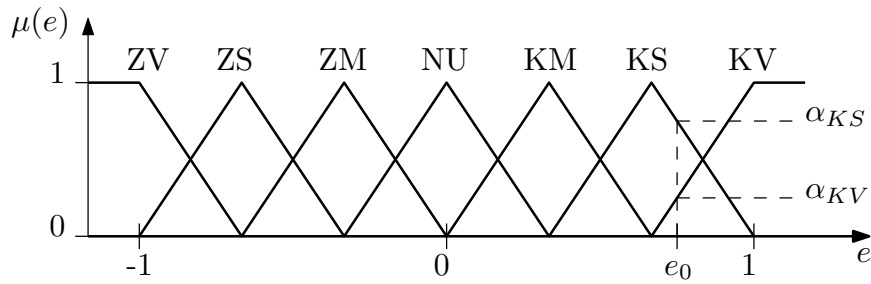
Obr. 4.2: Blokové schéma regulačního obvodu s fuzzy regulátorem.

4.2.1 Modul fuzzifikace

V modulu fuzzifikace jsou prováděny dvě operace a to normalizace a samotná fuzzifikace. Normalizace spočívá v přepočtení vstupních veličin do normalizovaného uni-

verza. Tento přepoččet je proveden pomocí měřítka. Měřítka volíme podle rozsahu hodnot, kterých můžou vstupní veličiny nabývat.

Samotná fuzzifikace má za úkol transformovat ostré hodnoty vstupních veličin na fuzzy množiny, které mapují celé univerzum. Tyto množiny se v řízení většinou značí jako kvantitativní vyjádření v hovorovém jazyce. Například pro odchylku e použijeme fuzzy množiny ZÁPORNÁ VELKÁ (ZV), ZÁPORNÁ STŘEDNÍ (ZS), ZÁPORNÁ MALÁ (ZM), NULOVÁ (NU), Kladná MALÁ (KM), Kladná STŘEDNÍ (KS), Kladná VELKÁ (KV). Jejich grafické znázornění je na obrázku 4.3.



Obr. 4.3: Fuzzy množiny popisující veličinu odchylka e .

Transformace se provede tak, že ostré hodnoty nahradíme stupněm příslušnosti α k jednotlivým fuzzy množinám. Stupeň příslušnosti se určí z tvaru funkce příslušnosti dané množiny. Protože fuzzy množiny se často překrývají, může prvek náležet více množinám, což je zřejmé z obrázku 4.3.

Z důvodů snadnosti výpočtů jsou používány tvary funkcí příslušnosti sestavené z lomených přímk (viz obr. 4.4). Nejčastěji používané tvary funkcí příslušnosti jsou L -funkce (viz obr. 4.4), Γ -funkce (viz obr. 4.5), Λ -funkce (viz obr. 4.6) a Π -funkce (viz obr. 4.7).

Definice L -funkce

$$L(x, \alpha, \beta) = \begin{cases} 1 & x < \alpha \\ (\beta - x)/(\beta - \alpha) & \alpha \leq x \leq \beta \\ 0 & x > \beta \end{cases} \quad (4.8)$$

Definice Γ -funkce

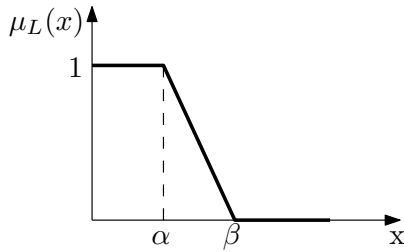
$$\Gamma(x, \alpha, \beta) = \begin{cases} 0 & x < \alpha \\ (x - \alpha)/(\beta - \alpha) & \alpha \leq x \leq \beta \\ 1 & x > \beta \end{cases} \quad (4.9)$$

Definice Λ -funkce

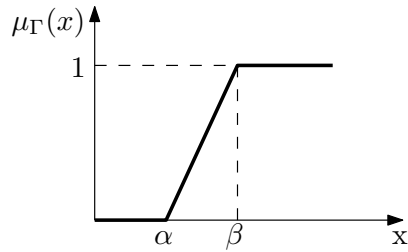
$$\Lambda(x, \alpha, \beta, \gamma) = \begin{cases} 0 & x < \alpha \\ (x - \alpha)/(\beta - \alpha) & \alpha \leq x \leq \beta \\ (\gamma - x)/(\gamma - \beta) & \beta \leq x \leq \gamma \\ 0 & x > \gamma \end{cases} \quad (4.10)$$

Definice Π -funkce

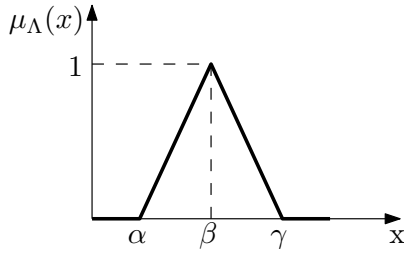
$$\Gamma(x, \alpha, \beta, \gamma, \delta) = \begin{cases} 0 & x < \alpha \\ (x - \alpha)/(\beta - \alpha) & \alpha \leq x \leq \beta \\ 1 & \beta \leq x \leq \gamma \\ (\delta - x)/(\delta - \gamma) & \gamma \leq x \leq \delta \\ 0 & x > \delta \end{cases} \quad (4.11)$$



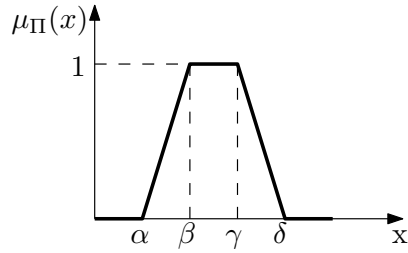
Obr. 4.4: Tvar L -funkce.



Obr. 4.5: Tvar Γ -funkce.



Obr. 4.6: Tvar Λ -funkce.



Obr. 4.7: Tvar Π -funkce.

4.2.2 Inferenční mechanismus a báze pravidel

Data z modulu fuzzifikace dále vstupují do ústředního členu, který se skládá z inferenčního mechanismu a báze pravidel.

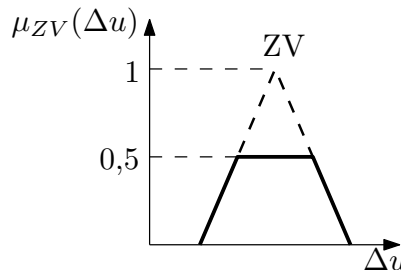
Báze pravidel obsahuje všechna pravidla nutná k přechodu mezi vstupními veličinami a výstupními veličinami. Tyto pravidla jsou tvořena implikacemi ve tvaru:

JESTLIŽE (e je ZV) A (Δe je ZM) POTOM (Δu je ZV)

Tvar fuzzy množiny výstupní veličiny Δu vznikne oříznutím fuzzy množiny ZV na hladině α rovnající se minimu ze stupňů příslušnosti vstupních veličin e a Δe , což vyjadřuje vztah

$$\alpha_{ZV}(\Delta u) = \min\{\alpha_{ZV}(e), \alpha_{ZM}(\Delta e)\}. \quad (4.12)$$

Pro názornost, pokud bude $\alpha_{ZV}(e) = 0,5$ a $\alpha_{ZV}(\Delta e) = 0,7$, pak výsledná fuzzy množina bude oříznuta na minimum z hodnot $\{0,5; 0,7\}$ tedy na $0,5$. Tvar fuzzy množiny poté bude vypadat dle obrázku 4.8.



Obr. 4.8: Výsledná oříznutá fuzzy množina.

Počet implikací v bázi pravidel musí být takový, aby každé kombinaci fuzzy množin vstupních veličin byla přiřazena výstupní fuzzy množina. Báze všech takových pravidel je vidět v tabulce 4.1.

$\Delta e \setminus e$	ZV	ZS	ZM	NU	KM	KS	KV
ZV	ZV	ZV	ZV	ZS	ZM	NU	KM
ZM	ZV	ZV	ZS	ZM	NU	KM	KS
NU	ZV	ZS	ZM	NU	KM	KS	KV
KM	ZS	ZM	NU	KM	KS	KV	KV
KV	ZM	NU	KM	KS	KV	KV	KV

Tab. 4.1: Báze pravidel.

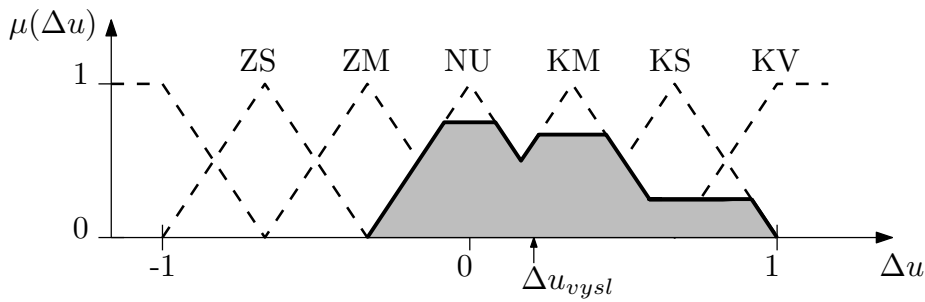
Protože každá vstupní veličina může náležet více množinám, často dochází ke splnění více implikací. Výsledný tvar fuzzy množiny výstupní veličiny je pak dán sjednocením fuzzy množin určených jednotlivými implikacemi.

Takto popsaný inferenční mechanismus je dle tzv. Mandamiho implikace. Existují ještě další mechanismy jako jsou Larsenova implikace, implikace Takagi-Sugeno a další [5],[6]. V této práci byl použit mechanismus Mandamiho implikace.

4.2.3 Modul defuzzifikace

Do modulu defuzzifikace vstupuje výsledná oříznutá fuzzy množina. Ta je nejprve při defuzzifikaci pretransformována na ostrou hodnotu. Existuje několik metod, jak převést takovou množinu na ostrou hodnotu. Ve fuzzy řízení se pro plynulou regulaci využívá metoda těžiště plochy. Ta určí výslednou hodnotu jako souřadnici těžiště plochy vzniklé sjednocením dílčích ploch jednotlivých množin, graficky znázorněno na obrázku 4.9. Matematicky vyjádřeno vztahem

$$\Delta u_{vysl} = \frac{\int_{\Delta u} \mu(\Delta u) \Delta u d\Delta u}{\int_{\Delta u} \mu(\Delta u) d\Delta u}. \quad (4.13)$$



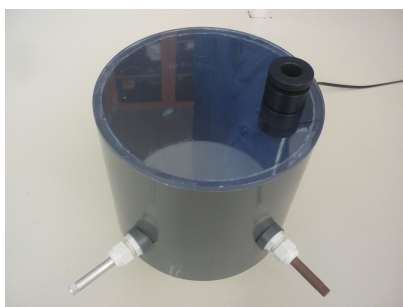
Obr. 4.9: Výsledná hodnota změny akčního zásahu Δu_{vysl} určená metodou těžiště.

Další metody defuzzifikace jsou například metody nejvýznamějšího maxima a další [5].

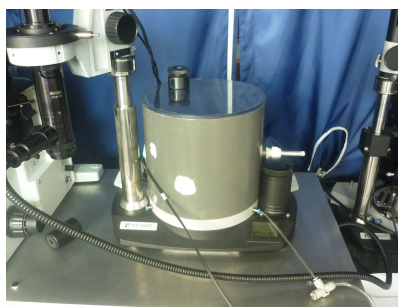
Takto určená ostrá hodnota se při denormalizaci převede z normalizovaného univerza na fyzikální rozměr změny akční veličiny.

4.2.4 Báze dat

Tento blok obsahuje funkce příslušnosti všech vstupních a výstupních fuzzy množin. Dále intervaly, v nichž se pohybují hodnoty vstupních a výstupních veličin a měřítka, která byla použita k jejich normalizaci či denormalizaci.



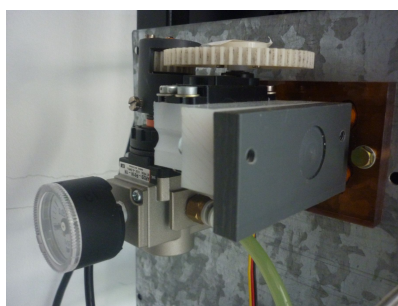
Obr. 5.2: Vlhkostní komora.



Obr. 5.3: Vlhkostní komora na mikroskopu AFM.



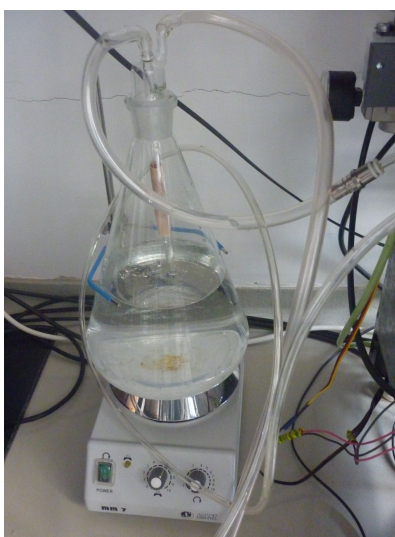
Obr. 5.4: Řídící jednotka Arduino s LCD displejem.



Obr. 5.5: Servomotor a redukční ventil.



Obr. 5.6: Ventily ovládající pouštění dusíku přes vodu, nebo přímo.



Obr. 5.7: Nádoba s vodou.

5.2 Metodika testování regulátorů

Každý regulátor byl testován jak zvládne zregulovat skokovou změnu žádané hodnoty a jak zvládne poté tuto hodnotu udržovat. Pro testování byly zvoleny tyto tři zadání.

1. Najetí a udržení relativní vlhkosti (RH) na 60 % při skokové změně ze 40 %, tedy skok o výšce 20 %.
2. Najetí a udržení RH na 45 % při skokové změně ze 30 %, tedy skok o výšce 15 %.
3. Najetí a udržení RH na 30 % při skokové změně ze 40 %, tedy skok o výšce -10 %.

U prvních dvou zadání dochází k regulaci z nižší hodnoty RH na vyšší, tedy dochází ke zvyšování vlhkosti, u třetí naopak regulátor má za úkol RH snížit. Také hodnoty RH byly vybrány tak, aby mapovaly celou škálu regulované oblasti. Hodnota 45 % zastupuje střední pás vlhkosti, který je srovnatelný s okolní vlhkostí. Hodnota 60 % naopak zastupuje krajní pás vlhkostí, kdy už dochází k výraznější výměně plynu mezi komorou a okolím. Hodnota 30 % reprezentuje přechod mezi těmito dvěma pásy, ovšem opačným směrem než hodnota 60 %.

Kvalita regulace se hodnotila na základě toho jakých nejmenších oscilací ΔRH kolem žádané hodnoty regulátor zvládl dosáhnout. Dále se hodnotil čas $t_2\%$ za jaký regulátor zvládl regulaci tak, že se RH pohybovala v rozmezí $\pm 2\%$ kolem žádané hodnoty, a čas $t_1\%$, od kterého se RH pohybovala v rozmezí $\pm 1\%$ kolem žádané hodnoty. Větší váha úspěšnosti regulace se přikládala pro faktor ΔRH .

Doba měření pro každý regulátor byla 400 s, ve výsledcích ovšem bude z důvodů přehlednosti zobrazeno prvních 200 s z regulace.

Perioda vzorkování byla u všech regulátorů nastavena na 2 s.

5.3 Nastavení a výsledky regulace PID regulátorem s konstantními koeficienty.

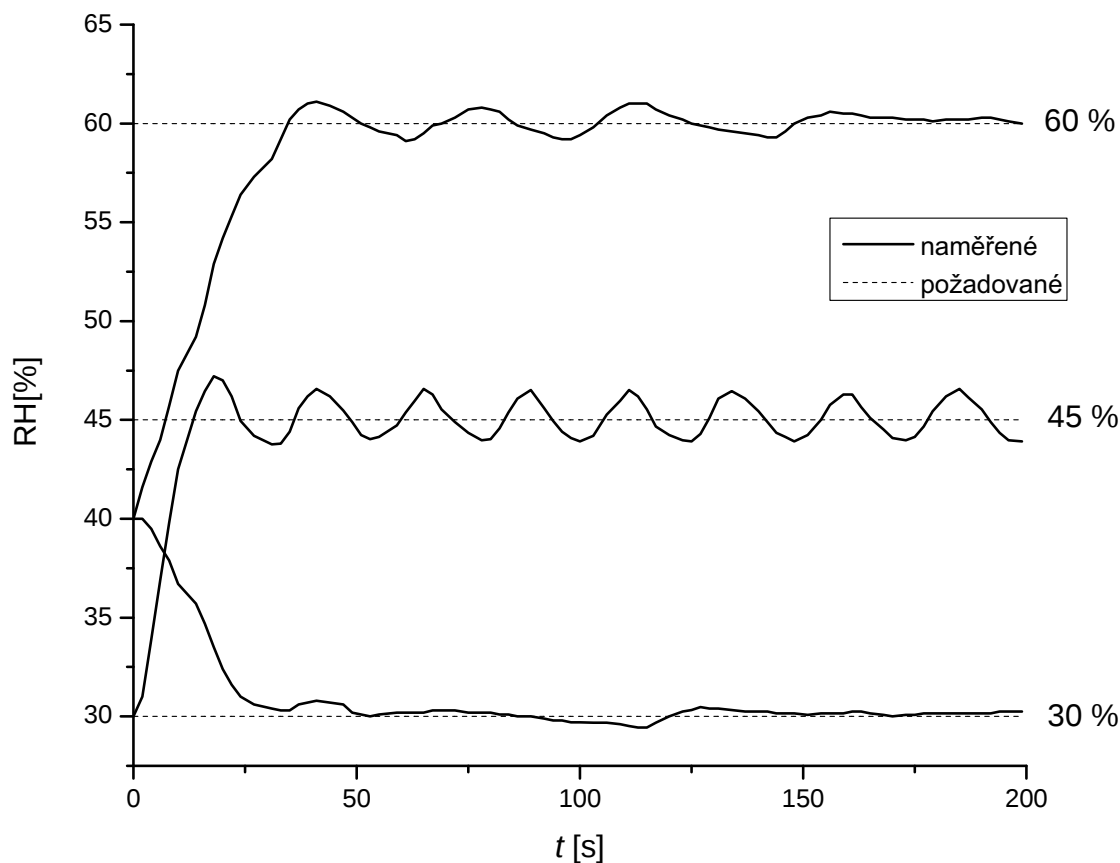
PID regulátor s konstantními koeficienty byl zvolen ve tvaru

$$u(k) = K_P e(k) + K_I \sum_{i=1}^k e(i) + K_D [e(k) - e(k-1)]. \quad (5.1)$$

V rámci testování byly nalezeny ideální konstanty: $K_P = 20$, $K_I = 1$, $K_D = 0$. Tedy derivační složka byla z tohoto regulátoru vyloučena, protože vlivem občasného šumu v signálu vyvolávala tato složka nepatřičné a nevhodně velké změny akční

veličiny. Dále byl u tohoto regulátoru pro lepší stabilitu regulace nastaven pás $\pm 0,5$ % kolem žádané hodnoty, kdy regulátor bere, že je regulační odchylka nulová a akční zásah se nemění.

Výpočet akčního zásahu u tohoto regulátoru byl prováděn přímo v řídicí jednotce Arduino.



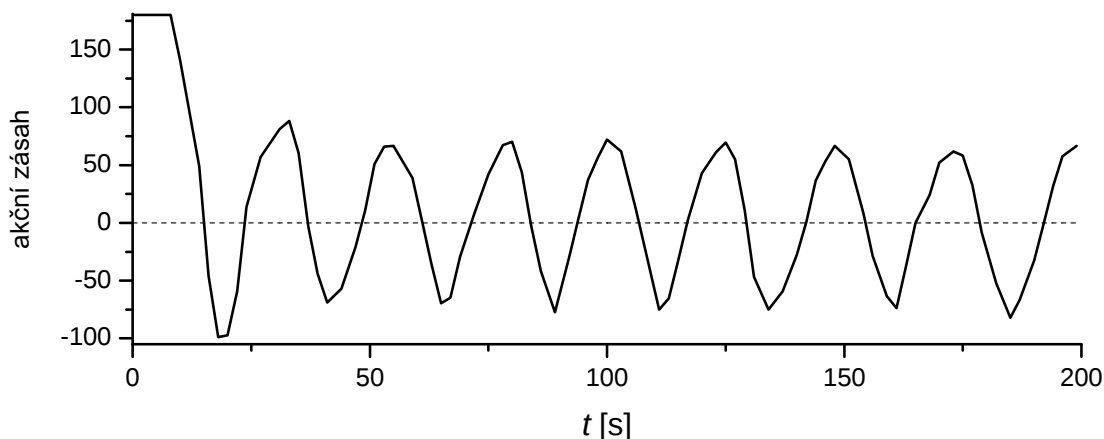
Obr. 5.8: Grafy regulací PID regulátorem.

RH[%]	t_2 [%s]	t_1 [%s]	ΔRH [%]
60	30	116	$\pm 0,9$
45	20	-	$\pm 1,4$
30	22	24	$\pm 0,6$

Tab. 5.1: Časové a oscilační faktory PID regulace.

Regulace PID regulátorem s konstantními koeficienty byla celkově průměrná (viz obrázek 5.8). Regulátor zvládl s optimalizovanými konstantami velmi dobře regulovat při žádané hodnotě 30 %, kdy oscilace kolem žádané hodnoty dosáhly $\Delta RH = \pm 0,6$ %. Také časový faktor $t_1\% = 24$ s je vynikajícím výsledkem. Ale při

regulaci na 60 % RH už výsledek byl mírně horší. Stále však regulátor dokázal snížit oscilace do ± 1 %, ale zde už byl časový faktor spíše průměrný $t_{1\%} = 116$ s. Navíc při regulaci na 45 % RH nezvládl regulátor snížit oscilace pod ± 1 % a oscilace kolem žádané hodnoty byly relativně vysoké.



Obr. 5.9: Graf akčního zásahu při regulaci PID regulátorem na 45 % RH.

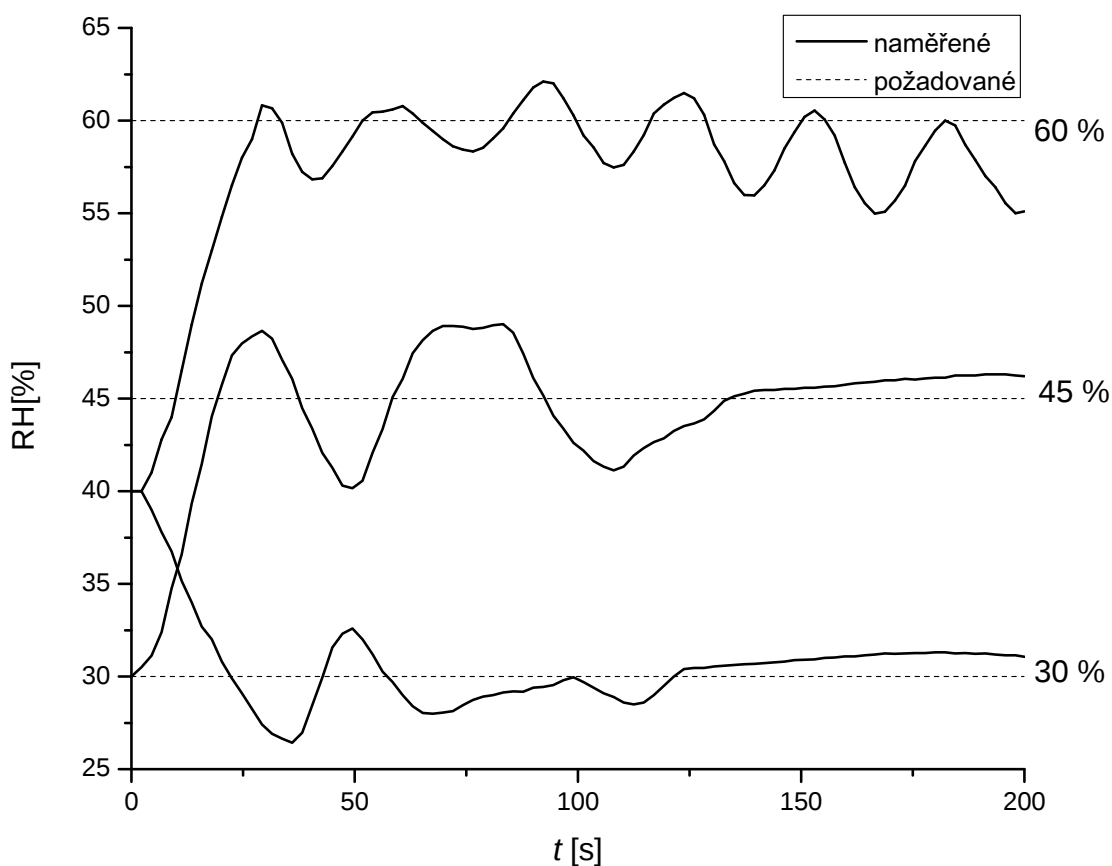
Plynulost změny akčního zásahu při regulaci PID regulátorem na 45 % RH (viz obrázek 5.9) nebyla uspokojivá. Akční zásah má velké oscilace a nedochází k jejich utlumování. Nutno podotknout, že pro ostatní testované vlhkosti, byl průběh akčního zásahu lepší, ale pořád se vyskytovaly oscilace.

Celkově se PID regulátor s konstantními koeficienty jevil jako dobrý regulátor v určitém rozsahu hodnot RH a špatný regulátor pro jiný rozsah. Z toho důvodu, bylo vymyšleno nastavení, kdy se určí několik optimalizovaných koeficientů pro různé intervaly RH. Tento adaptivní regulátor byl testován jako čtvrtý regulátor.

5.4 Nastavení a výsledky regulace samočinným PID regulátorem

Samočinný PID regulátor byl vytvořen podle algoritmu podrobně popsáném ve třetí kapitole. Jako startovací hodnoty koeficientů byly zvoleny $K_P = 10$, $T_I = 0,4$, $T_D = 0,4$. Dále byla nastavena startovací kovariační matice $C(0)$ s prvky na diagonále rovny 10. Startovací hodnoty faktoru zapomínání jsou uvedeny ve třetí kapitole.

Výpočet akčního zásahu u tohoto regulátoru byl prováděn na počítači v prostředí MATLAB a akční zásah byl poté posílán přes sériový port do řídicí jednotky Arduino. Tento postup byl zvolen z důvodu jednodušší optimalizace algoritmu.



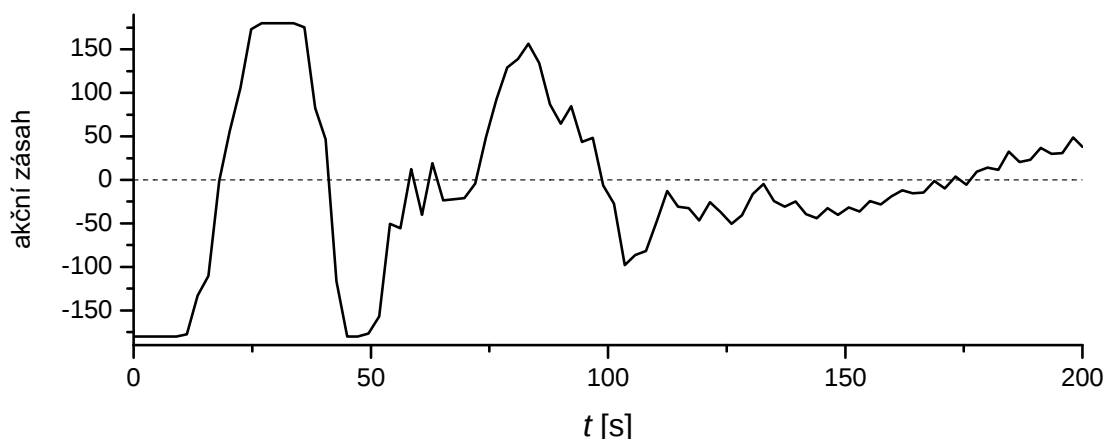
Obr. 5.10: Grafy regulací samočinným PID regulátorem.

RH[%]	t_2 [%s]	t_1 [%s]	ΔRH [%]
60	-	-	-
45	132	-	$\pm 1,3$
30	52	198	$\pm 1,0$

Tab. 5.2: Časové a oscilační faktory samočinné PID regulace.

Regulace samočinným PID regulátorem byla podprůměrná (viz obrázek 5.10). Regulace trvala vždy delší dobu, což je dáno samočinnou optimalizací parametrů. Při regulaci na 30 % RH došlo ke zregulování oscilací za dobu $t_{1\%} = 198$ s. Oscilace se stále pohybovaly na horní hraně kritéria tedy $\Delta RH = \pm 1,0$ %. Při regulaci na 45 % byla doba regulace opět velká $t_{2\%} = 132$ s a navíc se oscilace nepodařilo snížit pod ± 1 %. Regulace na 60 % RH se nepodařila vůbec. Regulátor měl s krajními hodnotami RH (hodnoty menší než 25 % a větší než 55 % RH) velké problémy a nevládal je regulovat vůbec.

Je vidět z obrázku 5.11, že akční zásah nebyl u samočinného PID regulátoru



Obr. 5.11: Graf akčního zásahu při regulaci na 45 % samočinným PID regulátorem.

vůbec plynulý. Akční zásah byl občas až chaoticky měněn, a tím byly přehnaně namáhány servomotor a redukční ventil.

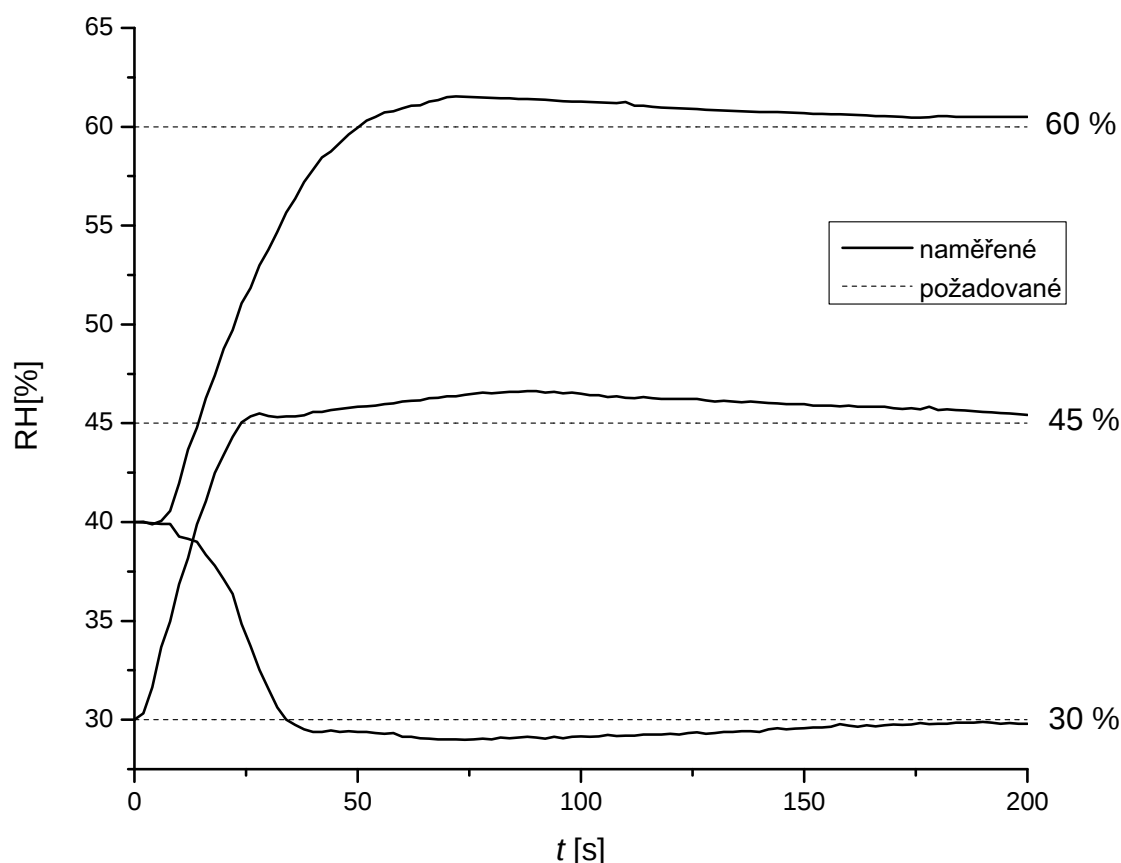
Regulace samočinným PID regulátorem se pro tuto soustavu neosvědčila. Možné důvody jsou nedostačující model použitý při identifikaci parametrů. Ten byl použit druhého řádu. Bohužel pro modely vyšších řádů je pro úspěšnou regulaci potřeba kvalitně matematicky popsána regulovaná soustava. Pro lepší popis by bylo potřeba přesně měřit RH plynu opouštějícího vlhkostní komoru. Toto vylepšení by ovšem soustavu podstatně zdražilo.

5.5 Nastavení a výsledky regulace fuzzy regulátorem

U fuzzy regulátoru probíhal výpočet akčního zásahu v prostředí MATLAB na počítači, který přes sériový port posílal tento zásah do řídicí jednotky Arduino. Prostředí MATLAB bylo využito z důvodu jednoduchosti tvorby a nastavování fuzzy regulátoru. MATLAB obsahuje tzv. Fuzzy Logic Toolbox, který je vytvořený pro práci s fuzzy množinami a má předprogramovány jednotlivé metody defuzzifikace a inferenčních mechanismů.

Nastavení rozsahu fuzzy množin bylo testováním optimalizováno do této podoby: $e \in \langle -20, 20 \rangle$, $\Delta e \in \langle -2, 2 \rangle$ a $\Delta u \in \langle -40, 40 \rangle$. Pokud je odchylka e mimo svůj určený interval nastaví se akční zásah u na maximální hodnotu. Pokud je změna odchylky Δe mimo svůj určený interval, bereme jako by byla maximální tedy -2 , nebo 2 .

Regulace fuzzy regulátorem byla velmi dobrá. Při regulaci na 60 % RH dokázal fuzzy regulátor snížit oscilace kolem žádané hodnoty na $\Delta RH = \pm 0,7$ %. Této regulace bylo dosaženo spíše s průměrným časovým faktorem a to $t_{1\%} = 120$ s. Regulace probíhala plynule, po prvním překmitu došlo k ustálení a frekvence oscilací kolem žádané hodnoty byla velmi malá. Dále proběhla regulace na 45 % RH, kdy



Obr. 5.12: Grafy regulací fuzzy regulátorem.

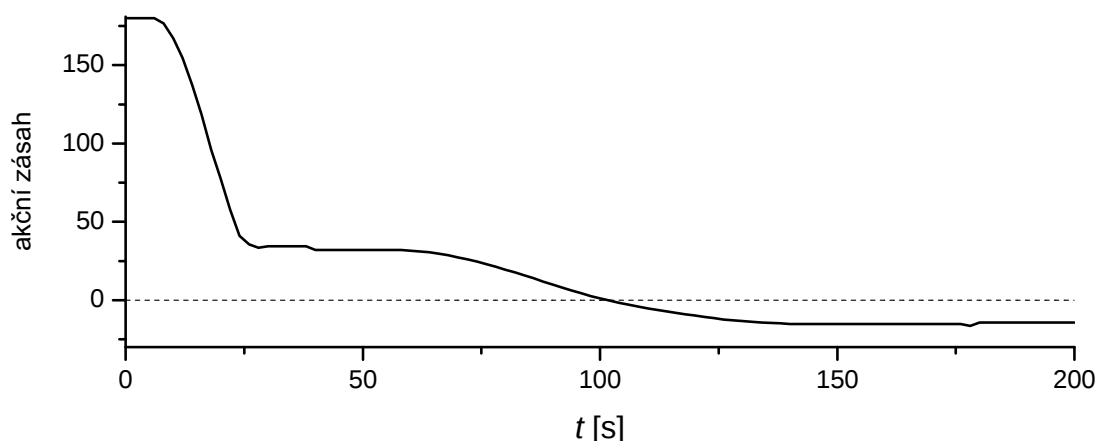
RH[%]	t_2 [s]	t_1 [s]	Δ RH[%]
60	46	120	$\pm 0,7$
45	20	146	$\pm 0,9$
30	30	76	$\pm 0,5$

Tab. 5.3: Časové a oscilační faktory fuzzy regulace.

opět po prvním překmitu došlo k ustálení. Stejně tak při regulaci na 30 % RH. Oscilační faktory dosahovaly výborných výsledků (viz tabulka 5.3). Časové faktory byli spíše průměrné, ale stále dostatečné.

Akční zásah u fuzzy regulace byl velmi uspokojivý (viz obrázek 5.13). Změny byli vždy plynulé a v zásahu nedocházelo ke kmitání, ani k častému měnění.

Fuzzy regulátor se projevil jako velmi dobrý. Zvládl zregulovat všechny tři hodnoty RH s oscilacemi nižšími než ± 1 %. Neprobíhaly u této regulace zbytečné překmity žádané hodnoty. Regulace byla plynulá a změna akčního zásahu také. Nedocházelo k zbytečnému namáhání servomotoru a při hodnotách blízkých žádané



Obr. 5.13: Graf akčního zásahu při regulaci na 45% fuzzy regulátorem.

hodnotě fuzzy regulátor akční zásah neměnil. Zrychlení fuzzy regulátoru by bylo možné transformováním algoritmu z prostředí MATLAB přímo do řídicí jednotky Arduino.

5.6 Nastavení a výsledky regulace adaptivním PID regulátorem

Poslední typ regulátoru měl být sestaven dle uvážení a zkušeností s předchozími typy regulátorů. PID regulátor s konstantními koeficienty je jednoduchý, ale ne vždy jsou nastavené koeficienty vhodné pro celý rozsah regulované veličiny. Toho bylo využito při tvorbě posledního regulátoru, kdy byl obor hodnot RH rozdělen na intervaly a pro každý interval nalezeny optimální koeficienty.

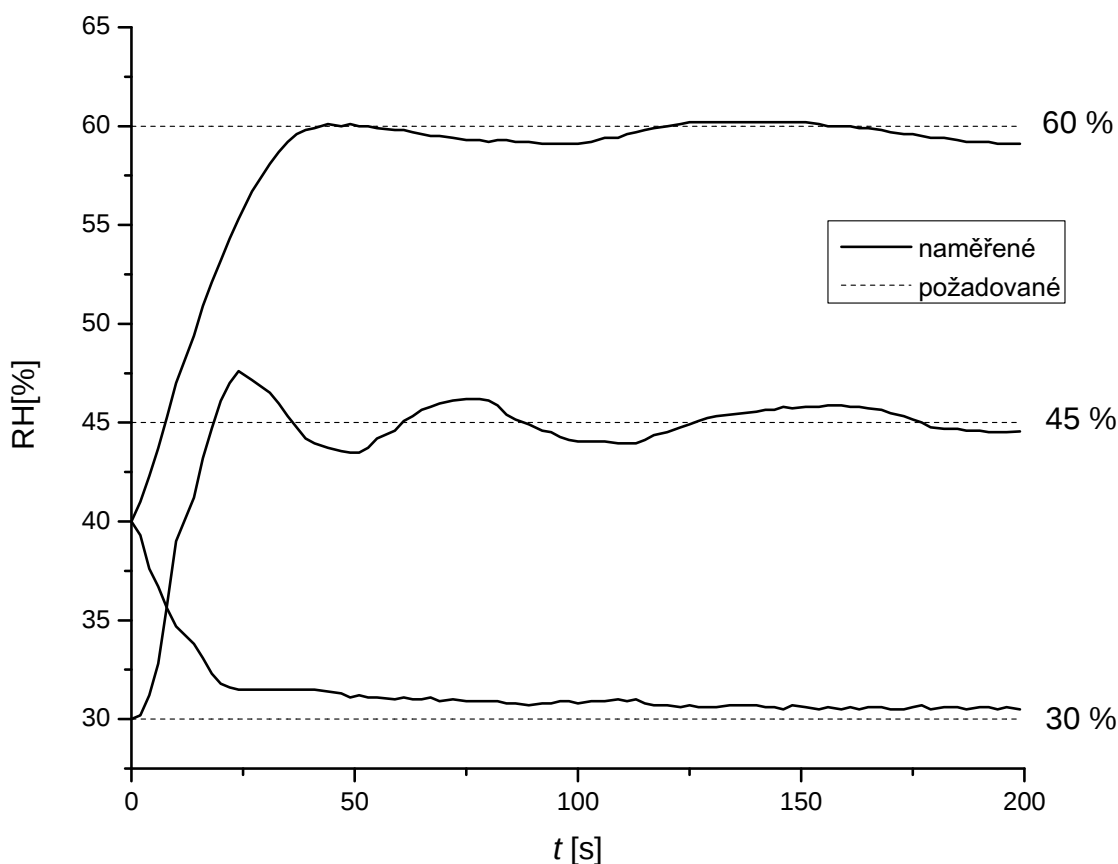
K této metodě byl využit Dahlinův regulátor popsany rovnicí (3.9). Intervaly pro regulaci RH jsou zobrazeny v tabulce 5.4, kde je dále zobrazen nalezený optimální koeficient K_P , optimální koeficienty T_I a T_D jsou pro všechny intervaly stejné a to $T_I = 0,4$, $T_D = 0,4$.

Intervaly RH [%]	$\langle 0, 25 \rangle$ a $\langle 55, 100 \rangle$	$\langle 25, 35 \rangle$ a $\langle 45, 55 \rangle$	$\langle 35, 45 \rangle$
Koeficient K_P	$K_P = 10$	$K_P = 6$	$K_P = 4$

Tab. 5.4: Intervaly RH a optimální koeficient K_P

Regulace adaptivním PID regulátorem byla velmi dobrá. Při regulaci na 60 % RH dokázal regulátor snížit oscilace na $\Delta RH = \pm 0,8$ %. Frekvence oscilací byla střední, ale pořád velmi dobré výsledky. U regulace na 45 % RH už byli výsledky mírně horší ale stále ještě regulátor zvládl splnit kritérium ± 1 %. U regulace na 30 %

RH regulátor bez překmitu ustálil na $\Delta RH = \pm 0,6 \%$. Časové faktory byly mírně nadprůměrné (viz tabulka 5.5).



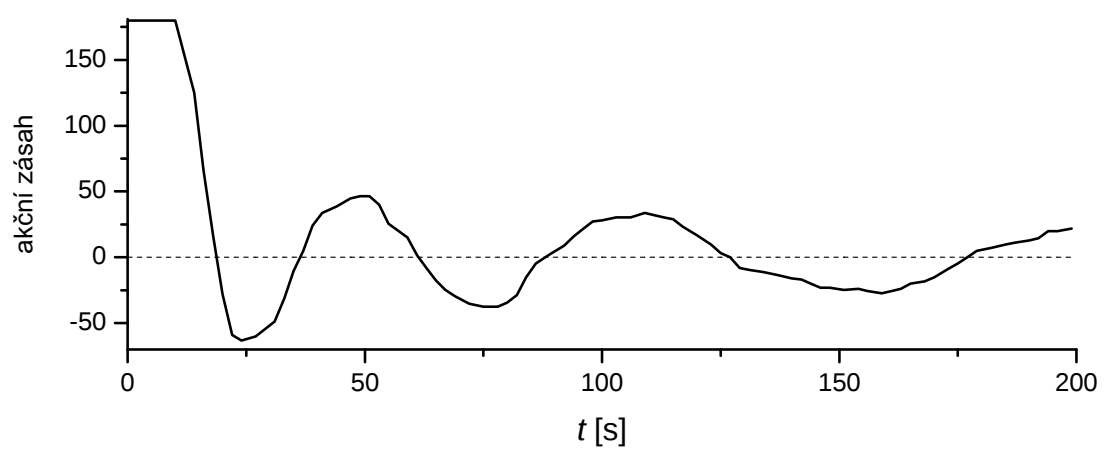
Obr. 5.14: Grafy regulací adaptivním PID regulátorem.

RH[%]	t_2 [s]	t_1 [s]	ΔRH [%]
60	30	34	$\pm 0,8$
45	30	117	$\pm 1,0$
30	22	68	$\pm 0,6$

Tab. 5.5: Časové a oscilační faktory adaptivní PID regulace.

Průběh akčního zásahu u adaptivní PID regulace byl dobrý. Ze začátku docházelo k oscilacím akčního zásahu, ale v průběhu regulace došlo k útlumu těchto oscilací a snížení jejich frekvence (viz obrázek 5.15).

Celkově se adaptivní PID regulátor projevoval jako dobrý regulátor. Zvládl zregulovat všechny tři hodnoty RH s oscilacemi nižšími než $\pm 1 \%$. Překmity kolem žádané hodnoty byly se střední frekvencí, případně s malou frekvencí. I když byly u akčního zásahu oscilace, postupně docházelo k jejich utlumování.



Obr. 5.15: Graf akčního zásahu při regulaci na 45 % adaptivním PID regulátorem.

ZÁVĚR

Tato bakalářská práce se zabývá automatickou regulací relativní vlhkosti v komoře mikroskopu AFM. Hlavním tématem jsou různé typy regulací. Je zde uveden základní princip PID regulace, jak pracují jednotlivé složky a základní tvary PID regulátorů. Dále je zde popsán princip samočinné PID regulace, kdy se k optimalizaci parametrů používá rekursivní metoda nejmenších čtverců. Následuje vysvětlení rozdílu mezi klasickými a fuzzy množinami a systematický průběh fuzzy regulace. Na závěr je popsáno testování jednotlivých regulátorů na soustavě s vlhkostní komorou.

Z testovaných regulátorů se nejvíce osvědčil fuzzy regulátor, který dosáhl nejlepších výsledků ve faktoru oscilací kolem žádané hodnoty. Hned po něm se osvědčil PID regulátor, který má nastavené optimální parametry dle intervalu, v jakém je žádaná hodnota. U tohoto adaptivního PID regulátoru byly faktory oscilací pouze mírně horší než u fuzzy regulátoru, zato faktory časové, tedy za jak dlouho dosáhl těchto oscilací, byly mírně lepší. Pokud vezmeme v potaz jak regulátor pracuje s akčním zásahem, je opět lepší fuzzy regulátor, který regulační zásah mění plynule dokud nenajde optimální hodnotu a na té zásah udržuje, dokud nedojde k výraznějšímu vychýlení od žádané hodnoty. PID regulátor s konstantními koeficienty nedokázal předchozím dvěma konkurovat, protože jedny koeficienty nejsou optimální pro celý rozsah hodnot relativní vlhkosti. Tato skutečnost se stala podmínkou k vytvoření adaptivního PID regulátoru. V případě samočinného PID regulátoru byly výsledky neuspokojivé. Regulace byla pomalá a některé vlhkosti regulátor vůbec nezvládl regulovat. Navíc změny akčního zásahu nebyly u tohoto regulátoru vůbec plynulé a někdy až chaotické, což způsobuje výpočet optimálních koeficientů v každém kroku regulace. Vylepšení tohoto regulátoru sebou nese další investice do soustavy, přesný popis soustavy a následnou optimalizaci a ladění regulátoru. To by bylo v tomto případě zbytečné, pokud jsou k dispozici jednodušší regulátory, které soustavu regulovat zvládají.

Co se týče jednoduchosti nastavování, testování a optimalizace regulátoru je nejlepší volba PID regulátor s konstantními koeficienty. Po něm následuje PID regulátor se škálováním koeficientů, kdy musíme najít více optimalizovaných koeficientů a vhodně rozdělit obor hodnot v nichž se pohybuje regulovaná veličina. Další je fuzzy regulátor, který je mírně náročný co se týče teoretického pochopení systému fuzzy řízení a je zde nutná zkušenost s regulací dané soustavy. Co se týče implementace algoritmu fuzzy regulátoru je výborným pomocníkem prostředí MATLAB, pokud ale má algoritmus pracovat bez tohoto prostředí je programování algoritmu podstatně obtížnější. U samočinného PID regulátoru je teorie také mírně složitější a hlavní náročnost představuje optimalizace a ladění regulátoru.

Ukázalo se, že samotná regulace relativní vlhkosti, je nejnáročnější pro střední

hodnoty vlhkosti, tedy interval $\langle 35 \%, 45 \% \rangle$. Zde všechny regulátory dosahovaly nejhorších výsledků z celého rozsahu hodnot relativní vlhkosti. Dále regulace na velmi vysoké vlhkosti (více než 70 %) a velmi nízké vlhkosti (pod 10 %) je náročná z důvodu velkého úniku plynu z komory do okolí.

LITERATURA

- [1] Švarc, I.: *Automatizace – Automatické řízení*. Brno: Akademické nakladatelství CERM, březen 2002.
- [2] BOBÁL, V., BÖHM, J., PROKOP, R., FESSL, J.: *Praktické aspekty samočinně se nastavujících regulátorů: algoritmy a implementace*. 1. vydání. Brno: VUTUM, 1999. ISBN 80-214-1299-2.
- [3] CORRIPIO, A. B., TOMKINS, P. M.: *Industrial application of self-tuning feedback control algorithm*. ISA Transactions, 20, 1981. 3-10.
- [4] NAVRÁTIL, P.: *Metody průběžné identifikace pro návrh samočinně se nastavujících regulátorů*. [Disertační práce.] Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, Fakulta aplikované informatiky, 2007. 119 s.
- [5] Jura, P.: *Základy fuzzy logiky pro řízení a modelování*. Brno, VUTUM, 2003. ISBN 80-214-2261-0
- [6] DRUCKMÜLLER, M.: *Technické aplikace vícehodnotové logiky*. 1. vyd. Brno: PC-DIR, 1998. 32 s. Učební texty vysokých škol (Vysoké učení technické v Brně). ISBN 80-214-1231-3.
- [7] VYSOKÝ, P.: *Fuzzy řízení*. 1. vyd. Praha: ČVUT Praha, 1997. 131 s. ISBN 80-01-01429-8
- [8] NOVÁK, V.: *Základy fuzzy modelování*. 1. vyd. Praha: BEN, 2000. 176 s. ISBN 80-7300-009-1