

Adaptivní řízení nelineárního systému se dvěma vstupy a dvěma výstupy.

Bc. Radek Dokoupil

Diplomová práce
2006



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky

Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně

Fakulta aplikované informatiky

Ústav řízení procesů

akademický rok: 2005/2006

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Radek DOKOUPIL**
Studijní program: **N 2807 Chemické a procesní inženýrství**
Studijní obor: **Automatizace a řídicí technika**

Téma práce: **Adaptivní řízení nelineárního systému se dvěma vstupy a dvěma výstupy**

Zásady pro vypracování:

1. Zvolte vhodný lineární externí spojitý model systému tvořeného sérií zásobníků na kapalinu se dvěma vstupy a dvěma výstupy
2. Nahradte spojitý model systému odpovídajícím delta modelem a sestavte algoritmus pro průběžnou identifikaci jeho parametrů.
3. Odvoďte struktury regulátorů a vztahy pro výpočet jejich parametrů pro danou strukturu řízeného systému v 1DOF a 2DOF konfiguracích systému řízení. Použijte polynomiální přístup a metodu přiřazení pólů.
4. Odvozené spojité regulátory převedte na příslušné ekvivalenty v delta oblasti.
5. Odvozené algoritmy ověřte simulačně i na laboratorním modelu.

Rozsah práce:

Rozsah příloh:

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

Seznam odborné literatury:


- [1] Mikleš, J., Fikar, M.: **Modelovanie, identifikácia a riadenie procesov 2 (Identifikácia a optimálne riadenie). STU v Bratislavě, 2004**
- [2] Stericker, D.L., Sihna, N.K.: **Identification of continuous-time systems from samples of input-output data using the d-operator. Control-Theory and Advanced Technology, 9, 1993, 113-125**
- [3] Grimble, M.J.: **Robust industrial control. Optimal design approach for polynomial systems. Englewood Cliffs, Prentice Hall, 1993.**
- [4] Dostál, P., Bobál, V., Gazdoš, F.: **Continuos-time adaptive control of MIMO nonlinear process using delta model parameter estimation. In: Proceedings of the IASTED International Conference on Circuits, Signals, and Systems, May 19-21, Cancun, Mexico, 2003, 23-28**
- [5] Dostál, P., Gazdoš, F., bobál, V.: **Adaptive control of a TITO process by two feedback controllers. In: 15th Int. Conference Process Control 2005, Štrbské Pleso, Slovakia, 2005, 092-1-092-6.**

Vedoucí diplomové práce: **prof. Ing. Petr Dostál, CSc.**
Ústav řízení procesů

Datum zadání diplomové práce: **14. února 2006**

Termín odevzdání diplomové práce: **26. května 2006**

Ve Zlíně dne 25. února 2006


prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.
pověřený děkan




prof. Ing. Petr Dostál, CSc.
ředitel ústavu

ABSTRAKT

Diplomová práce se zabývá odvozením algoritmů pro adaptivní řízení nelineárního systému se dvěma vstupy a dvěma výstupy (TITO) v oblasti delta. Pro tento účel je v práci navržena linearizace matematického modelu. Pro identifikaci matematického modelu je použita jednorázová identifikace pomocí metody nejmenších čtverců. Pro výpočet regulátorů je použit polynomiální přístup a metoda přiřazení pólů. Regulátory jsou odvozeny pro strukturu regulačního obvodu se dvěma zpětnovazebními regulátory tak, aby regulační pochod odpovídal konfiguracím 1DOF a 2DOF. Závěrem diplomové práce jsou algoritmy naprogramovány ve vývojovém prostředí Matlab a jejich funkčnost je ověřena simulačně i na laboratorním modelu DTS 200.

Klíčová slova: Identifikace, adaptivní, TITO, delta model, delta operátor, 1DOF, 2DOF, DTS 200, polynomiální přístup.

ABSTRACT

This diploma thesis is dealing with algorithms deduction for adaptive controlling of nonlinear system with two inputs and two outputs (TITO) in delta domain. To meet the target of the work, linearization of the mathematical model was designed. The method of the least squares was used for mathematical model (off-line) identification. The polynomial approach and the pole assignment method were applied for calculation of controllers. The controllers were derived for structure of regulation circuit with two feedback controllers to comply with 1DOF and 2DOF configurations. The algorithms programmed in Matlab are the end results of the diploma thesis. The functionality of the algorithms was also verified by simulations in DTS 200 model.

Keywords: Identification, adaptive, TITO, delta model, delta operator, 1DOF, 2DOF, DTS 200, polynomial approach

Děkuji vedoucímu diplomové práce panu prof. Ing. Petru **Dostálovi**, CSc., za odborné vedení, rady a věcné připomínky, které mi poskytoval po celou dobu řešení diplomové práce. Současně bych také chtěl poděkovat panu Ing. Petru **Chalupovi**, Ph.D., za poskytnuté znalosti vývojového prostředí Matlab při praktické realizaci diplomové práce.

Motto:

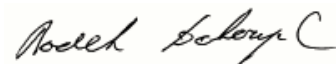
Naše minulost nám předurčuje naši budoucnost. Avšak ovlivnit budoucnost můžeme právě nyní.

Bc. Dokoupil Radek (2006)

Ve Zlíně

26.5.2006

Podpis diplomanta



OBSAH

ÚVOD	8
I TEORETICKÁ ČÁST	9
1 ÚVOD DO PROBLEMATIKY	10
1.1 POPIS ŘÍZENÉHO SYSTÉMU.....	10
1.2 POŽADAVKY NA ŘÍZENÍ SOUSTAVY.....	11
2 ODVOZENÍ LIN. EXTERNÍHO SPOJITÉHO MAT. MODELU	12
2.1 ODVOZENÍ NELINEÁRNÍHO MATEMATICKÉHO MODELU	12
2.2 LINEARIZACE MATEMATICKÉHO MODELU	13
2.3 PŘEVOD NA LIN. EXTERNÍ SPOJITÝ MAT. MODEL	16
3 KONFIGURACE SYSTÉMU ŘÍZENÍ	20
3.1 ZÁKLADNÍ RYSY 1DOF KONFIGURACE.....	20
3.2 ZÁKLADNÍ RYSY 2DOF KONFIGURACE.....	21
3.3 KONFIGURACE SE DVĚMA ZPĚTNOVAZEBNÍMI REGULÁTORY	21
4 METODA PŘÍRAZENÍ PÓLŮ	26
5 ODVOZENÍ SPOJITÝCH REGULÁTORŮ	27
5.1 ŘEŠENÍ MATICOVÉ DIOFANTICKÉ ROVNICE	27
5.2 ODVOZENÍ REGULÁTORŮ PRO 1DOF KONFIGURACI	29
5.3 ODVOZENÍ REGULÁTORŮ PRO 2DOF KONFIGURACI	31
6 PŘECHOD ZE SPOJITÉ OBLASTI DO DELTA OBLASTI	33
6.1 DELTA OPERÁTOR A STANOVENÍ PARAMETRŮ	34
6.2 PŘEVOD SPOJITÉHO MODELU DO DELTA OBLASTI.	37
6.3 PŘEVOD SPOJITÝCH REGULÁTORŮ DO DELTA OBLASTI.	38
6.3.1 1DOF konfigurace.....	38
6.3.2 2DOF konfigurace.....	39
7 IDENTIFIKACE DELTA MODELU	42
7.1 JEDNORÁZOVÁ IDENTIFIKACE METODOU NEJMENŠÍCH ČTVERCŮ	42
II PRAKTICKÁ ČÁST	45
8 MĚŘENÁ SOUSTAVA DTS 200	46
8.1 ZÁKLADNÍ TECHNICKÉ ÚDAJE.....	46
8.2 ZÁKLADNÍ UŽIVATELSKÉ ROZHRANÍ	47
8.3 SPECIFIKA SOUSTAVY	48
8.4 KALIBRACE ČIDEL	49
9 ALGORITMY	51

9.1	DELTA MODEL	51
9.2	IDENTIFIKACE.....	51
9.3	POLYNOMY REGULÁTORŮ	53
9.4	G_R - REGULÁTOR	53
9.5	G_Q - REGULÁTOR	53
10	BLOKOVÁ SCHÉMATA PRO SIMULACE A MĚŘENÍ.....	55
10.1	DELTA MODEL	55
10.2	1DOF KONFIGURACE	55
10.2.1	Blokové schéma pro simulaci řídicího procesu	56
10.2.2	Blokové schéma pro řízení soustavy DTS 200	57
10.3	2DOF KONFIGURACE	58
10.3.1	Blokové schéma pro simulaci řídicího procesu	58
10.3.2	Blokové schéma pro řízení soustavy DTS 200	58
11	OVĚŘOVÁNÍ ALGORITMŮ.....	60
11.1	URČENÍ PRACOVNÍHO BODU	60
11.2	IDENTIFIKACE.....	61
11.3	1DOF KONFIGURACE	62
11.4	2DOF KONFIGURACE	64
11.5	VYHODNOCENÍ.....	66
	ZÁVĚR.....	68
	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	70
	SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK	72
	SEZNAM OBRÁZKŮ	74
	SEZNAM TABULEK.....	76
	SEZNAM PŘÍLOH.....	77

ÚVOD

Moderní metody řízení, nejen nelineárních systémů, si dnes společně s rychle rozvíjející se technologií čím dál tím více vyžadují použití adaptivních regulátorů. Pojem adaptivní značí schopnost řídicího procesu přizpůsobovat se daným vlastnostem řízeného systému a tím vždy zaručit správnost řízení. Schopnost adaptace je dána možností správné identifikace systému. Proto v adaptivním řízení je schopnost identifikace považována za nejdůležitější část celého regulačního pochodu.

V automatizačních a řídicích procesech existuje několik způsobů identifikace systémů za použití řady různých matematických modelů. Nejpoužívanější z nich jsou modely s označením ARX a ARMAX. Tyto modely lze identifikovat v různých podobách. V posledních letech byla zaznamenána rostoucí obliba delta modelů. Tyto modely si svou oblibu získaly na základě dobré schopnosti popisovat spojité systémy při malé periodě vzorkování i přesto, že jsou odvozeny v diskrétním tvaru.

Tato diplomová práce prezentuje metodu adaptivního řízení systému se dvěma vstupy a dvěma výstupy (TITO). Adaptace je zde chápána jako jednorázová identifikace parametrů v různých pracovních bodech. Pro identifikaci je v práci odvozen a použit linearizovaný matematický model nelineární soustavy tří spojených zásobníků DTS 200. Tento model je následně převeden a vyjádřen za použití delta operátoru.

Další nedílnou součástí této práce je odvození struktury regulátorů a jejich algoritmů za použití polynomiálního přístupu a metody přiřazení pólů. Toho je docíleno za využití konfigurace se dvěma zpětnovazebními regulátory. Tato konfigurace, jak je v práci ukázáno, je schopna zcela identicky zastoupit 1DOF a 2DOF konfiguraci. Pro přiřazení pólů je pak použito přiřazení násobného pólu α . Výsledné struktury regulátorů jsou následně převedeny a vyjádřeny pomocí delta operátoru.

V praktické části diplomové práce jsou uvedeny základní vlastnosti soustavy DTS 200 a naprogramovány jednotlivé algoritmy. Tyto algoritmy jsou napsány ve vývojovém prostředí matlab. Vedle těchto algoritmů jsou nadále vytvořeny simulační schéma. Tato schéma slouží k měření reálné soustavy, k ověřování správnosti algoritmů a k vlastnímu řízení reálného modelu. V poslední části práce jsou uvedeny výsledky měření a simulací a je provedena jejich diskuze.

I. TEORETICKÁ ČÁST

1 ÚVOD DO PROBLEMATIKY

Návrh a realizace adaptivního řízení nelineárního systému se dvěma vstupy a dvěma výstupy je prováděna na reálné soustavě tří spojených zásobníků DTS 200 (dále také soustava). Tato soustava, vyfotografována na fotografii (Obr. 1), má jak řadu akčních členů, tak i řadu různých výstupů. Proto základním předpokladem pro vypracování teorie je nutnost stanovit si jisté podmínky, požadavky a vycházet ze základních poznatků soustavy. Na základě těchto poznatků je pak dále možné správně určit systém a vytvořit ekvivalentní matematický model reprezentující tuto soustavu, z kterého bude vycházet veškeré odvození algoritmů v této diplomové práci.



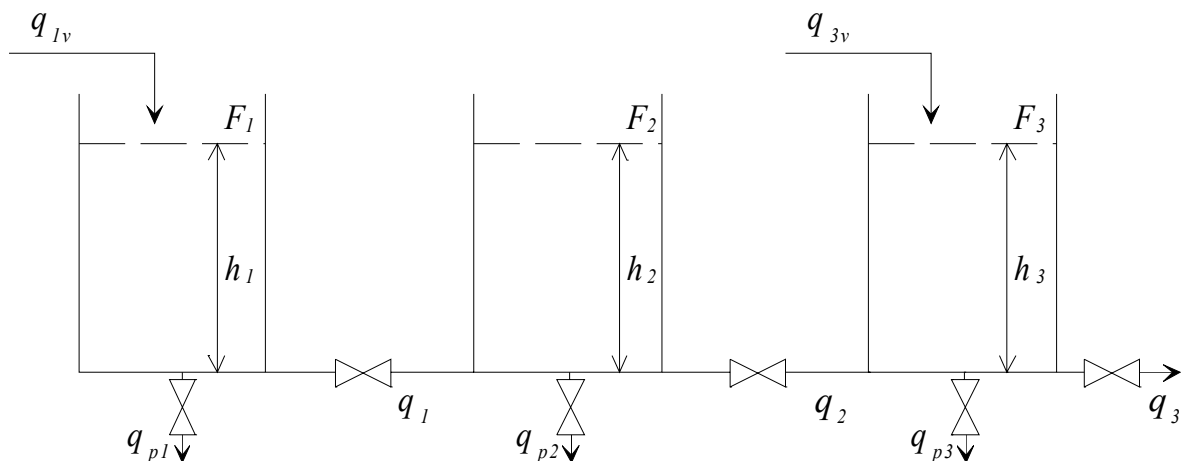
Obr. 1. Soustava tří spojených zásobníků DTS 200

1.1 Popis řízeného systému

Tato kapitola se nebude zabývat podrobným popisem funkčnosti soustavy, nýbrž jen schematickým popisem a výčtem všech základních parametrů. Základními parametry soustavy se rozumí ty, které přímo popisují její fyzikální vlastnosti a budou nezbytné pro následné vypracování teorie. Samotné podrobné seznámení se soustavou bude provedeno až v praktické části, kde je k tomu vyhrazena samostatná kapitola.

Prozatím stačí jen vědět, že soustava je nelineární systém skládající se ze tří za sebou spojených otevřených zásobníků s hladinou F , schematicky zobrazených na obrázku (Obr. 2).

Všechny tři zásobníky jsou propojeny se sousedícími pomocí regulačního ventilu a zásobník poslední vytéká do jímky. Kapalina je do soustavy přiváděna přes první a třetí zásobník pomocí dvou regulovatelných čerpadel. Mimo jiné je každý zásobník navíc opatřen tzv. propouštěcím regulačním ventilem s průtokem q_p a osazen kapacitními čidly, které nám poskytují informaci o stavu hladiny h uvnitř zásobníků.



Obr. 2. Schematické zobrazení soustavy DTS 200

Parametry:

h_1, h_2, h_3 – výšky hladiny v zásobnících

F_1, F_2, F_3 – plocha hladin v zásobnících

q_{1v}, q_{2v} – vstupní toky do zásobníků

q_1, q_2, q_3 – toky vypouštěcích ventilů

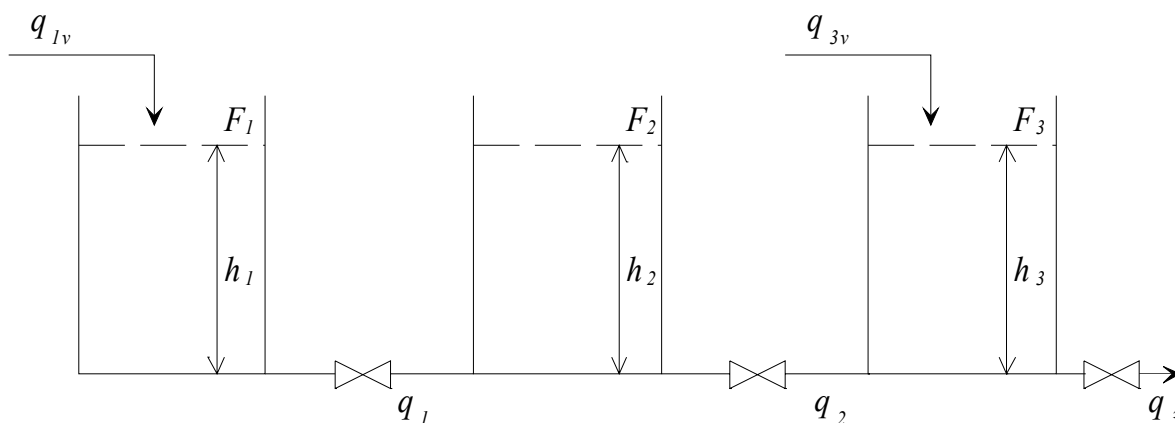
q_{p1}, q_{p2}, q_{p3} – toky propouštěcích ventilů

1.2 Požadavky na řízení soustavy

Nyní je třeba přesně stanovit podmínky a požadavky pro řízení soustavy. Z kapitoly 1.1 je zřejmé, že pro řízení soustavy lze zvolit několik různých kroků. Proto pro tuto diplomovou práci budeme uvažovat kombinaci, kdy výšky hladin h_2 a h_3 budou regulovány vstupními toky q_{1v} a q_{2v} za pomoci adaptivních delta regulátorů v 1DOF a 2DOF konfiguraci. Výška h_1 bude neregulována. Čili půjde o soustavu s dvěma vstupy a dvěma výstupy (TITO). Dále propouštěcí ventily s tokem q_{p1} , q_{p2} a q_{p3} zůstanou uzavřeny a vypouštěcí ventily s tokem q_1 , q_2 a q_3 budou plně otevřeny.

2 ODVOZENÍ LIN. EXTERNÍHO SPOJITÉHO MAT. MODELU

Na základě požadavků je pro matematický model stanoveno schéma (Obr. 3.), z něhož vychází návrh lineárního externího spojitého matematického modelu. Celý návrh tohoto modelu se dá rozdělit do tří základních fází.



Obr. 3. Schéma pro návrh matematického modelu

2.1 Odvození nelineárního matematického modelu

Nelineární systémy jsou takové, kterých alespoň některé vazby mezi veličinami jsou nelineární a jsou popsány nelineárními diferenciálními rovnicemi. Při sestavování modelu takového systému je postupováno tak, že se sestaví bilanční rovnice pro jednotlivé subsystémy (prvky) a do těchto bilančních rovnic jsou vloženy matematické reprezentace zákonů, podle kterých probíhají dílčí procesy v daném systému.

Jako první je tedy třeba vyjádřit bilanční rovnice pro každý prvek (zásobník) nelineárního systému. Tato problematika je naznačena v [1]. Jsou-li objemy zásobníků označeny jako V_1, V_2, V_3 , mají bilanční rovnice tvar

$$q_{1v} = q_1 + \frac{dV_1}{dt}, \quad q_1 = q_2 + \frac{dV_2}{dt}, \quad q_{3v} + q_2 = q_3 + \frac{dV_3}{dt} \quad (1)$$

Vzhledem k tomu, že průřezy zásobníků jsou konstantní, lze změny objemů vyjádřit pomocí změn výšek hladin $dV = Fdh$ a následně rovnice (1) přepsat ve tvaru

$$\frac{dh_1}{dt} = \frac{1}{F_1}(q_{1v} - q_1), \quad \frac{dh_2}{dt} = \frac{1}{F_2}(q_1 - q_2), \quad \frac{dh_3}{dt} = \frac{1}{F_3}(q_{3v} + q_2 - q_3) \quad (2)$$

Tím jsou získány diferenciální rovnice nelineárního systému s počáteční podmínkou $h(0) = h^s$ pro všechny hladiny.

Pro průtoky q_1 , q_2 a q_3 je známo, že průtok média je úměrný druhé mocnině z rozdílů momentálních tlaků média před a za ventilem. V našem případě jde o hydrostatické tlaky úměrné výškám hladin v zásobnících a tudíž pro průtoky platí

$$q_1 = k_1 \sqrt{h_1 - h_2}, \quad q_2 = k_2 \sqrt{h_2 - h_3}, \quad q_3 = k_3 \sqrt{h_3} \quad (3)$$

kde k_1 , k_2 , k_3 jsou konstanty.

Model systému je tedy popsán šesti rovnicemi. Z toho třemi diferenciálními rovnicemi 1.řádu (2) a třemi nelineárními rovnicemi (3) vyjadřujícími nelineární vazby mezi stavovými veličinami. Vzhledem k existenci těchto nelineárních vazeb se tedy skutečně jedná o **nelineární model** systému.

Počáteční podmínky v rovnicích (2) lze získat řešením modelu ustáleného stavu. Jelikož v ustáleném stavu platí $q_1^s = q_{1v}^s$, $q_2^s = q_1^s$ a $q_3^s = q_{3v}^s + q_2^s$, jsou po dosazení těchto vztahů do (3) odvozeny pro výpočet ustálených hodnot výšek hladin a tedy polohu pracovního bodu (h_1^s, h_2^s, h_3^s) tři rovnice

$$q_{1v}^s = k_1 \sqrt{h_1^s - h_2^s}, \quad q_1^s = k_2 \sqrt{h_2^s - h_3^s}, \quad q_{3v}^s + q_2^s = k_3 \sqrt{h_3^s} \quad (4)$$

2.2 Linearizace matematického modelu

Chceme-li vyšetřovat lokální vlastnosti nelineárního systému, provádíme často jejich linearizaci. Lineární modely se používají proto, že se s nimi lépe pracuje a že v mnoha případech podle [2] s dostatečnou přesností vyhovují. Při vyšetřování dynamických vlastností systému i při úvahách o budoucím řízení vychází autor Mikleš [3] z předpokladu, že ke změnám veličin bude docházet v okolí nějakého pracovního bodu, odpovídajícího základnímu ustálenému (rovnovážnému) stavu danému ustálenými hodnotami prvků. Linearizovaný matematický model systému, který je současně modelem odchylkovým, odvodíme následovně:

Nejdříve zavedeme nové stavové (5) i vstupní (6) veličiny jako odchylky výšek hladin a vstupních průtoků od počátečního ustáleného stavu.

$$x_n(t) = \Delta h_n(t) = h_n(t) - h_n^s, \quad n = 1, 2, 3 \quad (5)$$

$$u_m(t) = \Delta q_{mv}(t) = q_{mv}(t) - q_{mv}^s, \quad m = 1, 2 \quad (6)$$

Následně převedeme diferenciální rovnice (2) nelineárního modelu do odchytkového tvaru (vždy levou i pravou stranu rovnice)

$$\frac{d\Delta h_1}{dt} = \frac{1}{F_1} (\Delta q_{1v} - \Delta q_1) \quad (7)$$

$$\frac{d\Delta h_2}{dt} = \frac{1}{F_2} (\Delta q_1 - \Delta q_2) \quad (8)$$

$$\frac{d\Delta h_3}{dt} = \frac{1}{F_3} (\Delta q_{3v} + \Delta q_2 - \Delta q_3) \quad (9)$$

Nyní odchylky (diference) průtoku nahradíme lineárními členy jejich Taylorova rozvoje v okolí pracovního bodu (h_1^s, h_2^s, h_3^s) . Pro všechny odchylky pak postupně dostaneme

$$\Delta q_1 \approx \left(\frac{\partial q_1}{\partial h_1} \right)^s \Delta h_1 + \left(\frac{\partial q_1}{\partial h_2} \right)^s \Delta h_2 + \left(\frac{\partial q_1}{\partial h_3} \right)^s \Delta h_3 \quad (10)$$

$$\Delta q_2 \approx \left(\frac{\partial q_2}{\partial h_1} \right)^s \Delta h_1 + \left(\frac{\partial q_2}{\partial h_2} \right)^s \Delta h_2 + \left(\frac{\partial q_2}{\partial h_3} \right)^s \Delta h_3 \quad (11)$$

$$\Delta q_3 \approx \left(\frac{\partial q_3}{\partial h_1} \right)^s \Delta h_1 + \left(\frac{\partial q_3}{\partial h_2} \right)^s \Delta h_2 + \left(\frac{\partial q_3}{\partial h_3} \right)^s \Delta h_3 \quad (12)$$

Následnými úpravami těchto rovnic dostáváme pro odchylky rovnice

$$\Delta q_1 = K_1 (\Delta h_1 - \Delta h_2) \quad (13)$$

$$\Delta q_2 = K_2 (\Delta h_2 - \Delta h_3) \quad (14)$$

$$\Delta q_3 = K_3 (\Delta h_3) \quad (15)$$

kde konstanty K_n jsou

$$K_1 = \frac{k_1}{2\sqrt{h_1^s - h_2^s}} = \frac{k_1 \sqrt{h_1^s - h_2^s}}{2(h_1^s - h_2^s)} = \frac{q_1^s}{2(h_1^s - h_2^s)} \quad (16)$$

$$K_2 = \frac{k_2}{2\sqrt{h_2^s - h_3^s}} = \frac{k_2\sqrt{h_2^s - h_3^s}}{2(h_2^s - h_3^s)} = \frac{q_2^s}{2(h_2^s - h_3^s)} \quad (17)$$

$$K_3 = \frac{k_3}{2\sqrt{h_3^s}} = \frac{k_3\sqrt{h_3^s}}{2(h_3^s)} = \frac{q_3^s}{2(h_3^s)} \quad (18)$$

Vidíme, že koeficienty K_1, K_2, K_3 jsou závislé na poloze pracovního bodu, tedy počátečního ustáleného stavu, v okolí kterého nelineární model linearizujeme. Z této skutečnosti vyplývá nutnost předběžného řešení ustáleného stavu (4) pro systémy s původně nelineárními modely. Čili znalost počátečního ustáleného stavu je potřebná nejen pro určení počátečních podmínek diferenciálních rovnic, reprezentujících nelineární model, ale i pro sestavení linearizovaného modelu.

Po dosazení (13), (14) a (15) spolu s označením (5), (6) do rovnic (7), (8) a (9) získáme linearizovaný odchylkový model systému ve tvaru

$$\frac{dx_1}{dt} = \frac{1}{F_1} [u_1 + K_1(x_1 - x_2)] \quad (19)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = \frac{1}{F_2} [K_1(x_1 - x_2) - K_2(x_2 - x_3)] \quad (20)$$

$$\frac{dx_3}{dt} = \frac{1}{F_3} [u_2 + K_2(x_2 - x_3) - K_3x_3] \quad (21)$$

s nulovými počátečními podmínkami $x_1(0) = x_2(0) = x_3(0) = 0$. Nyní můžeme model lehce převést do tvaru

$$\frac{dx_1}{dt} = a'_{11}x_1 + a'_{12}x_2 + b'_{11}u_1 \quad (22)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = a'_{21}x_1 + a'_{22}x_2 + a'_{23}x_3 \quad (23)$$

$$\frac{dx_3}{dt} = a'_{32}x_2 + a'_{33}x_3 + b'_{32}u_2 \quad (24)$$

kde konstanty a'_{mn} a b'_{nm} jsou

$$\begin{aligned}
 a'_{11} &= -\frac{K_1}{F_1}, a'_{12} = \frac{K_1}{F_1}, a'_{21} = \frac{K_1}{F_2}, a'_{22} = -\frac{K_1 + K_2}{F_2}, a'_{23} = \frac{K_2}{F_2}, a'_{32} = \frac{K_2}{F_3} \\
 a'_{33} &= -\frac{K_2 + K_3}{F_3}, b'_{11} = \frac{1}{F_1}, b'_{32} = \frac{1}{F_3}
 \end{aligned} \tag{25}$$

Je třeba opět zdůraznit, že koeficienty a'_{nm} a b'_{nm} v linearizovaném modelu jsou závislé na počátečním ustáleném stavu systému, tedy na poloze *pracovního bodu*, v okolí kterého nelineární model linearizujeme.

2.3 Převod na lin. externí spojitý mat. model

Účel této diplomové práce není potřeba odvozovat již známou teorii mnoha-rozměrového popisu systému, a proto můžeme přejít na odvození teorie v konkrétnějším znění pro uvedený matematický model, vyjádřen lineárními rovnicemi (22), (23), (24). Obecná teorie k postupu vytvoření externího spojitého matematického modelu je rozsáhle popsána v [2] a [3] a lze z ní zde nadále vycházet.

Spojitý lineární mnoha-rozměrový systém lze popsat stavovou (26) a výstupní rovnicí (27) ve tvaru

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t) \tag{26}$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}(t)\mathbf{u}(t) \tag{27}$$

s počáteční podmínkou $\mathbf{x}(0) = \mathbf{x}^s$, kde obecně platí:

$$\mathbf{A}(t) = \begin{pmatrix} a_{11}(t) & a_{12}(t) & \dots & a_{1n}(t) \\ a_{21}(t) & a_{22}(t) & \dots & a_{2n}(t) \\ \vdots & & & \\ a_{n1}(t) & a_{n2}(t) & \dots & a_{nn}(t) \end{pmatrix} \quad (n \times n) \text{ je matice systému}$$

$$\mathbf{B}(t) = \begin{pmatrix} b_{11}(t) & b_{12}(t) & \dots & b_{1m}(t) \\ b_{21}(t) & b_{22}(t) & \dots & b_{2m}(t) \\ \vdots & & & \\ b_{n1}(t) & b_{n2}(t) & \dots & b_{nm}(t) \end{pmatrix} \quad (n \times m) \text{ je váhová matice vstupu}$$

$$\mathbf{C}(t) = \begin{pmatrix} c_{11}(t) & c_{12}(t) & \dots & c_{1n}(t) \\ c_{21}(t) & c_{22}(t) & \dots & c_{2n}(t) \\ \vdots & & & \\ c_{r1}(t) & c_{r2}(t) & \dots & c_{rn}(t) \end{pmatrix} \quad (r \times n) \text{ je váhová matice stavu}$$

$$\mathbf{D}(t) = \begin{pmatrix} d_{11}(t) & d_{12}(t) & \dots & d_{1m}(t) \\ d_{21}(t) & d_{22}(t) & \dots & d_{2m}(t) \\ \vdots & & & \\ d_{r1}(t) & d_{r2}(t) & \dots & d_{rm}(t) \end{pmatrix} \quad (r \times m) \text{ je váhová matice vstupu ve výstupní rovnici}$$

Pro námi daný pracovní bod, jsou prvky matic \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , \mathbf{D} konstanty, čili jedná se o lineární t-invariantní systém, kde

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} a'_{11} & a'_{12} & 0 \\ a'_{21} & a'_{22} & a'_{23} \\ 0 & a'_{32} & a'_{33} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{pmatrix} b'_{11} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & b'_{32} \end{pmatrix}$$

Nyní hledíme přenosovou matici $\mathbf{G}(s)$ tohoto systému, která vyjadřuje vztah mezi obrazy vstupního a výstupního vektoru za nulových počátečních podmínek

$$\mathbf{Y}(s) = \mathbf{G}(s)\mathbf{U}(s) \quad (28)$$

Čili hledíme souvislost mezi vnitřním (26) a vnějším (27) popisem a provedme jejich Laplaceovu transformaci při níž dostaneme rovnice

$$s\mathbf{X}(s) - \mathbf{x}(0) = \mathbf{A}\mathbf{X}(s) + \mathbf{B}\mathbf{U}(s) \quad (29)$$

$$\mathbf{Y}(s) = \mathbf{C}\mathbf{X}(s) + \mathbf{D}\mathbf{U}(s) \quad (30)$$

kde $\mathbf{X}(s)$, $\mathbf{Y}(s)$, $\mathbf{U}(s)$ jsou obrazy vektorů $\mathbf{x}(t)$, $\mathbf{y}(t)$, $\mathbf{u}(t)$ a $\mathbf{x}(0) = 0$.

Aplikujeme-li tedy Laplaceovu transformaci na lineární rovnice (22), (23), (24) dle vzoru (29), tak následnými algebraickými úpravami dostaneme obrazy tří rovnic vnitřního popisu systému.

$$(s - a'_{11})X_1(s) = a'_{12}X_2(s) + b'_{11}U_1(s) \quad (31)$$

$$(s - a'_{22})X_2(s) = a'_{21}X_1(s) + a'_{23}X_3(s) \quad (32)$$

$$(s - a'_{33})X_3(s) = a'_{32}X_2(s) + b'_{32}U_2(s) \quad (33)$$

Pro realizaci vnějšího popisu systému je však v dalším kroku nutné vyloučit stav X_1 , neboť ve vstupně-výstupním popisu uvažujeme jen výstupy hladin:

$$Y_1(s) = X_2(s) \quad (34)$$

$$Y_2(s) = X_3(s) \quad (35)$$

Toho je možné dosáhnout při aplikaci rovnice (29) do (30)

$$Y(s) = [C(sI - A)^{-1}B + D]U(s) \quad (36)$$

kde váhová matice stavu C o rozměrech $(r \times m)$, $r = 1, 2$ je

$$C = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

System navíc splňuje silnou podmínku fyzikální realizovatelnosti tzn. že výstup $Y(s)$ závisí pouze na stavových veličinách $X(s)$ a rovnice výstupu (30) tudíž neobsahuje vstupní veličiny. Proto matice D je matice nulová ($D = 0$). Dodejme že počet prvků n vektoru stavu $X(s)$ udává řád systému.

V našem případě bude ovšem jednodušší vyloučit stav $X_1(s)$ z rovnice (32) sloučením s rovnicí (31) s následnými algebraickými úpravami.

$$[(s - a'_{11})(s - a'_{22}) - a'_{12}a'_{21}]X_2(s) = a'_{23}(s - a'_{11})X_3(s) + a'_{21}b'_{11}U_1(s) \quad (37)$$

$$(s - a'_{33})X_3(s) = a'_{32}X_2(s) + b'_{32}U_2(s) \quad (38)$$

Tím se vyhneme zdlouhavému výpočtu matice $(sI - A)^{-1}$ a rovněž získáme pro další zpracování mnohem příjemnější tvar ve formě maticového popisu.

Proto nyní rovnice (37) a (38) seřadíme

$$\begin{aligned} [(s - a'_{11})(s - a'_{22}) - a'_{12}a'_{21}]X_2(s) - a'_{23}(s - a'_{11})X_3(s) &= a'_{21}b'_{11}U_1(s) \\ - a'_{32}X_2(s) + (s - a'_{33})X_3(s) &= b'_{32}U_2(s) \end{aligned} \quad (39)$$

a zjednodušíme za pomoci substituce.

Substituce v I. Rovnici:

$$(s - a'_{11})(s - a'_{22}) - a'_{12}a'_{21} = s^2 + a_{11}s + a_{01} \quad (40)$$

$$- a'_{23}(s - a'_{11}) = a_{12}s + a_{02} \quad (41)$$

kde

$$\begin{aligned} a_{11} &= -a'_{11} - a'_{22}, a_{01} = a'_{11}a'_{22} - a'_{12}a'_{21}, a_{12} = -a'_{23}, a_{02} = a'_{11}a'_{23} \\ b_{01} &= a'_{21}b'_{11} \end{aligned} \quad (42)$$

Substituce v II. Rovnici:

$$a_{03} = -a'_{32} \quad (43)$$

$$s - a'_{33} = s + a_{04} \quad (44)$$

kde

$$a_{04} = -a'_{33}, b_{04} = b'_{32} \quad (45)$$

Po dosazení všech právě provedených substitucí do rovnic (39) a za předpokladu (34), (35) dostaneme externí spojitý matematický model soustavy.

$$\begin{aligned} (s^2 + a_{11}s + a_{01})Y_1(s) + (a_{12}s + a_{02})Y_2(s) &= b_{01}U_1(s) \\ a_{03}Y_1(s) + (s + a_{04})Y_2(s) &= b_{04}U_2(s) \end{aligned} \quad (46)$$

a tedy můžeme obecně psát

$$\mathbf{A}(s)\mathbf{Y}(s) = \mathbf{B}(s)\mathbf{U}(s) \quad (47)$$

kde

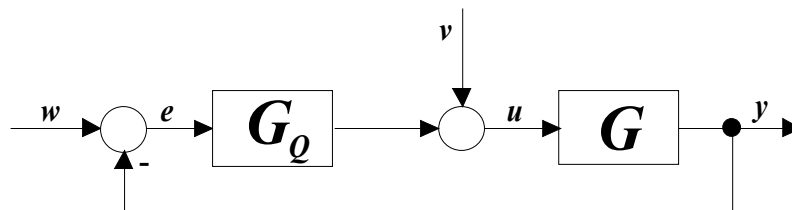
$$\mathbf{A}(s) = \begin{pmatrix} s^2 + a_{11}s + a_{01} & a_{12}s + a_{02} \\ a_{03} & s + a_{04} \end{pmatrix}, \mathbf{B}(s) = \begin{pmatrix} b_{01} & 0 \\ 0 & b_{04} \end{pmatrix} \quad (48)$$

3 KONFIGURACE SYSTÉMU ŘÍZENÍ

Aplikace polynomiální metody při návrhu systémů řízení, která nám určí strukturu regulátoru a vztahy pro výpočet jejich parametrů, vede k řešení polynomiálních diofantických rovnic. Tvar těchto rovnic závisí na zvolené konfiguraci systému řízení, jejíž volbou lze zajistit požadovaný průběh řízení a ovlivnit velikost akčních zásahů. V této kapitole je podrobně popsána konfigurace se dvěma zpětnovazebními regulátory, jenž, jak se později dozvíme, lze za jistých předpokladů použít pro návrh regulačního pochodu totožného s 1DOF nebo i s 2DOF konfiguracemi. Jelikož tedy konfigurace se dvěma zpětnovazebními regulátory dle potřeby plnohodnotně zastoupí 1DOF a 2DOF konfigurace, je pro naše účely celkem zbytečné podrobněji se zabývat jejich popisem. Avšak aspoň na úvod si připomeneme jejich hlavní rysy, neboť v konečném odvození bude mít regulační pochod jejich charakter. Při hlubším zájmu o 1DOF a 2DOF konfigurace je pak možné se s nimi seznámit v [4].

3.1 Základní rysy 1DOF konfigurace

Tato konfigurace používá jeden zpětnovazební regulátor. 1DOF znamená one degree of freedom, tedy systém s jedním stupněm volnosti. Struktura regulačního obvodu v této konfiguraci je zobrazena na (Obr. 4)



Obr. 4. 1DOF konfigurace systému řízení

Signály a symboly:

y – vektor řízených výstupů

u – vektor akčních zásahů

e – vektor regulačních odchylek

w – vektor žádaných hodnot (referenční signál)

v – poruchová veličina na vstupu do systému

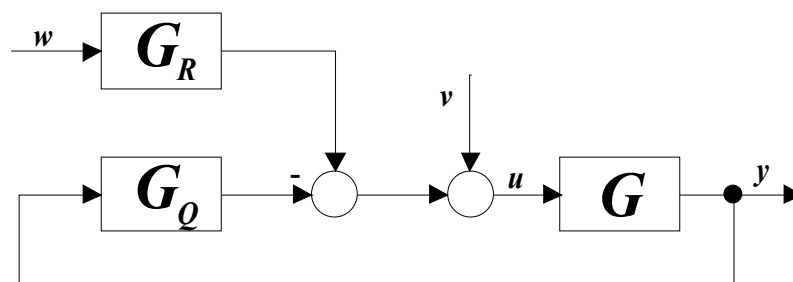
G_Q – matice přenosů zpětnovazebního regulátoru

G – matice přenosů regulované soustavy

Systémy řízené regulátory v této konfiguraci jsou řízeny s jistým počátečním překmitem.

3.2 Základní rysy 2DOF konfigurace

Tato konfigurace využívá jednoho zpětnovazebního regulátoru a jednoho regulátoru přímovazebního. 2DOF znamená two degrees of freedom, tedy systém se dvěma stupni volnosti. Struktura regulačního obvodu v této konfiguraci je znázorněna na (Obr. 5)



Obr. 5. 2DOF konfigurace systému řízení

Signály a symboly:

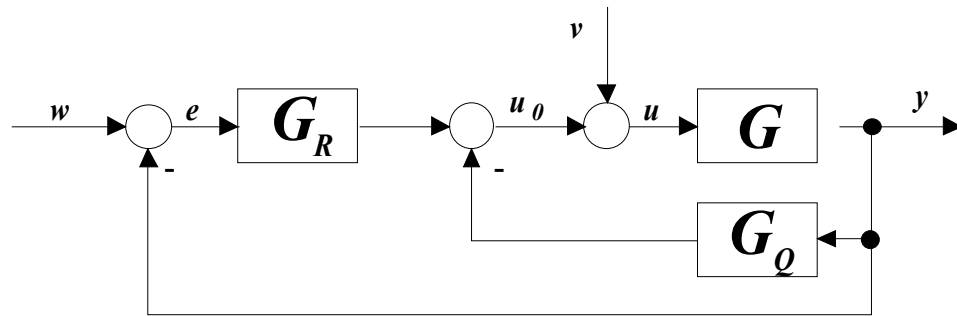
G_R – matice přenosů přímovazebního regulátoru

Ostatní značení je stejné jako u 1DOF konfigurace.

Systémy řízené regulátory v této konfiguraci jsou zpravidla řízeny bez počátečního překmitu, avšak řízení je pomalejší.

3.3 Konfigurace se dvěma zpětnovazebními regulátory

Tato konfigurace využívá k řízení systému dvou zpětnovazebních regulátorů. Struktura regulačního obvodu v této konfiguraci je zobrazena na (Obr. 6).



Obr. 6. Konfigurace systému řízení se dvěma zpětnovazebními regulátory.

Signály a symboly:

y – vektor řízených výstupů

u – vektor akčních zásahů

e – vektor regulačních odchylek

w – vektor žádaných hodnot (referenční signál)

v – poruchová veličina na vstupu do systému

G_R – matice přenosů zpětnovazebního G_R regulátoru

G_Q – matice přenosů zpětnovazebního G_Q regulátoru

G – matice přenosů regulované soustavy

Vektory referenčního signálu a poruchové veličiny můžeme obecně vyjádřit jako

$$W(s) = F_w^{-1}(s)H_w(s), \quad V(s) = F_v^{-1}(s)H_v(s) \quad (49)$$

Za předpokladu, že všechny prvky uvnitř vektorů referenčního signálu a poruchy jsou skokové funkce, můžeme matice F_w a F_v v (49) přepsat do tvaru

$$F_w(s) = F_v(s) = sI \quad (50)$$

a vektory (49) můžeme přepsat jako

$$W(s) = \left(\begin{array}{cccc} \frac{w_{10}}{s} & \frac{w_{20}}{s} & \dots & \frac{w_{r0}}{s} \end{array} \right)^T \quad (51)$$

$$V(s) = \begin{pmatrix} \frac{v_{10}}{s} & \frac{v_{20}}{s} & \dots & \frac{v_{r0}}{s} \end{pmatrix}^T \quad (52)$$

kde w_{r0}, v_{r0} jsou konstanty.

Dále přenosové funkce regulátorů G_R a G_Q jsou vyjádřeny ve formě pravého maticového zlomku

$$G_Q(s) = Q_1(s)P_1^{-1}(s) \quad (53)$$

$$G_R(s) = R_1(s)P_1^{-1}(s) \quad (54)$$

Nyní je cílem nalézt takové vhodné regulátory, které zajistí stabilitu řízeného systému, asymptotické sledování skokového referenčního signálu a útlum poruchy ve tvaru skoku. Postupem tohoto řešení se zabývá např. [5]. Metoda získání regulátorů je následující:

Použijeme popis základních signálů, řízeného systému, vycházejícího ze schématu (Obr. 6).

$$Y(s) = A^{-1}BU(s) = A^{-1}B[U_0(s) + V(s)] \quad (55)$$

$$U_0(s) = R_1P_1^{-1}[W(s) - Y(s)] - Q_1P_1^{-1}Y(s) \quad (56)$$

Pak vektor výstupu a regulační odchylky můžeme vyjádřit jako

$$Y(s) = P_1D^{-1}[BR_1P_1^{-1}W(s) + BV(s)] \quad (57)$$

$$E(s) = PD^{-1}[(AP + BQ)P^{-1}W(s) - BV(s)] \quad (58)$$

kde

$$D = AP_1 + B(R_1 + Q_1) \quad (59)$$

Nyní zpětná vazba regulátorů, dána řešením maticové diofantické rovnice

$$AP_1 + BT = D \quad (60)$$

společně se stabilní polynomiální maticí D na pravé straně, zajišťuje stabilitu řízeného systému. Kde matice T byla zavedena jako

$$T = R_1 + Q_1 \quad (61)$$

Pro zajištění úplné kompenzace poruchy musí být matice P_1 v (58) dělitelná jmenovatelem přenosu poruchy s v (52). Tato podmínka bude splněna pro P_1 ve tvaru

$$P_1(s) = s\tilde{P}_1(s) \quad (62)$$

Asymptotické sledování referenčního signálu je zajištěno pro výraz $AP_1 + BQ_1$ dělitelného jmenovatelem s v (51). S ohledem na (58) a (62), je tato dělitelnost naplněna i pro Q_1 ve tvaru

$$Q_1(s) = s\tilde{Q}_1(s) \quad (63)$$

Vezmeme-li v úvahu (62), (63) a (60), řídicí polynomiální matice jsou dány řešením maticové diofantické rovnice.

$$A(s)s\tilde{P}_1(s) + B(s)T(s) = D(s) \quad (64)$$

kde

$$T(s) = R_1(s) + s\tilde{Q}_1(s) \quad (65)$$

Stupně matic v (65) jsou pak jasně dány jako

$$\deg R_1 = \deg T, \deg \tilde{Q}_1 = \deg T - 1 \quad (66)$$

Uvažujeme-li rozvoj matic T , R_1 a Q_1 jako

$$T(s) = \sum_{j=0}^{\deg T} s^j T_j \quad (67)$$

$$R_1(s) = \sum_{j=0}^{\deg T} s^j R_{1j} \quad (68)$$

$$\tilde{Q}_1(s) = \sum_{j=1}^{\deg T} s^{j-1} \tilde{Q}_{1j} \quad (69)$$

kde T_j , R_{1j} a \tilde{Q}_{1j} jsou koeficienty matic, vede řešení rovnice (64) na prostý výraz T daného

$$B_0 T_0 = D_0 \quad (70)$$

a následně na

$$R_{10} = T_0 \quad (71)$$

Je dobře známo, že řešení jednoduché maticové polynomiální rovnice poskytuje dvě neznámé polynomiální matice \mathbf{R}_1 a $\tilde{\mathbf{Q}}_1$. Čili volitelné koeficienty váhové matice $\mathbf{\Gamma}_j$ udávají váhu, tedy význam, jednotlivým parametrům těchto matic.

Rozvoj v maticích \mathbf{R}_1 a $\tilde{\mathbf{Q}}_1$ vyjádříme jako

$$\mathbf{R}_{1j}, \tilde{\mathbf{Q}}_{1j}, j = 1, \dots, \deg T \quad (72)$$

a jejich elementy pak mohou být vypočteny z rovnic

$$\mathbf{R}_{1j} = \mathbf{\Gamma}_j \mathbf{T}_j, \tilde{\mathbf{Q}}_{1j} = (\mathbf{I} - \mathbf{\Gamma}_j) \mathbf{T}_j \quad (73)$$

pro $j = 1, \dots, \deg T$

Poznámka:

Jestliže je $\mathbf{\Gamma}_j = \mathbf{I}$ pro všechna j , pak konfiguraci regulačního obvodu na (Obr. 6) lze zjednodušit na **1DOF konfiguraci**.

Jestliže je $\mathbf{\Gamma}_j = \mathbf{0}$ pro všechna j a současně referenční signál a porucha mají charakter jednotkového skoku, pak konfigurace regulačního obvodu na (Obr. 6) odpovídá **2DOF konfiguraci**.

Z praktického hlediska je výhodné vybrat si matici $\mathbf{\Gamma}_j$ jako diagonální matici

$$\mathbf{\Gamma}_j = \begin{pmatrix} \gamma_{j1} & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \gamma_{j2} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & \gamma_{jr} \end{pmatrix} \quad (74)$$

Nyní, vezmeme-li v úvahu (62) a (63), mohou být přenosové funkce regulátorů přepsány ve tvaru

$$\mathbf{G}_Q(s) = \tilde{\mathbf{Q}}_1(s) (\tilde{\mathbf{P}}_1(s))^{-1} \quad (75)$$

$$\mathbf{G}_R(s) = \mathbf{R}_1(s) (s\tilde{\mathbf{P}}_1(s))^{-1} \quad (76)$$

Stupně polynomiálních matic v (64) musí být určeny v souladu s požadavkem na vhodnost přenosových funkcí regulátorů (75) a (76).

4 METODA PŘÍŘAZENÍ PÓLŮ

Úloha přiřazení pólů řeší volbu pravé strany charakteristické rovnice (64), tedy volbu polynomiální matice $\mathbf{D}(s)$, která musí být stabilní.

K mnoha-rozměrovému řešení přiřazení pólů můžeme za určitých předpokladů přistupovat jako k jedno-rozměrovému. Čili, zavedeme-li si předběžně matici \mathbf{D} jako diagonální

$$\mathbf{D}(s) = \begin{pmatrix} d_1(s) & 0 \\ 0 & d_4(s) \end{pmatrix} \quad (77)$$

pak póly přenosů v uzavřeném regulačním obvodu jsou kořeny polynomu

$$d(s) = \det \mathbf{D}(s) = d_1(s) d_4(s) \quad (78)$$

Obecně pak platí

$$d(s) = \prod_{i=1}^{\deg d} (s + s_i), \quad (79)$$

kde $s_i = \alpha_i + j\omega_i$ a $\alpha_i > 0$ pro všechna i , lze řešit každý polynom zvlášť jako jedno-rozměrové přiřazení pólů.

Pokud $\omega_i = 0$ pro všechna i (tj. volíme jen reálné póly), získáme aperiodický (nekmitavý) charakter regulačního pochodu. V případě volby komplexně sdružených pólů obdržíme kmitavý regulační pochod. Volbou reálné a imaginární části pólů zajistíme požadovaný průběh regulačního pochodu.

V práci byl požadován aperiodický průběh řízení a polynomy d_1 a d_2 byly voleny ve tvaru

$$d_1(s) = (s + \alpha_1)^{n_1}, \quad d_4(s) = (s + \alpha_2)^{n_2} \quad (80)$$

tzn., že přenosy v uzavřeném regulačním obvodu obsahují dva vícenásobné póly.

5 ODVOZENÍ SPOJITÝCH REGULÁTORŮ

Při návrhu spojitéch regulátorů pro 1DOF a 2DOF konfiguraci budeme vycházet z postupu uvedeného pro konfiguraci se dvěma zpětnovazebními regulátory v kapitole 3.

5.1 Řešení maticové diofantické rovnice

Uvažujeme maticovou diofantickou rovnici ve tvaru

$$\mathbf{A}(s)s\tilde{\mathbf{P}}_1(s) + \mathbf{B}(s)\mathbf{T}(s) = \mathbf{D}(s) \quad (81)$$

a matice $\mathbf{A}(s)$ a $\mathbf{B}(s)$ jsou

$$\mathbf{A}(s) = \begin{pmatrix} s^2 + a_{11}s + a_{01} & a_{12}s + a_{02} \\ a_{03} & s + a_{04} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{B}(s) = \begin{pmatrix} b_{01} & 0 \\ 0 & b_{04} \end{pmatrix}$$

Pak matice $\mathbf{P}_1(s) = s\tilde{\mathbf{P}}_1(s)$, $\mathbf{T}(s)$ a $\mathbf{D}(s)$ určíme na základě analýzy řešitelnosti soustav polynomiálních rovnic, které získáme z rovnice (81) a z podmínek ryzosti regulátorů jako

$$\mathbf{P}_1(s) = \begin{pmatrix} s^2 + p_{01}s & p_{02}s \\ p_{03}s & s^2 + p_{04}s \end{pmatrix}, \quad \mathbf{T}(s) = \begin{pmatrix} t_{21}s^2 + t_{11}s + t_{01} & t_{22}s^2 + t_{12}s + t_{02} \\ t_{13}s + t_{03} & t_{14}s + t_{04} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{D}(s) = \begin{pmatrix} s^4 + d_{31}s^3 + d_{21}s^2 + d_{11}s + d_{01} & 0 \\ 0 & s^3 + d_{24}s^2 + d_{14}s + d_{04} \end{pmatrix}$$

Dosazením do rovnice (81) pak dostaneme

$$\begin{aligned} & \begin{pmatrix} s^2 + a_{11}s + a_{01} & a_{12}s + a_{02} \\ a_{03} & s + a_{04} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s^2 + p_{01}s & p_{02}s \\ p_{03}s & s^2 + p_{04}s \end{pmatrix} + \\ & + \begin{pmatrix} b_{01} & 0 \\ 0 & b_{04} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} t_{21}s^2 + t_{11}s + t_{01} & t_{22}s^2 + t_{12}s + t_{02} \\ t_{13}s + t_{03} & t_{14}s + t_{04} \end{pmatrix} = \\ & = \begin{pmatrix} s^4 + d_{31}s^3 + d_{21}s^2 + d_{11}s + d_{01} & 0 \\ 0 & s^3 + d_{24}s^2 + d_{14}s + d_{04} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (82)$$

Nyní, když již jsou známy polynomy matic $\mathbf{P}_1(s)$, $\mathbf{T}(s)$ a $\mathbf{D}(s)$, můžeme řešit diofantickou rovnici (82) pomocí metody přiřazení pólů.

Nejdříve si z matice $\mathbf{D}(s)$ vyjádříme jednotlivé polynomy, které nesou obecné označení $d_1(s)$ a $d_4(s)$ podle (77) kde

$$d_1(s) = s^4 + d_{31}s^3 + d_{21}s^2 + d_{11}s + d_{01} \quad (83)$$

$$d_4(s) = s^3 + d_{24}s^2 + d_{14}s + d_{04} \quad (84)$$

Pak na základě vztahů (80) rovnice (83) a (84) roznásobíme a přepíšeme do tvaru

$$s^4 + d_{31}s^3 + d_{21}s^2 + d_{11}s + d_{01} = s^4 + 4\alpha_1s^3 + 6\alpha_1^2s^2 + 4\alpha_1^3s + \alpha_1^4 \quad (85)$$

$$s^3 + d_{24}s^2 + d_{14}s + d_{04} = s^3 + 3\alpha_2s^2 + 3\alpha_2^2s + \alpha_2^3 \quad (86)$$

kde z (85) porovnáním koeficientů příslušných mocnin dostaneme:

$$s^3 : d_{31} = 4\alpha_1, \quad s^2 : d_{21} = 6\alpha_1^2, \quad s^1 : d_{11} = 4\alpha_1^3, \quad s^0 : d_{01} = \alpha_1^4$$

a z (86)

$$s^2 : d_{24} = 3\alpha_2, \quad s^1 : d_{14} = 3\alpha_2^2, \quad s^0 : d_{04} = \alpha_2^3$$

Dalším úkolem této kapitoly je objasnit, jakým způsobem získáme jednotlivé koeficienty polynomů matic $P_1(s)$ a $T(s)$. K tomuto účelu si maticový zápis diofantické rovnice (82) rozepíšeme na základě matematických znalostí o operacích s maticemi. Tím dostaneme následující čtyři samostatné rovnice:

I. sloupec:

$$s^4 + (p_{01} + a_{11})s^3 + (a_{11}p_{01} + a_{01} + a_{12}p_{03} + b_{01}t_{21})s^2 + (a_{01}p_{01} + a_{02}p_{03} + b_{01}t_{11})s + b_{01}t_{01} = s^4 + d_{31}s^3 + d_{21}s^2 + d_{11}s + d_{01} \quad (87)$$

$$(a_{03} + p_{03})s^2 + (a_{03}p_{01} + a_{04}p_{03} + b_{04}t_{13})s + b_{04}t_{03} = 0 \quad (88)$$

kde koeficienty polynomů $p(s)$ a $t(s)$ jsou porovnáním koeficientů příslušných mocnin

$$p_{01} = d_{31} - a_{11}, \quad p_{03} = -a_{03}, \quad t_{21} = \frac{d_{21} - a_{11}p_{01} - a_{01} - a_{12}p_{03}}{b_{01}}$$

$$t_{11} = \frac{d_{11} - a_{01}p_{01} - a_{02}p_{03}}{b_{01}}, \quad t_{01} = \frac{d_{01}}{b_{01}}, \quad t_{13} = \frac{-a_{03}p_{01} - a_{04}p_{03}}{b_{04}}, \quad t_{03} = 0$$

II. sloupec:

$$(p_{02} + a_{12})s^3 + (a_{11}p_{02} + a_{12}p_{04} + a_{02} + b_{01}t_{22})s^2 + (a_{01}p_{02} + a_{02}p_{04} + b_{01}t_{12})s + b_{01}t_{02} = 0 \quad (89)$$

$$s^3 + (a_{04} + p_{04})s^2 + (a_{03}p_{02} + a_{04}p_{04} + b_{04}t_{14})s + b_{04}t_{04} = s^3 + d_{24}s^2 + d_{14}s + d_{04} \quad (90)$$

kde koeficienty polynomů $p(s)$ a $t(s)$ jsou porovnáním koeficientů příslušných mocnin

$$p_{02} = -a_{12}, \quad p_{04} = d_{24} - a_{04}, \quad t_{22} = -\frac{a_{11}p_{02} + a_{12}p_{04} + a_{02}}{b_{01}}$$

$$t_{12} = -\frac{a_{01}p_{02} + a_{02}p_{04}}{b_{01}}, \quad t_{02} = 0, \quad t_{14} = \frac{d_{14} - a_{03}p_{02} - a_{04}p_{04}}{b_{04}}, \quad t_{04} = \frac{d_{04}}{b_{04}}$$

Tímto je zdárně ukončeno řešení diofantické rovnice a dán způsob výpočtu jednotlivých koeficientů polynomů matic $P_1(s)$, $T(s)$ a $D(s)$, které budou nadále potřeba pro odvození regulátorů.

5.2 Odvození regulátorů pro 1DOF konfiguraci

Návrh regulátoru pro 1DOF konfiguraci bude vycházet z teorie o konfiguraci regulačního obvodu se dvěma zpětnovazebními regulátory uvedené v kapitole 3.3. Na základě této teorie bude postup při návrhu regulátoru následovný.

Ze vztahu (67) je zřejmé že matici $T(s)$ můžeme rozepsat jako

$$T(s) = s^2T_2 + sT_1 + T_0 = s^2 \begin{pmatrix} t_{21} & t_{22} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} + s \begin{pmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{13} & t_{14} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} t_{01} & 0 \\ 0 & t_{04} \end{pmatrix} \quad (91)$$

kde $T(s)$ je rovna (65). Pak na základě (68) a (69) lze matice $R_1(s)$, $\tilde{Q}_1(s)$ rovněž rozepsat

$$R_1(s) = s^2R_{12} + sR_{11} + R_{10} \quad (92)$$

$$\tilde{Q}_1(s) = s\tilde{Q}_{12} + \tilde{Q}_{11} \quad (93)$$

Současně si z podmínky o 1DOF konfiguraci zavedeme váhovou matici $\Gamma_j = I$ a následně podle vztahů (73) určíme tvar dílčích matic $R_{1j}(s)$ a $\tilde{Q}_{1j}(s)$ pro $j = 1, \dots, \deg T$

$$R_{12} = \Gamma_2 T_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} t_{21} & t_{22} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_{21} & t_{22} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (94)$$

$$R_{11} = \Gamma_1 T_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{13} & t_{14} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{13} & t_{14} \end{pmatrix} \quad (95)$$

a současně

$$\tilde{Q}_{1j} = \left(I - \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \right) T_j = \mathbf{0} \quad (96)$$

Pro $j = 0$ určíme matici R_{10} z (92) na základě vztahu (71), čili

$$R_{10} = \begin{pmatrix} t_{01} & 0 \\ 0 & t_{04} \end{pmatrix} \quad (97)$$

Zpětným dosazením získaných dílčích matic do vztahů (92) a (93) získáme

$$R_1(s) = \begin{pmatrix} t_{21}s^2 + t_{11}s + t_{01} & t_{22}s^2 + t_{12}s \\ t_{13}s & t_{14}s + t_{04} \end{pmatrix}, \quad \tilde{Q}_1(s) = \mathbf{0} \quad (98)$$

Nyní jsou již známy všechny potřebné polynomiální matice k sestavení regulátorů. Proto na základě vztahu (76) a (75) můžeme navržené polynomiální matice přepsat do tvaru přenosové funkce jako

$$G_R(s) = \begin{pmatrix} t_{21}s^2 + t_{11}s + t_{01} & t_{22}s^2 + t_{12}s \\ t_{13}s & t_{14}s + t_{04} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s^2 + p_{01}s & p_{02}s \\ p_{03}s & s^2 + p_{04}s \end{pmatrix}^{-1} \quad (99)$$

$$G_R(s) = \mathbf{0} \cdot \begin{pmatrix} s + p_{01} & p_{02} \\ p_{03} & s + p_{04} \end{pmatrix}^{-1} = \mathbf{0} \quad (100)$$

Takto odvozené regulátory, respektive regulátor G_R , je výhodné pro budoucí zpracování zachovat ve tvaru maticového popisu.

$$\begin{pmatrix} s^2 + p_{01}s & p_{02}s \\ p_{03}s & s^2 + p_{04}s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{R1} \\ U_{R2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_{21}s^2 + t_{11}s + t_{01} & t_{22}s^2 + t_{12}s + t_{02} \\ t_{13}s + t_{03} & t_{14}s + t_{04} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix} \quad (101)$$

kde U_{R1} a U_{R2} jsou akční zásahy regulátoru G_R .

5.3 Odvození regulátorů pro 2DOF konfiguraci

Návrh regulátorů pro 2DOF konfiguraci bude opět vycházet z teorie o konfiguraci regulačního obvodu se dvěma zpětnovazebními regulátory uvedené v kapitole 3.3. Na základě této teorie bude postup při návrhu regulátoru následovný.

K návrhu využijeme již rozepsané matice $T(s)$, $R_1(s)$ a $\tilde{Q}_1(s)$ uvedených v (91), (92) a (93). Rovněž si z podmínky o 2DOF konfiguraci zavedeme váhovou matici $\Gamma_j = \mathbf{0}$ a následně podle vztahů (73) určíme tvar dílčích matic $R_{1j}(s)$ a $\tilde{Q}_{1j}(s)$ pro $j = 1, \dots, \deg T$

$$R_{12} = \Gamma_2 T_2 = \mathbf{0} \cdot \begin{pmatrix} t_{21} & t_{22} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} = \mathbf{0} \quad (102)$$

$$R_{11} = \Gamma_1 T_1 = \mathbf{0} \cdot \begin{pmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{13} & t_{14} \end{pmatrix} = \mathbf{0} \quad (103)$$

a současně

$$\tilde{Q}_{12} = (I - \mathbf{0}) \begin{pmatrix} t_{21} & t_{22} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_{21} & t_{22} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (104)$$

$$\tilde{Q}_{11} = (I - \mathbf{0}) \begin{pmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{13} & t_{14} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{13} & t_{14} \end{pmatrix} \quad (105)$$

Pro $j = 0$ určíme matici R_{10} z (92) na základě vztahu (71), čili

$$R_{10} = \begin{pmatrix} t_{01} & 0 \\ 0 & t_{04} \end{pmatrix} \quad (106)$$

Zpětným dosazením získaných dílčích matic do vztahů (92) a (93) získáme

$$R_1(s) = \begin{pmatrix} t_{01} & 0 \\ 0 & t_{04} \end{pmatrix}, \quad \tilde{Q}_1(s) = \begin{pmatrix} t_{21}s + t_{11} & t_{22}s + t_{12} \\ t_{13} & t_{14} \end{pmatrix} \quad (107)$$

Nyní jsou již známy všechny potřebné polynomiální matice k sestavení regulátorů. Proto na základě vztahu (76) a (75) můžeme navržené polynomiální matice přepsat do tvaru přenosové funkce jako

$$G_R(s) = \begin{pmatrix} t_{01} & 0 \\ 0 & t_{04} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s^2 + p_{01}s & p_{02}s \\ p_{03}s & s^2 + p_{04}s \end{pmatrix}^{-1} \quad (108)$$

$$\mathbf{G}_R(s) = \begin{pmatrix} t_{21}s + t_{11} & t_{22}s + t_{12} \\ t_{13} & t_{14} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s + p_{01} & p_{02} \\ p_{03} & s + p_{04} \end{pmatrix}^{-1} = \mathbf{0} \quad (109)$$

Takto odvozené regulátory je výhodné pro budoucí zpracování zachovat ve tvaru maticového popisu.

$$\begin{pmatrix} s^2 + p_{01}s & p_{02}s \\ p_{03}s & s^2 + p_{04}s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{R1} \\ U_{R2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_{01} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & t_{04} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix} \quad (110)$$

$$\begin{pmatrix} s + p_{01} & p_{02} \\ p_{03} & s + p_{04} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{Q1} \\ U_{Q2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_{21}s + t_{11} & t_{22}s + t_{12} \\ t_{13} & t_{14} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{pmatrix} \quad (111)$$

kde U_{R1} a U_{R2} jsou výstupy z regulátoru \mathbf{G}_R a U_{Q1} a U_{Q2} jsou výstupy z regulátoru \mathbf{G}_Q .

Poznámka:

Všechny zde navržené regulátory odpovídají svými průběhy regulačního pochodu 1DOF a 2DOF konfiguracím, avšak musí být zákonitě zapojeny do konfigurace se dvěma zpětnovazebními regulátory, zobrazené na schématu (Obr. 6). To je jejich nutná podmínky správné regulace.

6 PŘECHOD ZE SPOJITÉ OBLASTI DO DELTA OBLASTI

V dnešním světě mikropočítačů se již všechny složitější systémy ovládají za jejich pomoci. Díky tomu se většina spojitéch regulačních procesů a modelů převádí do diskrétní oblasti, neboť mikroprocesory ze své podstaty pracují pouze s diskrétními algoritmy regulátorů.

K přednostem diskrétního přenosu patří jednoduchá struktura modelu, jeho vhodnost pro experimentální identifikaci prostřednictvím naměřených dat včetně modelování poruch a konstrukci stochastických modelů. Rovněž návrh standardního číslicového regulátoru, použitím diskrétní teorie řízení, nečiní obvykle, jak je uvedeno v [6], potíže.

Tento způsob regulace za pomoci diskrétních modelů byl dlouho dostačující. Ovšem se stále zrychlujícími se mikroprocesory i procesory počítačů, se začaly objevovat snahy aplikace diskrétních regulátorů i na velmi dynamické systémy. Zde ovšem nastal problém se zmenšující se periodou vzorkování, právě díky dynamice systému, a ten poukázal na nedostatečnost diskrétních modelů.

Zdroj [6] dále uvádí, že parametry diskrétního přenosu nekonvergují se zkracující se periodou vzorkování k parametrům spojitého přenosu, ze kterých byly odvozeny. To znamená, že se ztrácí fyzikální význam parametrů. Současně velmi malé hodnoty periody vzorkování vedou na velmi malé hodnoty koeficientů b_i v polynomu $B(z^{-1})$ diskrétního přenosu, což vede na numerickou nestabilitu identifikačních i řídicích algoritmů. V neposlední řadě se póly polynomu $A(z^{-1})$ diskrétního přenosu blíží k hranici stability (tj. k jednotkové kružnici z -roviny) pro zkracující se periodu vzorkování.

Z výše uvedeného je zřejmé, že modely popsané pomocí z -transformace nemají v případě použití vysokých frekvencí, tj. velmi krátkých period vzorkování, žádnou spojitou analogii. Nevýhodám z -modelu se můžeme vyhnout použitím vhodnějšího diskrétního modelu. Jedno řešení této problematiky, tj. definice vztahu mezi spojitou a diskrétní teorií, navrhli Middleton a Goodwin [7]. Autoři uvádějí, že spojitá a diskrétní teorie může být pochopena na společných základech. Zavádí alternativní diskrétní model, obecně nazývaný *delta*. Uvádějí, že použitím diskrétní *delta* teorie je možné definovat konvergenci diskrétních popisů systémů a signálů k příslušným spojitým interpretacím se zmenšující se periodou vzorkování. V monografii jsou uvedeny metody návrhu automatických řídicích systémů, využívající návaznost mezi spojitou a diskrétní teorií a vzájemné vztahy mezi oběma přístupy. Je zde zdůrazněno, že vzájemně provázané studium spojitě a diskrétní teorie je

mnohem bohatší na informace, než když je každá teorie studována odděleně. Podrobným popisem *delta-modelů* a jejich experimentálním ověřováním se rovněž zabývá i Stericker a Siha [8]. Delta modely jsou novou moderní metodou v diskrétním řízení, prokazují výborné vlastnosti a značně zmenšují závislost na volbě periody vzorkování.

6.1 Delta operátor a stanovení parametrů

V této kapitole zavedeme operátor δ (delta) za využití [7], který má následující vlastnosti:

- Vede k modelu, který poskytne prostou lineární vazbu na modely s operátorem posuvu q
- Konverguje ke spojitým derivacím se vzorkovací periodou jdoucí k nule
- Konverguje tak, že inverzní operátor je kauzální

Delta operátor který splňuje výše uvedené podmínky je definován jako

$$\delta = \frac{q-1}{T_0} \quad (112)$$

kde T_0 je perioda vzorkování a operátor posuvu q je definován vztahem

$$qy(k) = y(k+1) \quad (113)$$

Z definice operátoru posuvu je zřejmé, že platí vztah

$$\delta y(k) = \frac{y(k+1) - y(k)}{T_0} \quad (114)$$

Ze vztahu (114) je patrné, že δ operátor aproximuje derivaci, což vyplývá ze vzorkování spojitého diferencovatelného signálu $y(t)$ periodou vzorkování T_0 . Jestliže $y(k) = y(kT_0)$, potom můžeme psát

$$\delta y(k) = \left. \frac{dy(t)}{dt} \right|_{y=y(kT_0)} \quad (115)$$

Aproximace se zlepšuje, pokud se perioda vzorkování blíží nule.

Protože δ operátor má spojitou část, jsou modely vyjádřené δ operátorem velmi podobné modelům vyjádřeným spojitým operátorem $s = d/dt$. Z toho je zřejmá souvislost operátoru δ s ostatními typy operátorů a možnost jeho použití v diskrétních systémech. Mimo to je

zřejmé, že poskytuje podstatně větší flexibilitu při použití v diskrétních systémech jako operátor posuvu q , případně použití z – transformace.

Ze vztahu (115) je tedy zřejmé, že je velmi podobný vztahu pro definici spojitých operátorů a pro malé periody vzorkování T_0 tedy platí vztah

$$\lim_{T_0 \rightarrow 0} \delta = s \quad (116)$$

Čili operátor δ konverguje se zmenšující se periodou vzorkování ke spojitému operátoru s .

Vezměme nyní v úvahu vztah pro definici delta operátoru (112) a definujme novou komplexní proměnnou γ asociovanou s δ podle vztahu

$$\gamma = \frac{z-1}{T_0} \quad (117)$$

Dá se dokázat že platí následující definiční vztah mezi komplexně proměnnými γ a z

$$\gamma = \frac{z-1}{\alpha T_0 z + (1-\alpha)T_0} ; \text{ pro } 0 \leq \alpha \leq 1 \quad (118)$$

Jednoduchým dosazením za α dostaneme nekonečné množství nových modelů, označovaných delta modely. V praxi nejznámější a nejpoužívanější jsou.

$$\text{Pro } \alpha = 0 \quad \gamma = \frac{z-1}{T_0} \quad \text{dopředný } \delta\text{- model} \quad (119)$$

$$\text{Pro } \alpha = 1 \quad \gamma = \frac{1-z^{-1}}{T_0} \quad \text{zpětný } \delta\text{- model} \quad (120)$$

$$\text{Pro } \alpha = 0,5 \quad \gamma = \frac{2}{T_0} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad \text{Tustinův } \delta\text{- model} \quad (121)$$

Předpokládejme pro názornost odvození vztahů pro δ - signály δ - model druhého řádu rozepsaného ve tvaru

$$\gamma^2 y(\gamma) = -\alpha_1 \gamma^1 y(\gamma) - \alpha_2 \gamma^0 y(\gamma) + \beta_1 \gamma^1 u(\gamma) + \beta_2 \gamma^0 u(\gamma) \quad (122)$$

Zavedením substituce (119) za γ do rovnice (122) a vynásobením z^{-2} dostaneme

$$\frac{1-2z^{-1}+z^{-2}}{T_0^2} y(k) = -\alpha_1 \frac{z^{-1}+z^{-2}}{T_0} y(k) - \alpha_2 z^{-2} y(k) + \beta_1 \frac{z^{-1}+z^{-2}}{T_0} u(k) + \beta_2 z^{-2} u(k) \quad (123)$$

Na základě asociace víme že δ - operátor můžeme nahradit γ a naopak. Proto můžeme (122) přepsat do tvaru

$$\delta^2 y(\delta) = -\alpha_1 \delta^1 y(\delta) - \alpha_2 \delta^0 y(\delta) + \beta_1 \delta^1 u(\delta) + \beta_2 \delta^0 u(\delta) \quad (124)$$

Při předpokladu že $z^{-n} y(k) = y(k-n)$ a $\delta^i y(\delta) = y_\delta(k-n+i)$, které platí analogicky pro libovolné signály, kde $i = 0, 1, \dots, n$ a n je stupeň nejvyššího polynomu v rovnici např. (124), můžeme ze vztahu (123) vypsát následující δ - signály.

$$\begin{aligned} y_\delta(k) &= \frac{y(k) - 2y(k-1) + y(k-2)}{T_0^2} \\ y_\delta(k-1) &= \frac{y(k-1) - y(k-2)}{T_0} \\ y_\delta(k-2) &= y(k-2) \\ u_\delta(k-1) &= \frac{u(k-1) - u(k-2)}{T_0} \\ u_\delta(k-2) &= u(k-2) \end{aligned} \quad (125)$$

Když již víme jak vztahy (125) odvodíme, můžeme pro jejich vyjádření zavést obecné označení odvozené v [9], které si jen zavedením jiné substituce $y(\delta)$ namísto $y(k_0)$ nepatrně upravíme. Čili můžeme psát:

$$\delta^i y(\delta) = y_\delta(k-n+i) = \sum_{j=0}^i \frac{(-1)^j}{T_0^i} \binom{i}{j} y_x(k-n+i-j) \quad (126)$$

pro $i = 0, 1, \dots, n$

$$\delta^l u(\delta) = u_\delta(k-n+l) = \sum_{j=0}^l \frac{(-1)^j}{T_0^l} \binom{l}{j} u_x(k-n+l-j) \quad (127)$$

pro $l = 0, 1, \dots, m$, kde k je krok v periodě vzorkování, n a m jsou stupně polynomů příslušné rovnice a současně $n \geq m$. Opět lze vztahy dle potřeby ekvivalentně odvodit i pro jiné vektory signálů.

6.2 Převod spojitého modelu do delta oblasti.

Jak již bylo uvedeno, jsou δ -modely definovány na základě vztahu (112) a (116). Máme-li tedy spojitý model určený vztahem (47), můžeme obecně prohlásit, že δ -model obecného tvaru

$$A'(\delta)y(\delta) = B'(\delta)u(\delta) \quad (128)$$

se blíží tomuto spojitému modelu a matice $A'(\delta)$ a $B'(\delta)$ mají identickou strukturu jako matice $A(s)$ a $B(s)$, což uvádí i [9]

Potom tedy prostou náhradou operátoru s operátorem δ za předpokladu (116), můžeme přepsat rovnici spojitého matematického modelu (46) do tvaru δ -modelu

$$\begin{aligned} (\delta^2 + a_{11}\delta + a_{01})y_1(\delta) + (a_{12}\delta + a_{02})y_2(\delta) &= b_{01}u_1(\delta) \\ a_{03}y_1(\delta) + (\delta + a_{04})y_2(\delta) &= b_{04}u_2(\delta) \end{aligned} \quad (129)$$

Abychom ovšem mohli získaný δ -model numericky řešit a tím i sestavit algoritmus výpočtu, je potřebné vztah (129) patřičně upravit. Proto si nyní přepíšeme každý řádek z δ -modelu (129) zvlášť a budeme jej řešit samostatně.

I. řádek:

$$(\delta^2 + a_{11}\delta + a_{01})y_1(\delta) + (a_{12}\delta + a_{02})y_2(\delta) = b_{01}u_1(\delta) \quad (130)$$

roznásobením získáme

$$\delta^2 y_1(\delta) + a_{11} \delta y_1(\delta) + a_{01} y_1(\delta) + a_{12} \delta y_2(\delta) + a_{02} y_2(\delta) = b_{01} u_1(\delta) \quad (131)$$

Z obecných vztahů (126) a (127) si vyjádříme příslušné parametry, kde nejvyšší řád $n = 2$ a pro dílčí parametry $u_1(\delta)$ $m = 0$ a $y_2(\delta)$ mějme např. $x = 1$. Pak můžeme napsat

$$\delta^2 y_1(\delta) = \frac{y_1(k) - 2y_1(k-1) + y_1(k-2)}{T_0^2} \quad (132)$$

$$\delta^1 y_1(\delta) = \frac{y_1(k-1) - y_1(k-2)}{T_0} \quad (133)$$

$$\delta^0 y_1(\delta) = y_1(k-2) \quad (134)$$

$$\delta^1 y_2(\delta) = \frac{y_2(k-1) - y_2(k-2)}{T_0} \quad (135)$$

$$\delta^0 y_2(\delta) = y_2(k-2) \quad (136)$$

$$\delta^0 u_1(\delta) = u_1(k-2) \quad (137)$$

kde obecně $\delta^i y(\delta) = y_\delta(k-n+i)$ viz. (125)

Dosadíme náhrady do (130) a získáme algoritmus pro naprogramování δ -modelu.

$$y_1(k) = (2 - T_0 a_{11})y_1(k-1) + (T_0 a_{11} - T_0^2 a_{01} - 1)y_1(k-2) - T_0 a_{12}y_2(k-1) + (T_0 a_{12} - T_0^2 a_{02})y_2(k-2) + T_0^2 b_{01}u_1(k-2) \quad (138)$$

II. řádek

$$a_{03}y_1(\delta) + (\delta + a_{04})y_2(\delta) = b_{04}u_2(\delta) \quad (139)$$

kde $n = 1$

Postupujeme analogicky jako u prvního řádku (130) a dostaneme algoritmus.

$$y_2(k) = (1 - T_0 a_{04})y_2(k-1) - T_0 a_{03}y_1(k-1) + T_0 b_{04}u_2(k-1) \quad (140)$$

Tímto je spojitý matematický model (46) úspěšně převeden do δ -modelu (129) a jsou odvozeny algoritmy (138) a (140) potřebné k jeho naprogramování.

6.3 Převod spojitých regulátorů do delta oblasti.

Stejně tak jako spojitý matematický model, který byl převeden do delta oblasti, musí být převedeny i spojitě regulátory jednotlivých konfigurací. Postup, pomocí něhož se bude postupovat, se vůbec neliší od postupu uvedeného v kapitole 6.2.

6.3.1 1DOF konfigurace

Pro regulátor reprezentující 1DOF konfiguraci sestavíme, na základě již výše uvedených podmínek a postupu, δ -regulátor ze spojitého maticového popisu (101).

$$\begin{aligned}
(\delta^2 + p_{01}\delta)u_{R1}(\delta) + (p_{02}\delta)u_{R2}(\delta) &= (t_{21}\delta^2 + t_{11}\delta + t_{01})e_1(\delta) + \\
&+ (t_{22}\delta^2 + t_{12}\delta + t_{02})e_2(\delta) \\
p_{03}\delta u_{R1}(\delta) + (\delta^2 + p_{04}\delta)u_{R2}(\delta) &= (t_{13}\delta + t_{03})e_1(\delta) + (t_{14}\delta + t_{04})e_2(\delta)
\end{aligned} \tag{141}$$

Tento popis si stejně jako tomu bylo v kapitole 6.2 rozepíšeme do samostatných řádků, které pak budeme nezávisle na sobě upravovat. Postup úprav je pak zcela analogický.

I. řádek

$$\begin{aligned}
(\delta^2 + p_{01}\delta)u_{R1}(\delta) + (p_{02}\delta)u_{R2}(\delta) &= (t_{21}\delta^2 + t_{11}\delta + t_{01})e_1(\delta) + \\
&+ (t_{22}\delta^2 + t_{12}\delta + t_{02})e_2(\delta)
\end{aligned} \tag{142}$$

kde $n = 2$. Pak roznásobíme a dosazením parametrů ze vztahů (126) a (127) dostaneme

$$\begin{aligned}
u_{R1}(k) &= (2 - T_0 p_{01})u_{R1}(k-1) + (T_0 p_{01} - 1)u_{R1}(k-2) - T_0 p_{02}u_{R2}(k-1) + \\
&+ T_0 p_{02}u_{R2}(k-2) + t_{21}e_1(k) + (T_0 t_{11} - 2t_{21})e_1(k-1) + \\
&+ (t_{21} - T_0 t_{11} + T_0^2 t_{01})e_1(k-2) + t_{22}e_2(k) + (T_0 t_{12} - 2t_{22})e_2(k-1) + \\
&+ (t_{22} - T_0 t_{12} + T_0^2 t_{02})e_2(k-2)
\end{aligned} \tag{143}$$

II. řádek

$$p_{03}\delta u_{R1}(\delta) + (\delta^2 + p_{04}\delta)u_{R2}(\delta) = (t_{13}\delta + t_{03})e_1(\delta) + (t_{14}\delta + t_{04})e_2(\delta) \tag{144}$$

kde $n = 2$. Pak roznásobíme a dosazením parametrů ze vztahů (126) a (127) dostaneme

$$\begin{aligned}
u_{R2}(k) &= (2 - T_0 p_{04})u_{R2}(k-1) + (T_0 p_{04} - 1)u_{R2}(k-2) - T_0 p_{03}u_{R1}(k-1) + \\
&+ T_0 p_{03}u_{R1}(k-2) + T_0 t_{13}e_1(k-1) + (T_0^2 t_{03} - T_0 t_{13})e_1(k-2) + \\
&+ T_0 t_{14}e_2(k-1) + (T_0^2 t_{04} - T_0 t_{14})e_2(k-2)
\end{aligned} \tag{145}$$

6.3.2 2DOF konfigurace

Pro regulátory reprezentující 2DOF konfiguraci sestavíme, na základě již výše uvedených podmínek a postupu, δ -regulátory ze spojitých maticových popisů (110), (111).

G_R -regulátor

$$\begin{aligned}
(\delta^2 + p_{01}\delta)u_{R1}(\delta) + (p_{02}\delta)u_{R2}(\delta) &= t_{01}e_1(\delta) + t_{02}e_2(\delta) \\
p_{03}\delta u_{R1}(\delta) + (\delta^2 + p_{04}\delta)u_{R2}(\delta) &= t_{03}e_1(\delta) + t_{04}e_2(\delta)
\end{aligned} \tag{146}$$

G_Q - regulátor

$$\begin{aligned} (\delta + p_{01})u_{Q1}(\delta) + p_{02}u_{Q2}(\delta) &= (t_{21}\delta + t_{11})y_1(\delta) + (t_{22}\delta + t_{12})y_2(\delta) \\ p_{03}u_{Q1}(\delta) + (\delta + p_{04})u_{Q2}(\delta) &= t_{13}y_1(\delta) + t_{14}y_2(\delta) \end{aligned} \quad (147)$$

Tyto popisy si stejně jako tomu bylo v kapitole 6.2 rozepíšeme do samostatných řádků, které pak budeme nezávisle na sobě upravovat. Postup úprav je pak zcela analogický.

I. řádek G_R - regulátoru

$$(\delta^2 + p_{01}\delta)u_{R1}(\delta) + (p_{02}\delta)u_{R2}(\delta) = t_{01}e_1(\delta) + t_{02}e_2(\delta) \quad (148)$$

kde $n = 2$. Pak roznásobíme a dosazením parametrů ze vztahů (126) a (127) dostaneme

$$\begin{aligned} u_{R1}(k) &= (2 - T_0 p_{01})u_{R1}(k-1) + (T_0 p_{01} - 1)u_{R1}(k-2) - T_0 p_{02}u_{R2}(k-1) + \\ &+ T_0 p_{02}u_{R2}(k-2) + T_0^2 t_{01}e_1(k-2) \end{aligned} \quad (149)$$

II. řádek G_R - regulátoru

$$p_{03}\delta u_{R1}(\delta) + (\delta^2 + p_{04}\delta)u_{R2}(\delta) = t_{03}e_1(\delta) + t_{04}e_2(\delta) \quad (150)$$

kde $n = 2$. Pak roznásobíme a dosazením parametrů ze vztahů (126) a (127) dostaneme

$$\begin{aligned} u_{R2}(k) &= (2 - T_0 p_{04})u_{R2}(k-1) + (T_0 p_{04} - 1)u_{R2}(k-2) - T_0 p_{03}u_{R1}(k-1) + \\ &+ T_0 p_{03}u_{R1}(k-2) + T_0^2 t_{04}e_2(k-2) \end{aligned} \quad (151)$$

I. řádek G_Q - regulátoru

$$(\delta + p_{01})u_{Q1}(\delta) + p_{02}u_{Q2}(\delta) = (t_{21}\delta + t_{11})y_1(\delta) + (t_{22}\delta + t_{12})y_2(\delta) \quad (152)$$

kde $n = 1$. Pak roznásobíme a dosazením parametrů ze vztahů (126) a (127) dostaneme

$$\begin{aligned} u_{Q1}(k) &= (1 - T_0 p_{01})u_{Q1}(k-1) - T_0 p_{02}u_{Q2}(k-1) + t_{21}y_1(k) + \\ &+ (T_0 t_{11} - t_{21})y_1(k-1) + t_{22}y_2(k) + (T_0 t_{12} - t_{22})y_2(k-1) \end{aligned} \quad (153)$$

II. řádek G_Q -regulátoru

$$p_{03}u_{Q1}(\delta) + (\delta + p_{04})u_{Q2}(\delta) = t_{13}y_1(\delta) + t_{14}y_2(\delta) \quad (154)$$

kde $n = 1$. Pak roznásobíme a dosazením parametrů ze vztahů (126) a (127) dostaneme

$$u_{Q2}(k) = (1 - T_0 p_{04})u_{Q2}(k-1) - T_0 p_{03}u_{Q1}(k-1) + T_0 t_{13}y_1(k-1) + T_0 t_{14}y_2(k-1) \quad (155)$$

7 IDENTIFIKACE DELTA MODELU

V adaptivním řízení, jak uvádí [10], je identifikace stejně důležitá jako role syntézy regulátoru. Při řízení dynamického systému je důležité znát jeho matematický model (129), který popisuje jeho dynamické vlastnosti. Pro určení parametrů soustavy se většinou používá experimentální identifikace. Experimentální identifikaci je možné provést dvěma způsoby. Jestliže se soubor naměřených dat zpracuje v jednom výpočtu, hovoří se o jednorázové identifikaci (off-line). Jestliže se v každém kroku počítá nový odhad identifikovaných parametrů, jde o průběžnou (rekurzivní) identifikaci (on-line). Identifikace pro adaptivní řízení má ovšem svá specifika (tato specifika *adaptivního* řízení úzce spjata s *identifikací*, není zde možné uvést a doporučuji k podrobnému prostudování [11]), která vedou k tomu, že se v převážné míře odhadují parametry regresního modelu (ARX) a používá se metoda nejmenších čtverců. Protože identifikace dynamických systémů se uskutečňuje z naměřených vstupních a výstupních dat a tato měření nebývají přesná, je vhodné model rozšířit o tzv. nekorelovaný signál – bílý šum. Zavedením šumového signálu obdržíme stochastický lineární model ARX. Identifikací se tedy rozumí určení parametrů soustavy. Identifikace systémů popsaných delta modely nepřináší žádné problémy, pouze místo hodnot vstupních a výstupních veličin se pracuje s jejich *diferencemi*.

Pro naše účely se budeme zabývat jednorázovou identifikací pomocí modelu ARX a metody nejmenších čtverců.

7.1 Jednorázová identifikace metodou nejmenších čtverců

Zabýváme-li se identifikací soustavy, měli bychom připravit identifikační experiment a vybrat nejvhodnější vstupní budící signál, jako kompromis mezi teoreticky optimálním vybuzením a tím, co lze aplikovat z hledisek praxe. Jednorázová identifikace se vyznačuje těmito vlastnostmi:

- Data naměřená při experimentu lze uchovávat a následně zpracovávat různými metodami a různými modely, filtrovat apod. Nutnost uchování velkého množství dat může být považována za nevýhodu.
- Získané parametry modelu lze verifikovat na jiných vzorcích dat.
- Identifikační experiment lze opakovat, popř. s využitím znalostí získaných předchozími experimenty.

- Lze testovat či verifikovat podmínky pro nestrannost odhadů.

Předpokládáme regresní diskretní model ARX ve vektorovém tvaru

$$y_\delta(k) = \boldsymbol{\Theta}_\delta^T(k) \boldsymbol{\varphi}_\delta(k-1) + e_s(k) \quad (156)$$

kde $y_\delta(k)$ je výstupní veličina modelu ARX, $\boldsymbol{\Theta}_\delta$ vektor parametrů, $\boldsymbol{\varphi}_\delta$ vektor dat, e_s chyba – rozdíl naměřených a vypočtených hodnot, k krok měření.

Pro názornost předpokládejme fiktivní jedno-rozměrovou soustavu druhého řádu, která nám poslouží k názorné ilustraci problematiky identifikace. Pro systém vyšších řádů je situace podobná, pouze se pracuje s delta diferencemi vyšších řádů a to na levé i pravé straně. Vektor parametrů je potom roven

$$\boldsymbol{\Theta}_\delta^T(k) = (a_1 ; a_0 ; b_1 ; b_2) \quad (157)$$

a vektor dat pro druhý řád, tzv. regresor, je

$$\boldsymbol{\varphi}_\delta^T(k-1) = \left(\begin{array}{l} -\frac{y(k-1) - y(k-2)}{T_0} ; -y(k-2) ; \\ -\frac{u(k-1) - u(k-2)}{T_0} ; u(k-2) \end{array} \right) \quad (158)$$

kde T_0 je perioda vzorkování, $a_1 ; a_0 ; b_1 ; b_2$ jsou hledané parametry soustavy, $u(k)$ a $y(k)$ vstupní a výstupní veličiny pro daný krok měření.

Potom generování výstupní veličiny, která má tvar

$$y_\delta(k) = \frac{y(k) - 2y(k-1) + y(k-2)}{T_0^2} \quad (159)$$

je možné vyjádřit v jednotlivých časových okamžicích maticovou rovnicí

$$\mathbf{y}_\delta = \mathbf{F}_\delta \boldsymbol{\Theta}_\delta + \mathbf{e} \quad (160)$$

kde \mathbf{F}_δ obecně o rozměru $(N - n ; 2n)$ a vektory \mathbf{y}_δ a \mathbf{e} o rozměru $(N - n)$ mají pro druhý řád tvar

$$\mathbf{F}_\delta = \begin{pmatrix} -\frac{y(2)-y(1)}{T_0} & -y(1) & \frac{u(2)-u(1)}{T_0} & u(1) \\ -\frac{y(3)-y(2)}{T_0} & -y(2) & \frac{u(3)-u(2)}{T_0} & u(1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -\frac{y(N-1)-y(N-2)}{T_0} & -y(N-2) & \frac{u(N-1)-u(N-2)}{T_0} & u(N-2) \end{pmatrix} \quad (161)$$

$$\mathbf{y}_\delta^T = (y_\delta(3); y_\delta(4) \dots y_\delta(N)) \quad (162)$$

$$\mathbf{e}^T = (e_s(3); e_s(4) \dots e_s(N)) \quad (163)$$

kde n je řád regresního modelu, N je počet souborů naměřených vstupních a výstupních dat.

Z rovnice (160) určíme chybu, tj. rozdíl mezi naměřenými a vypočtenými hodnotami

$$\mathbf{e} = \mathbf{y}_\delta - \mathbf{F}_\delta \boldsymbol{\Theta}_\delta \quad (164)$$

a zavedeme kritérium

$$J = \mathbf{e}^T \mathbf{e} = (\mathbf{y}_\delta - \mathbf{F}_\delta \boldsymbol{\Theta}_\delta)^T (\mathbf{y}_\delta - \mathbf{F}_\delta \boldsymbol{\Theta}_\delta) \quad (165)$$

Jehož minimum získáme, když derivaci (165) podle vektoru parametrů $\boldsymbol{\Theta}_\delta$ položíme rovnou nule. Řešením, jež je podrobně uvedeno v [12], získáme základní maticový tvar pro odhad parametrů modelu $\boldsymbol{\Phi}_\delta$ metodou nejmenších čtverců ve tvaru

$$\hat{\boldsymbol{\Theta}}_\delta = (\mathbf{F}_\delta^T \mathbf{F}_\delta)^{-1} \mathbf{F}_\delta^T \mathbf{y}_\delta \quad (166)$$

Vztah (166) slouží pro jednorázový výpočet odhadů parametrů modelu procesů použitím souborů naměřených dat. Výpočetně je tato metoda poměrně náročná, protože vyžaduje provádět operace s velkými maticemi, jejichž dimenze rostou s počtem naměřených vzorků. Všechna naměřená data je třeba uchovávat, což si může vyžádat nemalou diskovou kapacitu.

Odvození algoritmů a tím i aplikaci uvedené teorie pro daný konkrétní matematický mnoha-rozměrový model, z důvodů konkrétnosti odvození, je již uvedeno jako součást praktické části v kapitole 9.2.

II. PRAKTICKÁ ČÁST

8 MĚŘENÁ SOUSTAVA DTS 200

Pro ověřování odvozené teorie a naprogramovaných algoritmů nám poslouží vývojové prostředí matlab a již zmiňovaná soustava tří za sebou spojených zásobníků DTS 200. Tato kapitola narozdíl od kapitoly 1, jenž určovala specifika pro odvození teorie, nyní blíže popisuje soustavu DTS 200 z praktického hlediska.

8.1 Základní technické údaje

Abych lépe soustavu poznal a pochopil její případné chování, seznámil jsem se nejdříve s jejím manuálem, který přikládám jako součást přílohy PIII. Nejdůležitější technické údaje, které by mohly mít nějaký význam pro měření, či jen popisují soustavu, jsem z manuálu vypsals do následujících tabulek.

Tab. 1. Globální rozměry soustavy

Rozměry a hmotnost	Hodnota	Jednotka
Délka	1300	mm
Šířka	360	mm
Výška	880	mm
Hmotnost	40	kg

Tab. 4. Rozměry jímký

Jímka	Hodnota	Jednotka
Délka	1210	mm
Šířka	360	mm
Výška	150	mm
Objem cca.	55	l

Tab. 2. Rozměry zásobníků

Válcové zásobníky	Hodnota	Jednotka
Vnější průměr	150	mm
Vnitřní průměr	140	mm
Průměr kanálku	25	mm
Výška zásobníku	720	mm
Max. výška hladiny	630	mm
Objem cca.	9	l

Tab. 5. Popis kapacitních senzorů hladin

Senzory hladin (kapacitní)	Hodnota	Jednotka
Napájecí napětí	12...30	V
Výstupní nom. signal	4...20	mA
Max. pov. zatížení	37,5	Ohm
Max. proud	23	A
Charakteristika	linear	
Odezva (63%)	5	ms

Tab. 3. Napájecí napětí

Inputs	Hodnota	Jednotka
Napájení čerpadel	0...+12	V
Napájení senzorů	18	V

Tab. 6. Popis výstupů senzorů hladin

Výstupy ze senzorů hladin	Hodnota	Jednotka
Proudový rozsah	4...14	mA
Rozsah hladin	0...63	cm
Rozlišení	0,16	mA/cm

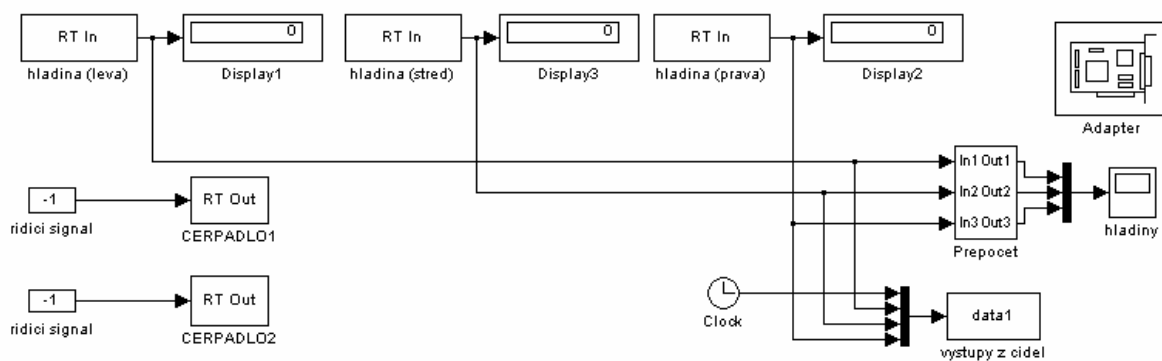
Tab. 7. Parametry čerpadel

Čerpadla - DC motor	Hodnota	Jednotka
Napětí	12	V
Proud (open flow)	1,4	A
Proud (max.)	4,5	A
Průtok (open flow)	7	l/min
Tlak	1,4	bar
Hmotnost	1,5	kg
Délka	210	mm
Šířka	128	mm
Výška	115	mm

Soustava je složitý systém několika vzájemně propojených komponentů. Další údaje a popis soustavy naleznete v **manuálu** viz. příloha PIII.

8.2 Základní uživatelské rozhraní

Základním uživatelským rozhraním soustavy DTS 200 mám na mysli **seznam bloků** viz. PIII dodaných v simulinku jako soubor *model_dts200_bloky.mdl*, který již byl pro tuto soustavu vytvořen. Z tohoto souboru jsem si vybral jen potřebné bloky k měření a sestavil základní komunikační blokové schéma (Obr. 7), jenž jsem uložil jako nový soubor pod názvem *model_dts200_real.mdl* a současně využil k základnímu měření.



Obr. 7. Základní komunikační blokové schéma

Popis funkcí vybraných bloků:

display 1,2,3 - zobrazují aktuální hodnoty z čidel

přepočet - Přepočítává hodnoty z čidel na výšky hladin

hladiny – zobrazuje a ukládá hodnoty z čidel přepočítané na hladiny do proměnné *data2*

vystupy z cidel - ukládá výstupy do proměnné *data1*

8.3 Specifika soustavy

Jako každý reálný systém i tento má svá určitá specifika, na která lze při měření narazit. Za nejdůležitější specifikum považuji rozsah řídicího signálu tzv. pracovní oblast čerpadel, která je velmi důležitá pro budoucí simulace řízení. Obě čerpadla pracují v intervalu řídicího signálu $\langle -1 ; 1 \rangle$ kde -1 je stav nula, čili čerpadlo zůstává nečinné a stav 1 je maximum.

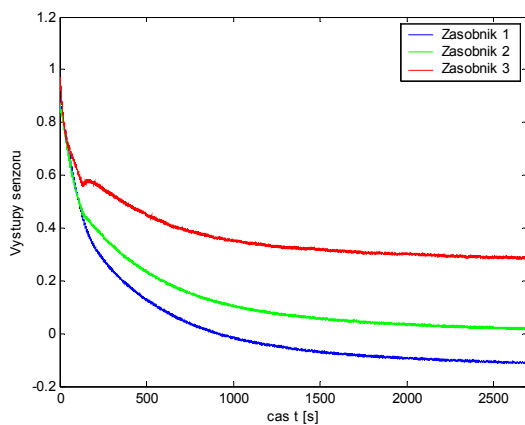
Soustava je dále opatřena pojistkou proti přetečení zásobníku, což je opět nutné při řízení v případě potřeby zohlednit.

Kapacitní senzory hladin pracují v rozsahu cca. $(-1 ; 1)$, tzn., že pracují v tomto rozmezí, ale k hodnotám -1 a 1 se pouze limitně blíží. Dále mají inverzní charakter, tzn., že se zvyšující se hladinou kapaliny v zásobnících hodnoty z čidel klesají v uvedeném intervalu. To je již patrné na všech uvedených obrázcích v této kapitole.

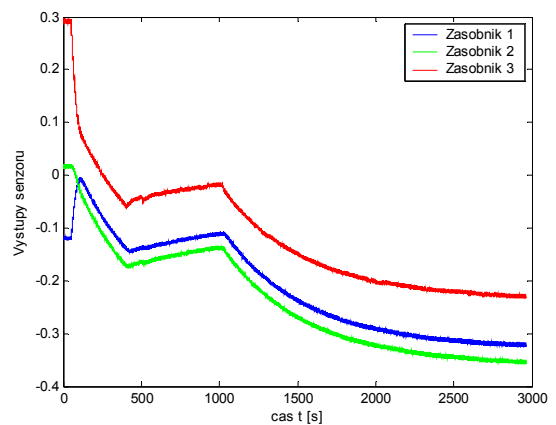
Další vlastností soustavy je jistá nelinearita (Obr. 8), patrně zanesena ventilem spojující zásobník 2 a 3, která byla během experimentálních měření objevena. Na obrázku ji je možné vidět v čase $t = 120s$ v podobě jistého zubu na průběhu popisující zásobník 3.

Také jsem při experimentování zjistil, že čas od času dojde ke zvýšení šumu na výstupu ze senzoru, což dokazuje obrázek (Obr. 9).

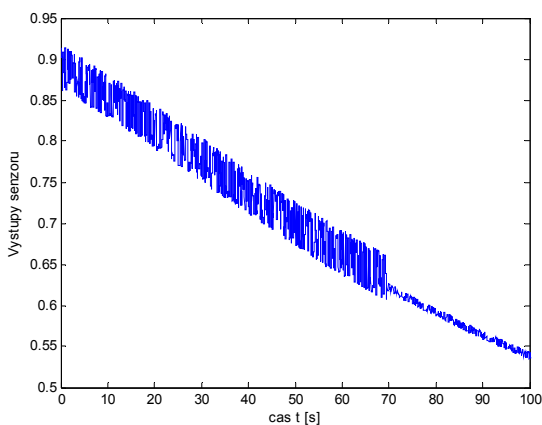
Současně jsem vyzoroval, že čerpadla občas na určitý okamžik, bez jakéhokoliv vnějšího zásahu, ztrácí výkon (Obr. 10), či tento výkon ztrácí opakovaně a to má za následek neidentifikovatelný pilovitý průběh (Obr. 11). K tomu dochází obzvláště, když čerpadla pracují v okolí svého maxima.



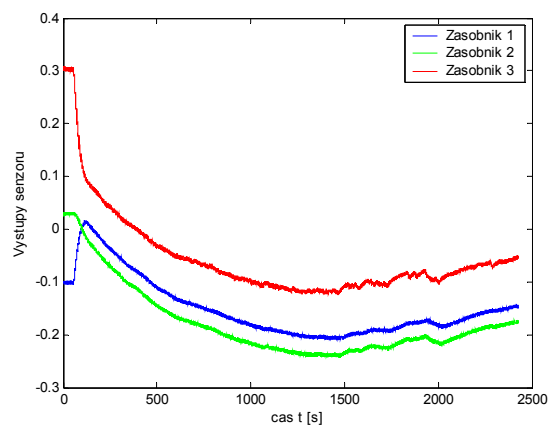
Obr. 8 Ilustrace nelinearity



Obr. 10. Ilustrace ztráty výkonu



Obr. 9 Ilustrace změny šumu



Obr. 11. Ilustrace opakované ztráty výkonu

8.4 Kalibrace čidel

Nyní je již jisté, že senzory mají inverzní charakter. Dále můžu na základě (Tab. 5) tvrdit, že jsou navíc charakteru lineárního. V příloze PI je nakonec toto tvrzení prokázáno. Současně je jisté, že výška hladiny nula v zásobníku neodpovídá nule na výstupu ze senzoru. Na základě měření uvedeného v (Tab. 8) je zřejmé, že každý senzor má svou charakteristiku jinak posunutou ke stavu nula. Jelikož by se tedy při praktickém ověřování navržených algoritmů musely složitě zadávat žádané hodnoty, provedl jsem pro zjednodušení zadávání kalibraci čidel. Toho jsem docílil tak, že naměřenými daty (Tab. 8) jsem proložil lineární regresy viz. příloha PI a dostal závislosti výstupu ze senzoru na skutečné výšce hladiny.

I když jsem provedl kalibraci, není vhodné brát ji za směrodatnou, ale pouze jako orientační. Usuzuji tak na základě vlivu rušení [13].

Tab. 8. Závislosti výstupu ze senzorů na výšce hladin při kalibraci

n	I. Zásobník		II. Zásobník		III. Zásobník	
	Výška h_1 [mm]	Výstup ze senzoru 1	Výška h_2 [mm]	Výstup ze senzoru 2	Výška h_3 [mm]	Výstup ze senzoru 3
1	0	0,89	0	0,87	0	0,98
2	36	0,79	32	0,78	33	0,90
3	58	0,72	44	0,74	56	0,83
4	80	0,66	60	0,69	82	0,75
5	111	0,56	79	0,63	111	0,66
6	143	0,47	107	0,55	141	0,57
7	174	0,38	135	0,47	178	0,46
8	208	0,27	160	0,39	220	0,34
9	240	0,18	184	0,32	254	0,24
10	264	0,11	222	0,21	277	0,17
11	289	0,04	255	0,11	300	0,10
12	312	-0,02	285	0,02	316	0,05
13	329	-0,08	303	-0,02	341	-0,01
14	354	-0,16	332	-0,11	366	-0,10
15	379	-0,23	357	-0,18	381	-0,14
16	400	-0,29	375	-0,24	404	-0,21
17	421	-0,36	399	-0,31	432	-0,30
18	458	-0,46	417	-0,36	461	-0,38
19	485	-0,54	446	-0,45	484	-0,45
20	507	-0,61	486	-0,57	510	-0,53
21	526	-0,66	520	-0,67	528	-0,58
22	551	-0,74	548	-0,76	551	-0,65
23	574	-0,80	578	-0,85	577	-0,73
24	597	-0,88	594	-0,90	596	-0,79

9 ALGORITMY

V teoretické části byly odvozeny příslušné matematické vztahy, které nyní použiji pro sestavení algoritmů potřebných k měření.

9.1 Delta model

Algoritmus pro delta model *dmdl.m* jsem sestavil jako *s-function* tak, aby se později dala zapojit do blokového schématu potřebného k simulacím. Algoritmus byl vytvořen na základě potřeby ověřování správnosti identifikace a k simulačnímu ověřování funkčnosti algoritmů regulátorů.

Nutným vstupem do této funkce je perioda vzorkování T_0 a hodnoty identifikovaných parametrů obsažené ve vektoru proměnné *dmodel*. Ostatní vstupy jsou standardně nastaveny podle algoritmu *SFUNTMPL*, který je součástí nápovědy vývojového prostředí matlab.

Jádrem celého algoritmu *dmdl.m* jsou stěžejní vztahy (138) a (140).

9.2 Identifikace

Algoritmus identifikace delta modelu *identi.m* sestaven jako *m-file* považuji za nejsložitější a nejdůležitější v mé diplomové práci. Tento algoritmus má za úkol dobře stanovit odhady parametrů soustavy z naměřených charakteristik. Toho docílí v několika fázích.

V první fázi dochází k načtení naměřených dat (výstupů ze senzorů) a jejich přípravě pro jednorázovou identifikaci. Tato příprava z části komunikuje s uživatelem pomocí *workspace* v matlabu a z části vyžaduje zásah přímo do *m-file* (doporučeno). Tento způsob naprogramování jsem zvolil z důvodu velké variability úprav v závislosti na získaném souboru dat. Uživatel se ale nemusí bát, že by se v *m-file* ztratil, neboť součástí scriptu tohoto algoritmu je i nápověda. V této části program vytváří difference vstupních a výstupních veličin pro použití k *delta* identifikaci.

V druhé a třetí fázi probíhá vlastní identifikace. Ta je prováděna pomocí funkcí *deltaidenti1.m* a *deltaidenti2.m*. Do těchto funkcí není třeba zasahovat, neboť v předchozí části byly všechny potřebné úpravy s daty již provedeny.

Při programování funkcí *deltaidenti1.m* a *deltaidenti2.m* jsem vycházel z teorie v kapitole 7. Nyní považuji za nutné uvést konkrétní vztahy, které jsou klíčovou záležitostí identifikačních algoritmů a tuto teorii tímto rozvést do užšího prostoru.

Máme delta model (129) rozveden do vztahů (131) a (139). Nyní budeme každou rovnicí pomocí metody nejmenších čtverců identifikovat samostatně.

deltaidenti1.m:

Rovnici (131) si upravíme

$$\delta^2 y_1(\delta) = -a_{11} \delta y_1(\delta) - a_{01} y_1(\delta) - a_{12} \delta y_2(\delta) - a_{02} y_2(\delta) + b_{01} u_1(\delta) \quad (167)$$

Na základě rovnice (156) z rovnice (167) dostaneme vektor parametrů

$$\boldsymbol{\theta}_\delta^T(k) = (a_{11} ; a_{01} ; a_{12} ; a_{02} ; b_{01}) \quad (168)$$

a vektor dat

$$\boldsymbol{\varphi}_\delta^T(k-1) = \left(\begin{array}{c} -\frac{y_1(k-1) - y_1(k-2)}{T_0} ; -y_1(k-2) ; -\frac{y_2(k-1) - y_2(k-2)}{T_0} \\ -y_2(k-2) ; u_1(k-2) \end{array} \right) \quad (169)$$

Tím jsou dány vektory potřebné pro identifikaci (167).

deltaidenti2.m:

Rovnici (139) si upravíme

$$\delta y_2(\delta) = -a_{03} y_1(\delta) - a_{04} y_2(\delta) + b_{04} u_2(\delta) \quad (170)$$

Na základě rovnice (156) z rovnice (170) dostaneme vektor parametrů

$$\boldsymbol{\theta}_\delta^T(k) = (a_{03} ; a_{04} ; b_{04}) \quad (171)$$

a vektor dat

$$\boldsymbol{\varphi}_\delta^T(k-1) = (-y_1(k-1) ; -y_2(k-1) ; u_2(k-1)) \quad (172)$$

Tím jsou dány vektory potřebné pro identifikaci (170).

Z dílčích identifikací pak algoritmus vytvoří vektor parametrů uložený do proměnné *dmodel*. Tato proměnná pak slouží jako vstup pro výpočet polynomů regulátoru, který si tento algoritmus sám spouští.

9.3 Polynomy regulátorů

Algoritmus *polynom.m* naprogramován na základě teorie v kapitole 5, slouží k výpočtu parametrů regulátorů. Algoritmus ve formátu *m-file* si podle potřeby spouští uživatel buď sám, nebo je spuštěn automaticky ihned po identifikaci. Komunikace s uživatelem opět probíhá z části pomocí *workspace* v matlabu a nebo přímým zásahem do souboru *m-file*. Algoritmus je tedy uvnitř scriptu opatřen i náležitou nápovědou.

Za pomoci tohoto algoritmu lze jeho spuštěním opakovaně bez ztráty informací nastavovat násobné póly α_1 do proměnné *alfa1* a α_2 do proměnné *alfa2*. Vypočtené parametry jsou pak ukládány do vektoru *param*.

9.4 G_R - regulátor

Algoritmus pro G_R regulátor je sestaven jako *s-function* tak, aby se později dal zapojit do blokového schématu potřebného k simulacím a měřením. Algoritmus byl vytvořen ve dvou provedeních:

dof12r.m - pro 1DOF konfiguraci, kde jádrem algoritmu jsou vztahy (143) a (145)

dof22r.m – pro 2DOF konfiguraci, kde jádrem algoritmu jsou vztahy (149) a (150)

Nutným vstupem do obou těchto funkcí je perioda vzorkování T_0 a hodnoty identifikovaných parametrů uchovaných v proměnné *param*, jenž jsou pro obě funkce stejné. Ostatní vstupy jsou standardně nastaveny podle algoritmu *SFUNTMPL*, který je součástí nápovědy vývojového prostředí matlab.

9.5 G_Q - regulátor

Algoritmus pro G_Q regulátor *dof22q.m* je sestaven jako *s-function* tak, aby se později dal zapojit do blokového schématu potřebného k simulacím a měřením. Nutným vstupem do funkce regulátoru je perioda vzorkování T_0 a hodnoty identifikovaných parametrů uchovaných v proměnné *param*. Ostatní vstupy jsou standardně nastaveny podle algoritmu

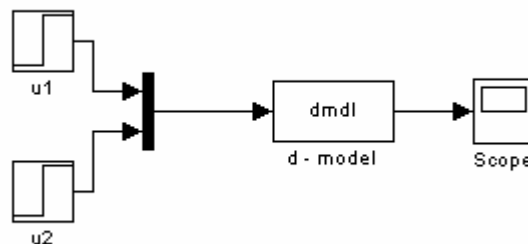
SFUNTMPL, který je součástí nápovědy vývojového prostředí matlab. Jádrem celého algoritmu *dof22q.m* jsou stěžejní vztahy (153) a (155).

10 BLOKOVÁ SCHÉMATA PRO SIMULACE A MĚŘENÍ

Naprogramované algoritmy je třeba vhodně zapojit do blokových schémat, aby správně plnily svoji funkci a byly provázány i s reálným modelem (soustavou DTS 200). K tomu bylo vytvořeno hned několik blokových schémat za pomoci simulinku v prostředí matlab. Úvodem bych chtěl říci, že všechny navržené obvody provádějí matematické operace s pevně danou periodou vzorkování T_0 za pomoci funkce *ode5*.

10.1 Delta model

Jako prvním blokové schéma uvádím schéma delta modelu *model_delta_sim.mdl* (Obr. 12), jehož účelem je co nejvěrněji simulovat chování identifikované reálné soustavy DTS 200. Schéma slouží především k ověřování správnosti provedené identifikace.



Obr. 12. Blokové schéma delta modelu

Popis funkce:

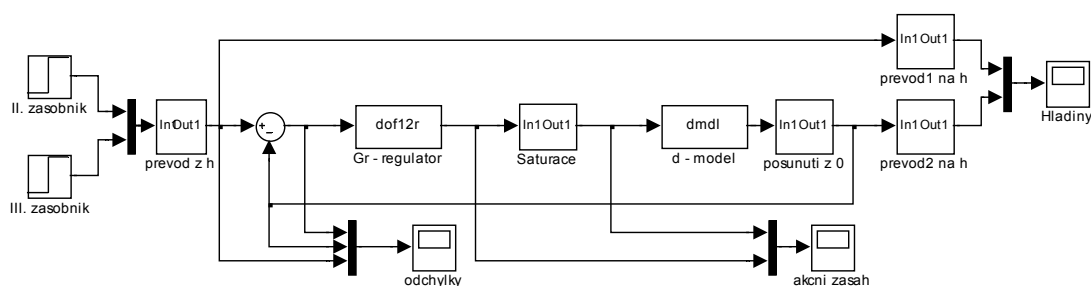
Bloky s označením „u1“ a „u2“ jsou bloky simulující akční zásah vstupující do soustavy pomocí dvou čerpadel. Velikost těchto zásahů se nastavuje přímo v blocích. Ostatní parametry pro simulaci se naplňují automaticky. Blok „d-model“ je vlastní matematická delta náhrada reálné soustavy, jehož jádro tvoří algoritmus *dmdl.m*. Blok „scope“ slouží k zobrazení průběhů soustavy a ty ukládá do proměnné *delta_data*.

10.2 1DOF konfigurace

Pro 1DOF konfiguraci na základě teorie z kapitoly 3.3 byla navržena dvě bloková schéma uzavřených regulačních obvodů (URO), která jsou rozdělena pro simulaci regulačního pochodu reálné soustavy na základě matematického modelu a na řízení samotné reálné soustavy.

10.2.1 Blokové schéma pro simulaci řídicího procesu

Při sestavování tohoto blokového schématu (Obr. 13) *dof1_delta_sim.mdl* jsem se snažil přizpůsobit jej tak, aby co nejvěrněji připomínalo reálnou soustavu a regulační pochod se co nejvíce blížil reálu. Čili jsem musel akceptovat, že identifikace sice probíhala v jistém pracovním bodě, avšak algoritmus využíval jen diference vstupních a výstupních hodnot. Proto jsem se snažil do URO zabudovat bloky, které budou simulovat reálné chování.



Obr. 13. Blokové schéma URO pro simulaci řídicího procesu (1DOF)

Popis funkce:

Do bloku „II.zasobník“ a „III.zasobník“ se zadávají žádané výšky hladin w v milimetrech pro identifikovaný pracovní bod. Tyto výšky jsou následně blokem „*prevod z h*“ přepočítány na hodnoty senzorů, ze kterých získáváme výstupní signál a z nichž byl identifikován systém. Přepočet hladin se provádí na základě kalibrace viz. příloha PI. Dále dochází k porovnání s výstupním signálem a jeho regulační odchylka e vstupuje do bloku „*G_R – regulátor*“. Jádrem tohoto bloku je algoritmus *dof12r.m*. Výstupem je pak akční zásah Δu , který následně vstupuje do bloku „*saturace*“. Tento blok má za úkol simulovat reálné omezení čerpadel soustavy DTS 200. Zde bych uvedl, že omezení je vhodné nastavovat pro každý pracovní bod zvlášť, neboť každý bod má jiná posunutí akčních zásahů vzhledem k nule.

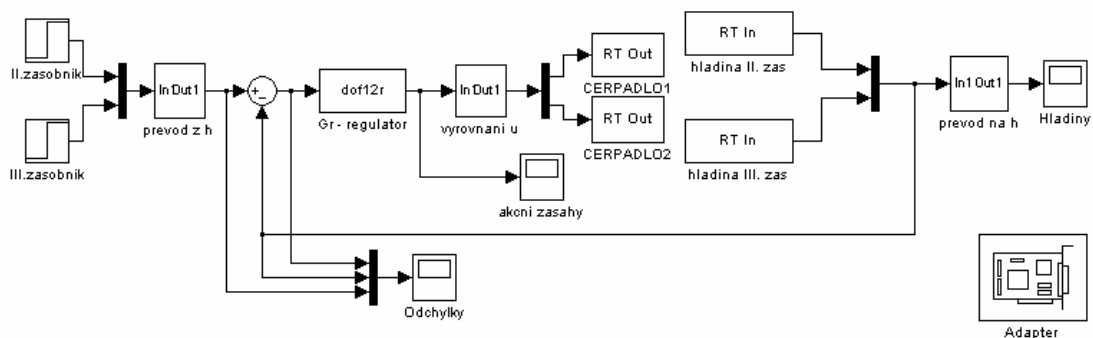
Př.: Rozsah reálných akčních zásahu u pro čerpadla je $\langle -1; 1 \rangle$. V pracovním bodě byl výchozí reálný akční zásah $u(0) = -0,4$. Pro simulaci se pak výchozí akční zásah $\Delta u(0) = 0 = u(0) - 0,4$. Proto omezení akčního zásahu Δu je $\langle -1,4; 0,6 \rangle$.

Akční zásah Δu dále vstupuje do bloku „*d-model*“, jehož jádrem je algoritmus *dmdl.m* a z něj následně vystupuje regulovaná veličina Δy . Tato veličina má diferenci danou identi-

fikací, a proto ji následně blokem „posunutí z 0“ připočítávám výchozí hodnoty senzorů reálné soustavy v daném pracovním bodě, čili $y(k) = \Delta y(k) + y(0)$. Tento blok lze vynechat za předpokladu, že místo konečných výšek hladin zadám jako žádané hodnoty w pouze jejich difference Δw . Pro každý pracovní bod se musí opět tento blok nastavovat zvlášť. Poslední blok „převod na h“, provádí přepoččet zpět z hodnot ze senzorů na výšky hladin. Bloky „odchylky“, „akční zásah“ a „hladiny“ ukládají průběhy do proměnných *esim1d*, *usim1d* a *ysim1d*.

10.2.2 Blokové schéma pro řízení soustavy DTS 200

Blokové schéma URO, *dof1_delta_real.mdl*, uvedené na obrázku (Obr. 14) má za úkol řídit reálnou soustavu DTS 200.



Obr. 14. Blokové schéma URO pro řízení soustavy DTS 200 (1DOF)

Popis funkce:

I toto schéma vyžaduje nepatrné ošetření pomocí bloků, potřebné k převedení simulační části do reálu. Většina bloků má podle názvu stejnou funkci jako u schématu (Obr. 13). Co je zde nového, je blok „vyrovnání“. Tento blok zajišťuje přičtení výchozích akčních zásahů v identifikovaném pracovním bodě, čili $u(k) = \Delta u(k) + u(0)$. Příčinou je opět identifikace, která vychází z hodnot diferencí vstupních a výstupních veličin.

Bloky „odchylky“, „akční zásah“ a „hladiny“ ukládají průběhy do proměnných *eregl1d*, *uregl1d* a *yreg1d*.

10.3 2DOF konfigurace

Pro 2DOF konfiguraci jsou opět na základě teorie z kapitoly 3.3 navržena dvě bloková schéma uzavřených regulačních obvodů (URO), která jsou rozdělena pro simulaci regulačního pochodu reálné soustavy na základě matematického modelu a na řízení samotné reálné soustavy.

10.3.1 Blokové schéma pro simulaci řídicího procesu

Při sestavování tohoto blokového schématu viz. příloha PII *dof2_delta_sim.mdl* jsem se snažil přizpůsobit jej tak, aby co nejdříve připomínalo reálnou soustavu a regulačním pochodem se co nejvíce blížil reálu. Čili jsem musel opět akceptovat, že identifikace sice probíhala v jistém pracovním bodě, avšak algoritmus využíval jen diference vstupních a výstupních hodnot. Proto jsem se snažil do URO zabudovat bloky, které budou simulovat reálné chování.

Popis funkce:

Popis funkce bloků je podle jmen opět obdobný jako tomu bylo u schématu (Obr. 13). Je celkem zbytečné zde jejich funkci znovu rozepisovat a proto se raději zaměřím na ještě neznámé bloky. Těmito jsou bloky „*G_q – regulator*“ a „*posunuti na 0*“. První blok je samotný *G_Q – regulátor*, jehož jádrem je algoritmus *dof22q.m*. Druhý blok, jelikož nepracujeme v tomto případě s diferencemi výstupní veličiny *y*, má za úkol tuto diferenci pro regulátor *G_Q* připravit. Podstata této úpravy vychází již ze samotné identifikace. Pro každý pracovní bod se musí opět nastavovat. Ještě bych rád poznamenal že pro *G_R – regulátor* v tomto schématu je využit algoritmus *dof22r.m*.

Bloky „*odchylky*“, „*akcni zasahy*“ a „*hladiny*“ ukládají průběhy do proměnných *esim2d*, *usim2d* a *ysim2d*.

10.3.2 Blokové schéma pro řízení soustavy DTS 200

Blokové schéma URO, *dof2_delta_real.mdl*, uvedené v příloze PII má za úkol řídit reálnou soustavu DTS 200.

Popis funkce:

V tomto schématu se již nevyskytuje žádný nový blok. Funkce všech jednotlivých bloků jsou již známy z předešlých schémat.

Bloky „*odchylky*“, „*akcni zasahy*“ a „*hladiny*“ ukládají průběhy do proměnných *ereg2d*, *ureg2d* a *yreg2d*.

11 OVĚŘOVÁNÍ ALGORITMŮ

V poslední kapitole se zabývám ověřováním navržených algoritmů. Uvádím simulace a měření celkem pro dva pracovní body. V každém bodě provádím identifikaci a její správnost dokáži proložením výstupu z reálné soustavy a matematického modelu do jednoho grafu. Současně provádím simulaci regulačních pochodů a jejich praktickou aplikaci a funkčnost algoritmů porovnám opět proložením. Na závěr věnuji krátkou podkapitulu pro diskuzi výsledků.

11.1 Určení pracovního bodu

Pro ověření navržených algoritmů jsem si zvolil na soustavě DTS 200, pomocí schématu (Obr. 7), dva pracovní body. Nazval jsem si je jako pracovní bod A a B .

Pro pracovní bod A jsem použil toto nastavení:

$$u_1(0) = -0.4 \rightarrow u_1(k) = -0.38 \Rightarrow \Delta u_1 = 0.02$$

$$u_2(0) = 0.1 \rightarrow u_2(k) = 0.12 \Rightarrow \Delta u_2 = 0.02$$

kde potom ustálené hodnoty ze senzorů jsou

$$y_1(0) = 0.007 \rightarrow y_1(n) = -0.059 \Rightarrow \Delta y_1 = -0.066$$

$$y_2(0) = 0.27 \rightarrow y_2(n) = 0.22 \Rightarrow \Delta y_2 = -0.05$$

Pro pracovní bod B jsem použil toto nastavení:

$$u_1(0) = -0.3 \rightarrow u_1(k) = -0.28 \Rightarrow \Delta u_1 = 0.02$$

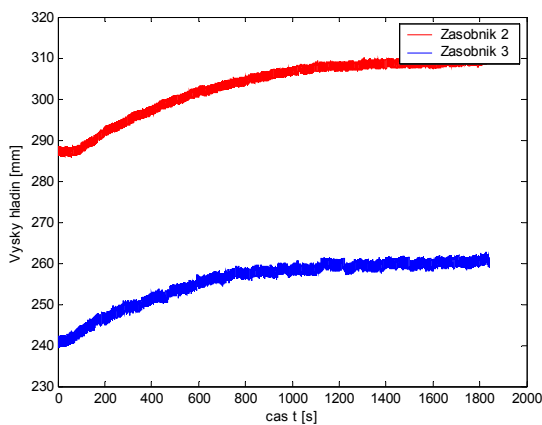
$$u_2(0) = 0 \rightarrow u_2(k) = 0.02 \Rightarrow \Delta u_2 = 0.02$$

kde potom ustálené hodnoty ze senzorů jsou

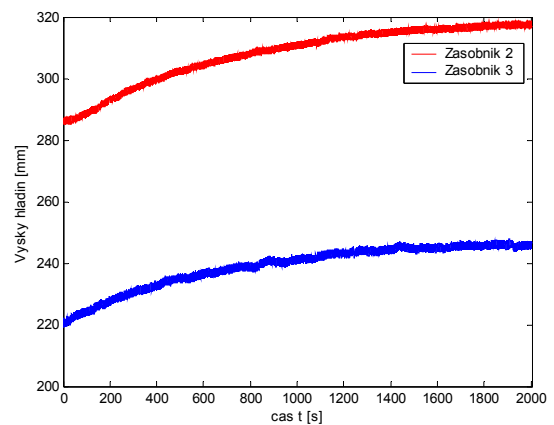
$$y_1(0) = 0.01 \rightarrow y_1(n) = -0.08 \Rightarrow \Delta y_1 = -0.07$$

$$y_2(0) = 0.33 \rightarrow y_2(n) = 0.26 \Rightarrow \Delta y_2 = -0.07$$

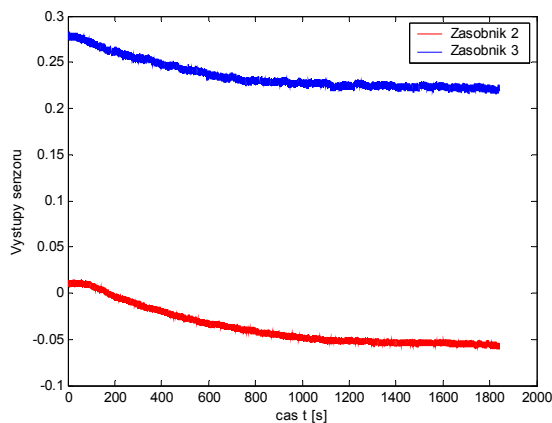
Průběhy výstupů ve zvolených pracovních bodech jsou zobrazeny na následujících grafech



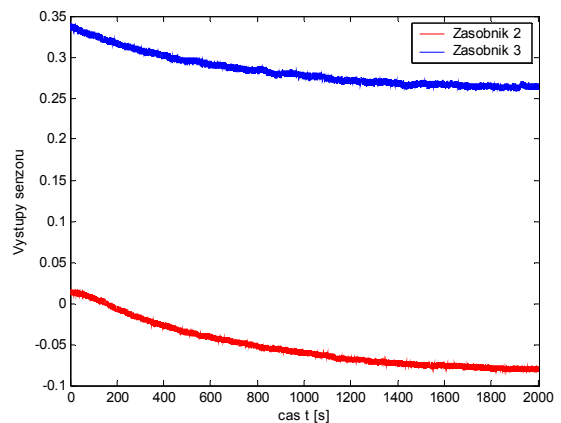
Obr. 15. Průběhy hladin - bod A



Obr. 17. Průběhy hladin - bod B



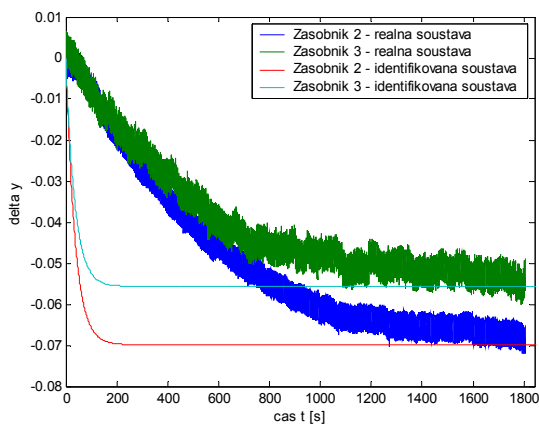
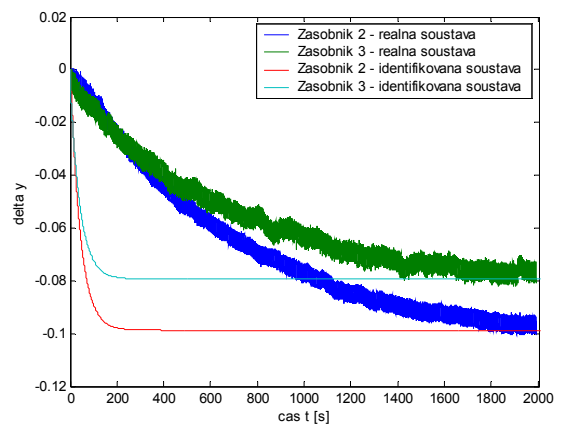
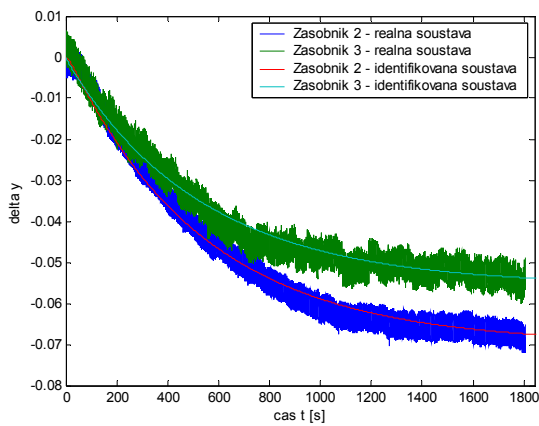
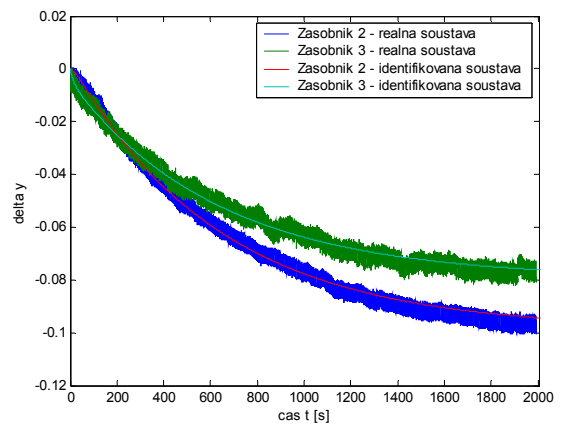
Obr. 16. Výstupy senzorů - bod A



Obr. 18. Výstupy senzorů - bod B

11.2 Identifikace

Identifikaci provádím z naměřených průběhů, které jsem si uložil do datového souboru s obecným názvem *dataIs*.mat*, za pomoci algoritmů *identi.m*, *deltaidenti1.m* a *deltaidenti2.m*. Algoritmy datový soubor upraví do tvaru diferencí a provedou z něj identifikaci soustavy v daném pracovním bodě. Zde jsem zvolil pro identifikaci vzhledem k malé dynamice systému a nepatrně většímu šumu senzorů ku Δy poněkud větší periodu vzorkování $T_0=15s$. Tím se ztrácí značný vliv šumu na identifikaci. Vliv periody vzorkování na identifikaci můžete zhlédnout na následujících obrázcích. Správnost identifikace jsem si ověřoval na schématu *model_delta_sim.mdl* (Obr. 12) při periodě vzorkování $T_0=0,1s$ a dosazení příslušných Δu .

Obr. 19. Identifikace při $T_0=1s$ – bod AObr. 21. Identifikace při $T_0=1s$ – bod BObr. 20. Identifikace při $T_0=15s$ – bod BObr. 22. Identifikace při $T_0=15s$ – bod B

11.3 1DOF konfigurace

Pro simulaci a řízení soustavy DTS 200 jsem použil schéma *dof1_delta_sim.mdl* a *dof1_delta_real.mdl*. Dále periodu vzorkování $T_0=0.1s$.

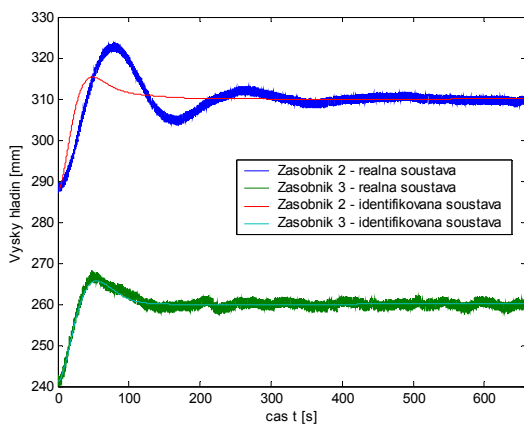
Pracovní bod A:

Pro tento pracovní bod jsem oba URO naplnil těmito údaji:

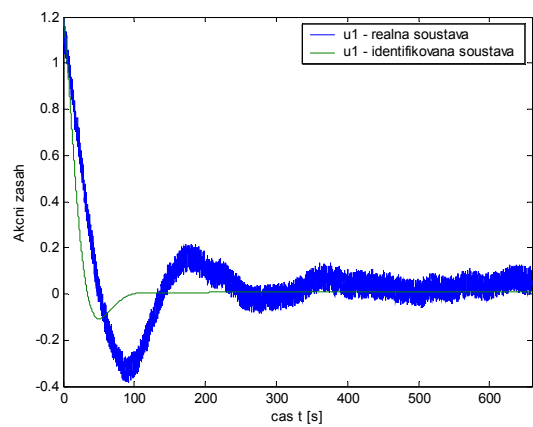
$$w_1 = 310mm ; w_2 = 260mm ; \alpha_1 = 0.06 ; \alpha_2 = 0.06$$

$$Saturace : \Delta u_1 = \langle -0.6 ; 1.4 \rangle ; \Delta u_2 = \langle -1.1 ; 0.9 \rangle$$

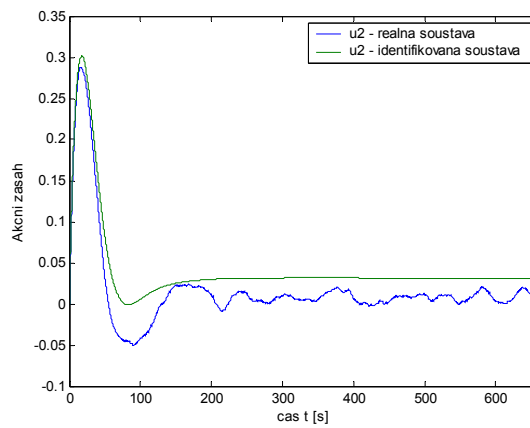
$$Posunutí : y_1 = \Delta y_1 + 0.007 ; y_2 = \Delta y_2 + 0.27 ; u_1 = \Delta u_1 - 0.4 ; u_2 = \Delta u_2 + 0.1$$



Obr. 23 Porovnání řízených výstupů



Obr. 24. Porovnání akčních zásahů u_1



Obr. 25 Porovnání akčních zásahů u_2

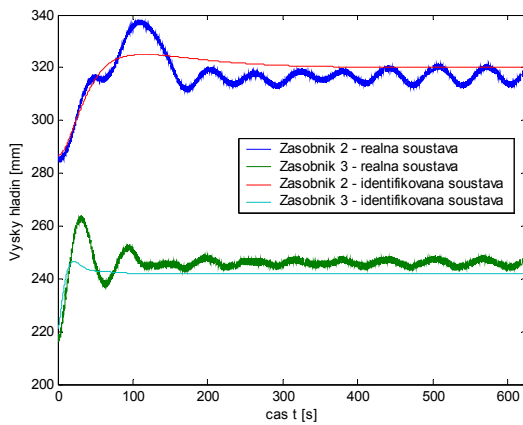
Pracovní bod B:

Pro tento pracovní bod jsem oba URO naplnil těmito údaji:

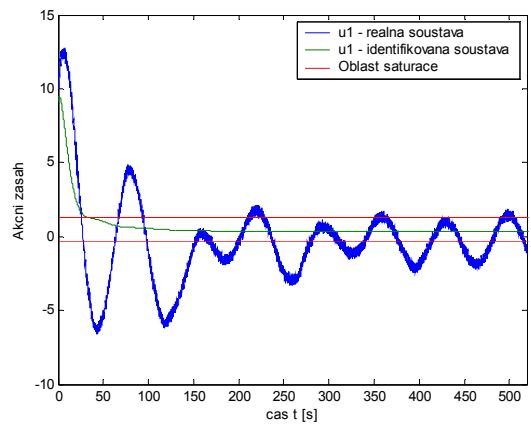
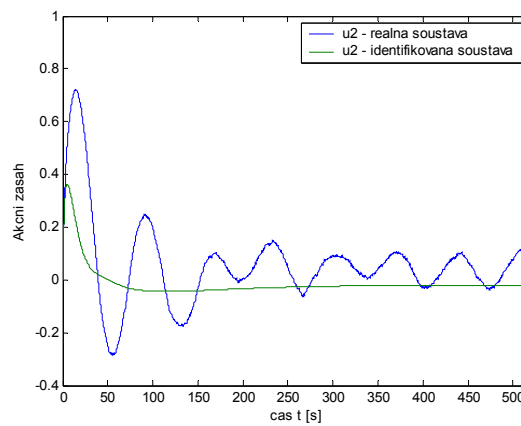
$$w_1 = 320\text{mm} ; w_2 = 242\text{mm} ; \alpha_1 = 0.04 ; \alpha_2 = 0.28$$

$$\text{Saturace} : \Delta u_1 = \langle -0.7 ; 1.3 \rangle ; \Delta u_2 = \langle -1 ; 1 \rangle$$

$$\text{Posunutí} : y_1 = \Delta y_1 + 0.01 ; y_2 = \Delta y_2 + 0.33 ; u_1 = \Delta u_1 - 0.3 ; u_2 = \Delta u_2 + 0$$



Obr. 26 Porovnání řízených výstupů


 Obr. 27. Porovnání akčních zásahů u_1

 Obr. 28 Porovnání akčních zásahů u_2

11.4 2DOF konfigurace

Pro simulaci a řízení soustavy DTS 200 jsem použil schéma *dof2_delta_sim.mdl* a *dof2_delta_real.mdl*. Dále periodu vzorkování $T_0=0.1s$.

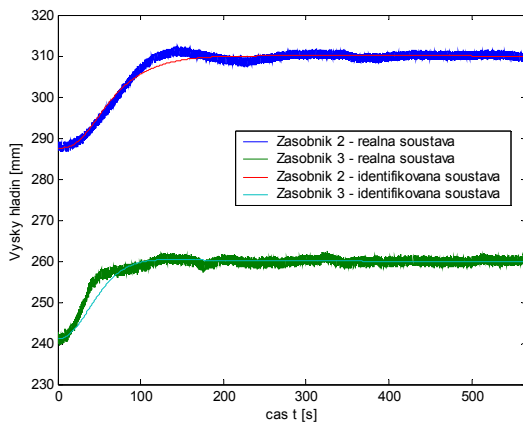
Pracovní bod A:

Pro tento pracovní bod jsem oba URO naplnil těmito údaji:

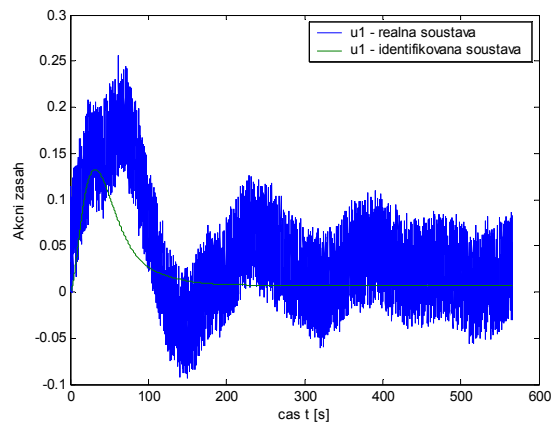
$$w_1 = 310mm ; w_2 = 260mm ; \alpha_1 = 0.06 ; \alpha_2 = 0.06$$

$$Saturace : \Delta u_1 = \langle -0.6 ; 1.4 \rangle ; \Delta u_2 = \langle -1.1 ; 0.9 \rangle$$

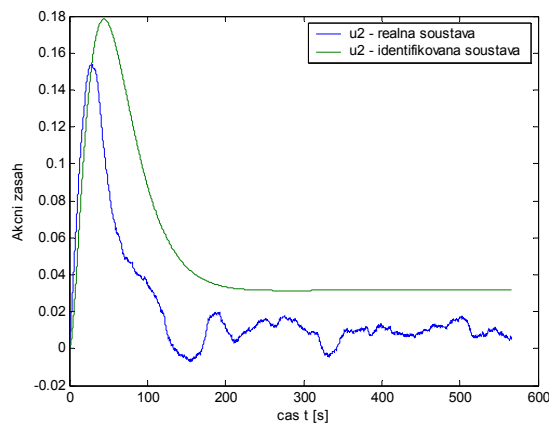
$$Posunutí : y_1 = \Delta y_1 + 0.007 ; y_2 = \Delta y_2 + 0.27 ; u_1 = \Delta u_1 - 0.4 ; u_2 = \Delta u_2 + 0.1$$



Obr. 29 Porovnání řízených výstupů



Obr. 30. Porovnání akčních zásahů u_1



Obr. 31 Porovnání akčních zásahů u_2

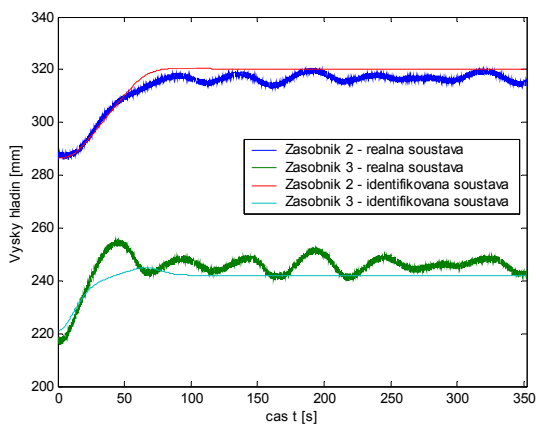
Pracovní bod B:

Pro tento pracovní bod jsem oba URO naplnil těmito údaji:

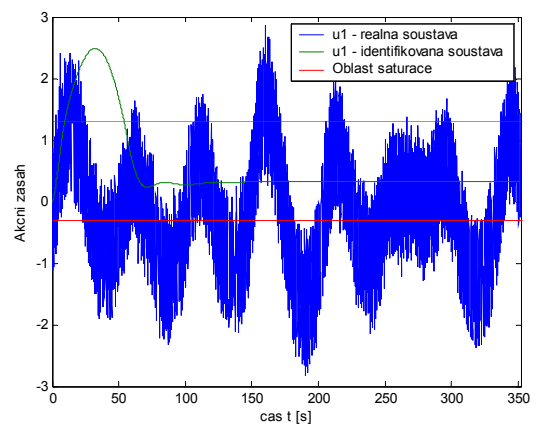
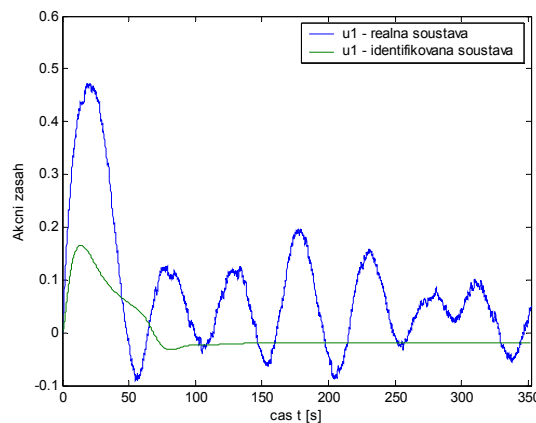
$$w_1 = 320\text{mm} ; w_2 = 242\text{mm} ; \alpha_1 = 0.11 ; \alpha_2 = 0.2$$

$$\text{Saturace} : \Delta u_1 = \langle -0.7 ; 1.3 \rangle ; \Delta u_2 = \langle -1 ; 1 \rangle$$

$$\text{Posunutí} : y_1 = \Delta y_1 + 0.01 ; y_2 = \Delta y_2 + 0.33 ; u_1 = \Delta u_1 - 0.3 ; u_2 = \Delta u_2 + 0$$



Obr. 32 Porovnání řízených výstupů

Obr. 33. Porovnání akčních zásahů u_1 Obr. 34 Porovnání akčních zásahů u_2

11.5 Vyhodnocení

Funkčnost navržených algoritmů je ověřována nezávisle na sobě ve dvou pracovních bodech. Tyto body jsou označeny jako *pracovní bod A* a *pracovní bod B*. Pro každý z těchto bodů je prováděna identifikace, která má za úkol co nejvěrněji identifikovat matematický *delta* model reálné soustavy DTS 200. Na základě měření a vykreslených průběhů (Obr. 20) a (Obr. 22) lze tvrdit, že algoritmus identifikace je funkční a odvozený matematický popis správný.

Pro regulaci výstupní veličiny byly navrženy algoritmy *delta* regulátorů, jejichž funkčnost je testována simulačně na identifikovaném matematickém *delta* modelu i reálné soustavě. Z grafů (Obr. 23 – Obr. 34) je patrné že algoritmy regulátorů jsou funkční, avšak průběhy simulované a reálné nejsou tak zcela identické.

Zatímco regulační pochod prováděn na matematickém delta modelu je bez výhrad a ideální, tak regulační pochod reálné soustavy je od tohoto ideálu poněkud odlišný. Tuto odlišnost nepovažují za chybu algoritmů, neboť je známo, že simulace ne vždy odpovídá skutečnosti, ale pouze se k ní mohou blížit. Tato skutečnost je nejlépe pozorována u průběhů (Obr.29 – Obr. 31) a (Obr. 23 – Obr. 25).

U průběhů (Obr. 26 – Obr. 28) a (Obr. 32 – Obr. 34), zvláště u průběhů akčních zásahů, se o podobnosti se simulací hovořit moc nedá. Avšak ani toto vzhledem k funkčnosti simulací, nelze přisoudit nefunkčnosti, či špatnosti navržených algoritmů. Jistou zodpovědnost za tyto průběhy může nést poměrně vysoký šum v získávaném signálu ze senzorů, vůči velikosti Δy či zvolené póly α . Další příčinou této neshody by mohlo být omezení akčního zásahu, které reálná soustava způsobuje. Pokud se čtenář podívá podrobněji, neopomene i fakt, že neshoda nastává jen pro pracovní bod B. To může být způsobeno tím, že v určitých pracovních bodech nemusí matematický popis přesně odpovídat reálné soustavě. O tom se můžeme snadno přesvědčit u průběhu (Obr. 8), který daný matematický popis jenž stěží dokáže určit.

Závěrem bych chtěl prohlásit, že navržené algoritmy jsou funkční a jejich funkčnost byla prokazatelně ověřena. Vzniklé neshody simulací s reálnou soustavou lze jistě eliminovat za použití dokonalejších metod, než je zde použitá metoda přiřazení násobných pólů a jednorázová identifikace.

ZÁVĚR

Základním problematikou této diplomové práce je návrh algoritmů simulujících matematický model reálné soustavy v delta oblasti a návrh algoritmů adaptivních regulátorů rovněž v delta oblasti. Pro tento účel byl v kapitole 2 navržen lineární externí popis spojitého matematického modelu tvořeného sérií zásobníků na kapalinu se dvěma vstupy a dvěma výstupy (TITO).

V kapitole 3 byly uvedeny základní rysy 1DOF a 2DOF konfigurací, a způsob odvození regulátorů pro tyto konfigurace. Odvození bylo provedeno za pomoci konfigurace se dvěma zpětnovazebními regulátory a metodou polynomiálního přístupu. Dále byly uvedeny podmínky za kterých lze tuto metodu chápat jako 1DOF a 2DOF konfigurace. V závěru této kapitoly jsou pak popsány obecné vztahy pro návrh struktury regulátorů a výpočet jejich parametrů.

Kapitola 4 se přímo zabývá metodou přiřazení pólů, potřebných pro výpočet parametrů regulátorů. Popisuje metodu přiřazení násobného pólu α a určuje obecný tvar polynomů $d(s)$.

Odvození spojitých regulátorů je pak popsáno v kapitole 5. V první části této kapitoly jsou za pomoci maticové diofantické rovnice odvozeny struktury polynomiálních matic $P_1(s)$ a $T(s)$ a vyjádřeny vztahy pro výpočet jejich parametrů v jednotlivých polynomech. V části druhé jsou pak odvozeny struktury polynomiálních matic $R_1(s)$ a $\tilde{Q}_1(s)$ pro 1DOF konfiguraci. V poslední části jsou tyto polynomiální matice odvozeny pro regulátory v 2DOF konfiguraci. Tím jsou dány maticové spojitě přenosy regulátorů.

Veškeré odvozené spojitě algoritmy regulátorů a matematického modelu jsou následně převedeny do delta oblasti, čímž se již zabývá kapitola 6. Na ní navazuje kapitola 7, určující způsob identifikace matematického delta modelu potřebného ke správnému určení regulátorů.

Praktická část této diplomové práce se zabývá popisem simulované soustavy DTS 200 a vytvořenými algoritmy v prostředí matlab. Nejdříve popisuje způsob sestavení algoritmů a jejich funkci. Následně se věnuje popisu a způsobu zapojení jednotlivých algoritmů do blokových schémat, určených k simulačnímu a praktickému ověřování vytvořených algoritmů.

V konečné fázi jsou provedeny simulace a měření a jejich výsledky jsou vykresleny do příslušných grafů. Na jejich základě je pak v kapitole 11.5 provedena diskuze výsledků, kde potvrzují funkčnost odvozených algoritmů a rozvádím různá úskalí, které mohou měření doprovázet. Současně zaujímám stanoviska a podkládám je teorií či provedeným měřením.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] *Výuka na FT UTB: Zásobníky* [online]. [cit 2006-04-10]. Dostupný z WWW: <http://vyuka.ft.utb.cz/file.php?file=/24/zasobniky.pdf>
- [2] ŠTĚCHA, J., HAVLENA, V. *Teorie dynamických systémů*. Praha: ČVUT, 2002. 248s. ISBN 80-01-01971-3
- [3] MIKLEŠ, J., FIKAR, M. *Modelovanie, identifikácia a riadenie procesov 2 (Identifikácia a optimálne riadenie)*. Bratislava: STU, 2004.
- [4] GRIMBLE, M.J. *Robust industrial control. Optimal design approach for polynomial systems*. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1993.
- [5] DOSTÁL, P., GAZDOŠ, F., BOBÁL, V. Adaptive control of a TITO process by two feedback controllers. In *Konference Proces Kontrol 2005*. Štrbské Pleso, Slovakia, 2005, 092-1-092-6.
- [6] BOBÁL, Vladimír. Přednášky z předmětu identifikace dynamických systémů, UTB Zlín
- [7] MIDDLETON, R.H. GOODWIN, G.C. *Digital Control and Estimation – A Unified Approach*. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1990
- [8] STERICKER, D.L., SIHA, N.K. *Identification of continuous-time systems from samples of input-output data using the δ -operator*. *Control-Theory and Advanced Technology*, 9, 1993, 113-125
- [9] DOSTÁL, P., BOBÁL, V., GAZDOŠ, F. Continuous-time adaptive control of MIMO nonlinear process using delta model parameter estimation. In: *Proceedings of the IASTED International Conference on Circuits, Signals and Systems*. Mexico, Cancun, May 19-21, 2003, s. 23-28
- [10] BOBÁL, V., SYSEL, M. *Moderní metody řízení II : Identifikace delta modelů a její využití pro adaptivní regulaci*. AUTOMA. 2003, roč. 2003, č. 5, s. 55-58. Dostupný z WWW: <http://www.automa.cz/download/au050355.pdf>.
- [11] BOBÁL, Vladimír. *Praktické aspekty samočinně se nastavujících regulátorů: algoritmy a implementace*. VUT Brno: VUTIUM, 1999. s. 242, ISBN 80-214-1299-2

- [12] G., P. *New class of discrete-time models for continuous-time systems*. International Journal of Control, 1992, No 5, 1161-1187
- [13] MARTINEK, Radislav. *Senzory v průmyslové praxi*. Praha: BEN, 2004, s. 200, ISBN 80-7300-114-4

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

δ	operátor delta přenosů
Θ_δ	vektor parametrů
ϕ_δ	vektor dat
Δh_n	diference výšek hladin
α_n	kořen charakteristického polynomu $d(s)$
Δq_{nv}	diference vstupních toků do zásobníků
Δu	diference akčního zásahu
Δy	diference řízeného výstupu
<i>1DOF</i>	one degrees of freedom
<i>2DOF</i>	two degrees of freedom
A, B	polynomiální matice parametrů regulované soustavy
$d(s)$	stabilní polynom pravých stran polynomiálních diofantických rovnic
<i>deg</i>	stupeň polynomu
e	vektor regulačních odchylek
E	vektor přenosů regulačních odchylek
e_s	chyba – rozdíl naměřených a vypočtených hodnot
F_n	plocha hladin v zásobnících
G	matice přenosů regulované soustavy
$G_Q(s)$	matice přenosů regulátoru G_Q
$G_R(s)$	matice přenosů regulátoru G_R
h_n	výšky hladin v zásobnících
k	krok v periodě vzorkování $t = kT_0$
n	obecný index
P_I, Q_I	polynomiální matice G_Q regulátoru (pravý maticový zlomek)

P_L, R_I	polynomiální matice G_R regulátoru (pravý maticový zlomek)
q_n	toky vypouštěcích ventilů
q_{nv}	vstupní toky do zásobníků
q_{pn}	tok propouštěcích ventilů
s	komplexní proměnná
t	časová jednotka
T_0	perioda vzorkování
$TITO$	two inputs and two outputs
u	vektor akčních zásahů
$u(\delta)$	vektor delta přenosů akčních veličin
$U(s)$	vektor obrazů akčních zásahů
U_Q	vektor přenosů akčních zásahů regulátoru G_Q
U_R	vektor přenosů akčních zásahů regulátoru G_R
URO	uzavřený regulační obvod
v	vektor poruchové veličiny vstupující do systému
$V(s)$	vektor obrazů poruchové veličiny
V_n	objemy zásobníků
w	vektor žádaných hodnot (referenční signál)
$W(s)$	vektor obrazů referenčního signálu
$X(s)$	vektor obrazů stavů
y	vektor řízených výstupů
$y(\delta)$	vektor delta přenosů řízených výstupů
$Y(s)$	vektor obrazů řízených výstupů

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1. Soustava tří spojených zásobníků DTS 200	10
Obr. 2. Schematické zobrazení soustavy DTS 200.....	11
Obr. 3. Schéma pro návrh matematického modelu.....	12
Obr. 4. 1DOF konfigurace systému řízení.....	20
Obr. 5. 2DOF konfigurace systému řízení.....	21
Obr. 6. Konfigurace systému řízení se dvěma zpětnovazebními regulátory.....	22
Obr. 7. Základní komunikační blokové schéma	47
Obr. 8 Ilustrace nelinearity	49
Obr. 9 Ilustrace změny šumu	49
Obr. 10. Ilustrace ztráty výkonu	49
Obr. 11. Ilustrace opakované ztráty výkonu.....	49
Obr. 12. Blokové schéma delta modelu.....	55
Obr. 13. Blokové schéma URO pro simulaci řídicího procesu (1DOF).....	56
Obr. 14. Blokové schéma URO pro řízení soustavy DTS 200 (1DOF).....	57
Obr. 15. Průběhy hladin - bod A.....	61
Obr. 16. Výstupy senzorů - bod A.....	61
Obr. 17. Průběhy hladin - bod B.....	61
Obr. 18. Výstupy senzorů - bod B	61
Obr. 19. Identifikace při $T_0=1s$ – bod A	62
Obr. 20. Identifikace při $T_0=15s$ – bod B	62
Obr. 21. Identifikace při $T_0=1s$ – bod B	62
Obr. 22. Identifikace při $T_0=15s$ – bod B	62
Obr. 23 Porovnání řízených výstupů	63
Obr. 24. Porovnání akčních zásahů u_1	63
Obr. 25 Porovnání akčních zásahů u_2	63
Obr. 26 Porovnání řízených výstupů	64
Obr. 27. Porovnání akčních zásahů u_1	64
Obr. 28 Porovnání akčních zásahů u_2	64
Obr. 29 Porovnání řízených výstupů	65
Obr. 30. Porovnání akčních zásahů u_1	65
Obr. 31 Porovnání akčních zásahů u_2	65

Obr. 32 Porovnání řízených výstupů	66
Obr. 33. Porovnání akčních zásahů u_1	66
Obr. 34 Porovnání akčních zásahů u_2	66

SEZNAM TABULEK

Tab. 1. Globální rozměry soustavy	46
Tab. 2. Rozměry zásobníků	46
Tab. 3. Napájecí napětí	46
Tab. 4. Rozměry jímky	46
Tab. 5. Popis kapacitních senzorů hladin	46
Tab. 6. Popis výstupů senzorů hladin	46
Tab. 7. Parametry čerpadel	47
Tab. 8. Závislosti výstupu ze senzorů na výšce hladin při kalibraci	50

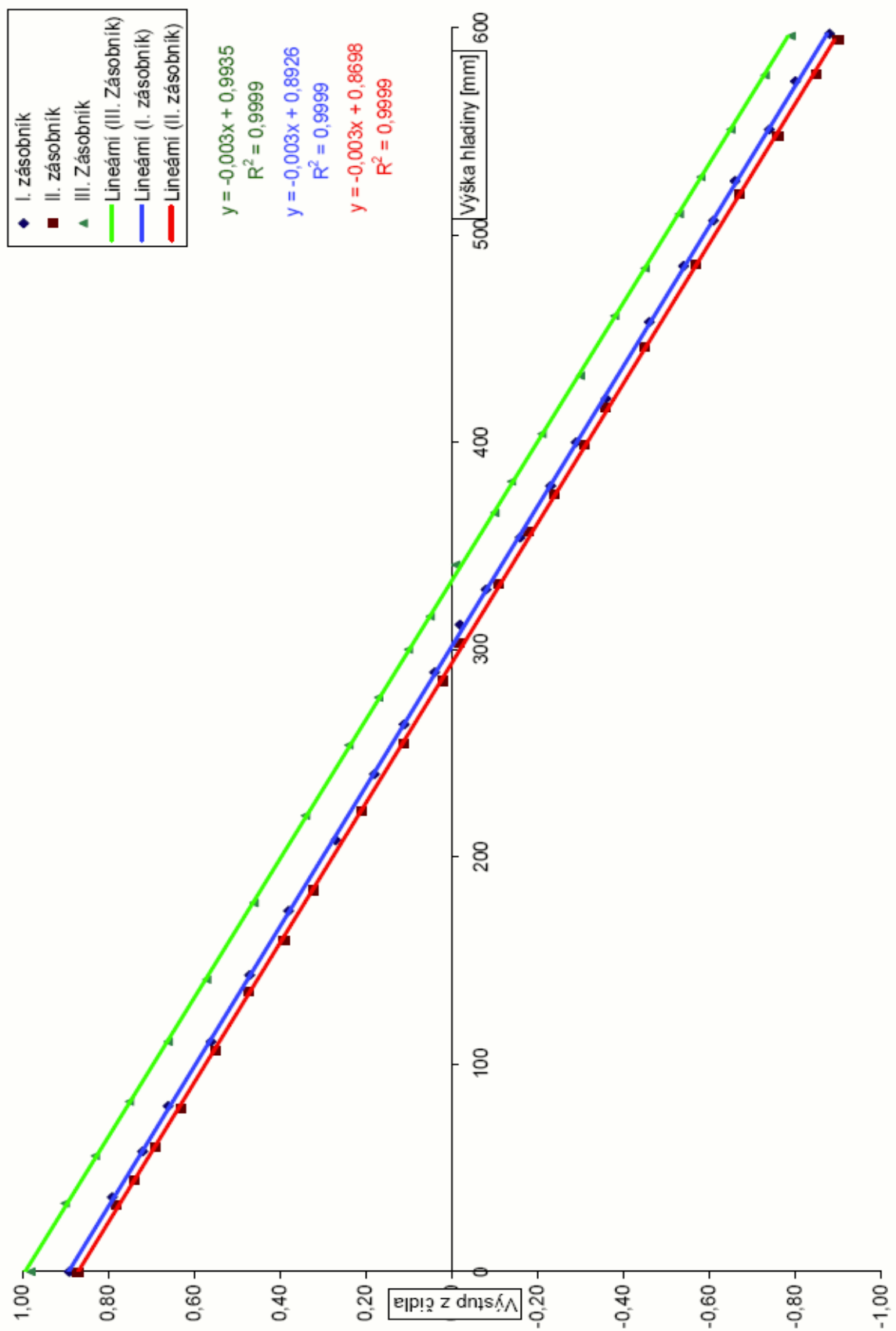
SEZNAM PŘÍLOH

P I Graf - Kalibrační přímky.

P II Bloková schémata URO pro 2DOF konfiguraci.

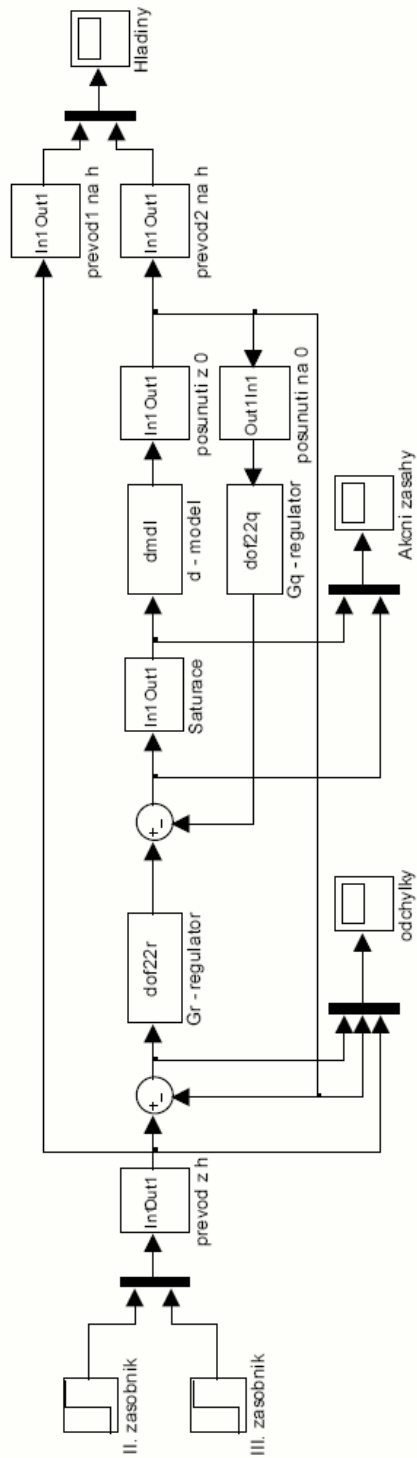
P III CD-ROM

PŘÍLOHA P I: GRAF – KALIBRAČNÍ PŘÍMKY

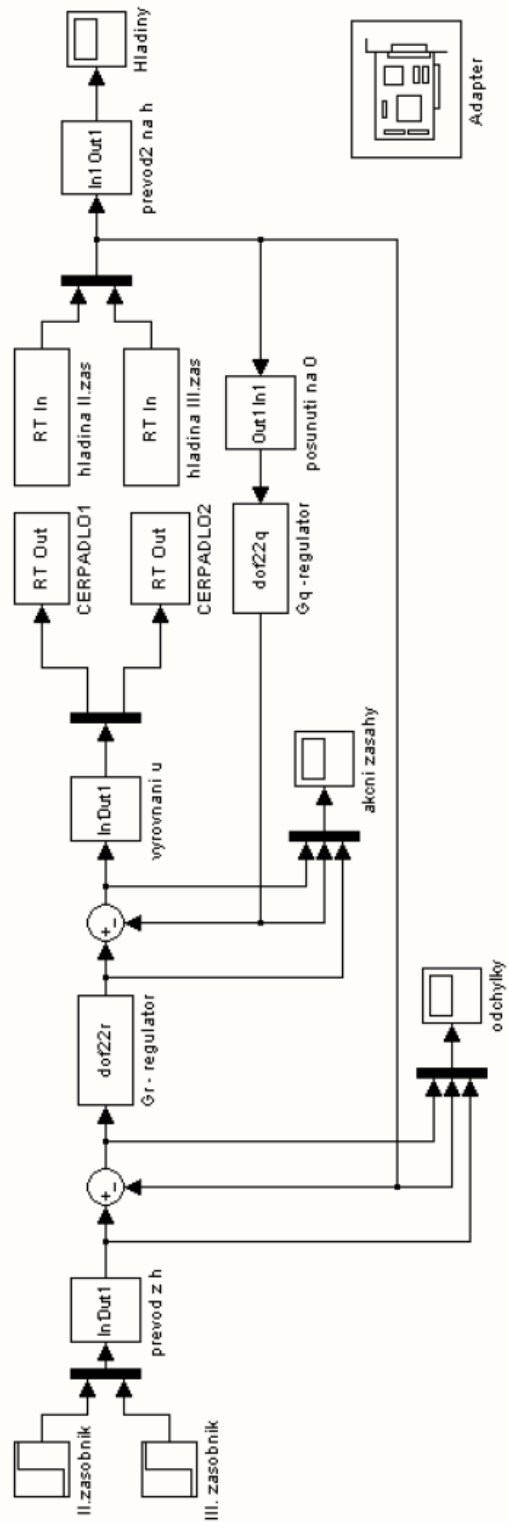


PŘÍLOHA P II: BLOKOVÁ SCHÉMATA URO PRO 2DOF KONFIGURACI

SCHEMA: dof2_delta_sim.mdl



SCHEMA: dof2_delta_real.mdl



PŘÍLOHA P III: CD-ROM

manuál: CD-ROM:\Manual DTS200\DTS200_gb.pdf

seznam bloků: CD-ROM:\Algoritmy\model_dts200_bloky.mdl

CD-ROM:.

	Diplomova_prace.pdf	<<		<<
			y1DOFs2.mat	data2s4.mat
	__Algoritmy		y1DOFs3.mat	data2s5.mat
	deltaidenti1.m		y1DOFs4.mat	data2s6.mat
	deltaidenti2.m			data2s7.mat
	dmdl.m		__2DOF	data2s8.mat
	dof12r.m		!2DOF0 - komen- tar.txt	data2s9.mat
	dof1_delta_real.mdl		e2DOFs1.mat	
	dof1_delta_sim.mdl		e2DOFs2.mat	__Alternativni literatura
	dof22q.m		e2DOFs3.mat	391-122.doc
	dof22r.m		u2DOFs2.mat	au050355.pdf
	dof2_delta_real.mdl		u2DOFs3.mat	HIJC.pdf
	dof2_delta_sim.mdl		y2DOFs1.mat	sysel.pdf
	identi.m		y2DOFs2.mat	tds_slides.pdf
	model_delta_sim.mdl		y2DOFs3.mat	zasobniky.pdf
	model_dts200_bloky.mdl			
	model_dts200_real.mdl			__Kalibrace
	polynom.m		__Identifika- ce_soustavy	kalibrace.xls
			data0s0 - komen- tar.txt	
	L__Data		data1s1.mat	L__Manual DTS200
	__1DOF		data1s2.mat	DTS200_gb.pdf
	!1DOF0 - komen- tar.txt		data1s3.mat	
	e1DOFs2.mat		data1s4.mat	
	e1DOFs3.mat		data1s5.mat	
	e1DOFs4.mat		data1s6.mat	
	u1DOFs1.mat		data1s7.mat	
	u1DOFs2.mat		data1s8.mat	
	u1DOFs3.mat		data1s9.mat	
	u1DOFs4.mat		data2s2.mat	
	y1DOFs1.mat		data2s3.mat	
>>		>>		