

Řízení výšky hladiny s využitím samočinně se nastavujících spojitých regulátorů

Liquid level control with use of self-tuning continuous-time controllers

Bc. Ondřej Vavruša

Diplomová práce
2007



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky

Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky
Ústav řízení procesů
akademický rok: 2006/2007

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Ondřej VAVRUŠA**
Studijní program: **N 2807 Chemické a procesní inženýrství**
Studijní obor: **Automatizace a řídicí technika**
Téma práce: **Řízení výšky hladiny s využitím samočinně se nastavujících spojitých regulátorů**

Zásady pro vypracování:

1. Analyzujte statické a dynamické vlastnosti řízeného systému.
2. Metodami experimentální identifikace získejte matematický model řízeného systému vhodný pro návrh spojitých regulátorů.
3. Na základě získaného matematického modelu proveďte návrh vybraných spojitých regulátorů jak s pevně nastavenými parametry tak jako samočinně se nastavujících.
4. V identifikační části využijte modifikaci metody průběžné identifikace pro odhad parametrů spojitého modelu procesu s využitím filtrace spojitých veličin.
5. Výsledky regulačních pochodů porovnejte s výsledky získanými s využitím diskretních regulátorů.

Rozsah práce:

Rozsah příloh:

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

Seznam odborné literatury:

Bobál, Bohm, Prokop, Fessl: Praktické aspekty samočinně se nastavujících regulátorů: algoritmy a implementace. VUTIUM, 1999.

Kulhavý, R. (1987). Restricted exponential forgetting in real -- time identification. Automatica, 23, 589 -- 600.

R. Ortega, and R. Kelly, PID self -- tuners: Some theoretical and practical aspects, IEEE Trans. Ind. Electron., IE - 3, pp. 332 -- 338, 1984.

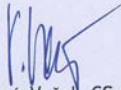
Wahlberg, B. (1990). On the Identification of Continuous -- time Dynamical Systems. Report LiTH-ISY-I-0905, Linköping.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Marek Kubalčík, Ph.D.**
Ústav řízení procesů


Datum zadání diplomové práce: **13. února 2007**

Termín odevzdání diplomové práce: **24. května 2007**

Ve Zlíně dne 13. února 2007


prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.
děkan




prof. Ing. Petr Dostál, CSc.
ředitel ústavu

ABSTRAKT

Hlavním cílem diplomové práce byla aplikace samočinně se nastavujících spojitých regulátorů pro řízení výšky hladiny modelu zásobníku na kapalinu. Cílem bylo srovnat výsledky dosažené adaptivními spojitými regulátory s výsledky dosaženými regulátory s pevně nastavenými parametry a s výsledky dosaženými diskrétními regulátory. Všechny použité regulátory jsou založeny na polynomiálních metodách. V samočinně se nastavujících verzích byla pro identifikaci parametrů modelu procesu využity metoda nejmenších čtverců s adaptivním směrovým zapomínáním, pro spojité regulátory modifikovaná pro odhad parametrů spojitého modelu procesu s využitím filtrace spojitých veličin.

Klíčová slova: samočinně se nastavující regulátory, polynomiální metody, spojité řízení, S-funkce, Matlab

ABSTRACT

The main aim of this diploma work was the application of self-tuning continuous time controllers for controlling of liquid level model of the water tank. The goal was to confront the results of self-tuning continuous time controllers with results of controllers with fix-adjusted parameters and with results of the discrete controllers.

All used controllers were designed by Polynomial methods. Self-tuning controllers used recursive least square method with forgetting factor for parameter identification. This method was modified for estimation of continuous time controllers using continuous magnitudes filtration.

Keywords: self-tuning controllers, polynomial methods, continuous control, S-function, Matlab

Chtěl bych zde poděkovat panu Ing. Marku Kubalčíkovi, Ph.D. za odborné vedení a pomoc při tvorbě této diplomové práce.

Prohlašuji, že jsem na diplomové práci pracoval samostatně a použitou literaturu jsem citoval. V případě publikace výsledků, je-li to uvolněno na základě licenční smlouvy, budu uveden jako spoluautor.

Ve Zlíně

.....
Podpis diplomanta

OBSAH

ÚVOD	8
I TEORETICKÁ ČÁST	10
1 POPIS POUŽITÝCH REGULÁTORŮ	11
1.1 REGULÁTORY ZALOŽENÉ NA 1DOF KONFIGURACI.....	11
1.2 NÁVRH 1DOF SPOJITÝCH REGULÁTORŮ.....	15
1.2.1 Návrh spojitého regulátoru pro referenční signál ve formě skoku (1S1).....	15
1.2.2 Návrh spojitého regulátoru pro referenční signál ve formě rampy (1S2).....	18
1.2.3 Návrh spojitého regulátoru pro referenční sinusový signál (1S3)	19
1.3 NÁVRH 1DOF DISKRÉTNÍCH REGULÁTORŮ	20
1.3.1 Návrh diskrétního regulátoru založeného na požadavku na průběh přechodového děje spojitě soustavy 2.řádu (1D1).....	20
1.3.2 Návrh diskrétního regulátoru založeného na požadavku na konkrétní přechodový děj (1D2)	22
1.4 SPOJITÉ REGULÁTORY ZALOŽENÉ NA 2DOF KONFIGURACI	23
1.5 NÁVRH 2DOF SPOJITÝCH REGULÁTORŮ.....	25
1.5.1 Návrh 2DOF regulátoru pro referenční signál ve formě skoku (2S1)	25
1.5.2 Návrh 2DOF regulátoru pro referenční signál ve formě rampy (2S2).....	27
1.5.3 Návrh 2DOF regulátoru pro sinusový referenční signál (2S3).....	29
1.6 DISKRÉTNÍ REGULÁTORY ZALOŽENÉ NA 2DOF KONFIGURACI	30
1.6.1 Návrh diskrétního regulátoru založeného na požadavku na průběh přechodového děje spojitě soustavy 2.řádu (2D1)	30
1.6.2 Návrh diskrétního regulátoru na požadavku na konkrétní přechodový děj (2D2)	32
2 POPIS IDENTIFIKACE SOUSTAVY	33
2.1 PRŮBĚŽNÁ IDENTIFIKACE METODOU NEJMENŠÍCH ČTVERCŮ	33
2.1.1 Modifikace pro použitý diskrétní model	36
2.2 IDENTIFIKACE PARAMETRŮ DIFERENCIÁLNÍ ROVNICE SPOJITÉHO MODELU	36
2.2.1 Modifikace průběžné identifikace pro použité spojitě modely.....	40
2.3 POPIS S-FUNKCE.....	40
2.3.1 Struktura S-funkce	41
II PRAKTICKÁ ČÁST	43
3 POPIS REGULAČNÍCH OBVODŮ	46
4 SOUSTAVA JEDNOHO ZÁSOBNÍKU	49

4.1	POPIS SOUSTAVY	49
4.2	IDENTIFIKACE SOUSTAVY	51
4.3	ŘÍZENÍ VÝŠKY HLADINY ZÁSOBNÍKU POMOCÍ REGULÁTORŮ S PEVNĚ NASTAVENÝMI PARAMETRY	53
4.3.1	Řízení spojitými regulátory	53
4.3.2	Řízení diskrétními regulátory	54
4.4	ŘÍZENÍ VÝŠKY HLADINY ZÁSOBNÍKU POMOCÍ SPOJITÝCH ADAPTIVNÍCH REGULÁTORŮ	55
4.4.1	Řízení spojitými regulátory pro skokový referenční signál	55
4.4.2	Řízení spojitými regulátory pro referenční signál ve formě rampy	58
4.4.3	Řízení spojitými regulátory pro sinusový referenční signál	60
4.5	ŘÍZENÍ VÝŠKY HLADINY ZÁSOBNÍKU DISKRÉTNÍMI ADAPTIVNÍMI REGULÁTORY	61
4.5.1	Řízení diskrétními regulátory – referenční signál ve formě skoku	61
4.5.2	Řízení diskrétními regulátory – referenční signál ve formě rampy	62
4.5.3	Řízení diskrétními regulátory – sinusový referenční signál	63
5	SOUSTAVA DVOU ZÁSOBNÍKŮ	64
5.1	POPIS SOUSTAVY	64
5.2	IDENTIFIKACE SOUSTAVY	66
5.3	REGULACE VÝŠKY HLADINY POMOCÍ REGULÁTORŮ S PEVNĚ NASTAVENÝMI PARAMETRY	67
5.3.1	Spojité regulátory	67
5.3.2	Diskrétní regulátory	68
5.4	ŘÍZENÍ VÝŠKY HLADINY SPOJITÝMI ADAPTIVNÍMI REGULÁTORY	69
5.5	ŘÍZENÍ VÝŠKY HLADINY DISKRÉTNÍMI ADAPTIVNÍMI REGULÁTORY	71
	ZÁVĚR	74
	CONCLUSION	76
	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	78
	SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK	79
	SEZNAM OBRÁZKŮ	81
	SEZNAM TABULEK	83

ÚVOD

Zatímco popis aplikací samočinně se nastavujících diskretních regulátorů je často prezentován v literatuře, spojitě modifikace regulátorů nejsou v adaptivních verzích příliš rozšířeny. Není stále mnoho průmyslových aplikací využívajících spojitých samočinně se nastavujících regulátorů, přestože adaptivní řízení s průběžným odhadováním je ověřenou variantou moderního řízení.

Ovšem diskretní regulátory mají omezené možnosti při řízení, a to zejména z pohledu rychlosti vzorkování. Rychlost vzorkování je u těchto regulátorů závislá na časové konstantě regulované soustavy. Při použití malých rychlostí vzorkování se kvalita regulace podstatně zhoršuje nebo regulace úplně selhává. Pro takové případy musíme použít regulátory postavené na teorii δ - modelů. Návrh takových regulátorů je ovšem komplikovanější než návrh regulátorů diskretních.

Aplikací regulátorů založených na spojitě teorii řízení v hybridní reprezentaci (čistě spojitý regulátor realizovaný řídicím počítačem realizovat nelze) se problém použití rychlé periody vzorkování řeší. Maximální rychlost vzorkování je prakticky závislá pouze na použitém hardware.

Cílem diplomové práce byla aplikace spojitých samočinně se nastavujících spojitých regulátorů pro řízení výšky hladiny v zásobníku na kapalinu. Pro odhad parametrů spojitě soustavy bylo využito spojitě identifikace s využitím filtrace spojitých veličin.

Bylo využito regulátorů navržených pomocí polynomiálních metod s konfiguracemi 1DOF (regulátor s jedním stupněm volnosti) a 2DOF (regulátor se dvěma stupni volnosti). Byly ověřeny regulátory samočinně se nastavujícími i regulátory s pevně nastavenými parametry. Byly porovnány výsledky dosažené regulátory diskretními i spojitými.

Všechny regulátory byly realizovány v systému Matlab-Simulink a to za použití S-funkcí využívajících spojitých (v případě spojitých regulátorů) a diskretních stavů (v případě diskretních regulátorů). Regulátory byly realizovány jak simulačně, tak pro řízení reálné soustavy. Reálnou soustavou, na níž byly regulátory ověřeny, byl model spojených nádrží DTS 200, který se skládal z tří válcových zásobníků na kapalinu. Tento model byl

opatřen dvěma čerpadly a šesti ventily. Těmito ventily bylo možno nastavit odtoky z jednotlivých zásobníků a také průtoky mezi nádržemi.

I. TEORETICKÁ ČÁST

1 POPIS POUŽITÝCH REGULÁTORŮ

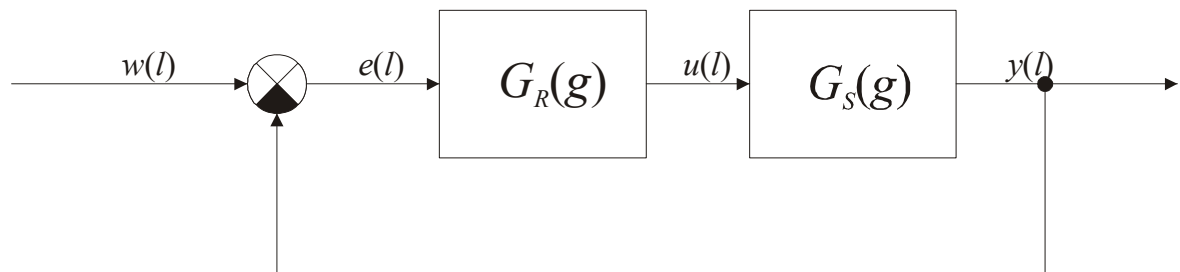
Při návrhu regulátorů byla použita polynomiální metoda syntézy systému řízení. Tato metoda určuje jak strukturu vhodného regulátoru, tak i vztahy pro výpočet jeho parametrů.

Polynomiální metoda návrhu regulátoru vychází ze základních požadavků na systém řízení:

- Stabilita systému řízení
- Vnitřní ryzost systému řízení (přenosy všech jeho prvků musí být ryzí)
- Asymptotické sledování referenčního signálu
- Úplná kompenzace poruchy vstupující do systému řízení

1.1 Regulátory založené na 1DOF konfiguraci

Návrh regulačního obvodu, založeného na 1DOF konfiguraci, vychází ze schématu na Obr. 1.[8][6]



Obr. 1 Blokové schéma regulačního obvodu s regulátorem založeným na 1DOF konfiguraci

Jelikož je schéma stejné pro spojité i diskrétní regulační obvod, byly pro zjednodušení zápisu následujících vztahů zavedeny symboly, jejichž význam je uveden v následující tabulce:

Argument	diskrétní systém	spojitý systém
l	k	t
g	z	s

Tabulka 1 Význam argumentů

Jednotlivé přenosy v obvodě jsou:

Přenos regulované soustavy:

$$G_s(g) = \frac{Y(g)}{U(g)} = \frac{B(g)}{A(g)} \quad (1.1)$$

Byla zvolena soustava druhého řádu. Modelem soustavy druhého řádu lze vhodně popsat celou řadu v praxi se vyskytujících řízených procesů. Polynomy spojitého modelu mají následující tvar:

$$A(s) = s^2 + a_1s + a_0 \quad a \quad B(s) = b_0 \quad (1.2)$$

V diskrétní oblasti tomuto spojitému systému odpovídá systém s následujícími polynomy:

$$A(z) = 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} \quad a \quad B(z) = b_1z^{-1} + b_2z^{-2} \quad (1.3)$$

Je splněna podmínka ryzosti systému :

$$\deg B(g) \leq \deg A(g) \quad (1.4)$$

Přenos regulátoru je dán výrazem:

$$G_R(g) = \frac{U(g)}{E(g)} = \frac{Q(g)}{P(g)} \quad (1.5)$$

a podmínka ryzosti přenosu regulátoru:

$$\deg Q(g) \leq \deg P(g) \quad (1.6)$$

Vzhledem k tomu, že použitá metoda návrhu regulátoru určuje strukturu regulátoru, čili tvar jednotlivých polynomů přenosu regulátoru, budou tyto tvary uvedeny níže při návrhu jednotlivých regulátorů.

Vstupní signál bude obecně ve tvaru:

$$W(g) = \frac{H_w}{F_w} \quad (1.7)$$

Pro obrazy řízeného výstupu a akčního vstupu platí (pozn.: pro zkrácení zápisu bude v některých dalších vztazích u polynomů argument g vynechán, u obrazů signálů bude zachován):

$$Y(g) = G_S(g)U(g) = \frac{B}{A}U(g) \quad (1.8)$$

$$U(g) = G_R(g)E(g) = G_R(g)[W(g) - Y(g)] = \frac{Q}{P}[W(g) - Y(g)] \quad (1.9)$$

Po úpravách rovnic (1.8) a (1.9) můžeme pro základní signály v regulačním obvodu odvodit vztahy:

$$Y(g) = \frac{1}{D}[BQW(g)] \quad (1.10)$$

$$E(g) = \frac{P}{D}[AW(g)] \quad (1.11)$$

$$U(g) = \frac{Q}{D}[AW(g)] \quad (1.12)$$

kde:

$$D = AP + BQ \quad (1.13)$$

Polynom D je charakteristický polynom uzavřeného regulačního obvodu. Tento polynom v sobě obsahuje neznámé polynomy regulátoru Q , P a známé polynomy A , B z přenosu řízeného systému.

Podmínka stability systému můžeme formulovat tak, že systém řízení (regulační obvod) je stabilní tehdy, jestliže polynomy Q a P v přenosu zpětnovazebního regulátoru jsou řešeními polynomiální (diofantické) rovnice:

$$A(g)P(g) + B(g)Q(g) = D(g) \quad (1.14)$$

se stabilním polynomem $D(s)$ na pravé straně.

Touto rovnicí je zajištěn první ze základních požadavků na systém řízení. Požadavky na vnitřní ryzost systému je splněna vztahy (1.4) a (1.6).

Při dalším odvození regulátoru byla uvažována nulová porucha. Kompenzace poruchové veličiny bude realizována v rámci adaptivního systému, do kterého budou navržené regulátory začleněny.

Dále je nutno vyřešit podmínku asymptotického sledování referenčního signálu

Pro řešení využijeme vztah pro regulační odchylku (1.11), do něhož dosadíme vztahy(1.7):

$$E(g) = \frac{P}{D} \left[A \frac{H_w}{F_w} \right] \quad (1.15)$$

Aby byl splněn požadavek asymptotického sledování je nutné, aby trvalá regulační odchylka byla nulová, tj. aby platilo:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0 \quad (1.16)$$

Při použití Laplaceovy transformace:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} [sE(s)] \quad (1.17)$$

čili:

$$\lim_{s \rightarrow 0} [sE(s)] = 0 \quad (1.18)$$

Abychom dosáhli splnění podmínky (1.18) je nutné aby polynom P byl dělitelný F_w . To bude splněno tehdy, jestliže pro $F = F_w$ bude pro polynom P platit:

$$P(g) = F(g) \tilde{P}(g) \quad (1.19)$$

Dosazením do rovnice (1.14) dostáváme charakteristický polynom uzavřeného regulačního obvodu:

$$A(g)F(g)\tilde{P}(g) + B(g)Q(g) = D(g) \quad (1.20)$$

Dále je nutné uvést vztahy pro určení jednotlivých stupňů polynomů potřebných k návrhu regulátoru. Níže uvedené vztahy jsou výsledkem analýzy počtu neznámých a počtu rovnic v rovnici(1.20).

Tedy stupeň polynomiální rovnice a tedy i polynomu $D(g)$ je dán:

$$\deg D \geq 2\deg A + \deg F - 1 \quad (1.21)$$

Pro stupně polynomů regulátorů platí:

$$\deg Q = \deg A + \deg F - 1 \quad (1.22)$$

$$\deg \tilde{P} \geq \deg A - 1 \quad (1.23)$$

Při řešení stability systému řízení a kvality řízení bylo použito *úlohy přiřazení pólů* (*Pole Assignment*) přenosu uzavřeného regulačního obvodu (pro obě konfigurace). Tyto póly jsou kořeny stabilního polynomu D na pravé straně podmínkových rovnic, ze kterých počítáme parametry regulátorů.

Obecně lze zapsat polynom D ve tvaru:

$$D(g) = \prod_{i=1}^{\deg D} (g - g_i) \quad (1.24)$$

kde $g_i = \alpha_i + j\beta_i$ jsou kořeny polynomu. Aby byl polynom D stabilní, musí být reálné složky α těchto kořenů záporné. Dále, pokud jsou voleny imaginární složky β nulové, výsledný pochod bude aperiodický.

Pro přehlednost budou jednotlivé regulátory označeny, toto značení bude uvedeno vždy v názvu konkrétního regulátoru. Dále bude používáno zažité značení argumentů, čili pro spojitý systém argument s a pro diskrétní argument z .

1.2 Návrh 1DOF spojitých regulátorů

1.2.1 Návrh spojitého regulátoru pro referenční signál ve formě skoku (1S1)

Jak je již z názvu patrné, bude uvažován referenční signál ve formě skoku, tj.

$$w(t) = w_0 1(t). \text{ Obraz této funkce je ve tvaru } W(s) = \frac{w_0}{s} = \frac{H_w}{F_w}.$$

Jako první je nutné určit stupně jednotlivých polynomů charakteristické rovnice (1.20):

Jelikož není při návrhu uvažována porucha bude pro stupeň polynomu F platit:

$$\deg F = \deg F_w = \underline{\underline{1}}$$

Stupně polynomů řízené soustavy jsou patrné ze vztahů (1.2).

Stupně polynomů regulátoru jsou určeny vztahy (1.22) a (1.23):

$$\begin{aligned}\deg Q &= \deg A + \deg F - 1 = 2 + 1 - 1 = \underline{\underline{2}} \\ \deg \tilde{P} &\geq \deg A - 1 = 2 - 1 = \underline{\underline{1}}\end{aligned}$$

A stupeň polynomu D je dán vztahem (1.21):

$$\deg D \geq 2\deg A + \deg F - 1 = 4 + 1 - 1 = \underline{\underline{4}}$$

Nyní jsou známy stupně jednotlivých polynomů, čili známe i jejich obecné tvary:

Polynomy regulátorů:

$$Q(s) = q_2 s^2 + q_1 s + q_0 \quad \text{a} \quad \tilde{P}(s) = p_1 s + p_0$$

Polynom D :

$$D(s) = s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0$$

Po dosazení jednotlivých polynomů do rovnice (1.20) obdržíme:

$$(s^2 + a_1 s + a_0) s (p_1 s + p_0) + b_0 (q_2 s^2 + q_1 s + q_0) = D(s)$$

Po roznásobení a úpravách:

$$p_1 s^4 + (a_1 p_1 + p_0) s^3 + (a_0 p_1 + a_1 p_0 + b_0 q_2) s^2 + (a_0 p_0 + b_0 q_1) s + b_0 q_0 = D(s)$$

Nyní porovnáním koeficientů na pravé a levé straně podmínkové rovnice získáme soustavu rovnic:

$$\begin{aligned}s^4 : & \quad p_1 = 1 \\ s^3 : & \quad a_1 p_1 + p_0 = d_3 \\ s^2 : & \quad a_0 p_1 + a_1 p_0 + b_0 q_2 = d_2 \\ s^1 : & \quad a_0 p_0 + b_0 q_1 = d_1 \\ s^0 : & \quad b_0 q_0 = d_0\end{aligned}$$

Řešením těchto rovnic dostaneme vztahy pro výpočet jednotlivých regulátorů:

$$p_1 = 1; \quad p_0 = d_3 - a_1 p_1;$$

$$q_2 = \frac{1}{b_0}(d_2 - a_0 p_1 - a_1 p_0); \quad q_1 = \frac{1}{b_0}(d_1 - a_0 p_0); \quad q_0 = \frac{1}{b_0} d_0$$

Přičemž výsledný regulátor bude ve tvaru:

$$G_R(s) = \frac{Q(s)}{F(s)\tilde{P}(s)} = \frac{q_2 s^2 + q_1 s + q_0}{s(p_1 s + p_0)}$$

Ovšem při použití S-funkcí (budou popsány níže) je potřeba tento přenos převést stavovou rovnicí.

Převod přenosu na stavovou rovnici

Diferenciální rovnice regulátoru je:

$$p_1 u''(t) + p_0 u'(t) = q_2 e''(t) + q_1 e'(t) + q_0 e(t) \quad (1.25)$$

Na obou stranách rovnice (1.25) je derivace, a proto je vhodné přenos regulátoru rozdělit na dvě části a zavést pomocnou proměnnou Z :

$$G_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{q_2 s^2 + q_1 s + q_0}{p_1 s^2 + p_0 s} = \frac{U(s)Z(s)}{Z(s)E(s)} \quad (1.26)$$

Pomocí proměnné Z můžeme zapsat následující diferenciální rovnice:

$$p_1 z''(t) + p_0 z'(t) = e(t)$$

$$u(t) = q_2 z''(t) + q_1 z'(t) + q_0 z(t) \quad (1.27)$$

První vztah můžeme převést na soustavu diferenciálních rovnic prvního řádu (stavových rovnic). Volba stavových proměnných je následující:

$$\begin{aligned} x_1 &= z \\ x_2 &= z' \end{aligned} \quad \text{a jejich derivace} \quad \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= z'' \end{aligned} \quad (1.28)$$

a platí:

$$p_1 \dot{x}_2 + p_0 x_2 = e(t) \quad \Rightarrow \quad \dot{x}_2 = \frac{1}{p_1}(e(t) - p_0 x_2) \quad (1.29)$$

Po dosazení stavových proměnných do druhé rovnice (1.27) získáme vztah pro výpočet akčního zásahu:

$$u(t) = q_2 \dot{x}_2 + q_1 x_2 + q_0 x_1 \quad (1.30)$$

Rovnice (1.28), (1.29) a (1.30) stačí k tvorbě S-funkce.

Pro úplnost je uveden tvar výsledného stavového popisu:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{p_0}{p_1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} e(t) \\ u(t) &= \begin{pmatrix} 0 & -q_2 \frac{p_0}{p_1} + q_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{pmatrix} + \frac{q_2}{p_1} e(t) \end{aligned} \quad (1.31)$$

Jelikož je tento postup naprosto stejný pro všechny regulátory, nebude již uváděn.[8]

1.2.2 Návrh spojitého regulátoru pro referenční signál ve formě rampy (1S2)

Referenční signál ve tvaru rampy, tedy $w(t) = w_0 t 1(t)$, má obraz ve tvaru

$$W(s) = \frac{w_0}{s^2} = \frac{H_w}{F_w}.$$

Vzhledem k tomu, že postup při návrhu regulátoru je totožný s předešlým a kromě referenčního signálu se nic dalšího nezměnilo, uvedu už jen ve stručnosti údaje pro výpočet regulátoru.

Stupeň polynomu F :

$$\deg F = \deg F_w = \underline{\underline{2}}$$

Stupně polynomů regulátoru jsou určeny vztahy (1.22) a (1.23):

$$\deg Q = \deg A + \deg F - 1 = 2 + 2 - 1 = \underline{\underline{3}}$$

$$\deg \tilde{P} \geq \deg A - 1 = 2 - 1 = \underline{\underline{1}}$$

A stupeň polynomu D je dán vztahem (1.21):

$$\deg D \geq 2\deg A + \deg F - 1 = 4 + 2 - 1 = \underline{\underline{5}}$$

Nyní jsou známy stupně jednotlivých polynomů, čili známe i jejich obecné tvary:

Polynomy regulátorů:

$$Q(s) = q_3s^3 + q_2s^2 + q_1s + q_0 \quad \text{a} \quad \tilde{P}(s) = p_1s + p_0$$

Polynom D :

$$D(s) = s^5 + d_4s^4 + d_3s^3 + d_2s^2 + d_1s + d_0$$

Po dosazení do podmínkové rovnice (1.20)

$$(s^2 + a_1s + a_0)s^2(p_1s + p_0) + b_0(q_3s^3 + q_2s^2 + q_1s + q_0) = D(s)$$

a úpravách dostaneme vztahy pro výpočet parametrů regulátoru:

$$p_1 = 1; \quad p_0 = d_4 - a_1p_1;$$

$$q_3 = \frac{1}{b_0}(d_3 - a_0p_1 - a_1p_0); \quad q_2 = \frac{1}{b_0}(d_2 - a_0p_0); \quad q_1 = \frac{1}{b_0}d_1; \quad q_0 = \frac{1}{b_0}d_0$$

A výsledný regulátor:

$$G_R(s) = \frac{Q(s)}{F(s)\tilde{P}(s)} = \frac{q_3s^3 + q_2s^2 + q_1s + q_0}{s^2(p_1s + p_0)}$$

1.2.3 Návrh spojitého regulátoru pro referenční sinusový signál (1S3)

Sinusový signál ve tvaru $w(t) = \sin \omega t$ má obraz $W(s) = \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} = \frac{H_w}{F_w}$, kde ω je

úhlová frekvence v rad/s.

Jelikož stupeň polynomu F je shodný s předchozím případem, tedy $\deg F = \deg F_w = 2$, změní se po dosazení do podmínkové rovnice (1.20) pouze výsledné tvary pro výpočet regulátorů:

$$(s^2 + a_1s + a_0)(s^2 + \omega^2)(p_1s + p_0) + b_0(q_3s^3 + q_2s^2 + q_1s + q_0) = D(s)$$

$$p_1 = 1; \quad p_0 = d_4 - a_1 p_1;$$

$$q_3 = \frac{1}{b_0} (d_3 - p_1 \omega^2 - a_0 p_1 - a_1 p_0); \quad q_2 = \frac{1}{b_0} (d_2 - p_0 \omega^2 - a_1 p_1 \omega^2 - a_0 p_0);$$

$$q_1 = \frac{1}{b_0} (d_1 - a_1 p_0 \omega^2 - a_0 p_1 \omega^2); \quad q_0 = \frac{1}{b_0} (d_0 - a_0 p_0 \omega^2)$$

A výsledný regulátor:

$$G_R(s) = \frac{Q(s)}{F(s)\tilde{P}(s)} = \frac{q_3 s^3 + q_2 s^2 + q_1 s + q_0}{(s^2 + \omega^2)(p_1 s + p_0)}$$

1.3 Návrh 1DOF diskretních regulátorů

V následujících podkapitolách jsou popsány jednotlivé diskretní regulátory. Tyto regulátory byly vybrány analogicky s použitými spojitými regulátory.

Pro zjednodušení byl pro všechny tvary referenčního signálu uvažován diskretní regulátor s jedním integrátorem, tedy regulátor který teoreticky kompenzuje trvalou regulační odchylku pouze pro žádané veličiny ze třídy skokových funkcí. Diskretizací lineárního nárůstu i sinusového signálu však dostáváme signál ve tvaru schodové funkce a diskretní regulátory s jedním integrátorem se tak s těmito tvary žádaných veličin vyrovnají z hlediska trvalé regulační odchylky lépe než regulátory spojitě.[1][6]

1.3.1 Návrh diskretního regulátoru založeného na požadavku na průběh přechodového děje spojitě soustavy 2.řádu (1D1)

Přenos regulátoru je dán vztahem(1.5) kde jednotlivé polynomy jsou zvoleny tak, aby parametry číslicového regulátoru odpovídaly složkám P, I a D jeho spojitě verze. Jsou určeny vztahy:

$$P(z^{-1}) = (1 - z^{-1})(1 + \gamma z^{-1}) \quad a \quad Q(z^{-1}) = q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2} \quad (1.32)$$

Přenos řízení tohoto obvodu je ve tvaru:

$$G_W(z) = \frac{Y(z)}{W(z)} = \frac{B(z^{-1})Q(z^{-1})}{A(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1})} \quad (1.33)$$

kde ve jmenovateli (1.33) je charakteristický polynom uzavřeného regulačního obvodu. Čímž dostáváme tvar podmínkové polynomiální rovnice:

$$A(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1}) = D(z^{-1}) \quad (1.34)$$

Volbou určujícího polynomu $D(z^{-1})$ v rovnici (1.34) je dáno předepsané rozložení pólů přenosové funkce (1.33). Dále určíme z rovnice (1.5) operátorovou rovnici regulátoru:

$$U(z) = \frac{Q(z^{-1})}{P(z^{-1})} E(z^{-1}) \quad (1.35)$$

a po dosazení za polynomy $Q(z^{-1})$ a $P(z^{-1})$ získáme vztah pro výpočet akčního zásahu:

$$u(k) = q_0 e(k) + q_1 e(k-1) + q_2 e(k-2) + (1-\gamma)u(k-1) + \gamma u(k-2) \quad (1.36)$$

Požadované chování přechodového děje uzavřeného regulačního obvodu můžeme dosáhnout volbou vlastní kruhové frekvence ω_n a poměrného tlumení ξ v charakteristické rovnici spojitě soustavy 2. řádu:

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (1.37)$$

Jestliže zvolíme polynom $D(z^{-1})$ ve tvaru:

$$D(z^{-1}) = 1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} \quad (1.38)$$

Pak pro periodu vzorkování T_0 lze odvodit následující vztahy:

$$\begin{aligned} d_1 &= -2 \exp(-\xi\omega_n T_0) \cos\left(\omega_n T_0 \sqrt{1-\xi^2}\right) \quad \text{pro } \xi \leq 1 \\ d_1 &= -2 \exp(-\xi\omega_n T_0) \cosh\left(\omega_n T_0 \sqrt{1-\xi^2}\right) \quad \text{pro } \xi > 1 \\ d_2 &= \exp(-2\xi\omega_n T_0) \end{aligned} \quad (1.39)$$

Aby měl polynom $D(z^{-1})$ stabilní póly, musí platit $\xi > 0$ a $\omega_n > 0$. Poměrný koeficient tlumení ξ se může volit podle toho, zda je požadován nekmitavý, případně kmitavý průběh regulačního pochodu.

Dosadíme-li do podmínkové polynomiální rovnice (1.34) konkrétní polynomy, obdržíme soustavu čtyř rovnic o čtyřech neznámých, což jsou parametry navrhovaného regulátoru. Tuto soustavu rovnic lze zapsat v maticovém tvaru:

$$\begin{bmatrix} b_1 & 0 & 0 & 1 \\ b_2 & b_1 & 0 & a_1 - 1 \\ 0 & b_2 & b_1 & a_2 - a_1 \\ 0 & 0 & b_2 & -a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_0 \\ q_1 \\ q_2 \\ \gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \quad (1.40)$$

První matice na levé straně systému je závislá pouze na parametrech regulované soustavy, vedlejší vektor obsahuje neznámé parametry navrhovaného regulátoru, které jsou řešením systému a vektor na pravé straně závisí na počtu pólů n_d a jejich rozložení v komplexní rovině. V tomto případě jsou složky vektoru na pravé straně dány vztahy:

$$x_1 = d_1 + 1 - a_1, \quad x_2 = d_2 + a_1 - a_2, \quad x_3 = a_2, \quad x_4 = 0 \quad (1.41)$$

1.3.2 Návrh diskrétního regulátoru založeného na požadavku na konkrétní přechodový děj (1D2)

Tento typ regulátoru je navržen na základě požadavku na průběh přechodového děje, který má předepsaný omezený překmit nebo má být úplně bez překmitu. V těchto případech je vhodné volit polynom $D(z^{-1})$ ve tvaru:

$$D(z) = (z - \alpha) [z - (\alpha + j\omega)] [z - (\alpha - j\omega)] \quad (1.42)$$

Charakteristický polynom (1.42) má dvojici komplexně sdružených pólů $z_{1,2} = \alpha \pm j\omega$ umístěný uvnitř jednotkové kružnice v intervalu $\alpha^2 + \omega^2 < 1$ a dvojnásobný pól $z_{3,4} = \alpha$, přičemž $0 \leq \alpha < 1$. Volbou parametru α můžeme měnit rychlost přechodového děje regulačního procesu a rovněž velikost akční veličiny. Změnou parametru ω je možná volba žádaného překmitu. Levá strana systému rovnic je shodná předchozím typem, pouze se liší parametry na pravé straně rovnice. Tyto parametry jsou dány vztahy:

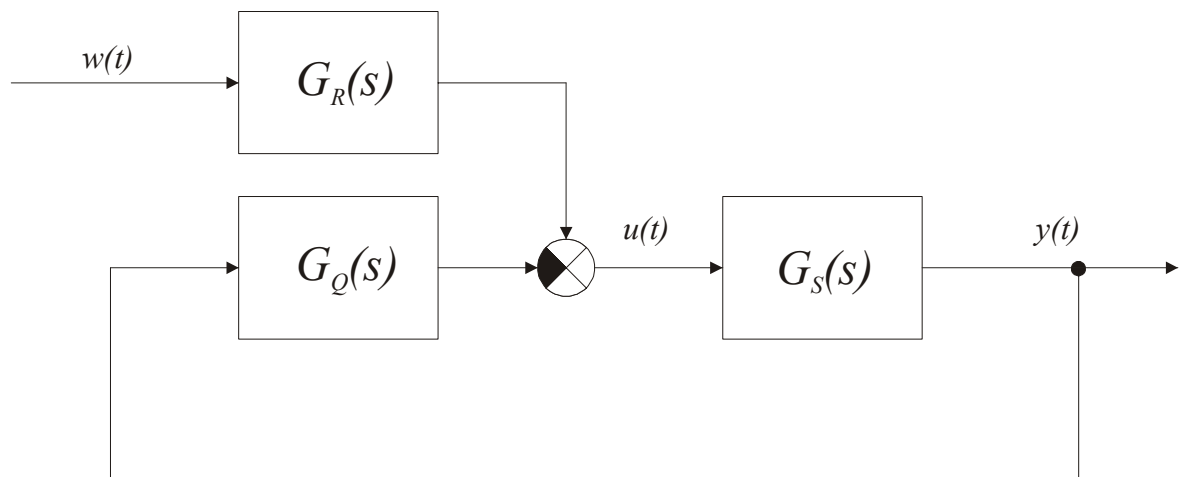
$$x_1 = c + 1 - a_1, \quad x_2 = d + a_1 - a_2, \quad x_3 = f + a_2, \quad x_4 = g \quad (1.43)$$

kde:

$$c = -4\alpha; \quad d = 6\alpha^2 + \omega^2; \quad f = -2\alpha(2\alpha^2 + \omega^2); \quad g = \alpha^2(\alpha^2 + \omega^2) \quad (1.44)$$

1.4 Spojité regulátory založené na 2DOF konfiguraci

V tomto případě obsahuje vedle zpětnovazební části i část přímovazební. Schéma je na Obr. 2. [8]



Obr. 2 Blokové schéma regulačního obvodu s regulátorem založeným na 2DOF konfiguraci

Řízená soustava je popsána opět vztahem (1.1) a platí podmínky realizovatelnosti (1.4).

Přenosy obou částí regulátoru jsou opět ve formě podílů polynomů:

$$G_Q(s) = \frac{Q(s)}{P(s)}, \quad G_R(s) = \frac{R(s)}{P(s)} \quad (1.45)$$

Pozn.: I v této části jsou, kvůli zkrácení zápisu, vynechávány u polynomů argumenty s

Jako v předešlé části musí být i zde splněna podmínka realizovatelnosti:

$$\deg Q(s) \leq \deg P(s); \quad \deg R(s) \leq \deg P(s) \quad (1.46)$$

Pro obrazy řízeného výstupu a akčního vstupu nyní platí:

$$Y(s) = G(s)U(s) = \frac{B}{A}U(s) \quad (1.47)$$

$$U(s) = R(s)W(s) - Q(s)Y(s) = \frac{R}{P}W(s) - \frac{Q}{P}Y(s) \quad (1.48)$$

Pro základní signály v regulačním obvodu nyní platí:

$$Y(s) = \frac{1}{D} [BRW(s)] \quad (1.49)$$

$$E(s) = \frac{1}{D} [(D - BR)W(s)] \quad (1.50)$$

$$U(s) = \frac{1}{D} [ARW(s)] \quad (1.51)$$

kde:

$$D = AP + BQ \quad (1.52)$$

Stabilita tohoto regulačního obvodu je zajištěna zpětnovazební částí regulátoru s polynomy přenosu danými řešením polynomiální rovnice (1.14).

Nyní opět do obrazu regulační odchylky dosadíme vztah (1.7) a dostaneme:

$$E(s) = \frac{1}{D} \left[(D - BR) \frac{H_w}{F_w} \right] \quad (1.53)$$

Postačující podmínkou asymptotického sledování je, aby polynom F_w dělil polynom $D - BR$, což bude splněno, bude-li polynom $D - BR$ součinem nějakého polynomu T a polynomu F_w :

$$D - BR = TF_w \quad (1.54)$$

Výsledný regulátor je nyní dán řešením dvojice polynomiálních rovnic, které jsou dány vztahem (1.14) a úpravou vztahu (1.54) ve tvaru:

$$A(s)P(s) + B(s)Q(s) = D(s) \quad (1.55)$$

$$T(s)F_w(s) + B(s)R(s) = D(s) \quad (1.56)$$

Řešení rovnice (1.55) zajišťuje stabilitu systému řízení a úplnou kompenzaci poruchy, řešení rovnice (1.56) asymptotického sledování referenčního signálu. Polynom T je nutný pro řešení rovnice (1.56), avšak do přenosu regulátoru nevstupuje.

Vztahy pro určení stupňů polynomů v podmínkových rovnicích :

Pro polynomy zpětnovazebního regulátoru:

$$\deg Q = \deg A - 1 \quad (1.57)$$

$$\deg P = \deg A - 1 + k \quad (1.58)$$

kde k je pomocná konstanta určená vztahy

$$k_0 \geq \deg F_w - \deg A \quad (1.59)$$

$$k \geq \begin{cases} 0 & \text{pro } k_0 \leq 0 \\ k_0 & \text{pro } k_0 > 0 \end{cases} \quad (1.60)$$

Pro polynomy přímovazebního regulátoru:

$$\deg R = \deg F_w - 1 \quad (1.61)$$

$$\deg T = \deg D - \deg F_w = 2\deg A - \deg F_w - 1 + k \quad (1.62)$$

Pro polynom charakteristické rovnice:

$$\deg D = 2\deg A - 1 + k \quad (1.63)$$

Odvození opět vychází z řešení počtu neznámých a počtu rovnic v polynomiálních rovnicích (1.55) a (1.56).

1.5 Návrh 2DOF spojitých regulátorů

1.5.1 Návrh 2DOF regulátoru pro referenční signál ve formě skoku (2S1)

Referenční signál ve formě skoku, tj. $w(t) = w_0 1(t)$, jehož obraz je ve tvaru

$$W(s) = \frac{w_0}{s} = \frac{H_w}{F_w}.$$

Postup je stejný jako při návrhu 1DOF regulátoru. Tedy nejprve je nutno určit stupně jednotlivých polynomů charakteristické rovnice (1.20):

Stupně polynomů přenosu soustavy jsou dány vztahem (1.2).

Pro stupeň polynomu F_w a číslo k bude platit:

$$\deg F_w = 1 \quad a \quad k_0 = \deg F_w - \deg A = 1 - 2 = -1 \Rightarrow k = \underline{\underline{0}}$$

Stupně polynomů zpětnovazebního regulátoru jsou určeny vztahy (1.57) a (1.58):

$$\begin{aligned} \deg Q &= \deg A - 1 = 2 - 1 = \underline{\underline{1}} \\ \deg P &\geq \deg A - 1 + k = 2 - 1 + 0 = \underline{\underline{1}} \end{aligned}$$

Stupeň polynomu přímovazebního regulátoru je určen vztahem (1.61) a stupeň pomocného polynomu T (1.62):

$$\begin{aligned} \deg R &= \deg F_w - 1 = 1 - 1 = \underline{\underline{0}} \\ \deg T &= 2\deg A - \deg F_w - 1 + k = 4 - 1 - 1 + 0 = \underline{\underline{2}} \end{aligned}$$

A stupeň polynomu D je dán vztahem (1.21):

$$\deg D \geq 2\deg A - 1 + k = 4 - 1 = \underline{\underline{3}}$$

Nyní jsou známy stupně jednotlivých polynomů, čili jsou známy i jejich obecné tvary:

Polynomy přímovazebního regulátorů:

$$Q(s) = q_1s + q_0 \quad a \quad P(s) = p_1s + p_0$$

Polynomy zpětnovazebního regulátorů:

$$R(s) = r_0 \quad a \quad P(s) = p_1s + p_0$$

Polynom T :

$$T(s) = t_2s^2 + t_1s + t_0$$

A polynom D :

$$D(s) = s^3 + d_2s^2 + d_1s + d_0$$

Po dosazení jednotlivých polynomů do podmínkových rovnic (1.55) a (1.56):

$$(s^2 + a_1s + a_0)(p_1s + p_0) + b_0(q_1s + q_0) = D(s)$$

$$(t_2s^2 + t_1s + t_0)s + b_0r_0 = D(s)$$

Po roznásobení a úpravách:

$$p_1s^3 + (a_1p_1 + p_0)s^2 + (a_0p_1 + a_1p_0 + b_0q_1)s + a_0p_0 + b_0q_0 = D(s)$$

$$t_2s^3 + t_1s^2 + t_0s + b_0r_0 = D(s)$$

Nyní porovnáním koeficientů na pravé a levé straně podmínkových rovnic vznikne soustava rovnic:

$$G_Q : \begin{array}{l} s^3 : \\ s^2 : \\ s^2 : \\ s^0 : \end{array} \begin{array}{l} p_1 = 1 \\ a_1p_1 + p_0 = d_2 \\ a_0p_1 + a_1p_0 + b_0q_1 = d_1 \\ b_0q_0 + a_0p_0 = d_0 \end{array} \quad G_R : \begin{array}{l} s^3 : \\ s^2 : \\ s^2 : \\ s^0 : \end{array} \begin{array}{l} t_2 = 1 \\ t_1 = d_2 \\ t_0 = d_1 \\ b_0r_0 = d_0 \end{array}$$

Řešením těchto rovnic dostaneme vztahy pro výpočet jednotlivých regulátorů:

$$p_1 = 1; \quad p_0 = d_2 - a_1p_1;$$

$$q_1 = \frac{1}{b_0}(d_1 - a_0p_1 - a_1p_0); \quad q_0 = \frac{1}{b_0}(d_0 - a_0p_0);$$

$$r_0 = \frac{1}{b_0}d_0;$$

Přičemž výsledné tvary regulátorů budou ve tvaru:

$$G_Q(s) = \frac{Q(s)}{P(s)} = \frac{q_1s + q_0}{p_1s + p_0} \quad a \quad G_R(s) = \frac{R(s)}{P(s)} = \frac{r_0}{p_1s + p_0}$$

1.5.2 Návrh 2DOF regulátoru pro referenční signál ve formě rampy (2S2)

Referenční signál ve tvaru rampy, tedy $w(t) = w_0 t 1(t)$, má obraz ve tvaru

$W(s) = \frac{w_0}{s^2} = \frac{H_w}{F_w}$. A opět již nebude uveden celý postup, jelikož je stejný z předešlým:

Stupeň polynomu F_w a číslo k :

$$\deg F_w = \underline{\underline{2}} \quad a \quad k_0 = \deg F_w - \deg A = 2 - 2 = 0 \Rightarrow k = \underline{\underline{0}}$$

Stupně polynomů zpětnovazebního regulátoru jsou zůstávají stejné:

$$\begin{aligned} \deg Q &= \deg A - 1 = 2 + 0 - 1 = \underline{\underline{1}} \\ \deg P &\geq \deg A - 1 + k = 2 - 1 + 0 = \underline{\underline{1}} \end{aligned}$$

Stupeň polynomu přímovazebního regulátoru a stupeň pomocného polynomu T :

$$\begin{aligned} \deg R &= \deg F_w - 1 = 2 - 1 = \underline{\underline{1}} \\ \deg T &= 2\deg A - \deg F_w - 1 + k = 4 + 0 - 2 - 1 + 0 = \underline{\underline{1}} \end{aligned}$$

A stupeň polynomu d je dán vztahem (1.21):

$$\deg D \geq 2\deg A - 1 + k = 4 + 0 - 1 = \underline{\underline{3}}$$

Polynomy přímovazebního regulátorů zůstávají stejné. A polynomy zpětnovazebního regulátorů:

$$R(s) = r_1s + r_0 \quad a \quad P(s) = p_1s + p_0$$

Polynom T :

$$T(s) = t_1s + t_0$$

A polynom D :

$$D(s) = s^3 + d_2s^2 + d_1s + d_0$$

Opět po dosazení jednotlivé polynomy do podmínkových rovnic (1.55) a (1.56) bude:

$$\begin{aligned} (s^2 + a_1s + a_0)(p_1s + p_0) + b_0(q_1s + q_0) &= D(s) \\ (t_1s + t_0)s^2 + b_0(r_1s + r_0) &= D(s) \end{aligned}$$

Po roznásobení a úpravách:

$$\begin{aligned} p_1s^3 + (a_1p_1 + p_0)s^2 + (a_0p_1 + a_1p_0 + b_0q_1)s + a_0p_0 + b_0q_0 &= D(s) \\ t_1s^3 + t_0s^2 + b_0r_1s + b_0r_0 &= D(s) \end{aligned}$$

Protože soustava rovnic pro část G_Q je stejná s předchozím případem bude uvedena jen soustava pro část G_R :

$$G_R: \begin{array}{l} s^3: \quad t_1 = 1 \\ s^2: \quad t_0 = d_2 \\ s^2: \quad b_0 r_1 = d_1 \\ s^0: \quad b_0 r_0 = d_0 \end{array}$$

Řešením rovnic jsou dány vztahy pro výpočet jednotlivých regulátorů:

$$\begin{aligned} p_1 &= 1; & p_0 &= d_2 - a_1 p_1; \\ q_1 &= \frac{1}{b_0}(d_1 - a_0 p_1 - a_1 p_0); & q_0 &= \frac{1}{b_0}(d_0 - a_0 p_0); \\ r_1 &= \frac{1}{b_0} d_1; & r_0 &= \frac{1}{b_0} d_0; \end{aligned}$$

A výsledné tvary regulátorů budou ve tvaru:

$$G_Q(s) = \frac{Q(s)}{P(s)} = \frac{q_1 s + q_0}{p_1 s + p_0} \quad a \quad G_R(s) = \frac{R(s)}{P(s)} = \frac{r_1 s + r_0}{p_1 s + p_0}$$

1.5.3 Návrh 2DOF regulátoru pro sinusový referenční signál (2S3)

Sinusový signál $w(t) = \sin \omega t$ má obraz $W(s) = \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} = \frac{H_w}{F_w}$, kde ω je úhlová frekvence v rad/s.

V této kapitole uvedu jen řešení pro přímovazební část, protože řešení pro zpětnovazební je naprosto stejné s předešlými případy a nemá tedy cenu jej opakovat.

Stupeň polynomu F_w a číslo k :

$$\deg F_w = \underline{2} \quad a \quad k_0 = \deg F_w - \deg a = 2 - 2 = 0 \Rightarrow k = \underline{0}$$

Stupně polynomů přímovazebního regulátoru a stupeň pomocného polynomu T jsou stejné s předchozím případem. Liší se pouze tvar podmínkové rovnice (1.56):

$$(t_1 s + t_0)(s^2 + \omega^2) + b_0(r_1 s + r_0) = t_1 s^3 + t_0 s^2 + t_1 \omega^2 s + t_0 \omega^2 + b_0 r_1 s + b_0 r_0 = D(s)$$

Soustava rovnic:

$$G_R: \begin{array}{ll} s^3 : & t_1 = 1 \\ s^2 : & t_0 = d_2 \\ s^2 : & t_1 \omega^2 + b_0 r_1 = d_1 \\ s^0 : & t_0 \omega^2 + b_0 r_0 = d_0 \end{array}$$

Řešením rovnic dostaneme vztahy pro výpočet jednotlivých regulátorů:

$$\begin{aligned} p_1 &= 1; & p_0 &= d_2 - a_1 p_1; \\ q_1 &= \frac{1}{b_0}(d_1 - a_0 p_1 - a_1 p_0); & q_0 &= \frac{1}{b_0}(d_0 - a_0 p_0); \\ r_1 &= \frac{1}{b_0}(d_1 - t_1 \omega^2); & r_0 &= \frac{1}{b_0}(d_0 - t_0 \omega^2); \end{aligned}$$

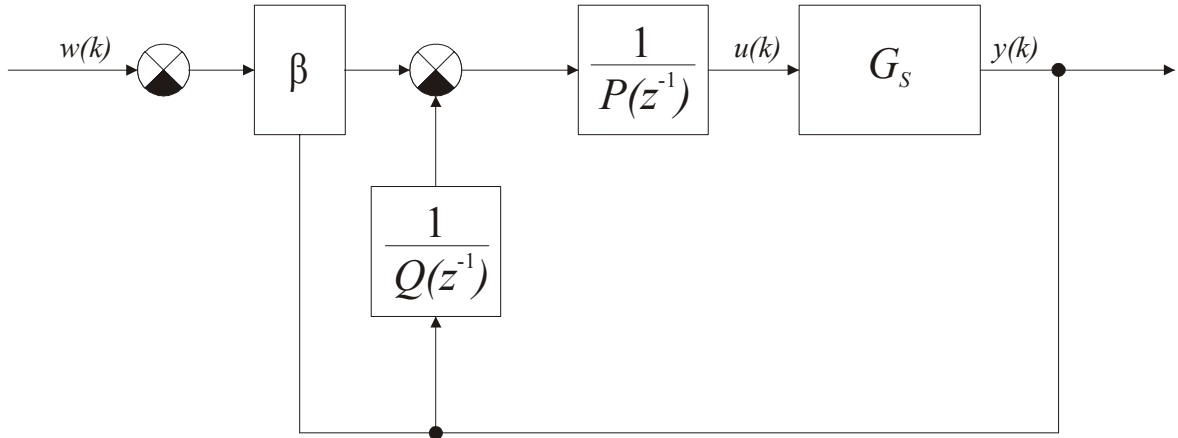
A výsledné tvary regulátorů budou opět ve tvaru:

$$G_Q(s) = \frac{Q(s)}{P(s)} = \frac{q_1 s + q_0}{p_1 s + p_0} \quad a \quad G_R(s) = \frac{R(s)}{P(s)} = \frac{r_1 s + r_0}{p_1 s + p_0}$$

1.6 Diskrétní regulátory založené na 2DOF konfiguraci

1.6.1 Návrh diskrétního regulátoru založeného na požadavku na průběh přechodového děje spojitě soustavy 2.řádu (2D1)

Diskrétní syntéza 2DOF konfigurace je odvozena podle schéma na Obr. 3, tento obvod obsahuje dvě zpětné vazby.[3][1]



Obr. 3 Blokové schéma regulačního obvodu s diskrétním regulátorem založeným na 2DOF konfiguraci

V tomto případě má operátorová rovnice tvar :

$$U(z) = \left[\beta E(z) - Q(z^{-1})Y(z) \right] \frac{1}{P(z^{-1})} \quad (1.64)$$

Přičemž polynomy navrhovaného regulátoru budou ve tvaru:

$$P(z^{-1}) = (1 - z^{-1})(1 + \gamma z^{-1}) \quad a \quad Q(z^{-1}) = (1 - z^{-1})(q_0 - q_2 z^{-1}) \quad (1.65)$$

Přitom polynomy přenosu G_S jsou ve tvaru (1.3).

Po dosazení těchto polynomů do operátorové rovnice (1.64) dostaneme vztah pro výpočet akčního zásahu:

$$u(k) = - \left[(q_0 + \beta)y(k) - (q_0 + q_2)y(k-1) + q_2y(k-2) \right] - (\gamma - 1)u(k-1) + \gamma u(k-2) + \beta w(k) \quad (1.66)$$

Pro přenos řízení uzavřeného regulačního obvodu podle Obr. 3 platí:

$$G_w(z) = \frac{Y(z)}{W(z)} = \frac{B(z^{-1})Q(z^{-1})}{A(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})[Q(z^{-1}) + \beta]} \quad (1.67)$$

Takže podmínková polynomiální rovnice bude ve tvaru:

$$A(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})[Q(z^{-1}) + \beta] = D(z^{-1}) \quad (1.68)$$

Po dosazení výše uvedených polynomů bude získána opět soustava čtyř lineárních algebraických rovnic o čtyřech neznámých, což jsou parametry navrženého regulátoru. Soustavu rovnic lze opět zapsat v maticovém tvaru:

$$\begin{bmatrix} b_1 & 0 & b_1 & 1 \\ b_2 - b_1 & -b_1 & b_2 & a_1 - 1 \\ b_2 & b_2 - b_1 & 0 & a_2 - a_1 \\ 0 & b_2 & 0 & -a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_0 \\ q_2 \\ \beta \\ \gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \quad (1.69)$$

V následujících dvou podkapitolách budou uvažovány stejné metody volby polynomu $D(z^{-1})$ jako u 1DOF konfigurace.

Parametry tohoto regulátoru získáme tak, že do podmínkové rovnice (1.68) dosadíme polynom $D(z^{-1})$ ve tvaru (1.38). Jednotlivé složky vektoru na pravé straně maticové rovnice (1.69) budou v tomto případě:

$$x_1 = d_1 + 1 - a_1; \quad x_2 = d_2 + a_1 - a_2; \quad x_3 = -a_2; \quad x_4 = 0 \quad (1.70)$$

Řešením systému rovnic jsou hledané parametry navrhovaného regulátoru, přičemž vztahy po d_1 a d_2 se vypočítají dle vztahů (1.39).

1.6.2 Návrh diskrétního regulátoru na požadavku na konkrétní přechodový děj (2D2)

U tohoto typu regulátoru dosadíme do podmínkové rovnice (1.68) za polynom $D(z^{-1})$ ve vztah (1.42), přičemž jednotlivé složky vektoru na pravé straně systému rovnic (1.69) jsou:

$$x_1 = c + 1 - a_1; \quad x_2 = d + a_1 - a_2; \quad x_3 = -f - a_2; \quad x_4 = g \quad (1.71)$$

kde parametry jsou ve tvaru:

$$c = -4\alpha; \quad d = 6\alpha^2 + \omega^2; \quad f = -2\alpha(2\alpha^2 + \omega^2); \quad g = \alpha^2(\alpha^2 + \omega^2) \quad (1.72)$$

2 POPIS IDENTIFIKACE SOUSTAVY

Pro identifikaci byla použita průběžná identifikace metodou nejmenších čtverců. Teorie klasické metody nejmenších čtverců nebude zde uváděna, neboť tato byla již mnohokrát publikována (např.: [1], [6]).

2.1 Průběžná identifikace metodou nejmenších čtverců

Při této modifikaci se používají nově naměřené hodnoty pouze pro opravu (korekci) původních odhadů, čímž klesá výpočetní složitost identifikačních algoritmů. Rekurzivní algoritmy umožňují sledovat změny vlastností (parametrů) procesu v reálném čase a proto jsou základem samočinně se nastavujících regulátorů.

Nechť lineární jednorozměrový stochastický model je popsán modelem ARX:

$$A(z^{-1})y = B(z^{-1})u + D(z^{-1})v + e_s \quad (2.1)$$

tento model se často zapisuje v kompaktní vektorové formě:

$$y(k) = \Theta^T(k)\phi(k-1) + e_s(k) \quad (2.2)$$

kde:

$$\Theta^T(k) = [a_1, a_2, \dots, a_{na}, b_1, b_2, \dots, b_{nb}, d_1, d_2, \dots, d_{nd}] \quad (2.3)$$

je vektor parametrů vyšetřovaného modelu a:

$$\phi(k-1) = [-y(k-1), -y(k-2), \dots, -y(k-na), u(k-1), u(k-2), \dots, u(k-nb), v(k-1), v(k-2), \dots, v(k-nd)] \quad (2.4)$$

je vektor dat (tzv. regresor).

Přičemž předpokládáme $na = nb = n$, $nd = 0$. (čímž vypadnou složky d_i a $v(k)$ z rovnic (2.3) a (2.4))

O neměřitelné náhodné složce $e_s(k)$ předpokládáme, že je posloupností vzájemně nekorelované náhodné veličiny a rovněž nekorelované se vstupem a výstupem procesu. Dále předpokládáme, že náhodná veličina má nulovou střední hodnotu a konstantní kovarianci (rozptyl). Výhodou rekurzivní metody nejmenších čtverců je ta skutečnost, že potřebuje nejmenší objem apriorních informací o náhodné složce $e_s(k)$.

Naším úkolem je průběžně odhadovat neznámé parametry Θ modelu na základě vstupů a výstupů k časovému okamžiku k , $\{y(i), u(i), i = k, k - 1, k - 2, \dots, k_0\}$ (k_0 je počáteční čas identifikace). Hledáme takový vektor $\hat{\Theta}$ o rozměru $nz = 2n$, který minimalizuje kritérium

$$J_k(\Theta) = \sum_{i=k_0}^k e_s^2(i) \quad (2.5)$$

kde

$$e_s(i) = y(i) - \Theta^T \phi(i) = \begin{bmatrix} 1 & -\Theta^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(i) \\ \phi(i) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Jestliže požadujeme, aby algoritmus byl schopen sledovat pomalé změny parametrů identifikovaného procesu, můžeme toho dosáhnout technikou exponenciálního zapomínání. Potom minimalizujeme modifikované kritérium

$$J_k(\Theta) = \sum_{i=k_0}^k \varphi^{2(k-i)} e_s^2(i) \quad (2.7)$$

kde $0 < \varphi^2 \leq 1$ je faktor exponenciálního zapomínání.

Vektor odhadu parametrů se aktualizuje podle rekurzivního vztahu

$$\hat{\Theta}(k) = \hat{\Theta}(k-1) + \frac{C(k-1)\phi(k-1)}{1 + \zeta(k-1)} \hat{e}(k-1) \quad (2.8)$$

kde

$$\zeta(k) = \phi^T(k-1)C(k-1)\phi(k-1) \quad (2.9)$$

je pomocný skalár a

$$\hat{e}(k) = y(k) - \hat{\Theta}^T(k)\phi(k) \quad (2.10)$$

je chyba predikce. Jestliže $\zeta(k) > 0$, potom čtvercová kovarianční matice o rozměru nz je aktualizována podle vztahu:

$$C(k) = C(k-1) - \frac{C(k-1)\phi(k-1)\phi^T(k-1)C(k-1)}{\varepsilon^{-1}(k) + \zeta(k-1)} \quad (2.11)$$

kde

$$\varepsilon(k) = \varphi(k) - \frac{1 - \varphi(k)}{\xi(k-1)} \quad (2.12)$$

Jestliže $\xi(k-1) = 0$, potom

$$\mathbf{C}(k) = \mathbf{C}(k-1) \quad (2.13)$$

Hodnota adaptivního směrového zapomínání $\varphi(k)$ je potom počítána v každé periodě vzorkování podle vztahu

$$\varphi(k) = \left\{ 1 + (1 + \rho) \left[\ln(1 + \xi(k-1)) \right] + \left[\frac{(\nu(k-1) + 1)\eta(k-1)}{1 + \xi(k-1) + \eta(k-1)} - 1 \right] \frac{\xi(k-1)}{1 + \xi(k-1)} \right\}^{-1} \quad (2.14)$$

kde

$$\eta(k) = \frac{\hat{\varepsilon}^2(k)}{\lambda(k)}; \quad \nu(k) = \varphi(k) [(\nu(k-1) + 1)] \quad (2.15)$$

$$\lambda(k) = \varphi(k) \left[\lambda(k-1) + \frac{\hat{\varepsilon}^2(k-1)}{1 + \xi(k-1)} \right] \quad (2.16)$$

jsou pomocné proměnné. Pro start algoritmu se osvědčilo vhodné zvolit následující počáteční podmínky: Prvky hlavní diagonály kovarianční matice $C_{ii}(0) = 10^3$, počáteční hodnota faktoru směrového zapomínání $\varphi(0) = 1$, $\lambda(0) = 0.001$, $\nu(0) = 10^{-6}$, $\rho = 0.99$. Volba počátečních odhadů vektoru parametrů $\hat{\Theta}(0)$ se provede na základě apriorní informace.

Výše uvedené vztahy lze přímo naprogramovat jako m-funkci v programovém systému MATLAB, aniž bychom brali zřetel na numerické aspekty, tj. bez použití numerických filtrů.

2.1.1 Modifikace pro použitý diskretní model

V případě uvažovaného jednorozměrového modelu, popsaného vztahy (1.3), budou jednotlivé složky regresního modelu ARX (vztah (2.2)) ve tvaru:

Vektor parametrů vyšetřovaného modelu:

$$\Theta^T(k) = [a_1, a_2, b_1, b_2] \quad (2.17)$$

Vektor dat v tomto případě potom nabývá tvaru:

$$\phi^T(k-1) = [-y(k-1), -y(k-2), -y_2(k-1), u(k-1), u(k-2)] \quad (2.18)$$

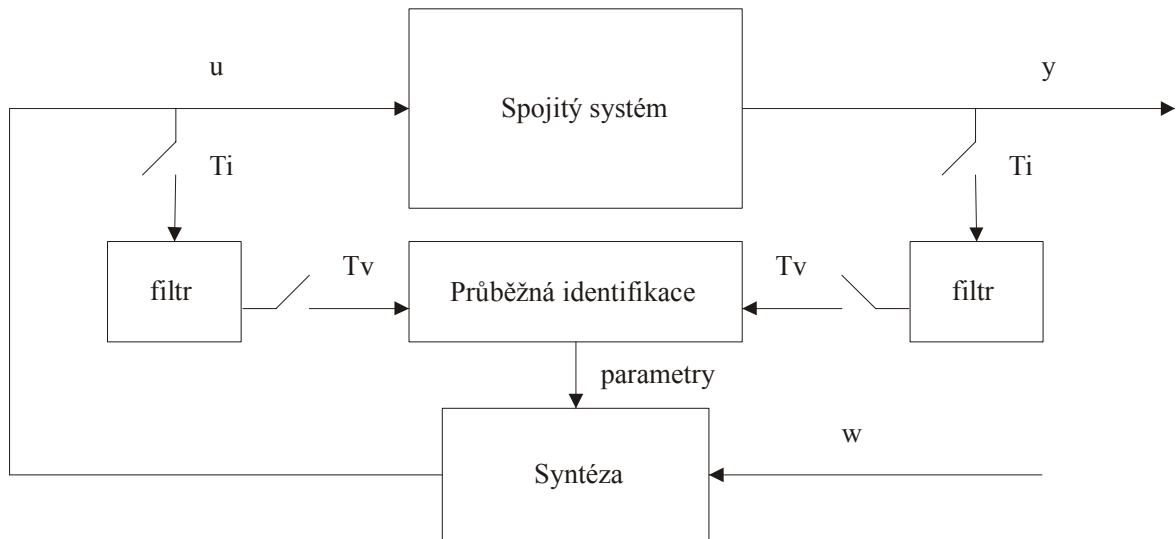
Aktualizace odhadu vektoru parametrů potom probíhá na základě vztahů (2.8) – (2.16).

2.2 Identifikace parametrů diferenciální rovnice spojitého modelu

Pro řízení spojitých adaptivních regulátorů byla využita tzv. **hybridní reprezentace**. U této metody je průběžně identifikován spojitý přenos řízeného objektu a syntéza regulátoru se vykonává ve spojité oblasti. Ovšem výsledné algoritmy jsou realizovány diskretně. Na Obr. 4 je naznačen princip adaptivního řízení za pomoci hybridní reprezentace. Jelikož použití dnešních počítačů a příslušného hardware neumožňuje čistě spojitě sledování a řízení dějů, vzniká problém identifikace spojitého přenosu z diskretně naměřených dat.

Tento problém je vyřešen zavedením diferenciálních (stavových) filtrů, ze kterých získáme odhady derivací vstupních a výstupních veličin, které jsou potřebné pro spojitou identifikaci.

Problémem spojitě identifikace se zabývá např. [4]



Obr. 4 Princip použitého hybridního systému

Uvažujme lineární spojitý ARX model systému ve tvaru diferenciální rovnice:

$$A(\sigma)y(t) = B(\sigma)u(t) + n(t) \quad (2.19)$$

kde $u(t)$ je spojitý vstup, $y(t)$ spojitý výstup, $n(t)$ náhodná spojitá veličina, σ je operátor derivování a A, B jsou polynomy v proměnné σ . Po Laplaceově transformaci obdržíme:

$$A(s)Y(s) = B(s)U(s) + N(s) + O_1(s) \quad (2.20)$$

kde A, B jsou polynomy v komplexní proměnné s , $O_1(s)$ je obraz počátečních podmínek. Pro obraz výstupní veličiny platí:

$$Y(s) = \frac{B(s)}{A(s)}U(s) + \frac{N(s)}{A(s)} + \frac{O_1(s)}{A(s)} \quad (2.21)$$

V Laplaceově přenosu systému $G(s)$ (vtaž (1.1)) musí být splněna podmínka ryzosti $\deg B \leq \deg A$ a dále $\deg O_1 < \deg A$.

Pro získání aproximací spojitých veličin je nutno zavést filtry pomocí diferenciálních rovnic:

$$C(\sigma)U_f(t) = U(t); \quad C(\sigma)Y_f(t) = Y(t) \quad (2.22)$$

kde $c(\sigma)$ je polynom v operátoru derivování, u_f je filtrovaný vstup a y_f je filtrovaný výstup.

Laplaceovou transformací nyní dostaneme:

$$C(s)U_f(s) = U(s) + O_2(s) ; C(s)Y_f(s) = Y(s) + O_3(s) ; \quad (2.23)$$

kde $O_2(s)$ je polynom počátečních podmínek pro filtrovaný vstup a $O_3(s)$ je polynom počátečních podmínek pro filtrovaný výstup.

Pro polynom $C(s)$ musí platit:

- Polynom $C(s)$ musí být stabilní
- Stupeň polynomu C musí být větší nebo roven stupni polynomu A ($\deg C(s) \geq \deg A(s)$)

Stupeň polynomu C musí být větší nebo roven stupni polynomu A ($\deg C(s) \geq \deg A(s)$) Z praktického hlediska volíme $\deg C(s) = \deg A(s)$ (sledování musí být co nejrychlejší – dynamika sledování referenčního signálu je tím rychlejší, čím je stupeň polynomu menší).

Časové konstanty filtrů musí být menší než časové konstanty daného objektu (zhruba 4x až 5x). V případě neznalosti časových konstant identifikovaného objektu je volíme dostatečně malé.

Dosazením filtrovaných veličin do vztahu (3.35) obdržíme rovnici:

$$A[CY_f(s) - O_3] = B[CU_f - O_2] + N(s) + O_1 \quad (2.24)$$

kterou můžeme postupně upravit:

$$ACY_f(s) = BCU_f(s) + O_1 - BO_2 + AO_3 + N(s) \quad (2.25)$$

$$AY_f(s) = BU_f(s) + \frac{O_1 - BO_2 + AO_3 + N(s)}{C} \quad (2.26)$$

po zavedení substitute:

$$O = \frac{O_1 - BO_2 + AO_3}{C} \quad (2.27)$$

$$Y_f(s) = \frac{B}{A}U_f(s) + \frac{O}{A} + \frac{1}{A}N(s) \Rightarrow G_f(s) = \frac{B}{A} = G(s) \quad (2.28)$$

To znamená, že přenos systému je při použití filtrovaných veličin stejný, jako u nefiltrovaných veličin. Pouze počáteční podmínky jsou pro filtrované a nefiltrované veličiny různé.

Převedením do časové oblasti obdržíme:

$$A(\sigma)Y_f(t) = B(\sigma)U_f(t) + \varepsilon(t) \quad (2.29)$$

Tento vztah představuje základní rovnici, jejíž identifikací určujeme parametry a_i , b_j . Proměnná $\varepsilon(t)$ zohledňuje rozdíl mezi počátečními podmínkami filtrovaných a nefiltrovaných veličin.

Vztah (2.29) lze přepsat na tvar:

$$\sum_{i=0}^n a_i y_f^{(i)} = \sum_{j=0}^m b_j u_f^{(j)} + \varepsilon(t) \quad (2.30)$$

kde: $n = \deg a$, $m = \deg b$

Filtrované hodnoty u_f , y_f jsou odebírány v diskrétních časových okamžicích $t_k = k.T_s$ pro $k=0,1,\dots$ kde T_s je perioda vzorkování.

$$\sum_{i=0}^n a_i y_f^{(i)}(t_k) = \sum_{j=0}^m b_j u_f^{(j)}(t_k) + \varepsilon(t_k) \quad (2.31)$$

kde: $t_k = k.T_s$; $k = 0,1,\dots$ (3.47)

Vztah (2.31) je ještě třeba upravit na tvar vhodný pro identifikaci rekurzivní metodou nejmenších čtverců. Jsou možné dva způsoby úpravy:

Polynom A je normovaný v nejvyšší mocnině s , $a_n = 1$:

$$y_f^{(n)}(t_k) = -\sum_{i=0}^{n-1} a_i y_f^{(i)}(t_k) + \sum_{j=0}^m b_j u_f^{(j)}(t_k) + \varepsilon(t_k) \quad (2.32)$$

Polynom A je normovaný na prostý člen $a_0 = 1$

$$y_f(t_k) = -\sum_{i=1}^n a_i y_f^{(i)}(t_k) + \sum_{j=0}^m b_j u_f^{(j)}(t_k) + \varepsilon(t_k) \quad (2.33)$$

V identifikační proceduře regulátorů popsaných v této práci je použit vztah (2.32).

2.2.1 Modifikace průběžné identifikace pro použité spojité modely

Pro uvažovaný spojité jednorozměrový model, popsany vztahy (1.2), jsou parametry modelu rekurzivně odhadovány na základě rovnice:

$$y_f''(t_k) = -a_1 y_f'(t_k) - a_0 y_f(t_k) + b_0 u_f(t_k) \quad (2.34)$$

Rovnice (2.34) byla získána na základě vztahu (2.32). A regresní vektory a vektory dat jsou naplněny následujícím způsobem:

$$\phi^T(t_k) = [-y_f'(t_k), -y_f(t_k), u_f(t_k)] \quad (2.35)$$

$$\Theta^T(t_k) = [a_1, a_0, b_0] \quad (2.36)$$

Do regresního vektoru se přidává na poslední pozici jednička a odhaduje se její koeficient d . Tento koeficient vyrovnává rozdíly v počátečních podmínkách filtrovaných a nefiltrovaných veličin.

Filtry všech proměnných byly v tomto případě voleny s ohledem na řád systému 2. řádu:

$$\begin{aligned} y_f''(t) + c_1 y_f'(t) + c_0 y_f(t) &= y(t) \\ u_f''(t) + c_1 u_f'(t) + c_0 u_f(t) &= u(t) \end{aligned} \quad (2.37)$$

Vzhledem k tomu, že na začátku identifikačního procesu nejsou známy časové konstanty řízeného systému, musí být časové konstanty filtrů zvoleny dostatečně malé.

2.3 Popis S-funkce

Jako základní stavební kámen pro tvorbu simulinkových schémat byla zvolena tzv. S-funkce, která výrazným způsobem rozšiřuje možnosti Simulinku. Umožňuje především implementaci vlastních bloků do simulinkových modelů. Jde vlastně o popis bloku v programovacím jazyce. S – funkce využívá speciální syntaxi, která umožňuje podobnou interakci s prostředím Simulinku jako u vestavěných bloků. Blok vytvořený prostřednictvím S – funkce má definovány vstupy, výstupy a stavy stejně jako ostatní

vestavěné bloky. S – funkce umožňuje vytvořit systémy spojité, diskrétní i hybridní. Touto funkcí jsou řešeny bloky všech regulátorů, filtrů a identifikací.

2.3.1 Struktura S-funkce

Každá funkce musí mít definovány následující parametry

$$[\text{SYS}, \text{X0}, \text{STR}, \text{TS}] = \text{SFUNC}(\text{T}, \text{X}, \text{U}, \text{FLAG}, \text{P1}, \dots, \text{Pn})$$

Proměnná	Popis
SYS	Nastavení velikosti parametrů funkce
X0	Nastavení počátečního stavu
STR	Většinou specifikováno jako prázdný vektor
TS	Nastavení periody vzorkování
T	Vnitřní čas
X	Vnitřní počet stavů musí odpovídat velikosti inicializačního vektoru X0
U	Měřené vstupní hodnoty
FLAG	Rozhodovací parametr
P1,,Pn	Volitelné proměnné

Tabulka 2 Popis základních proměnných S-funkce

Je nutno nadefinovat počet jednotlivých stavů a jejich počáteční nastavení. Jde především o proměnnou SYS, která se nastavuje před inicializací a je v průběhu neměnná.

Stav proměnné	Popis nastavení funkce
sys(1)	Počet spojitých stavů
sys(2)	Počet diskrétních stavů
sys(3)	Počet vstupů

sys(4)	Počet výstupů
sys(5)	Rezervovaná proměnná musí být nula
sys(6)	Nastavení odezvy funkce
sys(7)	Nastavení periody vzorkování

Tabulka 3 Jednotlivé možnosti nastavení proměnné SYS

Běh S-funkce řídí rozhodovací parametr flag.

Stav proměnné flag	Popis nastavení funkce
0	Počáteční nastavení parametrů S-funkce
2	Přepoččet diskretních stavů SYS
3	Výstupní část S-funkce v proměnné SYS

Tabulka 4 Nastavení proměnné flag

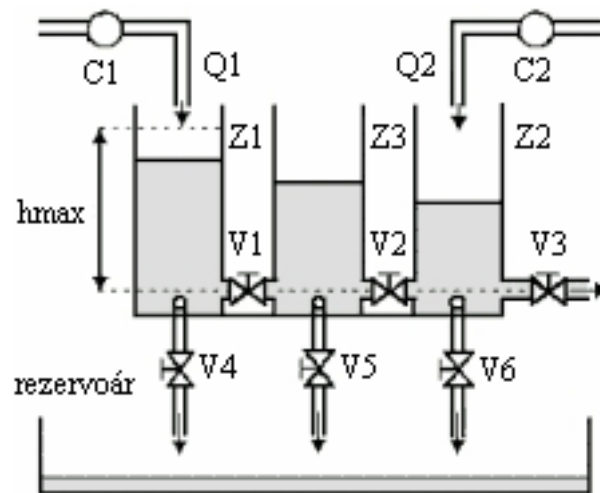
II. PRAKTICKÁ ČÁST

Cílem bylo aplikovat uvedené regulátory pro řízení výšky hladiny. Jednotlivé experimenty probíhaly na modelu DTS 200, který se skládal z tří válcových zásobníků na kapalinu. Takový systém modeluje zařízení v různých průmyslových odvětvích, zejména v chemickém a petrochemickém průmyslu. Typickým úkolem pro řízení je, jak udržet požadovanou výšku hladiny v každém zásobníku.

Model (viz Obr. 5) se skládal ze tří umělohmotných zásobníků, označených zleva doprava jako Z1, Z3, Z2. Tyto zásobníky byly navzájem sériově propojeny. Kapalina, která je v rezervoáru pod zásobníky, je čerpána pomocí čerpadel, označených C1 a C2. A to tak, že čerpadlo C1 dopravuje kapalinu do zásobníku Z1, a čerpadlo C2 do zásobníku Z2. Hladiny v jednotlivých zásobnících se pak regulují pomocí příkonu dodávaného čerpadlům, která jsou napájena stejnosměrným napětím. Čili regulace probíhá změnou napětí na čerpadlech.

Každý zásobník je opatřen čidlem statického tlaku, jehož výstupní napětí je úměrné výšce hladiny kapaliny v zásobníku. Hodnota h_{\max} udává nejvyšší výšku hladiny kapaliny v zásobníku. Pokud hladina přesáhne tuto výšku, je příkon k čerpadlům automaticky přerušen. Hodnoty Q_1 a Q_2 označují přítok čerpadel C1 a C2.

Model je dále opatřen šesti ventily, označených V1 až V6, které umožňují velké množství různých nastavení. Pro každou zvolenou soustavu bude toto nastavení uvedeno.



Obr. 5 Schéma modelu tří zásobníků



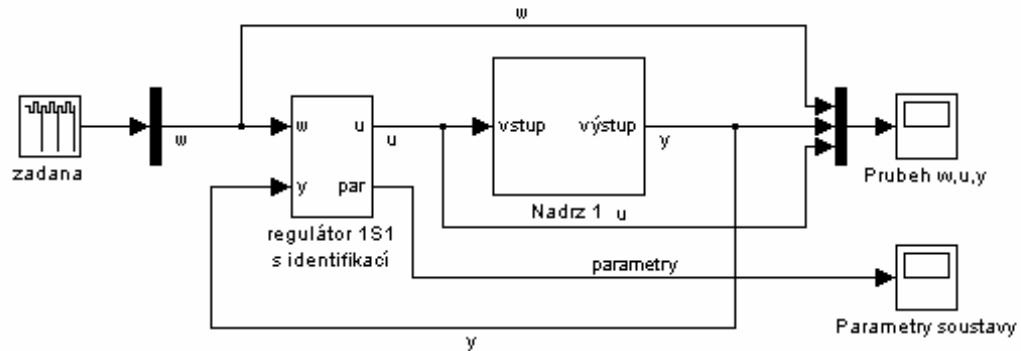
Obr. 6 Reálný model DTS 200

Výše uvedené algoritmy byly aplikovány nejprve na jednodušší soustavě tvořené jedním válcem s jedním přítokem a jedním odtokem. Regulovanou veličinou byla výška hladiny ve válci a akční veličinou příkon motoru čerpadla. Poté byla zvolena soustava složitější, tvořená dvěma propojenými válci, přičemž každý z nich měl svůj odtok. Kapalina přitékala do prvního válce a cílem byla regulace výšky hladiny ve druhém válci. Schémata obou soustav a jejich podrobnější popis jsou uvedeny níže.

Aby neúměrně nenarostl rozsah práce, je uveden pouze omezený počet experimentálních výsledků, které byly vybrány tak, aby z nich byly co nejvíce patrné vyvozené závěry.

3 POPIS REGULAČNÍCH OBVODŮ

Regulační schéma obvodu pro řízení reálné soustavy bylo pro všechny regulátory stejné. Jako příklad bude uveden obvod adaptivního regulátoru **1S1** (na Obr. 7).



Obr. 7 Schéma obvodu řízení

Význam jednotlivých členů obvodu:

zadana ... generátor referenčního signálu s možností jeho nastavení

Průbeh w,u,y ... zastává funkce zobrazení a záznamu dat (vykresluje průběh regulace)

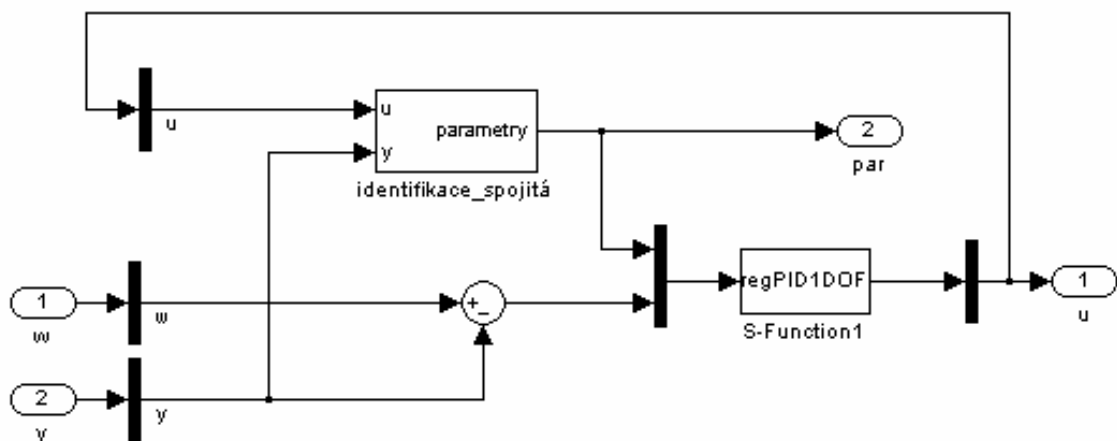
Parametry soustavy ... záznam a vykreslení průběhu identifikovaných parametrů

Nadrz 1 ... slouží ke komunikaci s reálným systémem

regulátor 1S1 s identifikací ... obvod regulátoru popř. i s identifikací s možností zadávání různých parametrů regulátoru či identifikace (viz Obr. 9). Blok regulátoru a identifikace realizovány pomocí s-funkce

Na následujícím obrázku (Obr. 8) je uvedeno vnitřní zapojení bloku regulátoru. Jak je vidět obsahuje v tomto případě dvě S-funkce. První zajišťuje identifikaci řízené soustavy (blok **identifikace_spojité**), druhá představuje samotný adaptivní regulátor (blok **S-Function1**).

Při použití regulátorů s pevně nastavenými parametry přirozeně odpadá blok s identifikací.



Obr. 8 Vnitřní struktura regulátoru

U bloku regulátoru bylo možno nastavit různé parametry jak ukazuje Obr. 9. U spojitých regulátorů bylo vyzkoušeno i různé periody identifikace a řízení. Perioda identifikace je perioda, se kterou se aktualizují parametry řízeného systému a přestavují se parametry regulátoru. Perioda řízení je perioda pro emulaci spojitého řídicího zákona. Tyto periody je možno zvolit odlišně, ale ve většině experimentů byly zvoleny shodně. Dále bylo možno volit omezení akčního zásahu, jednotlivé parametry a vektory pro identifikaci, a taky metodu výpočtu koeficientů charakteristického polynomu D . Byly zvoleny tři základní metody:

- Volbou jednoho parametru m :
$$D = (s + m)^{\deg D}$$
- Volbou dvou parametrů m_1, m_2 :
$$D = (s + m_1)^2 (s + m_2)^{\deg D - 2}$$
- Volbou příslušného počtu pólů m_i :
$$D = \prod_1^{\deg D} (s + m_i)$$

Obr. 9 Volitelné parametry regulátoru

Jednotlivé parametry z menu regulátoru jsou popsány v následující tabulce. Tabulka je pouze informační, neboť pro různé regulátory se toto menu liší.

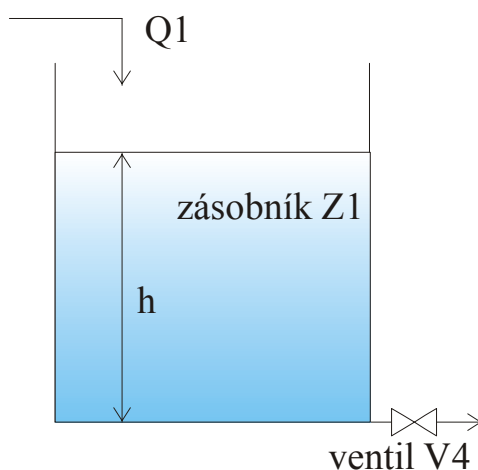
Parametry	Popis
Tv	Zde se zadává perioda vzorkování
sat	Jde o omezení akčního zásahu
Theta	Počáteční odhady parametrů modelu procesu
C0	Počáteční nastavení kovarianční matice identifikační část
rho	Vstupní parametr pro algoritmus identifikace ρ
la0	Vstupní parametr pro algoritmus identifikace λ
ny0	Vstupní parametr pro algoritmus identifikace ν
m	Volba kořenů charakteristického polynomu

Tabulka 5 Význam nastavitelných parametrů

4 SOUSTAVA JEDNOHO ZÁSOBNÍKU

4.1 Popis soustavy

Jak již bylo uvedeno, regulovanou soustavu tvořil jeden válec, s jedním přítokem a jedním odtokem.



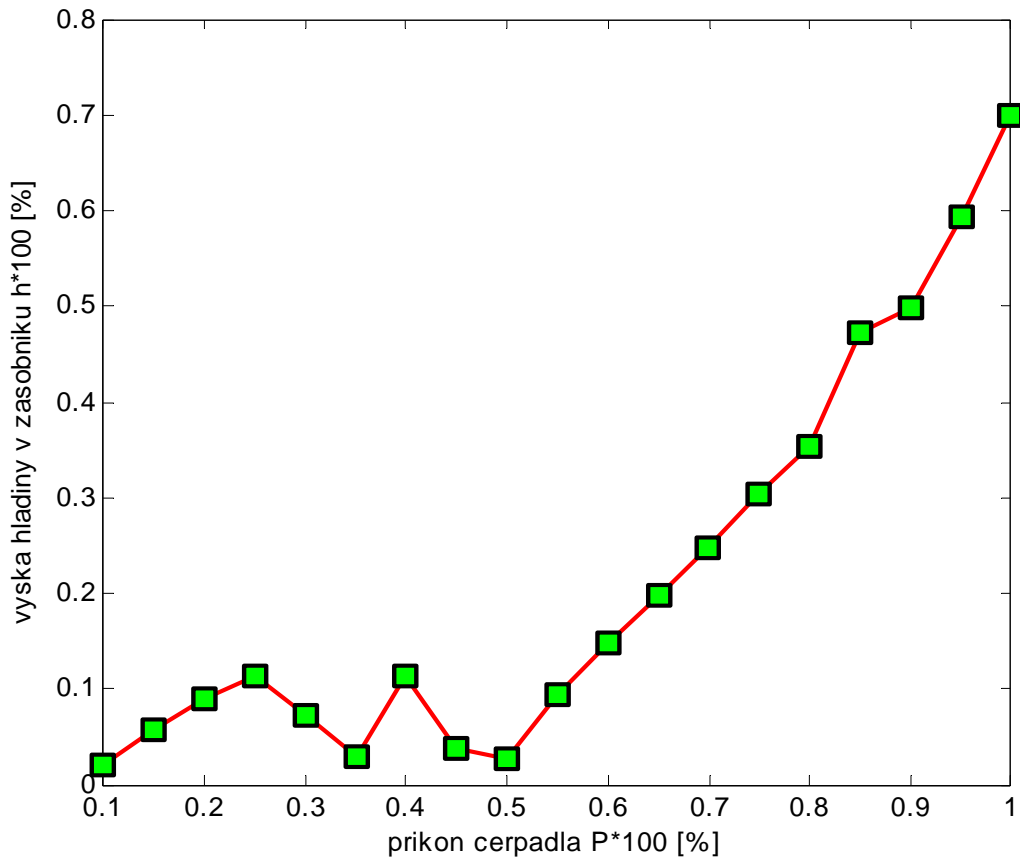
Obr. 10 Schéma modelu jednoho zásobníku

Na modelu DTS 200 to byl první válec, přičemž ventil V1 mezi prvním a druhým válcem byl zcela uzavřen. Ventil V4, ovládající průtok, byl otevřen na hodnotu $-0,35$ (měřeno pomocí simulinkového schéma). Přítok do tohoto zásobníku obstarávalo čerpadlo C1.

Na takto zvolené soustavě byla provedena všechna měření. Pro získání vlastností této soustavy, byla nejdříve změřena její statická charakteristika, která je na obrázku Obr. 11.

Pro měření byl zvolen takovýto formát hodnot:

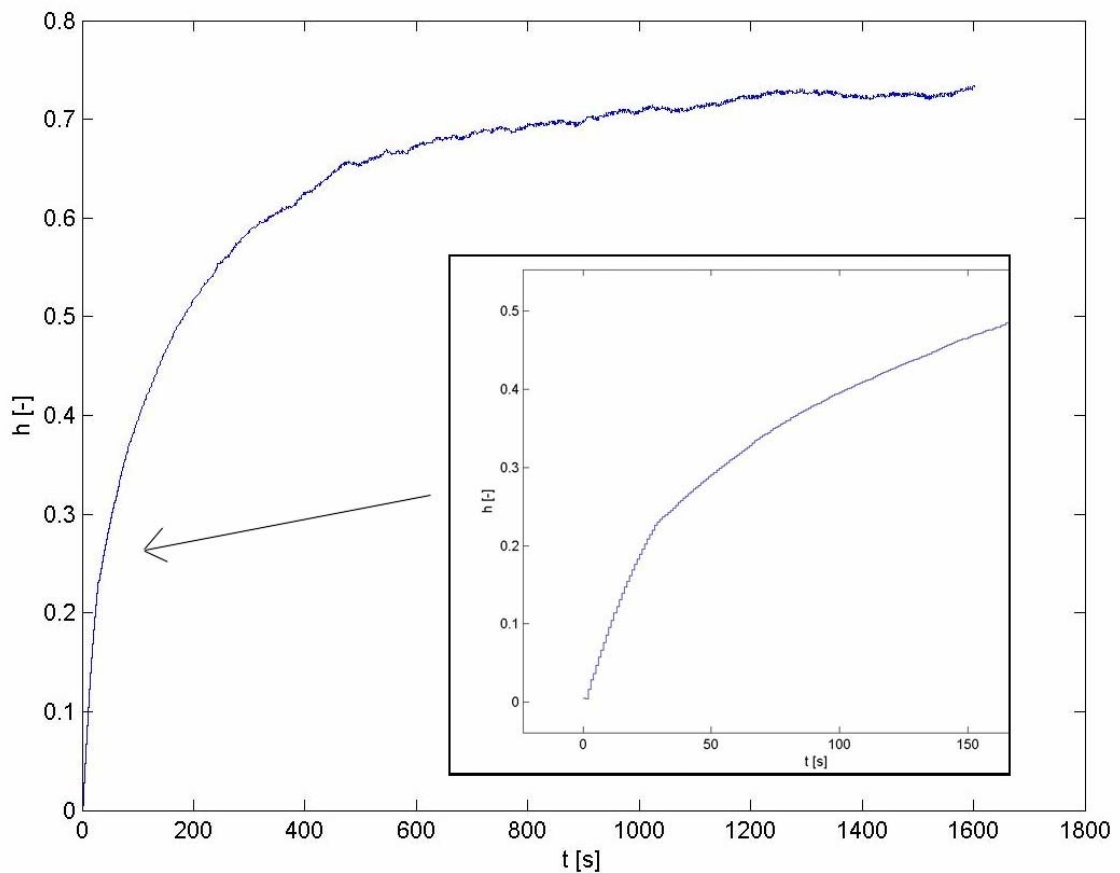
- Příkon čerpadla byl zadáván v hodnotách $0 \div 1$, kde 0 představuje nulový příkon a 1 maximální příkon.
- Výška hladiny je měřena tak, že hodnota 0 opět představuje minimální (nulovou) výšku hladiny a 1 maximální výšku hladiny v zásobníku.



Obr. 11 Statická charakteristika modelu jednoho zásobníku

Ze statické charakteristiky je vidět, že má soustava dvě lineární oblasti. První v oblasti příkonu čerpadla $0 \div 0,25$ a druhou v oblasti příkonu $0,5 \div 0,8$. Dále je patrná oblast jisté nelinearity. Při experimentech byla snaha pohybovat ve druhé lineární části statické charakteristiky.

Další důležitou charakteristikou soustavy je přechodová charakteristika (Obr. 12). Na charakteristice je patrný zlom v nárůstu výšky hladiny. Tento zlom je způsoben nelinearitou ventilu (Přesněji řečeno, v kanálku pro odtok kapaliny se v místě připojení ventilu drží vzduchová bublinka. Tato se tam drží do určité výšky hladiny (kolem 25 %), kdy ji tlak vody protlačí skrz ventil, tím se uvolní kanálek a nárůst výšky hladiny se zpomalí, resp. zrychlí se odtok kapaliny). Vzhledem k dynamice systému byla žádaná hodnota byla volena v rozsahu od 0,1 – 0,35. V tomto rozsahu je dynamika systému výrazně rychlejší, což je patrné z přechodové charakteristiky.



Obr. 12 Přechodová charakteristika modelu jednoho zásobníku

4.2 Identifikace soustavy

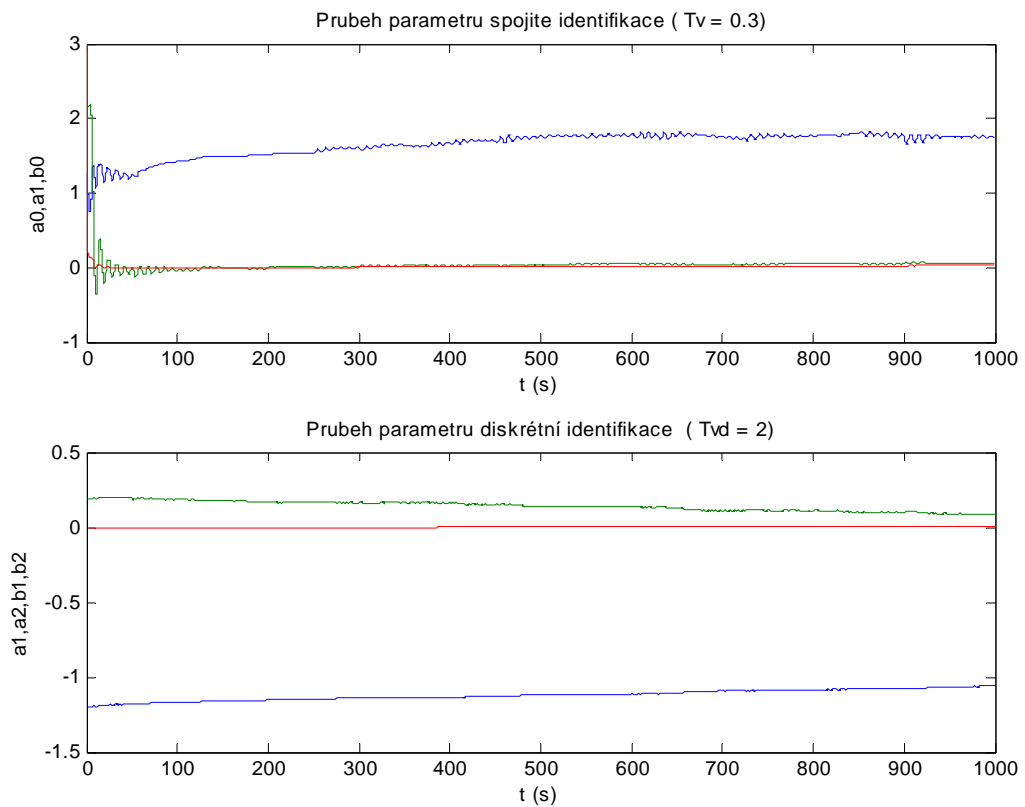
Abychom získali parametry soustavy pro řízení regulátory s pevně nastavenými parametry byla soustava průběžně identifikována při odezvě na náhodný signál.

Parametry soustavy byly získány na základě výše uvedených metod. Frekvence vstupního signálu byla sice volena náhodně, ale tak, aby soustava stačila na změny nějak reagovat. Jako příklad je uvedena identifikace při frekvenci vstupního signálu $T = 25$ s. Identifikované parametry jak spojitěho tak diskrétního systému jsou na Obr. 13. Čili parametry byly získány při následujících podmínkách:

Frekvence vzorkování spojitě identifikace: $T_v = 0,3$ s

Frekvence vzorkování diskrétní identifikace: $T_{vd} = 2$ s

Frekvence vstupního signálu : $T = 25$ s



Obr. 13 Průběh parametrů spojité a diskrétní identifikace

Z uvedených grafů byly zvoleny parametry pro některé regulátory s pevně nastavenými parametry. Hodnoty těchto parametrů jsou (za ustálené hodnoty byly považovány hodnoty posledního kroku identifikace, čili v čase $t = 1000$ s.):

Spojité parametry: $a1 = 1.7416$ $a0 = 0.0643$ $b0 = 0.0305$

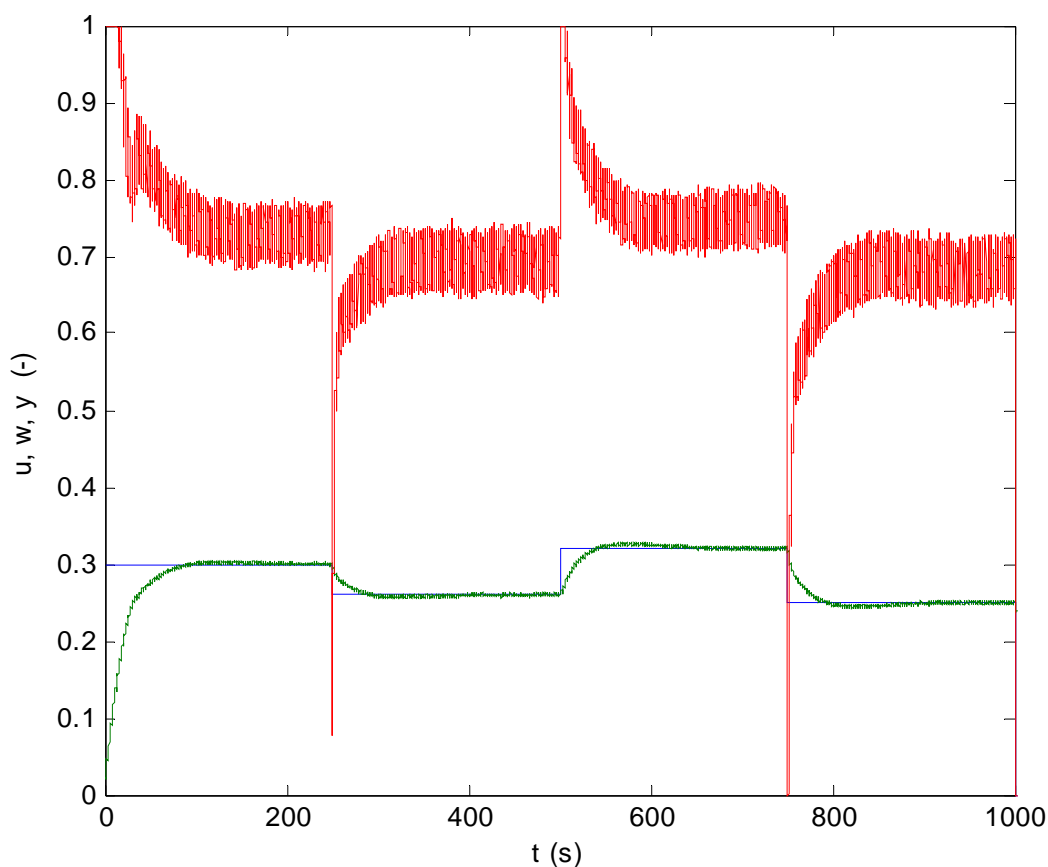
Diskrétní parametry: $a1 = -1.0596$ $a2 = 0.0849$ $b1 = 0.0026$ $b2 = 0.0101$

4.3 Řízení výšky hladiny zásobníku pomocí regulátorů s pevně nastavenými parametry

V této kapitole budou vzhledem k omezenému rozsahu práce uvedeny pouze výsledky několika experimentů regulace na žádanou veličinu ve tvaru skokových funkcí.

4.3.1 Řízení spojitými regulátory

Zde jsou uvedeny dva průběhy. První je řízení regulátorem **1S1**, přičemž perioda výpočtu akčního zásahu byla $T_v = 0.1$ s a perioda aktualizací vstupů a výstupů byla taktéž $T = 0.1$ s. Kořeny char. polynomu $m = [-0.02 \ -1 \ -1 \ -0.07]$



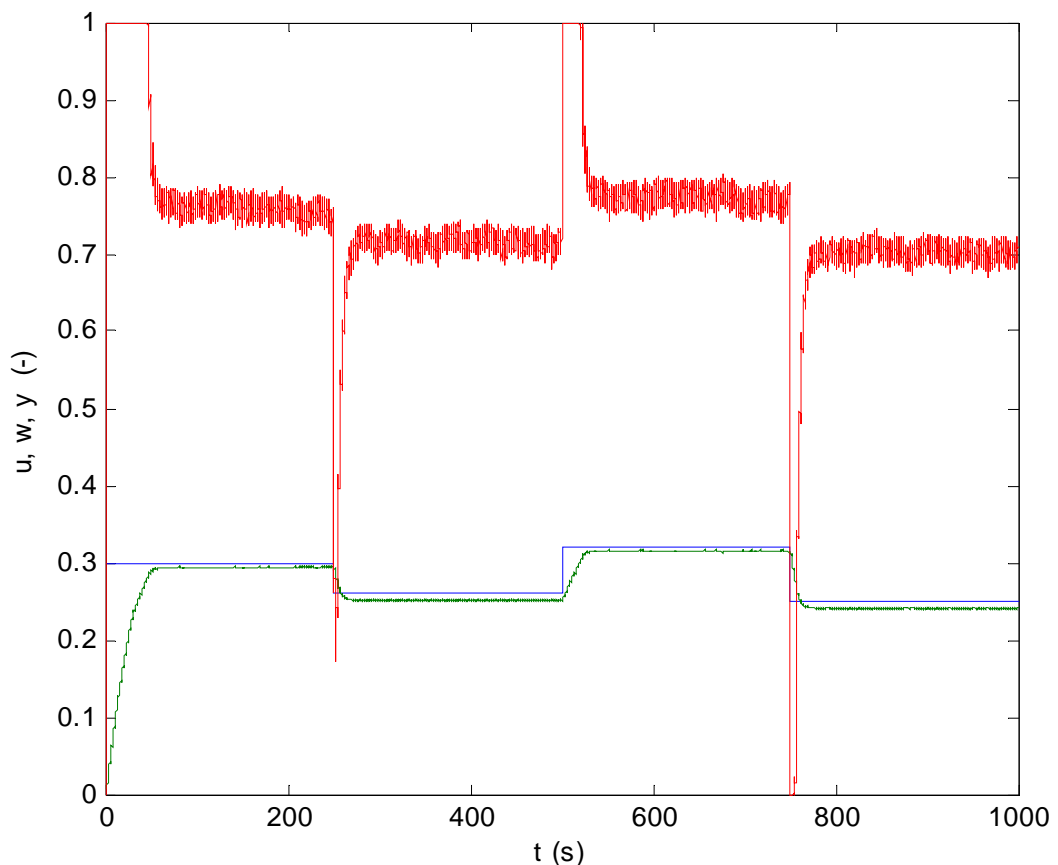
Obr. 14 Průběh regulace regulátorem 1S1

Jak je vidět, lze dosáhnout sledování žádané veličiny téměř bez překmitů, ale problém byl v nalezení hodnot kořenů tak, aby nebyl akční zásah tak rozkmitán při

zachování podobného průběhu žádané veličiny. Tento problém se ještě více projevil u adaptivních regulátorů.

Druhý průběh ukazuje řízení pomocí regulátoru **2S1**, jehož nastavení bylo:

$$T_v = 0,02 \text{ s}; T = 0,01 \text{ s}; m = [-0.5 \ -1 \ -1];$$



Obr. 15 Průběh regulace regulátorem 2S1

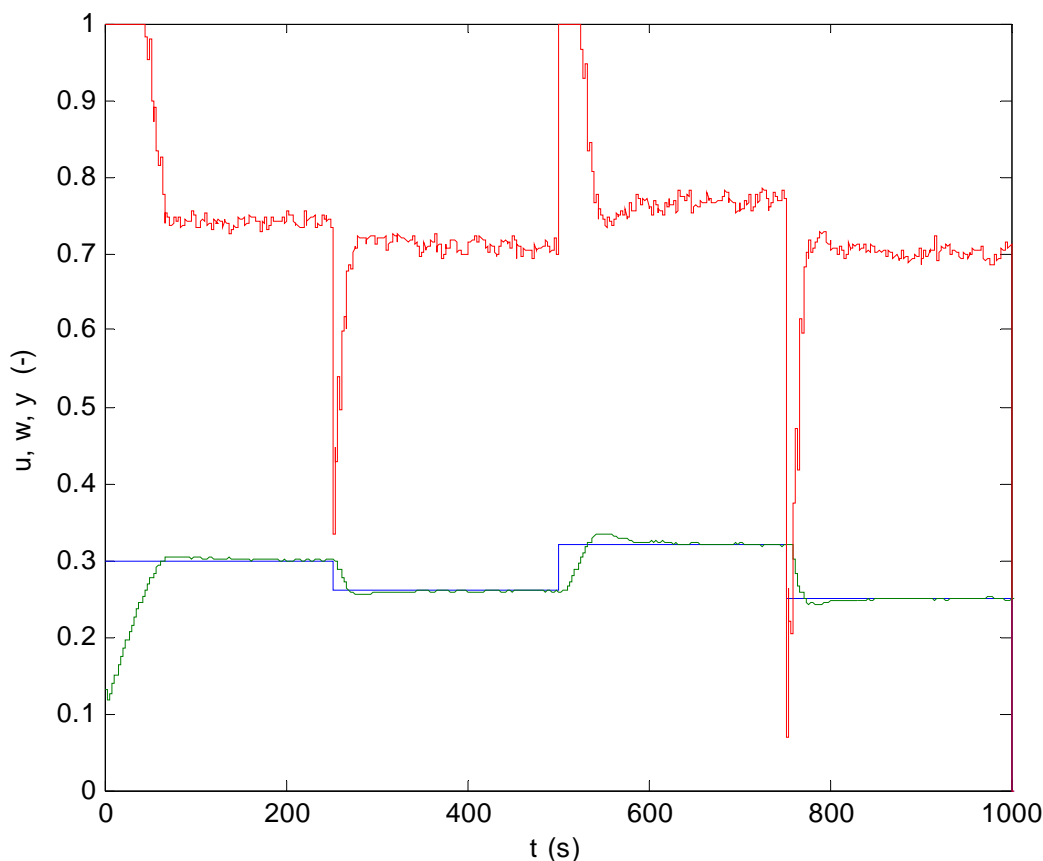
Zde je vidět, že se podařilo nalézt kořeny charakteristického polynomu tak, že akční zásah je méně rozkmitán, ale za cenu trvalé regulační odchylky.

4.3.2 Řízení diskrétními regulátory

Byl použit regulátor **1D1**. Průběh řízení vyšel dle očekávání, jsou patrné mírné překmity.

Nastavení regulátoru: Perioda vzorkování $T_{vd} = 2 \text{ s}$, $\omega = 0.029$, $\xi = 1$

(frekvence aktualizací vstupů a výstupů byla u diskrétních regulátorů shodná s periodou vzorkování)



Obr. 16 Průběh regulace regulátorem 1D1

4.4 Řízení výšky hladiny zásobníku pomocí spojitých adaptivních regulátorů

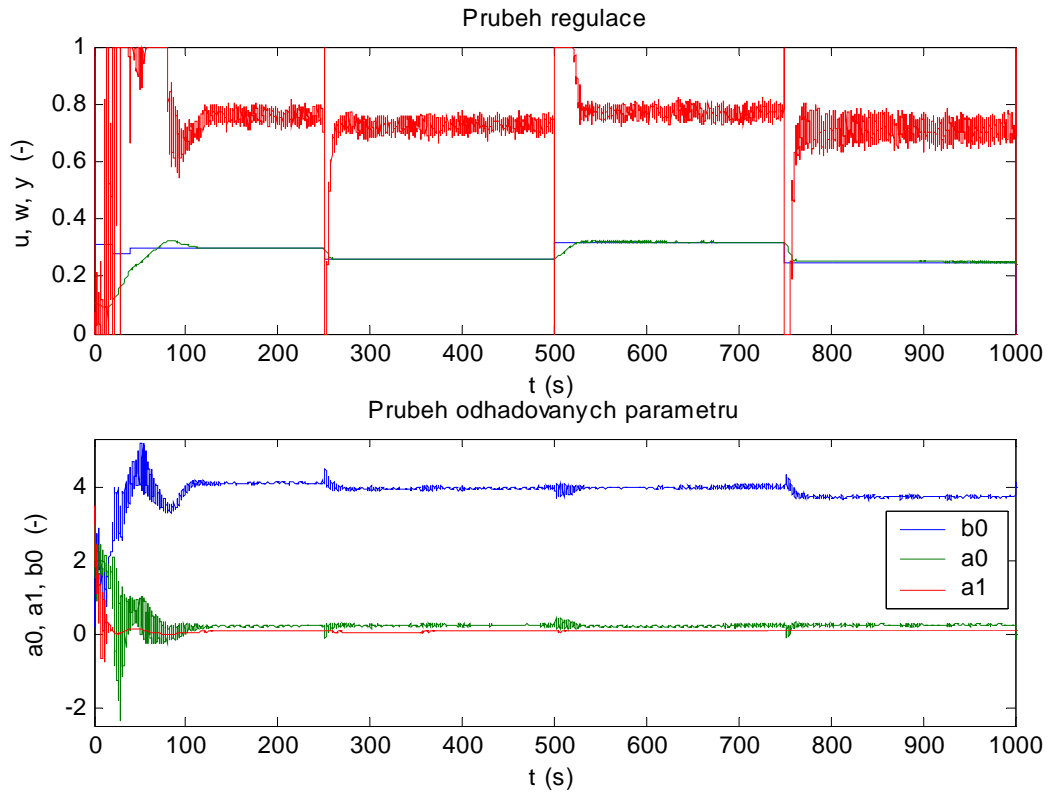
Jelikož bylo hlavním cílem této práce řídit výšku hladiny spojitými adaptivními regulátory, bude této části věnována větší pozornost.

4.4.1 Řízení spojitými regulátory pro skokový referenční signál

Jako první je uveden průběh regulace adaptivním regulátorem **1S1**. Jak bylo uvedeno v předchozí kapitole, nastavit regulátor tak, aby průběh akční veličiny nebyl moc rozkmitán a zároveň aby bylo dosaženo uspokojivého průběhu regulované veličiny nebylo

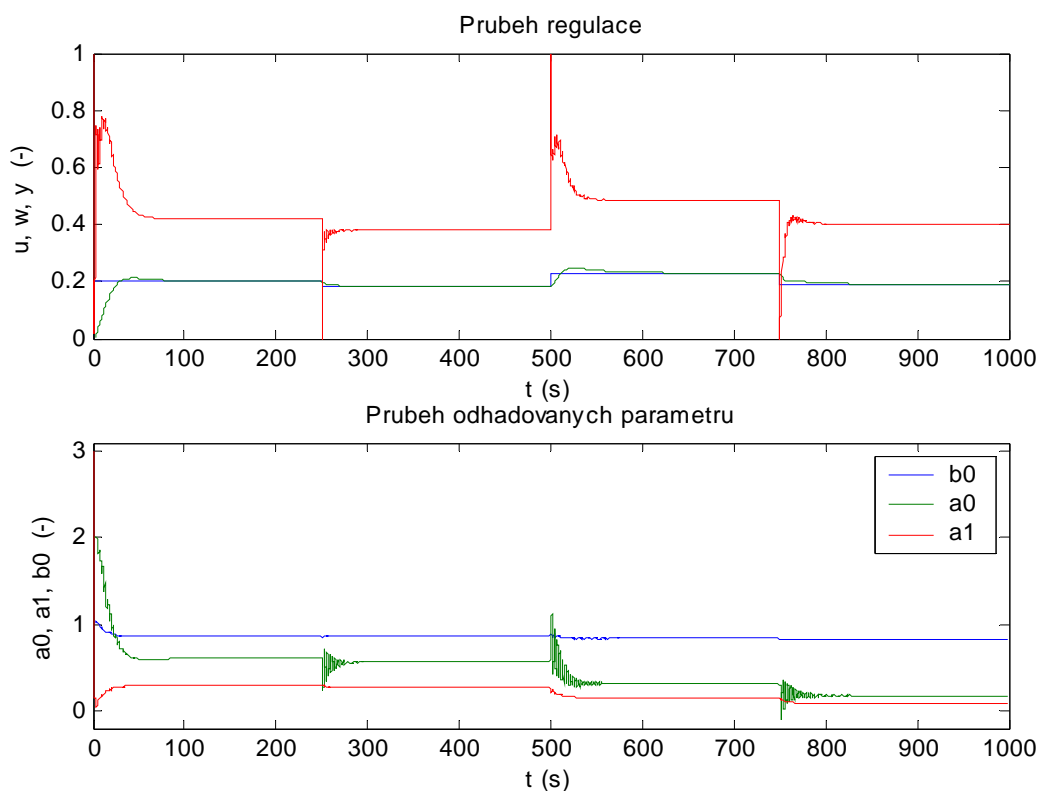
snadné. A to i přesto, že byly parametry hledány nejprve při simulaci v MATLABu, kde byla řízena soustava získaná identifikací.

Parametry při regulaci: $T_v = 0,03$ s; $T = 0,01$ s; $m = [-1 \ -0.005 \ -10 \ -2]$;



Obr. 17 Průběh regulace reálné soustavy adaptivním regulátorem IS1

Na následujícím obrázku je uveden simulační průběh při použití stejného regulátoru, kdy byla simulována výše uvedená soustava získaná na základě identifikace.

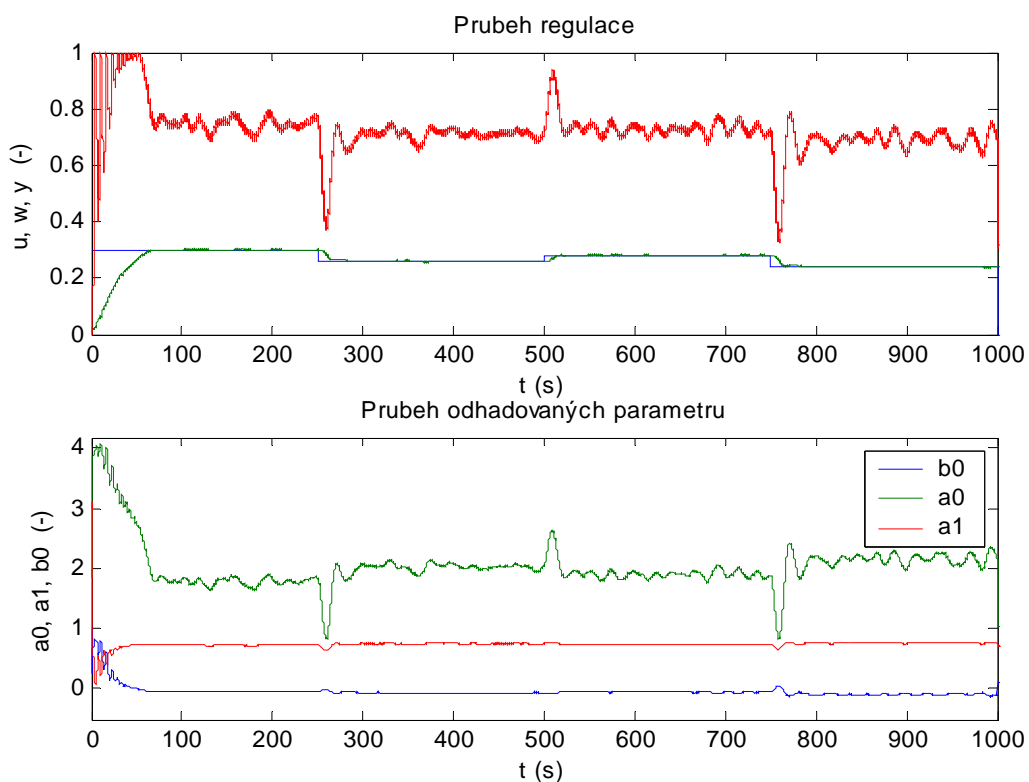


Obr. 18 Průběh simulace řízení regulátorem 1S1

Jak je vidět, průběh simulace celkem koresponduje s řízením reálného systému. Tento výsledek je ale spíše výjimka, u většiny experimentů byly výsledky simulace a reálného řízení odlišné.

Další zde uvedený regulátor je **2S1**. Obecně lze říci, že nastavení spojitých regulátorů založených na 2DOF konfiguraci bylo snadnější (menší počet pólů char. pol.). Průběhy získané těmito regulátory byly kvalitnější.

Podmínky při řízení: $T_v = 0,1$ s; $T = 0,01$ s; $m = [-1.6 \ -0.09 \ -6]$;

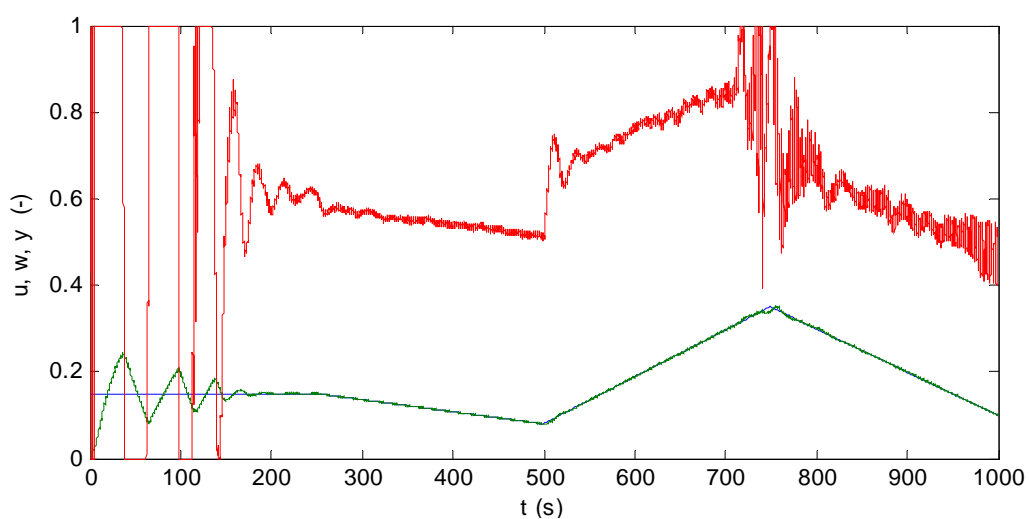


Obr. 19 Průběh regulace regulátorem 2S1

4.4.2 Řízení spojitými regulátory pro referenční signál ve formě rampy

První průběh je získán regulátorem 1S2. Regulátory založené na 1DOF konfiguraci nedosahovaly u těchto signálů (rampa, sinus) tak dobrých výsledků, jako u regulace na skokovou funkci. Průběh výstupní veličiny byl vždy s překmity, průběh akčního zásahu měl stejný průběh jaký lze vidět na Obr. 20, po jistém ustálení, kdy průběh vypadal vcelku dobře, se akční zásah rozkmital. A to téměř vždy na stejném místě, a to při změně z rostoucího průběhu na klesající.

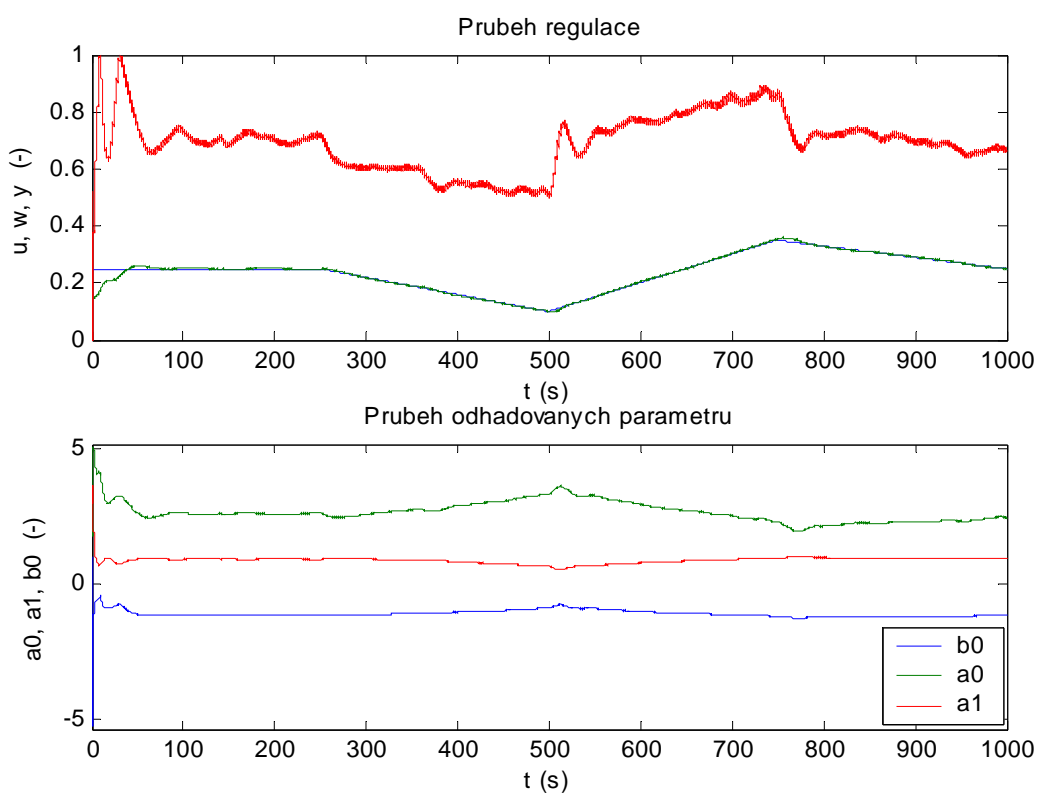
Nastavení regulátoru: $T_v = 0.01$ s; $T = 0.01$ s; $m = [-5 \ -0.01 \ -1 \ -1 \ -1]$;



Obr. 20 Průběh regulace regulátorem 1S2

Další průběh ukazuje regulaci pomocí regulátoru 2S2 a jak lze vidět, průběh je opět kvalitnější než u předchozího regulátoru.

Nastavení regulátoru: $T_v = 0.01$ s; $T = 0.01$ s; $m = [-5 \ -0.95 \ -0.08]$;

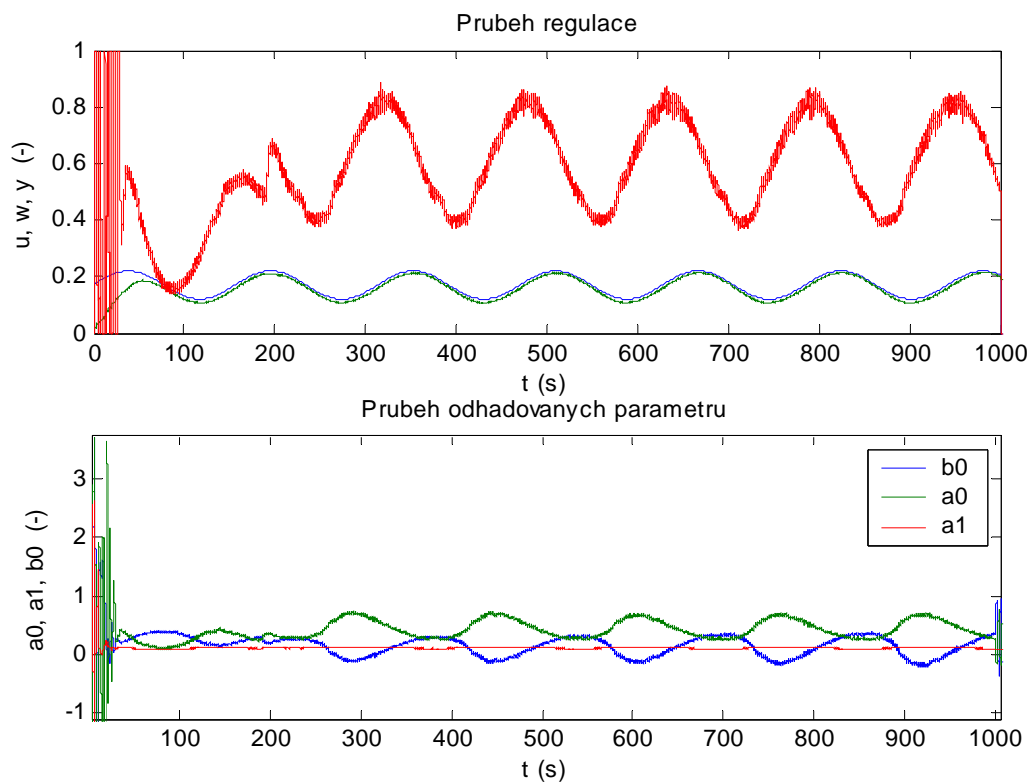


Obr. 21 Průběh regulace regulátorem 2S2

4.4.3 Řízení spojitými regulátory pro sinusový referenční signál

Nejllepších výsledků při regulaci sinusového referenčního signálu dosáhl regulátor **2S3**. Průběh regulace je uveden na Obr. 22.

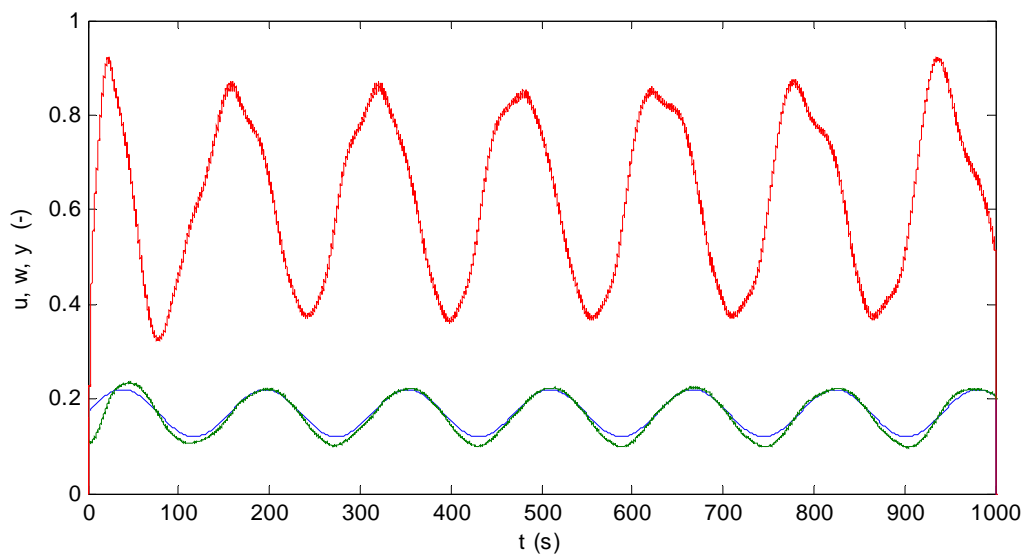
Nastavení regulátoru: $T_v = 0.01$ s; $T = 0.01$ s; $m = [-0.55 \ -0.06 \ -2]$; $\omega_s = 0.04$



Obr. 22 Průběh regulace pomocí regulátoru **2S3**

Další průběh ukazuje regulaci stejným regulátorem, ale při jiném nastavení. Sledování žádané veličiny není v tomto případě tak kvalitní jako v předchozím případě, ale průběh akčního zásahu je oproti tomu velmi klidný. (Možná stojí za poznámku jak nepatrná změna jednoho ze tří parametrů stačí k tomu, aby průběh vypadal zcela jinak)

Nastavení regulátoru: $T_v = 0.01$ s; $T = 0.01$ s; $m = [-0.55 \ -0.08 \ -2]$; $\omega_s = 0.04$



Obr. 23 Průběh regulace regulátorem 2S3

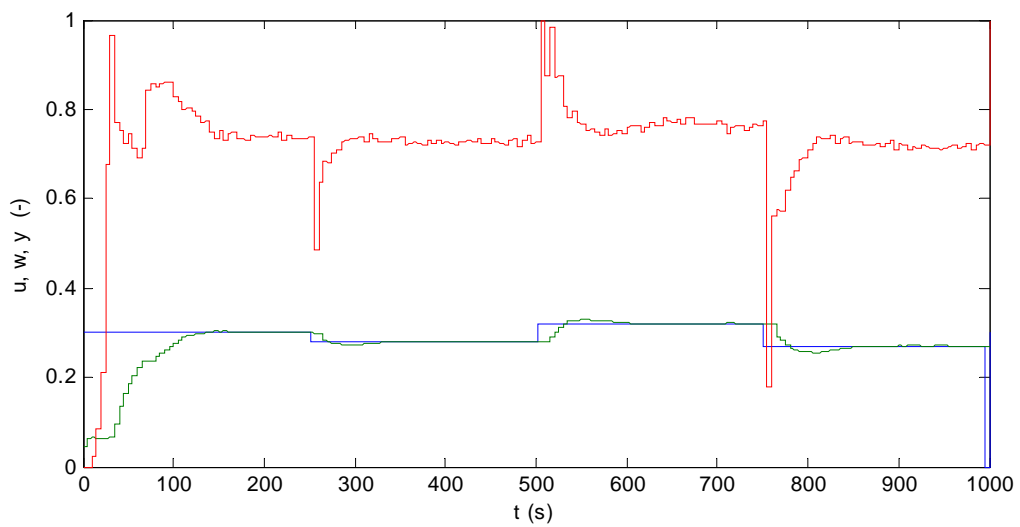
4.5 Řízení výšky hladiny zásobníku diskrétními adaptivními regulátory

Jelikož se řízení diskrétními adaptivními regulátory v praxi často užívá, nebude tomuto řízení věnováno tolik pozornosti jako u řízení spojitého. Uvedeno bude jen několik málo průběhů pro porovnání.

4.5.1 Řízení diskrétními regulátory – referenční signál ve formě skoku

Pro porovnání 1DOF konfigurací byl vybrán regulátor **1D1**. Sledování žádané veličiny probíhá, podobně jako u spojitých, s malými překmity.

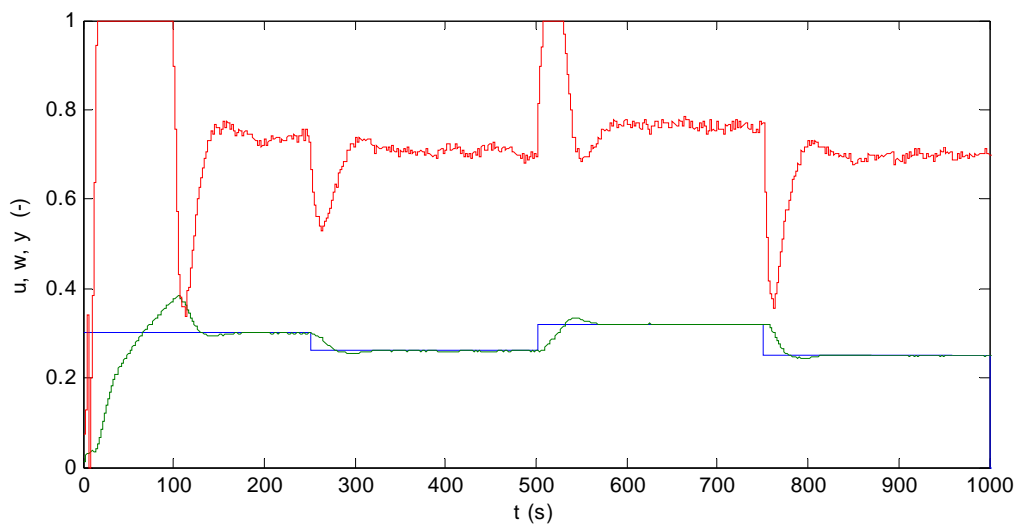
Nastavení regulátoru: $T_{vd} = T = 5$ s; $\xi = 1$; $\omega = 0.06$;



Obr. 24 Průběh regulace pomocí regulátoru 1D1

Pro porovnání 2DOF konfigurací je uvedeno řízení regulátorem **2D1**, řízení pomocí regulátoru 2D2 dosahovalo podobných výsledků.

Podmínky při řízení: $T_{vd} = T = 2$ s; $\xi = 1$; $\omega = 0.15$;

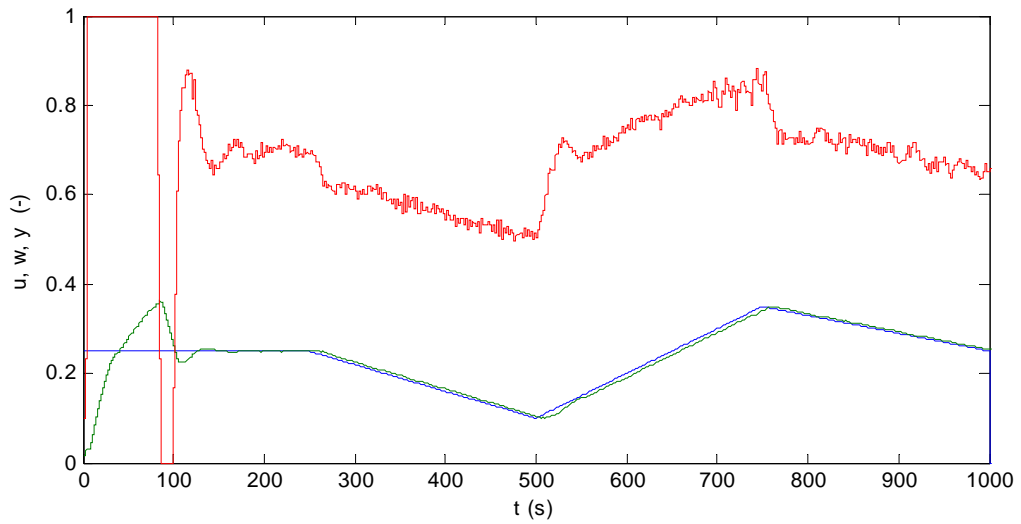


Obr. 25 Průběh regulace regulátorem 2D1

4.5.2 Řízení diskrétními regulátory – referenční signál ve formě rampy

Jako příklad řízení na referenční signál ve formě rampy byl vybrán regulátor 2D2, ale i zde byly výsledky diskrétních regulátorů podobné.

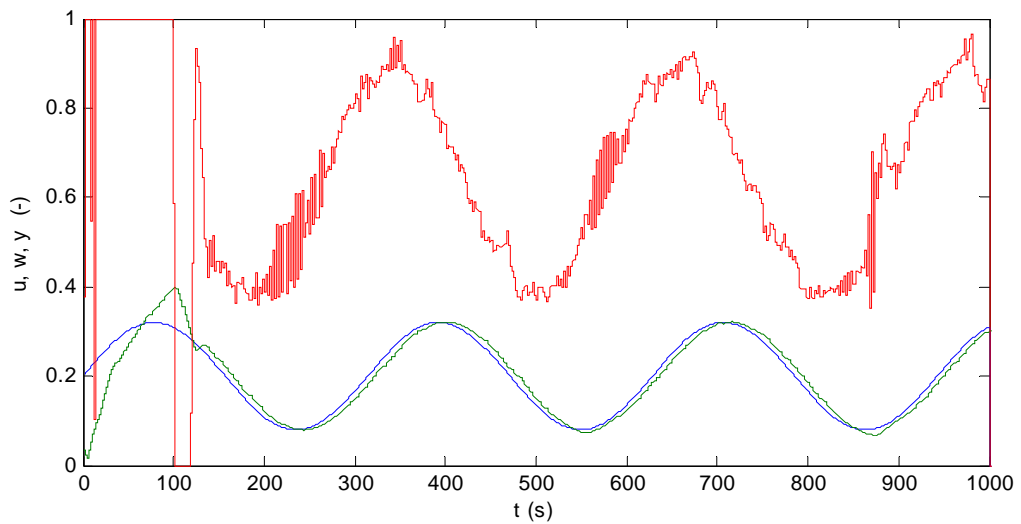
Nastavení regulátoru: $T_{vd} = T = 2$ s; $\xi = 1$; $\omega = 0.001$; $\alpha = 0.4$



Obr. 26 Průběh řízení pomocí regulátoru 2D2

4.5.3 Řízení diskrétními regulátory – sinusový referenční signál

Zde je uveden průběh řízení regulátorem 2D1. Jako v předchozím případě je



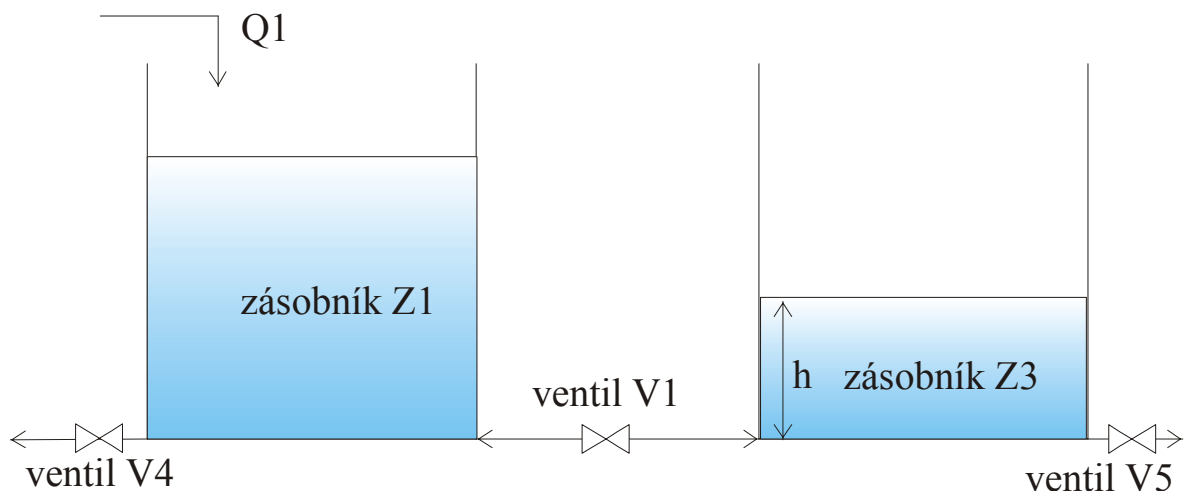
Obr. 27 Diskrétní regulace sinusového průběhu

5 SOUSTAVA DVOU ZÁSOBNÍKŮ

5.1 Popis soustavy

Tuto soustavu tvořil zásobník Z1 a zásobník Z3. Tyto zásobníky byly propojeny potrubím s ventilem V1, který byl otevřen naplno. Každý zásobník měl svůj odtok. Odtok ze zásobníku Z1 byl ovládán ventilem V4, jenž byl nastaven na hodnotu -0.1492 . Odtok ze zásobníku Z3 byl řízen ventilem V2, který byl nastaven na hodnotu -0.0178 . Jako u předchozí soustavy byl přítok v zásobníku Z1. Schéma soustavy je na Obr. 28.

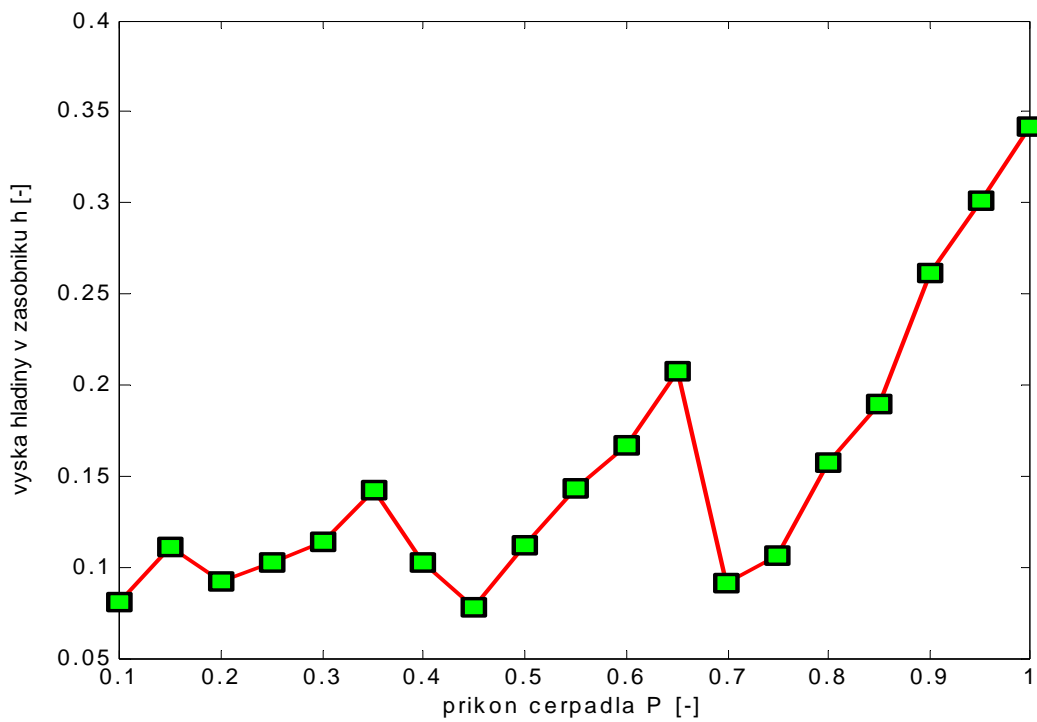
Úkolem bylo řídit výšku hladiny h ve druhém zásobníku.



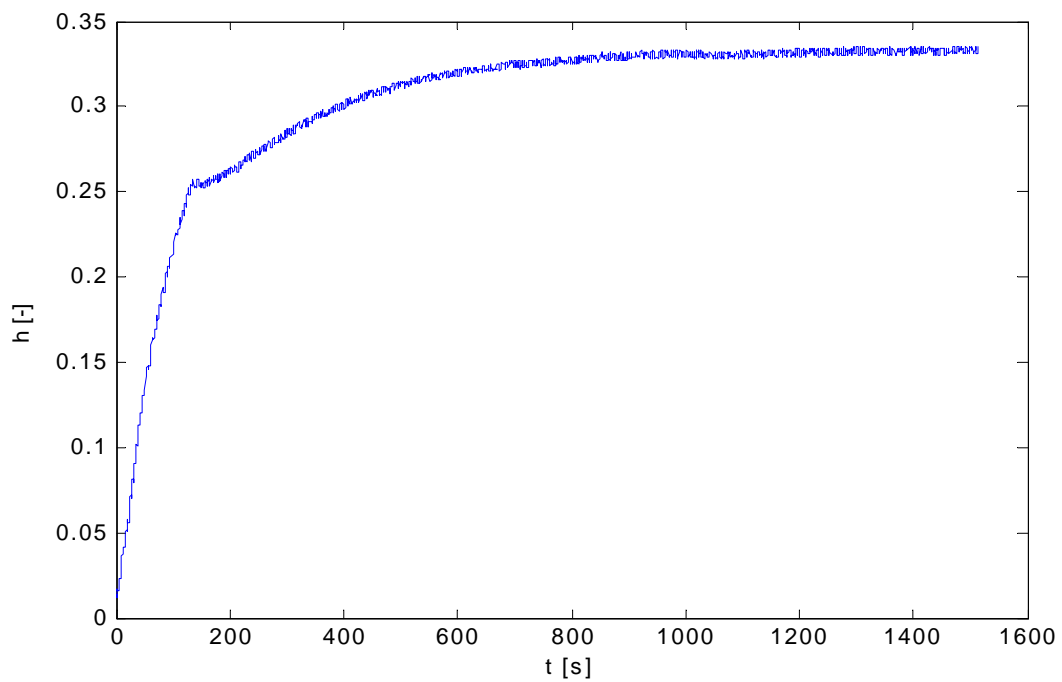
Obr. 28 Schéma modelu dvou zásobníků

Pro získání vlastností soustavy byla opět změřena statická a přechodová charakteristika (na Obr. 29 a Obr. 30).

Z průběhů těchto charakteristik jde vidět, že tato soustava obsahuje více nelinearit než předchozí soustava s jedním zásobníkem. Tato soustava byla zjevně pomalejší, čili měla větší časovou konstantu. Tento fakt, a i to, že první válec působil jako člen s určitou kapacitou, značně ovlivňoval zejména adaptivní řízení.



Obr. 29 Statická charakteristika modelu dvou zásobníků



Obr. 30 Přechodová charakteristika soustavy dvou zásobníků

5.2 Identifikace soustavy

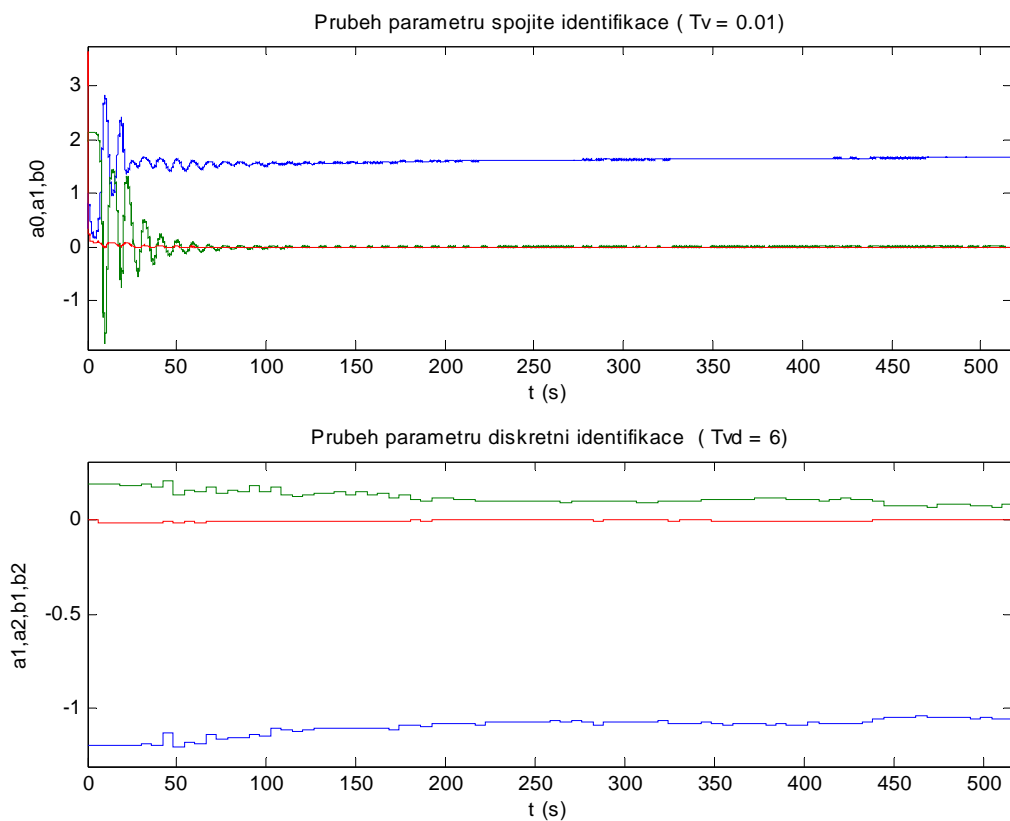
Soustava byla opět buzena náhodným signálem, pro nějž byla, po několika experimentech, zvolena jako vhodná frekvence $T = 8$ s.

Průběhy identifikace parametrů jsou na Obr. 31. Tyto parametry byly získány při následujících podmínkách:

Frekvence vzorkování spojité identifikace: $T_v = 0,01$ s

Frekvence vzorkování diskrétní identifikace: $T_{vd} = 2$ s

Frekvence vstupního signálu : $T = 8$ s



Obr. 31 Identifikované parametry soustavy se dvěma válci

Z uvedených grafů byly zvoleny parametry pro regulátory s pevně nastavenými parametry. Hodnoty těchto parametrů jsou:

Spojité parametry: $a_1 = 1.6687$ $a_0 = 0.070$ $b_0 = 0.0035$

Diskrétní parametry: $a_1 = -1.0630$ $a_2 = 0.0874$ $b_1 = -0.0010$ $b_2 = 0.0124$

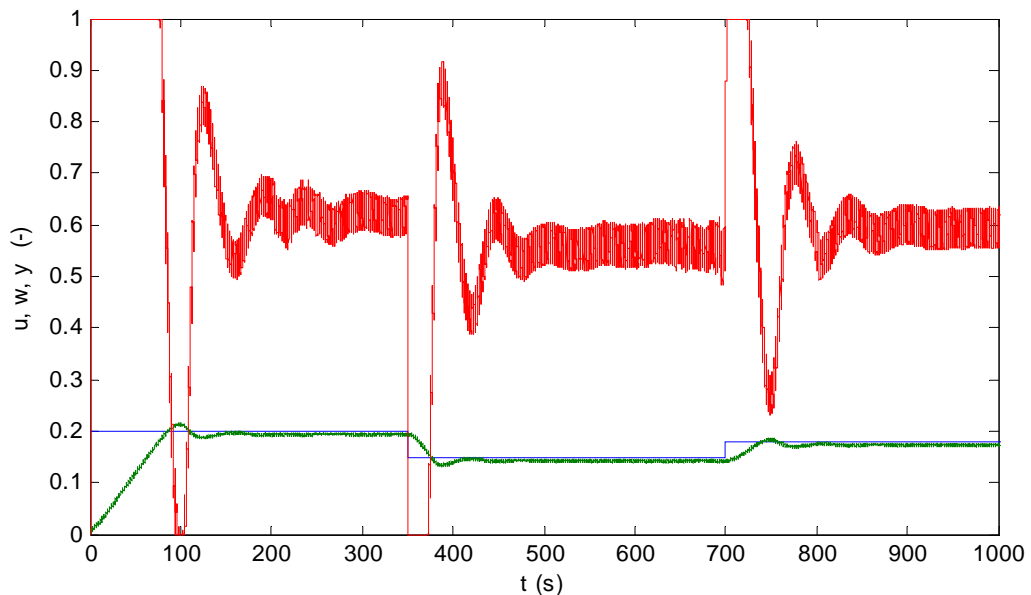
5.3 Regulace výšky hladiny pomocí regulátorů s pevně nastavenými parametry

V této kapitole budou uvedeny průběhy pouze pro skokovou funkci, a to hlavně z důvodů omezení rozsahu práce.

5.3.1 Spojité regulátory

První ukázka je řízení pomocí regulátoru **2S1**, nastavení těchto regulátorů nebylo složité. Celkem snadno byly nalezeny parametry tak, aby kvalita regulace byla uspokojivá.

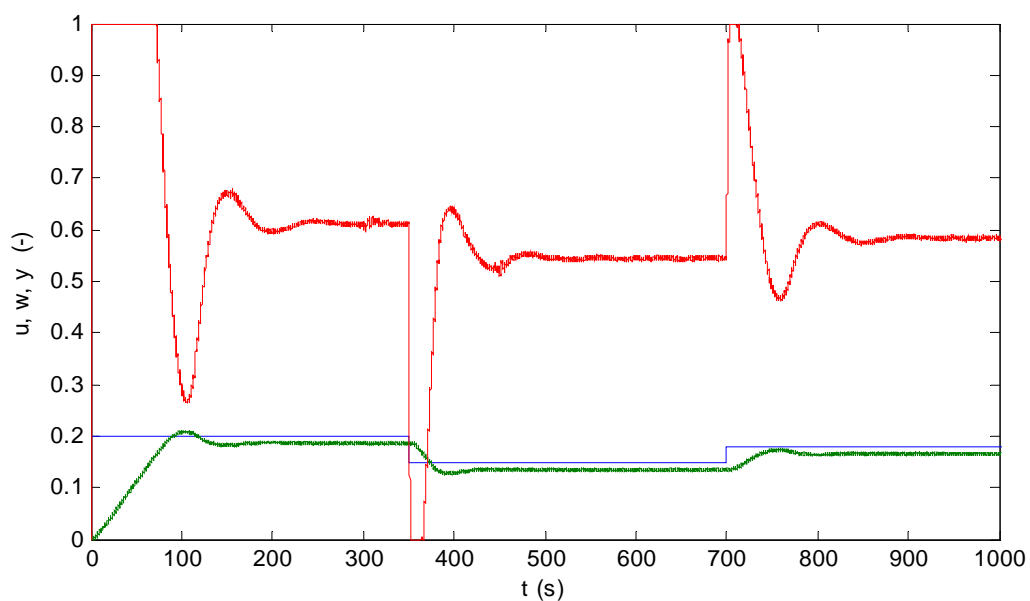
Nastavení regulátoru: $T_v = 0.01$ s; $T = 0.01$ s; $m = [-0.09 \ -0.7 \ -1.68]$;



Obr. 32 Řízení soustavy dvou zásobníků pomocí regulátoru **2S1**

U dalšího průběhu stejného regulátoru byly nastaveny parametry tak, aby akční zásah tolik nekmital, ovšem za cenu trvalé regulační odchylky.

Nastavení regulátoru: $T_v = 0.01$ s; $T = 0.01$ s; $m = [-0.55 \ -0.08 \ -2]$;

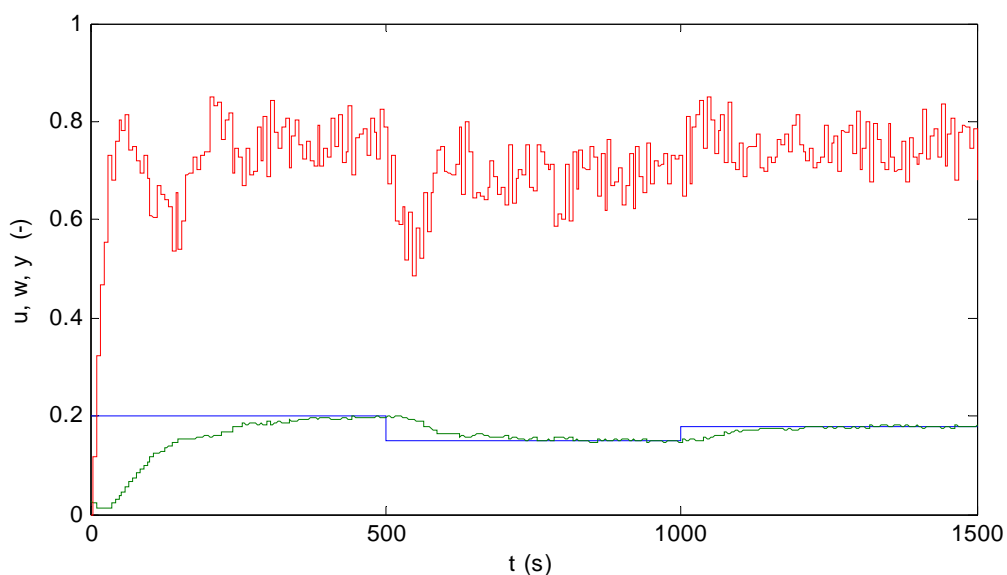


Obr. 33 Řízení soustavy dvou zásobníků regulátorem 2S1

5.3.2 Diskrétní regulátory

Jako ukázka diskrétního regulátoru s pevně nastavenými parametry byl vybrán regulátor 2D1. Jak lze vidět i diskrétní regulátory bylo možno nastavit poměrně slušně.

Nastavení regulátoru: $T_{vd} = 6$ s; $\omega = 0.019$; $\xi = 1$



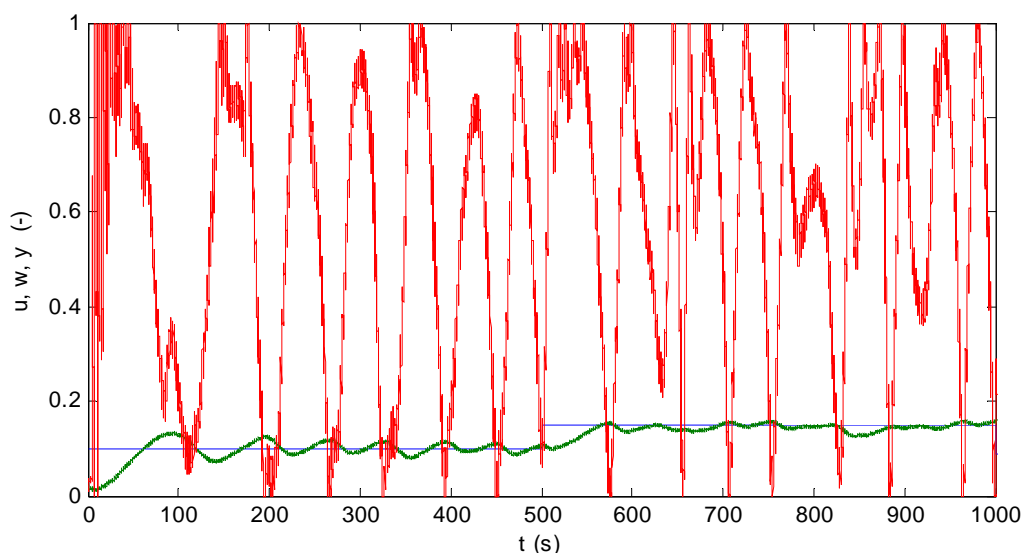
Obr. 34 Regulace regulátorem 2D1

5.4 Řízení výšky hladiny spojitými adaptivními regulátory

Nalezení vhodné kombinace parametrů regulátoru bylo obtížnější než u první soustavy tvořené jedním válcem. Regulace soustavy se dvěma válci spojitými regulátory bylo obtížné. Problém byl v tom, že při většině experimentech byla identifikována nestabilní soustava. Ale i přesto šlo najít parametry tak, aby regulace probíhala slušně. Tento problém byl už i u regulace prvního válce, ale nevyskytoval se tak často.

První ukázka je regulace regulátorem **1S1**, u regulátorů založených na 1DOF konfiguraci byly průběhy značně rozkmitány.

Nastavení regulátoru: $T_v = 0.01$ s; $T = 0.01$ s; $m = [-1 \ -0.8 \ -0.1 \ -3]$;

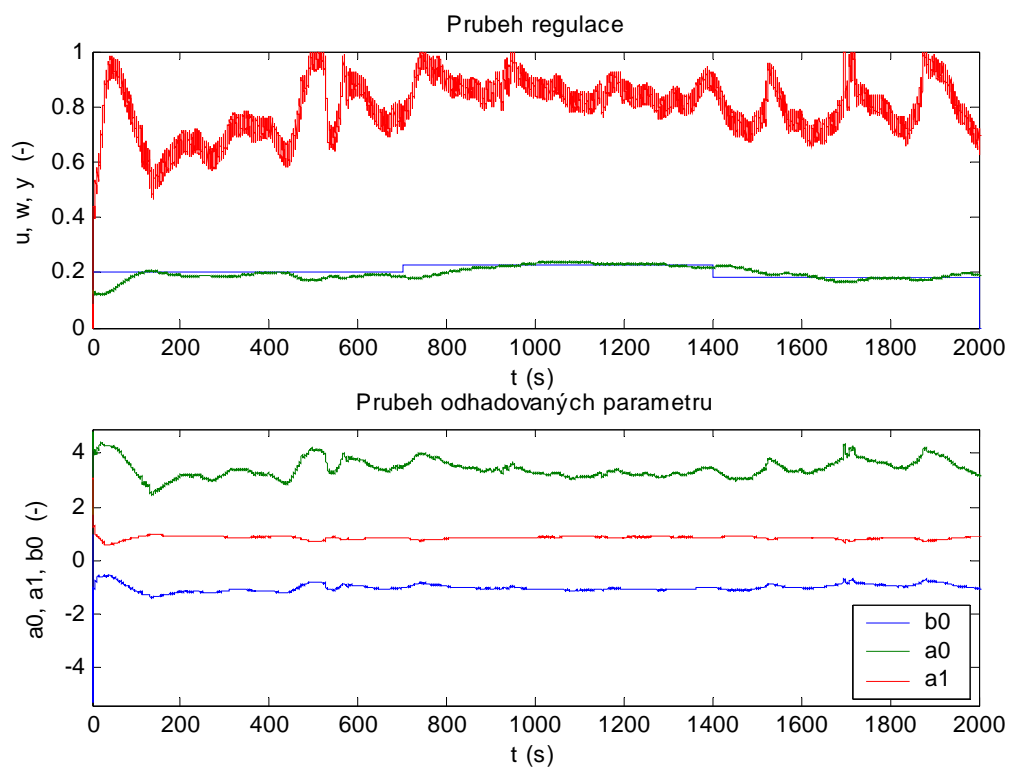


Obr. 35 Regulace regulátorem 1S1

Je vidět, že výstupní veličina má snahu se ustálit, ale nepodařilo se najít parametry tak, aby nebyl akční zásah tak rozkmitán.

Další uvedený průběh regulace regulátorem 2S1. Jsou uvedeny i identifikované parametry, kde lze vidět, že jeden z parametrů je neustále záporný. A přesto regulace probíhá celkem slušně.

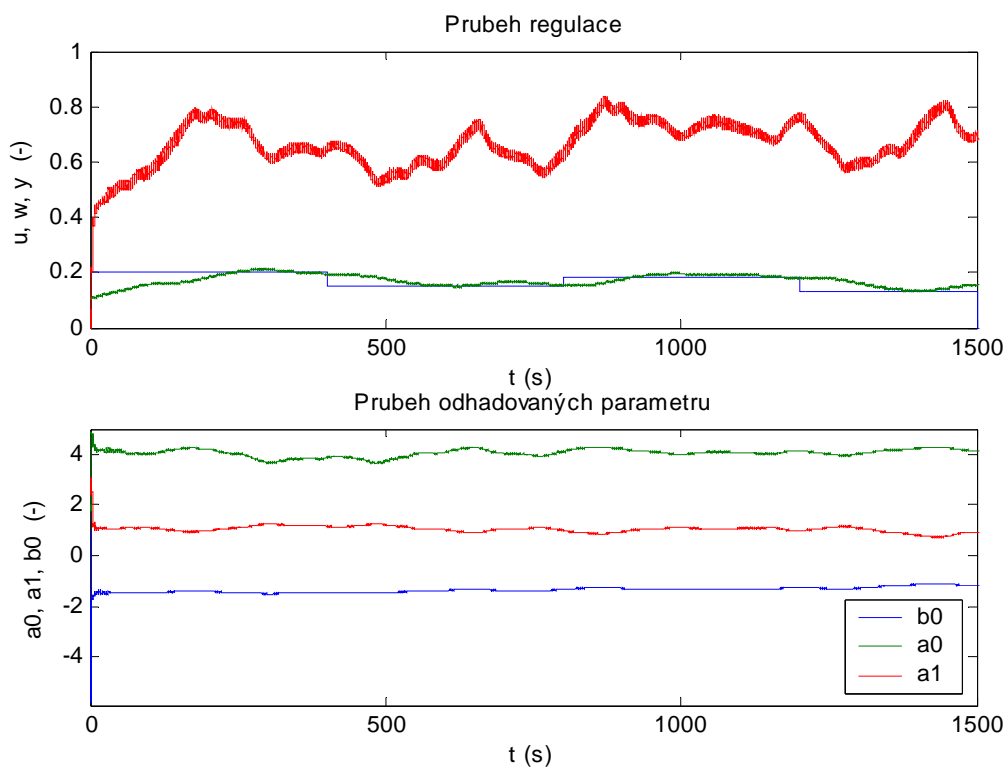
Nastavení regulátoru: $T_v = 0.02$ s; $T = 0.01$ s; $m = [-1 \ -0.0085 \ -5]$;



Obr. 36 Průběh regulace a parametrů regulátoru 2S1

Další průběh ukazuje stejný regulátor, ale s jiným nastavením.

Nastavení regulátoru: $T_v = 0.01$ s; $T = 0.01$ s; $m = [-1.1 \ -0.008 \ -1.68]$;

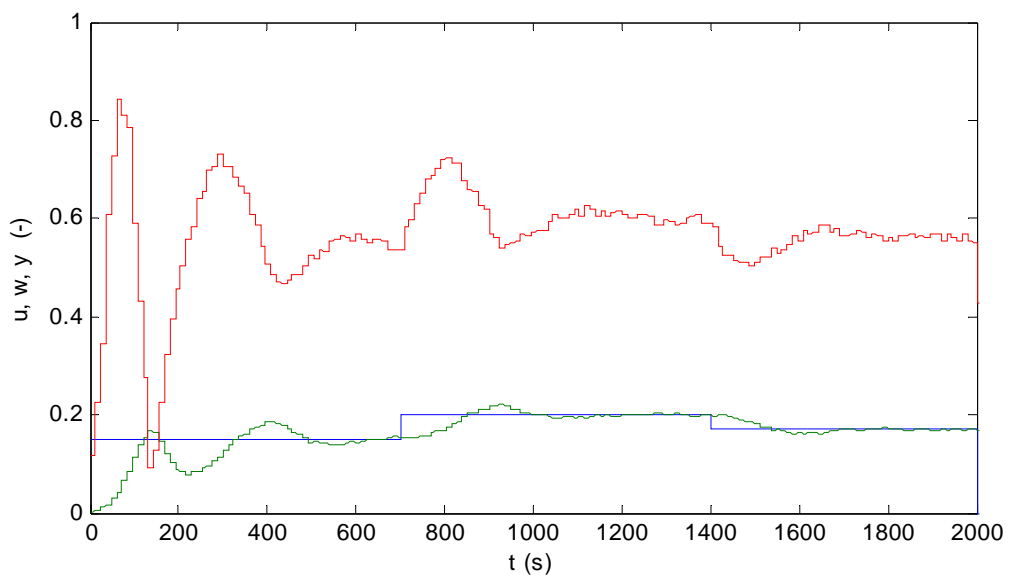


Obr. 37 Průběh regulace regulátorem 2S1

5.5 Řízení výšky hladiny diskrétními adaptivními regulátory

První průběh byl získán regulátorem **2D1**. Lze vidět, že regulace probíhá vcelku dobře, možná by bylo vhodné zvolit (vzhledem k pomalé dynamice systému) ještě delší časové intervaly mezi jednotlivými skoky.

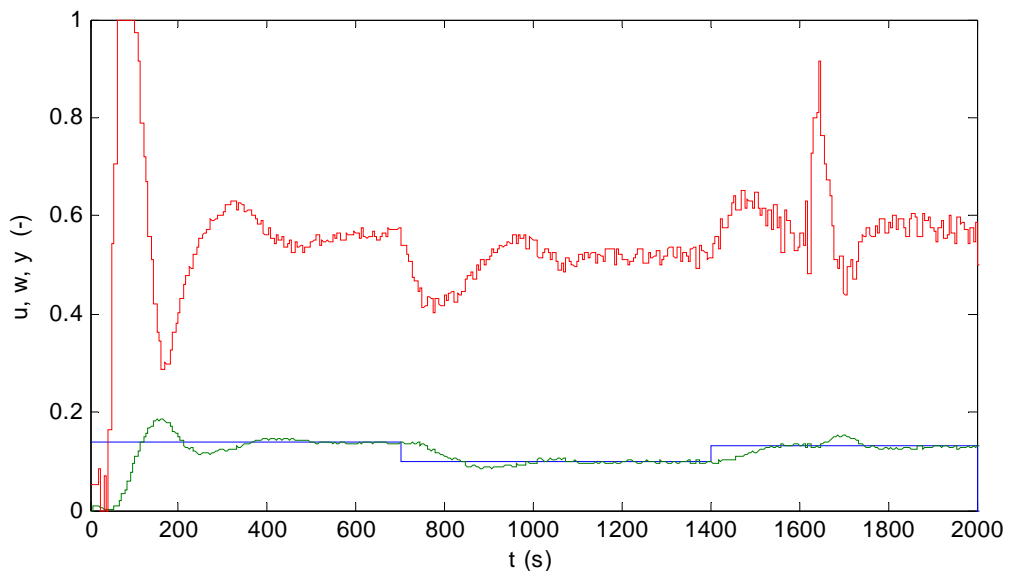
Nastavení regulátoru: $T_{vd} = 12$ s; $\omega = 0.023$; $\xi = 1$



Obr. 38 Průběh regulace regulátorem **2D1** s $T_{vd}=12$ s

Další průběh ukazuje stejný regulátor, ale při jiné periodě vzorkování. Regulace opět probíhá vcelku slušně.

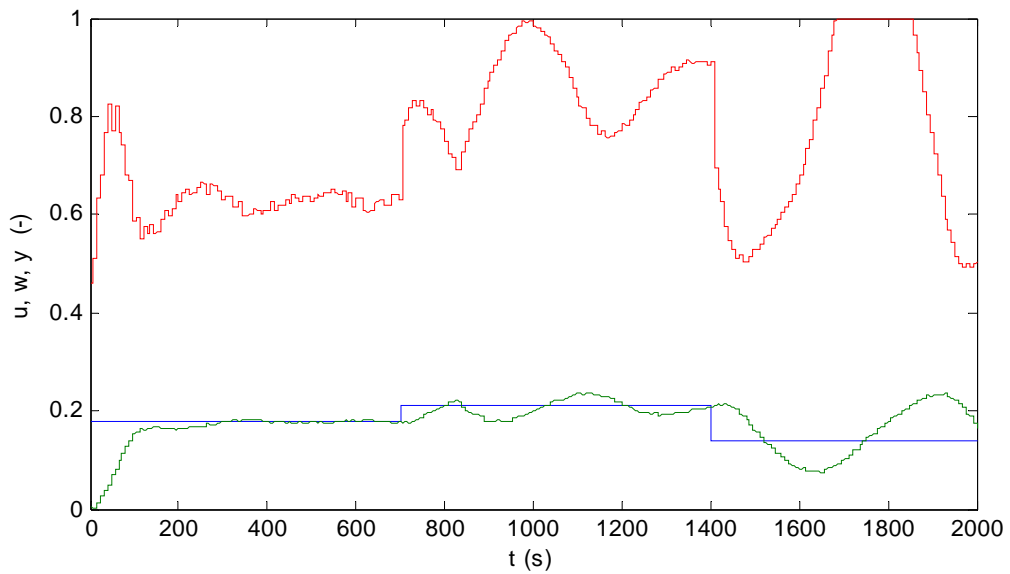
Nastavení regulátoru: $T_{vd} = 12$ s; $\omega = 0.023$; $\xi = 1$



Obr. 39 Průběh regulace regulátorem **2D1** s $T_{vd} = 6$ s

Dále je uveden regulátor **1D1**, tento regulátor již měl problémy s regulací jak je vidět na uvedeném průběhu.

Nastavení regulátoru: $T_{vd} = 12 \text{ s}$; $\omega = 0.023$; $\xi = 1$



*Obr. 40 Průběh regulace regulátorem **1D1***

Na Obr. 40 lze vidět, že zpočátku regulace probíhala dobře, ovšem při nárůstu na hodnotu 0,22 (druhý skok) se projevila nelinearita, kdy se zrychlil výtok z druhé nádrže, což systém rozkmitalo.

ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce bylo aplikovat spojitě adaptivní regulátory pro řízení výšky hladiny v soustavě spojených nádrží a porovnat tyto spojitě regulátory s regulátory diskrétními. Aplikace spojitých regulátorů vychází ze snahy o využití teorie spojitých regulátorů, která je základem oboru automatizace. V praxi se totiž v drtivé většině využívá regulátorů diskrétních, u kterých jsme však u systémů s rychlou dynamikou omezení hodnotou periody vzorkování, kdy při malých periodách vzorkování mají diskrétní modely nepříjemné numerické vlastnosti. Tento problém lze řešit využitím delta modelů.

Alternativním řešením je použití v této práci aplikované metody, kdy se průběžně identifikuje spojitý přenos řízeného objektu a syntéza regulátoru se vykonává ve spojitě oblasti. Tento přístup rovněž umožňuje využití velmi malých hodnot periody vzorkování. Tato hodnota je prakticky závislá je na vlastnostech a možnostech použitého hardware a software. Za jistou nevýhodu lze považovat použití diferenciálních filtrů, a to hlavně z hlediska požadavků na software, kde musí být možnost realizace diferenciální rovnice.

Realizace všech použitých regulátorů byla na základě polynomiální metody, přitom byla snaha o to, aby byla analogie mezi spojitými a diskrétními verzemi regulátorů. Pro návrh regulátorů byly tedy zvoleny dvě základní struktury regulačního obvodu, a to 1DOF a 2DOF.

Uvedené regulátory byly aplikovány nejdříve na poměrně jednoduchou soustavu, poté na soustavu složitější. Jak je patrné z uvedených průběhů, lze spojitými regulátory dosáhnout dobrých výsledků pro obě soustavy. Záměrem práce bylo ověření funkčnosti algoritmů na reálné soustavě, proto byla pro tuto úvodní fázi experimentů zvolena soustava s pomalejší dynamikou, která je snáze říditelná než rychlejší soustava s menšími časovými konstantami. V další fázi by bylo vhodné tyto algoritmy ověřit na mnohem rychlejších soustavách, kde by se naplno projevila jejich výhoda možnosti volby malé periody vzorkování.

Co se kvality regulace týká, jsou spojitě regulátory srovnatelné s diskrétními. Ovšem byly vyzorovány jisté nevýhody. Nastavování spojitých regulátorů bylo ve srovnání s diskrétními značně obtížné. Což bylo dáno tím, že u spojitých regulátorů bylo nutno zadávat více parametrů. Dále vliv těchto parametrů na průběh regulace byl hodně citlivý, stačila malá změna jednoho z parametrů a průběh byl zcela jiný. Správné nastavení

mělo také vliv na opakovatelnost výsledků, což bylo patrné hlavně u při regulaci složitější soustavy.

Jako nevýhoda spojitých samočinně se nastavujících regulátorů se jeví obtížnější experimentální nastavení parametrů (pólů a koeficientů filtrů). Uspokojivé kvality regulace bylo dosaženo po delším hledání vhodné kombinace těchto parametrů, zatímco pro diskrétní regulátory, kde parametrů není tolik není nastavení tak pracné. Hlavní výhodou je potom možnost volby rychlé periody vzorkování.

CONCLUSION

The major aim of this diploma work was the application of continuous-time controllers for liquid level control on three-tank-system and compared continuous-time controllers with discrete controllers. The application continuous-time controllers comes from endeavor to use continuous controllers theory, which is the base of automation. Normally, the discrete controllers are used in the majority of cases, but they have a problem with use fast sampling time, when the discrete models have at small periods bad numeric features.

This problem can be solved by using delta models. An alternative solution in this work is using applied method, where there is continuous identification of transfer function of controlled object and controller synthesis is realized in continuous domain. This method enables to use very small values of sampling time. This value depends on properties and possibilities of used hardware and software. In term of software requirements is a disadvantage to use differential filters. Such software has to be able to realize differential equations.

All used controllers are based on polynomial methods, and there was endeavor to create analogy between continuous and discrete controllers. There were chosen two basic structure of controller. The first was 1DOF and second was 2DOF.

These controllers were first applied on easy system, and then on more complicated system. The behaviors show, then continuous controllers can obtain good results on both systems.

The intention was the verification of utility of algorithms in real system, so in the first period of experiments it was chosen a slow dynamic system, which is easier to control then fast dynamic system with smaller time constants.

In the next phase it would be suitable to verificate these two algorithms in a very fast systems, where would be demonstrated their biggest advantage of option small sampling time.

Quality of continuous regulation is comparable with discrete ones, although there were found out some disadvantages. The setting of continuous controllers was very difficult in comparison with the discrete controllers. The reason was that the continuous controllers have more setting parameters. Parameter's influents on process was very

sensitive, a very small change of this parameters was enough to completely change the behavior. The correct adjustment had effect on repeatability of measurements, which was well shown on the second system. The disadvantage self-tuning continuous-time controllers were the difficult experimental setting parameters (poles and filter coefficients).

The satisfactory quality of regulation was attained after long searching of combination of these parameters, while the setting of discrete controllers wasn't so difficult, because they haven't got so many parameters. The head advantage is the possibility of chosen fast sampling time.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] Bobál, Bohm, Prokop, Fessl: Praktické aspekty samočinně se nastavujících regulátorů: algoritmy a implementace. VUTIUM, 1999.
- [2] Kulhavý, R.: Restricted exponential forgetting in real – time identification. AUTOMATICA, 23, 589 – 600, 1987.
- [3] Ortega, R. and Kelly, R.: PID self – tuners: Some theoretical and practical aspect, IEEE Trans. Ind. Electron., IE – 3, pp. 332 – 338, 1984.
- [4] Wahlberg, B.: On the Identification of Continuous – time Dynamical Systems, Report LiTH-ISY-I-0905, Linköping, 1990.
- [5] Hyniová, K.: Řídicí technika, Přednášky, ČVUT, Praha, ISBN 80-01-03368-6, 2006.
- [6] Prokop, R., Prokopová Z.: Teorie automatického řízení II pro bakalářské studium, VUT, Zlín, ISBN 80-214-1741-2, 2000.
- [7] Kučera, V.: Analysis and Design Of Discrete Linear Control Systems. Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1991
- [8] Prokop, R., Matušů, R., Prokopová, Z.: Teorie Automatického řízení – lineární spojité dynamické systémy, elektronický text, pracovní verze, FT UTB, 2005
- [9] Balátě, J.: Automatické řízení, BEN, Praha, ISBN 80-7300-020-2, 1.vydání, 2003

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

A	polynom jmenovatele přenosu regulované soustavy
B	polynom čitatele přenosu regulované soustavy
C	čtvercová kovarianční matice
D	polynom charakteristické rovnice uzavřeného regulačního obvodu
E	obraz regulační veličiny
F_w	polynom jmenovatele přenosu žádané veličiny
G_i	přenos: $i = S$ – soustavy, $i = R$ nebo Q - regulátorů
O	obraz počátečních podmínek
P	polynom jmenovatele přenosu regulátorů
Q	polynom čitatele přenosu regulátorů
R	polynom čitatele přenosu regulátorů
T	perioda signálu
T_v	perioda vzorkování spojité identifikace
T_{vd}	perioda vzorkování diskrétní identifikace
U	obraz akčního zásahu
U_f	obraz filtrovaného akčního zásahu
W	obraz žádané veličiny
Y	obraz výstupní veličiny
Y_f	obraz filtrované výstupní veličiny
Z	pomocná proměnná
$a_i, b_i, d_i, p_i, q_i, r_i$	parametry jednotlivých polynomů
deg	stupeň
e	regulační odchylka
\hat{e}	chyba predikce
e_s	náhodná, měření nepřístupná složka
k	krok výpočtu; pomocná proměnná
t_k	časové intervaly u spojité identifikace
u	akční veličina
u_f	filtrovaná akční veličina
w	žádaná veličina
y	výstupní veličina

y_f	filtrovaná výstupní veličina
α	parametr regulátoru
β	parametr regulátoru
ε	pomocný proměnná
ν	pomocný proměnná
ρ	pomocný proměnná
ϕ	vektor dat
$\hat{\Theta}$	vektor odhadu paramerů
φ	faktor směrového zapomínání
σ	operátor derivování
ω	kruhová frekvence; parametr regulátoru
$1DOF$	regulační obvod s jední stupněm volnosti
$2DOF$	regulační obvod s dvěma stupni volnosti

SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obr. 1</i> Blokové schéma regulačního obvodu s regulátorem založeným na 1DOF konfiguraci	11
<i>Obr. 2</i> Blokové schéma regulačního obvodu s regulátorem založeným na 2DOF konfiguraci	23
<i>Obr. 3</i> Blokové schéma regulačního obvodu s diskrétním regulátorem založeným na 2DOF konfiguraci	31
<i>Obr. 4</i> Princip použitého hybridního systému	37
<i>Obr. 5</i> Schéma modelu tří zásobníků	44
<i>Obr. 6</i> Reálný model DTS 200	45
<i>Obr. 7</i> Schéma obvodu řízení	46
<i>Obr. 8</i> Vnitřní struktura regulátoru	47
<i>Obr. 9</i> Volitelné parametry regulátoru	48
<i>Obr. 10</i> Schéma modelu jednoho zásobníku	49
<i>Obr. 11</i> Statická charakteristika modelu jednoho zásobníku	50
<i>Obr. 12</i> Přejchodová charakteristika modelu jednoho zásobníku	51
<i>Obr. 13</i> Průběh parametrů spojitě a diskrétní identifikace	52
<i>Obr. 14</i> Průběh regulace regulátorem 1S1	53
<i>Obr. 15</i> Průběh regulace regulátorem 2S1	54
<i>Obr. 16</i> Průběh regulace regulátorem 1D1	55
<i>Obr. 17</i> Průběh regulace reálné soustavy adaptivním regulátorem 1S1	56
<i>Obr. 18</i> Průběh simulace řízení regulátorem 1S1	57
<i>Obr. 19</i> Průběh regulace regulátorem 2S1	58
<i>Obr. 20</i> Průběh regulace regulátorem 1S2	59
<i>Obr. 21</i> Průběh regulace regulátorem 2S2	59
<i>Obr. 22</i> Průběh regulace pomocí regulátoru 2S3	60
<i>Obr. 23</i> Průběh regulace regulátorem 2S3	61
<i>Obr. 24</i> Průběh regulace pomocí regulátoru 1D1	62
<i>Obr. 25</i> Průběh regulace regulátorem 2D1	62
<i>Obr. 26</i> Průběh řízení pomocí regulátoru 2D2	63
<i>Obr. 27</i> Diskrétní regulace sinusového průběhu	63
<i>Obr. 28</i> Schéma modelu dvou zásobníků	64
<i>Obr. 29</i> Statická charakteristika modelu dvou zásobníků	65

<i>Obr. 30</i>	<i>Přechodová charakteristika soustavy dvou zásobníků.....</i>	<i>65</i>
<i>Obr. 31</i>	<i>Identifikované parametry soustavy se dvěma válci.....</i>	<i>66</i>
<i>Obr. 32</i>	<i>Řízení soustavy dvou zásobníků pomocí regulátoru 2S1.....</i>	<i>67</i>
<i>Obr. 33</i>	<i>Řízení soustavy dvou zásobníků regulátorem 2S1.....</i>	<i>68</i>
<i>Obr. 34</i>	<i>Regulace regulátorem 2D1.....</i>	<i>68</i>
<i>Obr. 35</i>	<i>Regulace regulátorem 1S1.....</i>	<i>69</i>
<i>Obr. 36</i>	<i>Průběh regulace a parametrů regulátoru 2S1.....</i>	<i>70</i>
<i>Obr. 37</i>	<i>Průběh regulace regulátorem 2S1.....</i>	<i>71</i>
<i>Obr. 38</i>	<i>Průběh regulace regulátorem 2D1 s $T_{vd}=12$ s.....</i>	<i>72</i>
<i>Obr. 39</i>	<i>Průběh regulace regulátorem 2D1 s $T_{vd} = 6$ s.....</i>	<i>72</i>
<i>Obr. 40</i>	<i>Průběh regulace regulátorem 1D1.....</i>	<i>73</i>

SEZNAM TABULEK

<i>Tabulka 1 Význam argumentů</i>	<i>11</i>
<i>Tabulka 2 Popis základních proměnných S-funkce</i>	<i>41</i>
<i>Tabulka 3 Jednotlivé možnosti nastavení proměnné SYS.....</i>	<i>42</i>
<i>Tabulka 4 Nastavení proměnné flag</i>	<i>42</i>
<i>Tabulka 5 Význam nastavitelných parametrů.....</i>	<i>48</i>