

Návrh a realizace hardwarového rozhraní mezi modelem tepelné soustavy a multifunkční vstupně – výstupní kartou

Design and realization of hardware interface between laboratory
heat exchanger and multifunction I/O card

Bc. Jakub Krčmář



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně

Fakulta aplikované informatiky

akademický rok: 2011/2012

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Jakub KRČMÁŘ**
Osobní číslo: **A10297**
Studijní program: **N 3902 Inženýrská informatika**
Studijní obor: **Automatické řízení a informatika**

Téma práce: **Návrh a realizace hardwarového rozhraní mezi modelem tepelné soustavy a multifunkční vstupně-výstupní kartou**

Zásady pro vypracování:

1. Prostudujte Uživatelský manuál pro použití multifunkční vstupně-výstupní technologické karty MF 624 firmy Humusoft Praha.
2. Seznamte se s Výukovým modelem tepelné soustavy a s jeho současným sériovým rozhraním CTRL V3.
3. Navrhněte hardwarové rozhraní použitím karty MF 624, nové hardwarové rozhraní musí být řešeno tak, aby bylo možné přepojení na původní sériové rozhraní CTRL V3.
4. Jako podpůrný softwarový prostředek použijte Real Time Toolbox programového systému MATLAB/Simulink.
5. Vypracujte uživatelský manuál, včetně zapojení propojovacího kabelu a programového ovládání v prostředí MATLAB/Simulink.
6. Použitím vstupních a výstupních naměřených dat určete statické a dynamické charakteristiky modelu.
7. Experimentálně získaný matematický model implementujte v prostředí MATLAB/Simulink a jeho dynamické chování porovnejte s chováním reálné soustavy. Provedte diskusi dosažených výsledků.

Rozsah diplomové práce:

Rozsah příloh:

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

Seznam odborné literatury:

1. HUMUSOFT s.r.o. Users Manual: Multifunction I/O Card. 2006, 32 p.
2. Uživatelský manuál: Výukový model tepelné soustavy s dopravním zpožděním. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, Fakulta aplikované informatiky, 2006, 20 s.
3. BOBÁL, V. Identifikace systémů. 1. vyd. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, 2009, 128 s., ISBN 80-214-0125-7.
4. BOBÁL, V., CHALUPA, P., DOSTÁL, P. and M. BRÁZDIL. Digital self-tuning predictor based on pole assignment approach. ATP Journal PLUS, 2/2011, p. 21-27, ISSN 1336-5010, <http://www.kirp.chtf.stuba.sk/pc11/data/atp.pdf>.
5. BOBÁL, V., R. MATUŠŮ and P. DOSTÁL. Digital Smith Predictors – Design and Simulation Study. In: Proc. of 25th European Conference on Modelling and Simulation, Krakow, Poland, 2011, p. 480-486. ISBN 978-0-9564944-2-9.
6. MIKLEŠ, J. a M. FIKAR. Modelovanie, identifikácia a riadenie procesov 2. Identifikácia a optimálne riadenie. Bratislava, STU Press, 2004, 260 s., ISBN 80-227-2134-4.
7. LJUNG, L. System identification: theory for the user. 2nd ed. Prentice Hall PTR, 1999, 609 p., ISBN 01-365-6695-2.
8. NORMEY-RICO, J and E. CAMACHO. Control of dead-time processes. London, Springer-Verlag, 2007, 462 p., ISBN 978-184-6288-296.

Vedoucí diplomové práce:

prof. Ing. Vladimír Bobál, CSc.

Ústav řízení procesů

Datum zadání diplomové práce:

24. února 2012

Termín odevzdání diplomové práce:

6. června 2012

Ve Zlíně dne 24. února 2012

prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.

děkan



prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.

ředitel ústavu

ABSTRAKT

Cílem této diplomové práce je realizace nového hardwarového rozhraní mezi modelem tepelné soustavy a řídicím počítačem. Ovládání tepelného modelu je zajištěno pomocí multifunkční měřicí karty MF 624 a umožňuje řízení laboratorního modelu v reálném čase. Komunikace s multifunkční I/O kartou je řešena prostřednictvím programového prostředí MATLAB/SIMULINK (verze 2009b). Nově navržené propojení mezi řídicím počítačem a modelem tepelné soustavy nikterak neovlivňuje použití stávajícího propojení pomocí jednotky CTRL V3 prostřednictvím komunikačního protokolu RS 232. Diplomová práce je rozdělena na dvě části. V části teoretické jsou uvedeny vybrané identifikační algoritmy vhodné pro řízení procesů s dopravním zpožděním a vlastní návrh algoritmů řízení. V praktické části je uveden popis bloku pro ovládání tepelné soustavy a identifikační a regulační experimenty.

Klíčová slova: MF 624 multifunkční I/O karta, reálný čas, laboratorní tepelná soustava, identifikace systému, dopravní zpoždění, PID regulátor, 2DOF regulátor, Smithův prediktor, metoda požadovaného modelu,

ABSTRACT

The aim of this master thesis is realization of a new hardware interface between the laboratory heat exchanger (LHE) and PC. The monitoring and control of LHE is provided by multifunction I/O card MF 624. For the communication with MF 624 I/O card the MATLAB/SIMULINK (version 2009b) environment is used. The designed new interface between the control computer and LHE doesn't affect use of existing interconnection by unit CTRL V3 by communication protocol RS 232. The master thesis is divided into two parts – the theoretical part and the practical part. The system identification of LHE and design of control algorithms are given in the theoretical part. The description of the designed block for control of LHE and identification and control experiments are given in the practical part.

Keywords: MF 624 multifunction I/O card, real time, laboratory heat exchanger, control, system identification, PID controller, 2DOF controller, Smith predictor, method of required model

Tímto bych chtěl poděkovat všem, kteří se podíleli na zdárném dokončení mé diplomové práce. Za podněty, návrhy a nápady, které mi byly inspirací. Především bych chtěl poděkovat mému vedoucímu, panu prof. Ing. Vladimíru Bobálovi, CSc. a panu Ing. Petrovi Chalupovi, Ph.D. za jejich ochotu a spolupráci při řešení problémů spojených s prací.

Prohlašuji, že

- beru na vědomí, že odevzdáním diplomové/bakalářské práce souhlasím se zveřejněním své práce podle zákona č. 111/1998 Sb. o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších právních předpisů, bez ohledu na výsledek obhajoby;
- beru na vědomí, že diplomová/bakalářská práce bude uložena v elektronické podobě v univerzitním informačním systému dostupná k prezenčnímu nahlédnutí, že jeden výtisk diplomové/bakalářské práce bude uložen v příruční knihovně Fakulty aplikované informatiky Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně a jeden výtisk bude uložen u vedoucího práce;
- byl/a jsem seznámen/a s tím, že na moji diplomovou/bakalářskou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon) ve znění pozdějších právních předpisů, zejm. § 35 odst. 3;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 1 autorského zákona má UTB ve Zlíně právo na uzavření licenční smlouvy o užití školního díla v rozsahu § 12 odst. 4 autorského zákona;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 2 a 3 autorského zákona mohu užít své dílo – diplomovou/bakalářskou práci nebo poskytnout licenci k jejímu využití jen s předchozím písemným souhlasem Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně, která je oprávněna v takovém případě ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které byly Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně na vytvoření díla vynaloženy (až do jejich skutečné výše);
- beru na vědomí, že pokud bylo k vypracování diplomové/bakalářské práce využito softwaru poskytnutého Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně nebo jinými subjekty pouze ke studijním a výzkumným účelům (tedy pouze k nekomerčnímu využití), nelze výsledky diplomové/bakalářské práce využít ke komerčním účelům;
- beru na vědomí, že pokud je výstupem diplomové/bakalářské práce jakýkoliv softwarový produkt, považují se za součást práce rovněž i zdrojové kódy, popř. soubory, ze kterých se projekt skládá. Neodevzdání této součásti může být důvodem k neobhájení práce.

Prohlašuji,

- že jsem na diplomové práci pracoval samostatně a použitou literaturu jsem citoval. V případě publikace výsledků budu uveden jako spoluautor.
- že odevzdaná verze diplomové práce a verze elektronická nahraná do IS/STAG jsou totožné.

Ve Zlíně

.....
podpis diplomanta

OBSAH

ÚVOD.....	9
I TEORETICKÁ ČÁST.....	10
1 CHARAKTERISTIKA SYSTÉMU.....	11
1.1 STATICKÁ CHARAKTERISTIKA	11
1.2 DYNAMICKÁ CHARAKTERISTIKA	12
2 IDENTIFIKACE	13
2.1 METODA NEJMENŠÍCH ČTVERCŮ	13
2.2 REKURZIVNÍ METODA NEJMENŠÍCH ČTVERCŮ	14
2.3 REKURZIVNÍ METODA NEJMENŠÍCH ČTVERCŮ S EXPONENCIÁLNÍM ZAPOMÍNÁNÍM	15
2.4 REKURZIVNÍ METODA NEJMENŠÍCH ČTVERCŮ S ADAPTIVNÍM SMĚROVÝM ZAPOMÍNÁNÍM	16
2.5 FUNKCE <i>FMINSEARCH</i>	17
3 REGULACE	19
3.1 METODA POŽADOVANÉHO MODELU	19
3.2 SMITHŮV PREDIKTOR	21
3.3 DISKRÉTNÍ PID REGULÁTOR SE SMITHOVÝM PREDIKTOREM.....	23
3.4 DISKRÉTNÍ VERZE REGULÁTORU 2DOF SE SMITHOVÝM PREDIKTOREM.....	25
II PRAKTICKÁ ČÁST	30
4 REALIZACE PROPOJENÍ.....	31
4.1 MF 624	31
4.1.1 Parametry A/D převodníků	32
4.1.2 Parametry D/A převodníků	32
4.1.3 Parametry digitálních výstupů.....	32
4.1.4 Parametry digitálních vstupů.....	32
4.1.5 Parametry inkrementálních snímačů	33
4.1.6 Parametry čítačů / časovačů	33
4.1.7 Všeobecné údaje.....	33
4.2 TEPELNÝ MODEL	33
4.3 VÝROBA PROPOJOVACÍHO KABELU	35
4.4 OVLÁDACÍ PROSTŘEDÍ.....	38
5 STATICKE CHARAKTERISTIKY	42
6 IDENTIFIKACE SYSTÉMU	48

6.1	PŘECHODOVÁ CHARAKTERISTIKA	48
6.2	SINE	50
6.3	RGS	52
6.4	PNBS	54
6.5	POROVNÁNÍ IDENTIFIKOVANÝCH MODELŮ	56
7	REGULACE	58
7.1	PID – METODA POŽADOVANÉHO MODELU	58
7.2	PID SE SMITHOVÝM PREDIKTOREM	61
7.2.1	Neadaptivní verze	63
7.2.2	Adaptivní verze	65
7.3	PA SE SMITHOVÝM PREDIKTOREM	68
7.3.1	Neadaptivní verze	68
7.3.2	Adaptivní verze	71
7.4	ZHODNOCENÍ JEDNOTLIVÝCH TYPŮ POUŽITÝCH ALGORITMŮ ŘÍZENÍ	74
	ZÁVĚR	75
	ZÁVĚR V ANGLIČTINĚ	76
	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	77
	SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK	79
	SEZNAM OBRÁZKŮ	82
	SEZNAM TABULEK	85
	SEZNAM PŘÍLOH	86

ÚVOD

Na Fakultě aplikované informatiky byl navržen a vyroben laboratorní model tepelné soustavy s dopravním zpožděním [1], [2]. Propojení mezi tepelným modelem a řídicím počítačem bylo původně řešeno prostřednictvím jednotky CTRL V3 pomocí komunikačního protokolu RS 232. Nově navržené propojení je realizováno tak, aby bylo možné komunikovat s tepelným modelem jak pomocí multifunkční vstupně – výstupní technologické karty MF 624 [3], tak i pomocí původního propojení přes RS 232. Výsledkem nového návrhu je ovládací prostředí, které je implementováno v programovém prostředí MATLAB/SIMULINK, verze 2009b. Pro podporu monitorování, experimentální identifikaci a použití moderních metod řízení v reálném čase, je využit Real Time Toolbox.

Diplomová práce je rozdělena do dvou částí a to do části teoretické, kde je uveden matematický popis identifikace systému a návrh algoritmů řízení a na praktickou část, kde je uveden popis ovládacího bloku pro ovládání tepelného modelu a identifikační a regulační experimenty.

V závěru diplomové práce se v příloze nachází uživatelský manuál, který je určen pedagogům a studentům, kteří budou využívat nové hardwarové propojení pro ovládání či regulaci laboratorního modelu tepelné soustavy s dopravním zpožděním.

I. TEORETICKÁ ČÁST

1 CHARAKTERISTIKA SYSTÉMU

Dynamické systémy lze popsat několika způsoby. Pokud se k popisu systému používá pouze relace mezi vstupem a výstupem systému, tak mluvíme o vnějším popisu. Pokud se k popisu systému používají i jiné veličiny, které nemusí být na systému přímo měřitelné, tak mluvíme o vnitřním popisu [4].

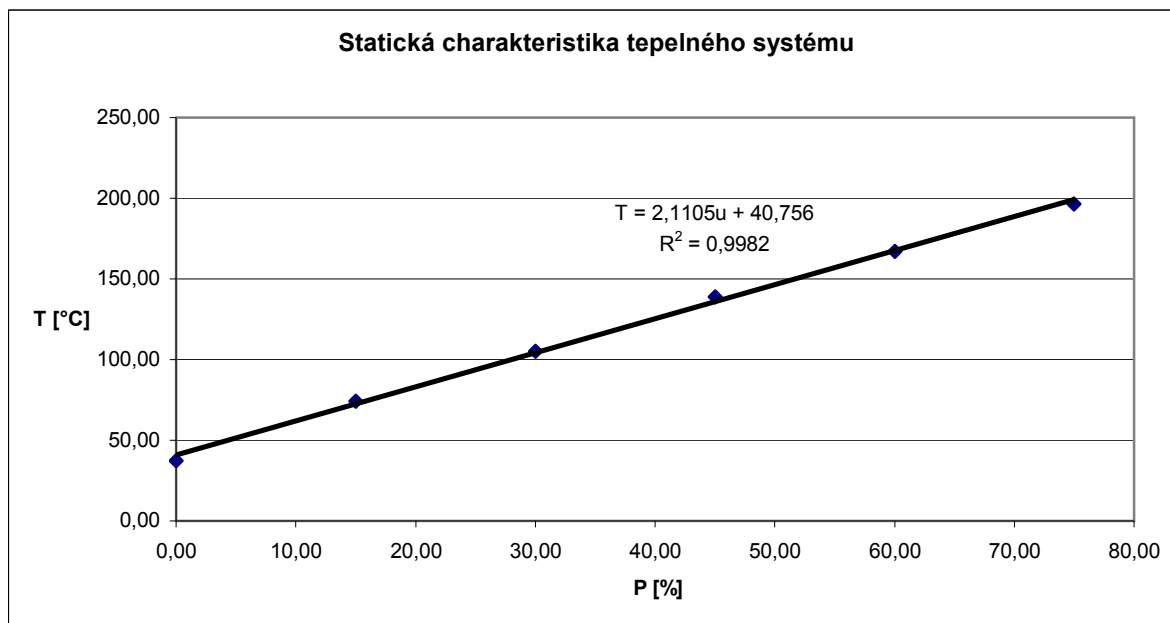
Mezi vnější popisy systému můžeme zařadit:

- Lineární diferenciální rovnice pro spojité systémy a lineární diferenční rovnice pro diskrétní systémy
- Přenos systému v Laplaceově transformaci a v Z – transformaci
- Impulsní funkce a impulsní charakteristika
- Přechodová funkce a přechodová charakteristika
- Frekvenční přenos
- Frekvenční charakteristika v komplexní rovině
- Frekvenční charakteristika v logaritmických souřadnicích
- Póly a nuly modelu systému

1.1 Statická charakteristika

Statická charakteristika je grafická závislost výstupní veličiny systému na vstupní veličině systému v ustáleném stavu [4]. Příkladem může být tepelný systém u kterého je vstupní veličinou rozsah 0 – 100 % příkonu tepelné spirály a výstupní veličinou systému je ustálená hodnota teploty v °C pro jednotlivé hodnoty příkonu tepelné spirály. Ze statické charakteristiky lze poznat, zda je systém lineární pro vygenerované vstupní hodnoty. Ukázka statické charakteristiky tepelného systému je zobrazena na obrázku (Obr. č. 1).

Ze statické charakteristiky je patrné, že se jedná o lineární systém. Tento fakt dokazuje i korelační koeficient R^2 , jehož hodnota je velmi blízká jedničce, tudíž naměřené hodnoty tepelného systému si jsou velmi blízké.



Obr. č. 1 – Statická charakteristika tepelného systému

1.2 Dynamická charakteristika

Za dynamickou charakteristiku systému můžeme považovat impulsní, přechodovou a frekvenční charakteristiku. V této práci byla získána přechodová charakteristika tepelné soustavy, kdy pracovní rozsah byl určen ze statické charakteristiky. Nicméně pro získání dynamické charakteristiky, která by prověřila tepelný model, byla použita funkce *idinput* z programu MATLAB. Funkce *idinput* umožňuje vygenerovat vektor dat v požadovaném rozsahu, jak z hlediska velikosti, tak i z hlediska frekvence. Zápis funkce je ve tvaru $u = idinput(N, type, band, levels)$. N je počet generovaných hodnot u (příkon ohřívače), $type$ definuje typ vstupního signálu, který bude generován (RGS, RBS, PRBS, SINE), $band$ definuje frekvenční rozsah a $levels$ definuje maximální a minimální hodnotu.

2 IDENTIFIKACE

Pro návrh algoritmů řízení je zpravidla nutné znát informaci o systému v podobě diferenciální, nebo diferenční rovnice, model v Laplaceově nebo v Z – transformaci atd. Proto je nutné získaná data systému identifikovat a získat jeden z možných výše uvedených zápisů.

2.1 Metoda nejmenších čtverců

Metoda nejmenších čtverců je jedna z nejpoužívanějších metod ve většině identifikačních algoritmů [5]. Náplní této diplomové práce není studium jednotlivých algoritmů a proto si identifikační algoritmy nebudeme odvozovat, ale rovnou si napíšeme jejich matematické zápisy.

Jednorázová metoda nejmenších čtverců je vyjádřena vztahem

$$\hat{\Theta} = (\mathbf{F}^T \mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^T \mathbf{y} \quad (2.1.1)$$

kde matice \mathbf{F} je regresní matice ve tvaru

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} -y(n) & -y(n-1) & \dots & -y(1) & u(n) & u(n-1) & \dots & u(1) \\ -y(n+1) & -y(n) & \dots & -y(2) & u(n+1) & u(n) & \dots & u(2) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ -y(N-1) & -y(N-2) & \dots & -y(N-n) & u(N-1) & u(N-2) & \dots & u(N-n) \end{bmatrix} \quad (2.1.2)$$

kde N je počet dat a n je řád systému. Vektor parametrů $\hat{\Theta}$ a vektor výstupů \mathbf{y} je ve tvaru

$$\hat{\Theta}^T = [\hat{a}_1 \ \hat{a}_2 \dots \hat{a}_n \ \hat{b}_1 \ \hat{b}_2 \dots \hat{b}_n] \quad (2.1.3)$$

$$\mathbf{y}^T = [y(n+1) \ y(n+2) \dots \ y(N)] \quad (2.1.4)$$

Po získání parametrů odhadů získáme identifikovaný přenos systému ve tvaru

$$G(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{\hat{b}_1 z^{-1} + \hat{b}_2 z^{-2} + \dots + \hat{b}_n z^{-n}}{1 + \hat{a}_1 z^{-1} + \hat{a}_2 z^{-2} + \dots + \hat{a}_n z^{-n}} \quad (2.1.5)$$

Výše uvedené vztahy jsou pro systém bez dopravního zpoždění, proto si uvedeme i vztahy pro systém s dopravním zpožděním. Přenos diskrétního systému s dopravním zpožděním je ve tvaru

$$G(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{\hat{b}_1 z^{-1} + \hat{b}_2 z^{-2} + \dots + \hat{b}_n z^{-n}}{1 + \hat{a}_1 z^{-1} + \hat{a}_2 z^{-2} + \dots + \hat{a}_n z^{-n}} z^{-d} \quad (2.1.6)$$

dopravní zpoždění v diskrétním tvaru přenosu systému je zde prezentováno termínem z^{-d} , který znamená počet kroků dopravního zpoždění. Abychom získali dopravní zpoždění v jednotkách sekund, tak musíme počet kroků dopravního zpoždění vynásobit periodou vzorkování, tedy

$$T_d = T_0 \cdot d \quad [s] \quad (2.1.7)$$

Při použití metody nejmenších čtverců u dat, která jsou naměřena na systému s dopravním zpožděním musíme, tato data následně upravit [6]

$$\hat{\Theta}^T = [\hat{a}_1 \ \hat{a}_2 \dots \hat{a}_n \ \hat{b}_1 \ \hat{b}_2 \dots \hat{b}_n] \quad (2.1.8)$$

$$\mathbf{y}^T = [y(n+d+1) \ y(n+d+2) \dots \ y(N)] \quad (2.1.9)$$

Regresní matice \mathbf{F} bude ve tvaru

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} -y(n+d) & -y(n+d-1) & \dots & -y(d+1) & u(n) & u(n-1) & \dots & u(1) \\ -y(n+d+1) & -y(n+d) & \dots & -y(d+2) & u(n+1) & u(n) & \dots & u(2) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ -y(N-1) & -y(N-2) & \dots & -y(N-n) & u(N-d-1) & u(N-d-2) & \dots & u(N-d-n) \end{bmatrix} \quad (2.1.10)$$

a výpočet parametrů odhadu se provede pomocí stejné rovnice jako v předešlém případě, tedy

$$\hat{\Theta} = (\mathbf{F}^T \mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^T \mathbf{y} \quad (2.1.11)$$

2.2 Rekurzivní metoda nejmenších čtverců

Rekurzivní metoda nejmenších čtverců je založena na minimalizaci kvadratického kritéria, které je založeno na minimalizaci součtu čtverců rozdílů mezi odhady parametrů systému v kroku k a odhady parametrů systému v předešlém kroku $k-1$ [5], [6], [7]. Úkolem je tedy určit odhad parametrů systému v kroku k tak, aby kvadratické kritérium

$$J = \frac{1}{2} [y(k) - \hat{y}(k)]^T [y(k) - \hat{y}(k)] \quad (2.2.1)$$

nabývalo minima v případě, že se předpokládá predikovaný výstup modelu

$$\hat{y}(k) = \hat{\Theta}^T(k) \Phi(k) \quad (2.2.2)$$

kde $\Phi(k)$ je vektor dat, nebo-li regresor ve tvaru

$$\Phi^T(k) = [-y(k-1) \ y(k-2) \dots -y(k-n) \ u(k-1) \ u(k-2) \dots u(k-n)] \quad (2.2.3)$$

Vektor parametrů odhadů se rekurzivně počítá podle vztahu

$$\hat{\Theta}(k) = \hat{\Theta}(k-1) + \frac{\mathbf{C}(k-1)\Phi(k)}{1 + \Phi^T(k)\mathbf{C}(k-1)\Phi(k)} \hat{e}(k) \quad (2.2.4)$$

kde chyba predikce $\hat{e}(k)$ se vypočítá podle vztahu

$$\hat{e}(k) = y(k) - \hat{\Theta}^T(k-1)\Phi(k) = y(k) - \hat{y}(k) \quad (2.2.5)$$

a kovarianční matice je taktéž vypočítávána rekurzivně podle vztahu

$$\mathbf{C}(k) = \mathbf{C}(k-1) - \frac{\mathbf{C}(k-1)\Phi(k)\Phi^T(k)\mathbf{C}(k-1)}{1 + \Phi^T(k)\mathbf{C}(k-1)\Phi(k)} \quad (2.2.6)$$

Inicializace kovarianční matice $\mathbf{C}(k)$ je zpravidla inicializována hodnotami 10^3 na hlavní diagonále [5], [7].

2.3 Rekurzivní metoda nejmenších čtverců s exponenciálním zapomínáním

Při použití metody nejmenších čtverců je vliv všech naměřených hodnot na výsledné odhady parametrů systému stejný. Pokud bychom aplikovali metodu nejmenších čtverců na systém s časově proměnnými parametry, nebo na systém, který je nelineární, tak by docházelo k chybám z hlediska špatně identifikovaného modelu. Proto je výhodnější použít metodu nejmenších čtverců s exponenciálním zapomínáním, kde novější naměřená data mají větší vliv na změnu parametrů odhadů modelu systému, než ty starší [5], [7]. Minimalizované kritérium je ve tvaru

$$J = \frac{1}{2} [y(k) - \hat{y}(k)]^T \mathbf{W} [y(k) - \hat{y}(k)] \quad (2.3.1)$$

a musí nabývat minima v případě, že se předpokládá predikovaný výstup modelu

$$\hat{y}(k) = \hat{\Theta}^T(k) \Phi(k) \quad (2.3.2)$$

Matice \mathbf{W} je diagonální váhová matice

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \varphi & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \varphi^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \varphi^{r-1} \end{bmatrix} \quad (2.3.3)$$

Koeficient φ je koeficient zapomínání, který je volen v rozsahu $0 < \varphi \leq 1$. Pokud bychom za koeficient φ dosadili 1, tak bychom získali čistou rekurzivní metodu nejmenších čtverců. Čím jsou hodnoty koeficientu φ nižší, tak tím více dochází k zapomínání starších dat a tím rychleji reaguje algoritmus na změny v identifikovaném modelu. Volba koeficientu φ je individuální a závisí na vztahu periody vzorkování a dynamiky identifikovaného systému. Většinou je však vhodné volit koeficient v rozsahu $\langle 0.90, 0.99 \rangle$ [7].

2.4 Rekurzivní metoda nejmenších čtverců s adaptivním směrovým zapomínáním

Metoda nejmenších čtverců s exponenciálním zapomínáním může být vylepšena adaptivním směrovým zapomínáním. Při použití této metody je koeficient zapomínání φ měněn v závislosti na průběhu vstupního a výstupního signálu identifikovaného modelu [5], [7]. Odhady parametrů jsou počítány podle následujícího vztahu

$$\hat{\Theta}(k) = \hat{\Theta}(k-1) + \frac{\mathbf{C}(k-1)\Phi(k)}{1 + \Phi^T(k)\mathbf{C}(k-1)\Phi(k)} [y(k) - \hat{\Theta}^T(k-1)\Phi(k)] \quad (2.4.1)$$

Koeficient zapomínání je vypočítán s ohledem na průběhy vstupního a výstupního signálu identifikované soustavy podle následujícího vzorce

$$\varphi(k) = \left\{ 1 + (1 + \rho) \left\{ \ln(1 + \xi) + \left[\eta \frac{v(k) + 1}{1 + \xi + \eta} - 1 \right] \frac{\xi}{1 + \xi} \right\} \right\}^{-1} \quad (2.4.2)$$

kde ξ , η , $v(k)$ a $\lambda(k)$ jsou definovány jako

$$\xi = \Phi^T(k)\mathbf{C}(k-1)\Phi(k) \quad (2.4.3)$$

$$\nu(k) = \varphi(k)[\nu(k-1) + 1] \quad (2.4.4)$$

$$\eta(k) = \frac{[y(k) - \hat{\Theta}^T(k-1)\Phi(k-1)]^2}{\lambda(k)} \quad (2.4.5)$$

$$\lambda(k) = \varphi(k-1) \left\{ \lambda(k-1) + \frac{[y(k) - \hat{\Theta}^T(k-1)\Phi(k-1)]^2}{1 + \xi} \right\} \quad (2.4.6)$$

Doporučené počáteční odhady parametrů jsou $\varphi(0)=1$, $\lambda(0)=0.001$, $\nu(0) = 10^{-6}$. Počáteční hodnotu kovarianční matice C je vhodné volit jako diagonální matici s prvky 10^3 na hlavní diagonále [5], [7]. Parametr ρ udává očekávanou hodnotu koeficientu zapomínání φ , jehož hodnota je

$$\rho = \frac{1 - \varphi}{2\varphi} \quad (2.4.7)$$

2.5 Funkce *fminsearch*

Funkce *fminsearch* je založena na metodě pružných polyedrů, nebo-li na simplexové metodě, která patří mezi komparativní metody hledání extrémů více proměnných bez omezení. Základní princip této metody spočívá v určení směru hledání v n -dimenzionálním prostoru z funkčních hodnot účelové funkce v $n+1$ bodech. Tyto body tvoří vrcholy pravidelného n -rozměrného polyedru, který se nazývá regulárním simplexem. Například při hledání extrému funkce $f(x_1, x_2)$ dvou proměnných x_1 a x_2 , tedy pro $n = 2$, přechází n -rozměrný polyedr v rovnostranný trojúhelník. Po výpočtu jednotlivých funkčních hodnot ve vrcholech rovnostranného trojúhelníku se určí nejvyšší, druhá nejvyšší a nejnižší funkční hodnota. Z těchto získaných hodnot se dále určí těžiště trojúhelníku a také se určí čtvrtý bod ve směru těžiště. Funkční hodnota čtvrtého bodu rozhodne, zdali bude vrchol nového trojúhelníku prodloužen, ponechán, zkrácen, nebo zmenšen. Poté se cyklus opakuje až do doby, než odchylka funkčních hodnot ve vrcholech od funkční hodnoty v těžišti je menší nebo rovna stanovené mezi ε . Výsledkem jsou hodnoty x_1 a x_2 [8], [9].

Jelikož je funkce *fminsearch* součástí programu MATLAB, tak je její použití snadné začlenit do identifikačního algoritmu, kde hledanými parametry jsou parametry identifikovaného modelu. Minimalizační kritérium může být libovolné. Zpravidla se

používá kvadratické kritérium, které minimalizuje rozdíl mezi naměřenou a odhadnutou hodnotou.

Zápis funkce *fminsearch* je ve tvaru $x = \text{fminsearch}(\text{fun}, x0, \text{options})$, kde *fun* je funkce, jejichž hodnoty parametrů budou hledány, *x0* jsou počáteční parametry a pomocí parametru *options* můžeme definovat maximální počet iterací, výpis jednotlivých hodnot při každé iteraci, stanovení meze ε , při které má dojít k ukončení výpočtu atd.

Příklad aplikace funkce *fminsearch* je uveden níže. Aplikace funkce je rozdělena do dvou m-file soborů v programu MATLAB. Kdy v prvním vykonávaném m-file souboru je obsažen název funkce a počáteční parametry odhadů a ve druhém m-file souboru je uložena samotná funkce, jejíž parametry chceme získat.

identifikacni_algoritmus.m

```
odhady=fminsearch('kriterium_diskretni_100',[0.036 -0.029 -0.91 0.07]);
G_d_pch=tf([odhady(1,1) odhady(1,2)], [1 odhady(1,3) odhady(1,4)],T0);
%G_d_pch je prenos diskretního identifikovaného systému 2.radu
```

kriterium_diskretni_100.m

```
function f = kriterium_diskretni_100(x) %Název funkce;
global tg_100 yg_100 ug_100 dg %Definice globalních promenných
b1 = x(1);
b2 = x(2);
a1 = x(3);
a2 = x(4);

sys_d_100=tf([b1 b2],[1 a1 a2],100); %Zápis diskretní funkce

yodhad = lsim(sys_d_100,ug_100,tg_100); %Vypocet vystupni hodnoty
f = sum((yg_100-yodhad).*(yg_100-yodhad)); %Minimalizacni kriterium
```

3 REGULACE

3.1 Metoda požadovaného modelu

Metoda požadovaného modelu, dříve také nazývána jako metoda inverze dynamiky je analyticko – experimentální metoda seřizování konvenčních regulátorů, která vychází z požadovaného modelu uzavřeného regulačního obvodu, tj z požadovaného přenosu řízení [10]. Pro regulační obvod se soustavou 2. řádu s dopravním zpožděním, která je zobrazena na obrázku (Obr. č. 2), lze napsat přenos soustavy ve tvaru

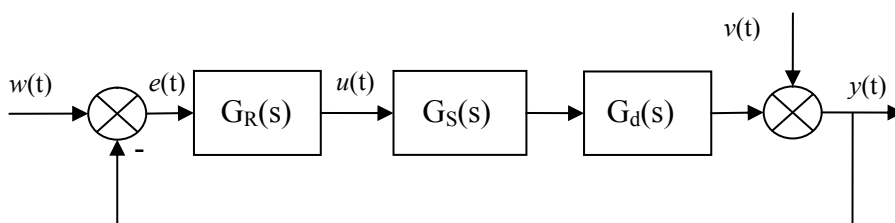
$$G_s(s)G_d(s) = \frac{k}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} e^{-T_d s} \quad (3.1.1)$$

přenos spojitého PID regulátoru

$$G_R(s) = \left(k_P + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (3.1.2)$$

a přenos diskrétního PID regulátoru

$$G_R(z, T_0) = \left(k_P + \frac{T_0}{T_I} \frac{z}{z-1} + \frac{T_D}{T_0} \frac{z-1}{z} \right) \quad (3.1.3)$$



Obr. č. 2 – Blokové schéma regulačního obvodu

Pro výpočet parametrů spojitého PID regulátoru pro soustavu druhého řádu s dopravním zpožděním byly odvozeny následující rovnice [10]

$$\begin{aligned} k_P &= \frac{aT_I}{k_1} \\ T_I &= T_1 + T_2 \\ T_D &= \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} \end{aligned} \quad (3.1.4)$$

Kde k_p je proporcionální složka PID regulátoru, T_I je časová konstanta integrační a T_D je časová konstanta derivační PID regulátoru.

Pro výpočet parametrů diskrétního PID regulátor pro soustavu druhého řádu s dopravním zpožděním byly odvozeny následující rovnice [10]

$$\begin{aligned} k_p &= \frac{aT_I}{k_1} \\ T_I &= T_1 + T_2 - T_0 \\ T_D &= \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} - \frac{T_0}{4} \end{aligned} \quad (3.1.5)$$

Kde k_p je proporcionální složka PID regulátoru, T_I je časová konstanta integrační, T_D je časová konstanta derivační a T_0 je perioda vzorkování PID regulátoru.

Pro výpočet parametrů diskrétního i spojitého PID regulátoru pro soustavu druhého řádu bez dopravního zpoždění se rovnice (3.1.4 a 3.1.5) změni pouze ve výpočtu proporcionální

složky PID regulátoru a to pro spojitý PID regulátor $k_p = \frac{2T_I}{k_1(2T_w)}$ a pro diskrétní PID

regulátor $k_p = \frac{2T_I}{k_1(2T_w + T_0)}$. Časová konstanta T_w je doba, za kterou přechodová

charakteristika regulované soustavy dosáhne hodnoty zesílení k soustavy, pokud by rychlost náběhu byla po celou dobu přechodového děje stejná jako v počátku přechodového děje. Parametr a je koeficient závislý na požadovaném relativním překmitu a určí se ze vztahu

$$a = \frac{1}{\alpha T_0 + \beta T_D} \quad (3.1.6)$$

Koeficienty α a β jsou dány v tabulce (Tab. č. 1) a určí se podle relativního překmitu κ [10].

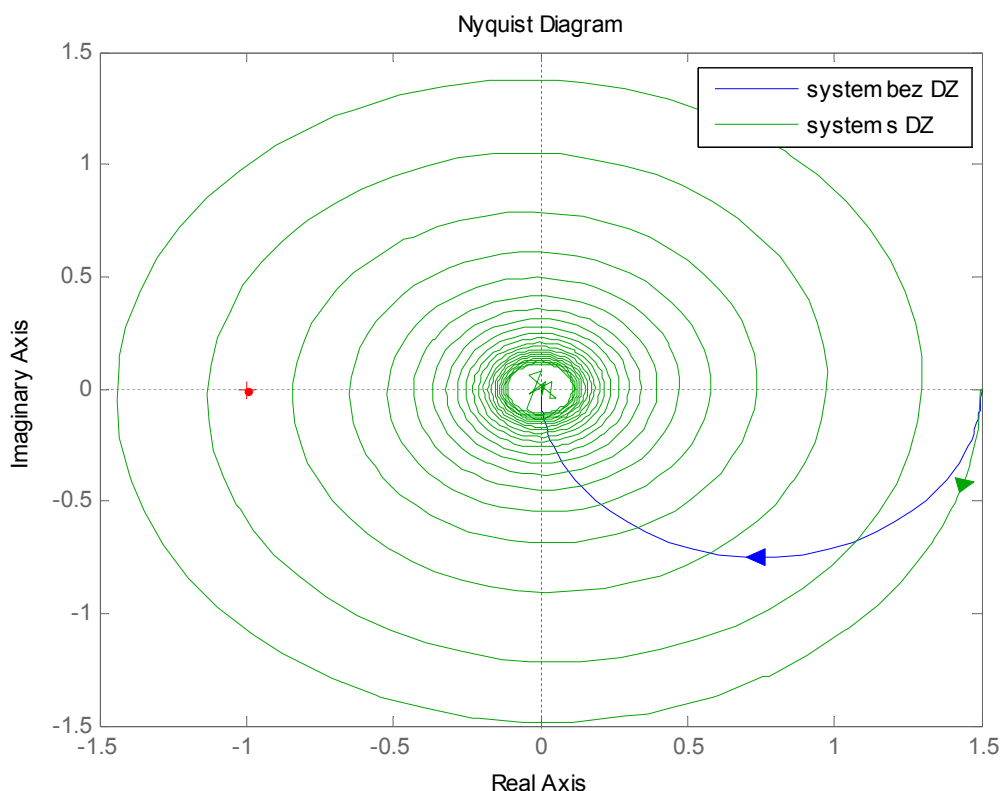
Tab. č. 1 – Závislost koeficientu α a β na relativním překmitu κ

κ	0	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,35	0,40	0,45	0,50
α	1,282	0,984	0,884	0,832	0,763	0,697	0,669	0,640	0,618	0,599	0,577
β	2,718	1,944	1,720	1,561	1,437	1,337	1,248	1,172	1,104	1,045	0,992

3.2 Smithův prediktor

Přítomnost dopravního zpoždění ve vstupně – výstupních relacích je vlastností mnoha technologických procesů. Dopravní zpoždění vzniká nejčastěji jako důsledek transportních jevů, které probíhají v řízených objektech. Jsou to například dopravníkové pásy a jakékoliv potrubní systémy (voda, pára, plyn, ropa atd.). Z hlediska řízení systémů s dopravním zpožděním můžeme říci, že přítomnost dopravního zpoždění v dynamice řízeného systému negativně ovlivňuje vlastnosti řízení [11], [12]. Tento fakt potvrzuje obrázek (Obr. č. 3), který znázorňuje frekvenční charakteristiku v komplexní rovině systému bez a s dopravním zpožděním. Jednalo se o konkrétní přenosy systémů, které byly

$$G_s = \frac{1.5}{0.5s + 1}; G_{sd} = \frac{1.5}{0.5s + 1} e^{-5s} \quad (3.2.1)$$

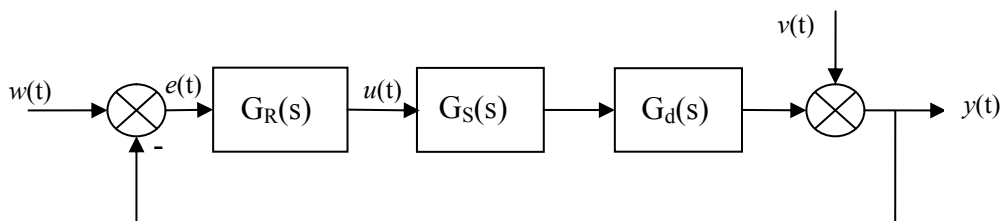


Obr. č. 3 – Vliv dopravního zpoždění na frekvenční charakteristiku systému

Z obrázku (Obr. č. 3) je zřejmé, že dopravní zpoždění způsobilo to, že ze stabilního přenosu systému se stal nestabilní, co se týče vztahu ke kritickému bodu $[-1;0]$ ve smyslu Nyquistova kritéria. Z tohoto důvodu je nutné systémy s dopravním zpožděním kompenzovat. Existují například metody založené na aproximaci dopravního zpoždění,

zanedbání dopravního zpoždění, Taylorův rozvoj, Padého aproximace atd. [11], [12]. My se ale budeme zajímat o kompenzaci dopravního zpoždění pomocí Smithova prediktoru.

Smithův prediktor je založen na blokové úpravě základního regulačního obvodu znázorněného na obrázku (Obr. č. 4).

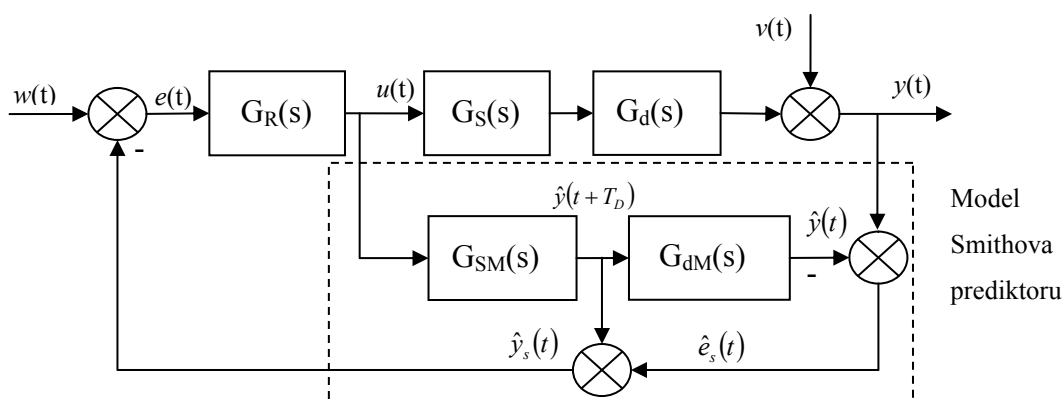


Obr. č. 4 – Základní regulační obvod pro systém s dopravním zpožděním

Přenos řízeného výstupu základního regulačního obvodu je ve tvaru

$$Y(s) = \frac{G_R(s)G_s(s)e^{-T_d s}}{1 + G_R(s)G_s(s)e^{-T_d s}}W(s) + \frac{1}{1 + G_R(s)G_s(s)e^{-T_d s}}V(s) \quad (3.2.2)$$

Z rovnice (3.2.2) je zřejmé, že v charakteristickém polynomu $1 + G_R(s)G_s(s)e^{-T_d s}$ vystupuje člen dopravního zpoždění $e^{-T_d s}$, který významně zhoršuje kvalitu řízení a pro vyšší hodnoty dopravního zpoždění může vést i k jeho nestabilitě. Proto základní regulační obvod upravíme do podoby, která je znázorněna na obrázku (Obr. č. 5). Tento regulační obvod se neskládá jen z regulačního členu a regulované soustavy, ale obsahuje i model regulované soustavy, který zajišťuje kompenzaci dopravního zpoždění [11].



Obr. č. 5 – Základní regulační obvod pro systém s dopravním zpožděním se Smithovým prediktorem

Přenos řízení výstupu regulačního obvodu se Smithovým prediktorem je ve tvaru

$$Y(s) = \frac{G_R(s)G_S(s)e^{-T_d s}}{1 + G_R(s)G_S(s)e^{-T_d s} + G_R(s)G_{SM}(s)(1 - e^{-T_d s})}W(s) + \frac{1 + G_R(s)G_{SM}(s)(1 - e^{-T_d s})}{1 + G_R(s)G_S(s)e^{-T_d s} + G_R(s)G_{SM}(s)(1 - e^{-T_d s})}V(s) \quad (3.2.3)$$

a po úpravě

$$Y(s) = \frac{G_R(s)G_S(s)e^{-T_d s}}{1 + G_R(s)G_S(s)}W(s) + \frac{1 + G_R(s)G_{SM}(s)(1 - e^{-T_d s})}{1 + G_R(s)G_S(s)}V(s) \quad (3.2.4)$$

získáváme obraz řízeného výstupu ve tvaru, ve kterém se nenachází člen dopravního zpoždění ve jmenovateli, tedy v charakteristickém polynomu. Rovnice (3.2.4) vyjadřuje obraz řízeného výstupu ideálního Smithova prediktora. V případech, kdy parametry reálného procesu a modelu jsou odlišné, nazýváme Smithův prediktor reálným [11].

3.3 Diskrétní PID regulátor se Smithovým prediktorem

Tento algoritmus je založen na přenosové funkci požadovaného uzavřeného regulačního obvodu ve tvaru [6], [13]

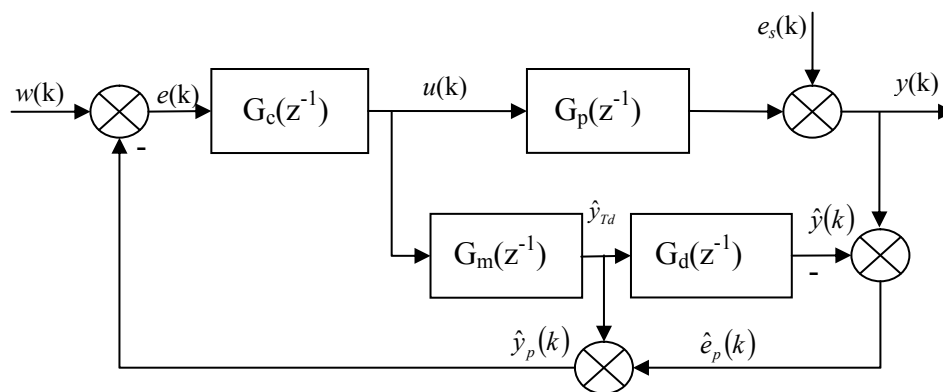
$$G_e(z^{-1}) = \frac{1 - e^{-\alpha}}{1 - z^{-1}} \quad (3.3.1)$$

kde $\alpha = T_0/T_m$ a T_m je požadovaná časová konstanta odezvy soustavy prvního řádu v uzavřeném regulačním obvodu. Tato konstanta je nastavována experimentálně podle požadovaného akčního zásahu a má vliv na dynamiku přechodového děje. Blokové schéma zapojení regulačního obvodu se Smithovým prediktorem je znázorněno na obrázku (Obr. č. 6). Přenos systému je reprezentován diskrétním modelem druhého řádu s dopravním zpožděním ve tvaru

$$G_p(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}z^{-d} = \frac{b_1z^{-1} + b_2z^{-2}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}}z^{-d} \quad (3.3.2)$$

Přenos hlavního regulátoru $G_c(z^{-1})$ je reprezentován vztahem

$$G_c(z^{-1}) = \frac{1 - e^{-\alpha}}{1 - z^{-1}} \frac{\hat{A}(z^{-1})}{\hat{B}(1)}; \quad \hat{B}(1) = \hat{B}(z^{-1}) \Big|_{z=1} = \hat{b}_1 + \hat{b}_2 \quad (3.3.3)$$



Obr. č. 6 – Blokové schéma zapojení regulačního obvodu se Smithovým prediktorem

Přenos modelu Smithova prediktora je reprezentován vztahy

$$G_m(z^{-1}) = \frac{z^{-1} \hat{B}(1)}{\hat{A}(z^{-1})}; \quad G_d(z^{-1}) = \frac{z^{-d} \hat{B}(z^{-1})}{z^{-1} \hat{B}(1)} \quad (3.3.4)$$

Po jednoduchých úpravách dostáváme rovnice ve tvaru

$$G_m(z^{-1}) = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}; \quad G_d(z^{-1}) = \frac{b_1 z^{-1} z^{-d} + b_2 z^{-2} z^{-d}}{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \quad (3.3.5)$$

Při použití substituce $\gamma = (1 - e^{-\alpha}) / \hat{B}(1)$, kterou dosadíme do vztahu (3.3.3), získáme hlavní regulátor vyjádřený ve tvaru digitálního PID regulátoru, ve tvaru přenosové funkce

$$G_c(z^{-1}) = \frac{U(z^{-1})}{E(z^{-1})} = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}} \quad (3.3.6)$$

kde jednotlivé parametry diskrétního PID regulátoru jsou

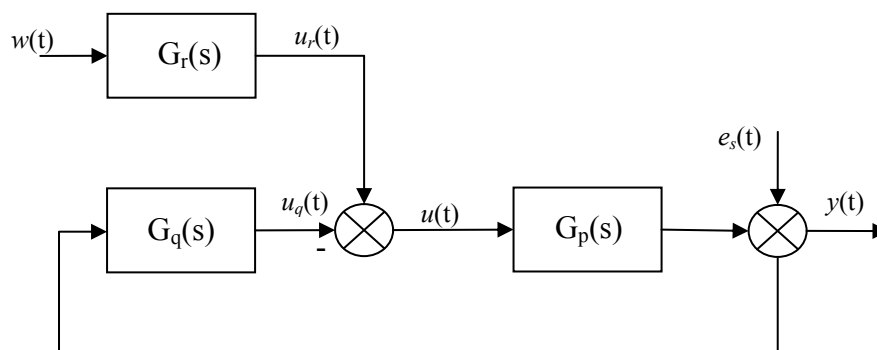
$$\begin{aligned} q_0 &= \gamma \\ q_1 &= \gamma \cdot \hat{a}_1 \\ q_2 &= \gamma \cdot \hat{a}_2 \end{aligned} \quad (3.3.7)$$

Akční zásah digitálního PID regulátoru je tedy ve tvaru

$$u(k) = q_0 e(k) + q_1 e(k-1) + q_2 e(k-2) + u(k-1) \quad (3.3.8)$$

3.4 Diskrétní verze regulátoru 2DOF se Smithovým prediktorem

Blokové schéma zapojení uzavřeného regulačního obvodu 2DOF je zobrazeno na obrázku (Obr. č. 7). Regulátor se skládá s přímovazební části G_r a ze zpětnovazební části G_q [6], [14].



Obr. č. 7 – Blokové schéma zapojení uzavřeného regulačního obvodu 2DOF

Přenos přímovazební a zpětnovazební části regulátoru je ve tvaru

$$G_r(z^{-1}) = \frac{R(z^{-1})}{P(z^{-1})} = \frac{r_0}{1 + p_1 z^{-1}} \quad (3.4.1)$$

$$G_q(z^{-1}) = \frac{Q(z^{-1})}{P(z^{-1})} = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{(1 + p_1 z^{-1})(1 - z^{-1})} \quad (3.4.2)$$

Přenos regulované soustavy je ve tvaru

$$G_p(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (3.4.3)$$

Pokud bychom uvažovali chybu $e_s = 0$, tak přenos regulačního obvodu bude ve tvaru

$$Y(z^{-1}) = \frac{G_p(z)G_r(z)}{1 + G_p(z)G_q(z)} W(z^{-1}) \quad (3.4.4)$$

Při použití rovnic (3.4.1) – (3.4.3), které dosadíme do rovnice (3.4.4), získáme přenos regulačního obvodu ve tvaru

$$Y(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})R(z^{-1})}{A(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1})} W(z^{-1}) \quad (3.4.5)$$

kde rovnice

$$A(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1}) \quad (3.4.6)$$

je charakteristická rovnice uzavřeného regulačního obvodu. Nyní, abychom získali parametry regulátoru, tak je potřeba znát dvě diofantické rovnice, které jsou

$$A(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1}) = D(z^{-1}) \quad (3.4.7)$$

$$S(z^{-1})D_w(z^{-1}) + B(z^{-1})R(z^{-1}) = D(z^{-1}) \quad (3.4.8)$$

Rovnice (3.4.7) a (3.4.8) mají minimální řešení pouze tehdy, pokud stupně polynomů jsou

$$\begin{aligned} \partial P(z^{-1}) &= \partial B(z^{-1}) - 1 \\ \partial Q(z^{-1}) &= \partial A(z^{-1}) - 1 \\ \partial R(z^{-1}) &= \partial D_w(z^{-1}) - 1 \\ \partial S(z^{-1}) &= \partial B(z^{-1}) - 1 \end{aligned} \quad (3.4.9)$$

Polynom D_w je jmenovatel přenosu řídicí veličiny $w(k)$, tedy

$$W(z^{-1}) = \frac{N_w}{D_w} \quad (3.4.10)$$

Diofantická rovnice (3.4.7) neobsahuje integrační složku, v diskrétní verzi sumační složku. Proto tento typ návrhu regulátoru není vhodný pro eliminaci vlivu poruch, nebo pro regulátory s jedním stupněm volnosti, protože zanechávají trvalou regulační odchylku. Integrační charakter regulátor získá, pokud diofantická rovnice bude obsahovat člen $K(z^{-1}) = (1 - z^{-1})$ [14]. Potom diofantická rovnice (3.4.7) se změní na

$$A(z^{-1})K(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1}) = D(z^{-1}) \quad (3.4.11)$$

A stupeň polynomu $Q(z^{-1})$ se zvýší o jeden řád, tj.

$$\partial Q(z^{-1}) = \partial A(z^{-1}) + \partial K(z^{-1}) - 1 \quad (3.4.12)$$

Stupeň polynomu $D(z^{-1})$ vypočítáme podle rovnice

$$\partial D(z^{-1}) \leq \partial A(z^{-1}) + \partial B(z^{-1}) + \partial K(z^{-1}) - 1 \quad (3.4.13)$$

Nyní si můžeme vypočítat stupně jednotlivých polynomů

$$\begin{aligned}
 \partial P(z^{-1}) &= \partial B(z^{-1}) - 1 = 2 - 1 = 1 \\
 \partial Q(z^{-1}) &= \partial A(z^{-1}) \partial K(z^{-1}) - 1 = 2 + 1 - 1 = 2 \\
 \partial R(z^{-1}) &= \partial D_w(z^{-1}) - 1 = 1 - 1 = 0 \\
 \partial S(z^{-1}) &= \partial B(z^{-1}) - 1 = 2 - 1 = 1 \\
 \partial D(z^{-1}) &\leq \partial A(z^{-1}) + \partial B(z^{-1}) + \partial K(z^{-1}) - 1 = 2 + 2 + 1 - 1 = 4
 \end{aligned} \tag{3.4.14}$$

Ted' když známe stupně jednotlivých polynomu, tak si jednotlivé polynomy dosadíme do diofantické rovnice (3.4.7), tedy

$$\begin{aligned}
 A(z^{-1})K(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1}) &= D(z^{-1}) \\
 (1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}) \cdot (1 - z^{-1}) \cdot (p_0 + p_1 z^{-1}) &+ (b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}) \cdot (q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}) = \\
 = 1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} + d_3 z^{-3} + d_4 z^{-4}
 \end{aligned} \tag{3.4.15}$$

Nyní rovnici (3.4.15) roznásobíme a seřadíme podle stupňů jednotlivých mocnin

$$\begin{aligned}
 p_0 + a_1 p_0 z^{-1} + a_2 p_0 z^{-2} - p_0 z^{-1} - a_1 p_0 z^{-2} - p_0 a_2 z^{-3} + p_1 z^{-1} + p_1 a_1 z^{-2} + \\
 p_1 a_2 z^{-3} - p_1 z^{-2} - p_1 a_1 z^{-3} - p_1 a_2 z^{-4} + b_1 q_0 z^{-1} + b_1 q_1 z^{-2} + b_1 q_2 z^{-3} + \\
 b_2 q_0 z^{-2} + b_2 q_1 z^{-3} + b_2 q_2 z^{-4} = 1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} + d_3 z^{-3} + d_4 z^{-4}
 \end{aligned} \tag{3.4.16}$$

$$\begin{aligned}
 z^0 : p_0 &= 1 \\
 z^{-1} : b_1 q_0 + a_1 p_0 - p_0 + p_1 &= d_1 \\
 z^{-2} : b_1 q_1 + b_2 q_0 + a_2 p_0 - a_1 p_0 + p_1 a_1 - p_1 &= d_2 \\
 z^{-3} : b_1 q_2 + b_2 q_1 - p_0 a_2 + p_1 a_2 - p_1 a_1 &= d_3 \\
 z^{-4} : b_2 q_2 - p_1 a_2 &= d_4
 \end{aligned} \tag{3.4.17}$$

Pro výpočet jednotlivých parametrů regulátoru je přehlednější a snadnější výpočet pomocí maticového zápisu, který je

$$\begin{bmatrix} b_1 & 0 & 0 & 1 \\ b_2 & b_1 & 0 & a_1 - 1 \\ 0 & b_2 & b_1 & a_2 - a_1 \\ 0 & 0 & b_2 & -a_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} q_0 \\ q_1 \\ q_2 \\ p_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1 + 1 - a_1 \\ d_2 + a_1 - a_2 \\ d_3 + a_2 \\ d_4 \end{bmatrix} \tag{3.4.18}$$

Nyní můžeme přikročit k řešení druhé diofantické rovnice (3.4.8). Dříve než, tak učiníme, ale musí znát průběh řídicí veličiny $w(k)$, proto si ji stanovíme jako jednotkový skok, který má v Z-oblasti přenos ve tvaru

$$W(z^{-1}) = \frac{N_w(z^{-1})}{D_w(z^{-1})} = \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (3.4.19)$$

Nyní, když známe všechny potřebné polynomy, tak můžeme vyjádřit parametry regulátoru z diofantické rovnice (3.4.8). Nicméně, bude nám stačit, když vyjádříme parametr r_0 , tedy

$$\begin{aligned} D_w(z^{-1})S(z^{-1}) + B(z^{-1})R(z^{-1}) &= D(z^{-1}) \\ (1 - z^{-1}) \cdot (s_0 + s_1 z^{-1}) + (b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}) r_0 &= 1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} + d_3 z^{-3} + d_4 z^{-4} \\ s_0 + s_1 z^{-1} - s_0 z^{-1} - s_1 z^{-2} + b_1 r_0 z^{-1} + b_2 r_0 z^{-2} &= 1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} + d_3 z^{-3} + d_4 z^{-4} \end{aligned} \quad (3.4.20)$$

V polynomu (3.4.20) si můžeme všimnout, že roznásobená diofantická rovnice má na levé straně polynomy nejvýše druhého řádu a na pravé straně jsou to polynomy čtvrtého řádu, proto musíme zavést substituci $z = 1$ na pravé straně, abychom dokázali vyjádřit koeficient r_0 , tedy

$$\begin{aligned} z^0 : s_0 &= 1 + d_1 + d_2 + d_3 + d_4 \\ z^{-1} : s_1 - s_0 + b_1 r_0 &= 0 \Rightarrow b_2 r_0 - 1 + b_1 r_0 = 0 \Rightarrow r_0 = \frac{1 + d_1 + d_2 + d_3 + d_4}{b_1 + b_2} \\ z^{-2} : -s_1 + b_2 r_0 &= 0 \Rightarrow s_1 = b_2 r_0 \end{aligned} \quad (3.4.21)$$

Pro výpočet velikosti akčního zásahu si vyjádříme obraz akčního zásahu z blokového schématu (Obr. č. 7), tedy

$$\begin{aligned} U(z^{-1}) &= G_r(z)W(z^{-1}) - G_q(z)Y(z^{-1}) \\ U(z^{-1}) &= \frac{R(z^{-1})}{K(z^{-1})P(z^{-1})}W(z^{-1}) - \frac{Q(z^{-1})}{K(z^{-1})P(z^{-1})}Y(z^{-1}) \\ P(z^{-1})K(z^{-1})U(z^{-1}) &= R(z^{-1})W(z^{-1}) - Q(z^{-1})Y(z^{-1}) \end{aligned} \quad (3.4.22)$$

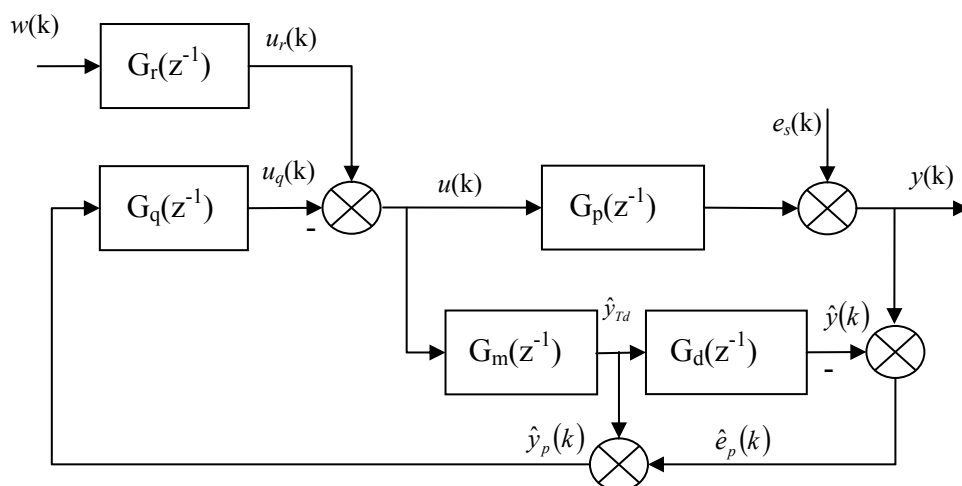
Nyní, když známe obraz akčního zásahu regulátoru, tak dosadíme do rovnice (3.4.22) příslušné polynomy, tedy

$$\begin{aligned} (1 - z^{-1}) \cdot (p_0 + p_1 z^{-1}) \cdot U(z^{-1}) &= r_0 W(z^{-1}) - (q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}) \cdot Y(z^{-1}) \\ (p_0 + (p_1 - p_0)z^{-1} - p_1 z^{-2}) \cdot U(z^{-1}) &= r_0 W(z^{-1}) - (q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}) \cdot Y(z^{-1}) \end{aligned} \quad (3.4.23)$$

a na závěr si vyjádříme člen $u(k)$

$$u(k) = r_0 w(k) - q_0 y(k) - q_1 y(k-1) - q_2 y(k-2) - (p_1 - 1)u(k-1) + p_1 u(k-2) \quad (3.4.24)$$

Kombinace regulátoru 2DOF se Smithovým prediktorem je znázorněna na obrázku (Obr. č. 8)



Obr. č. 8 – Blokové schéma zapojení regulačního obvodu 2DOF se Smithovým prediktorem

Jelikož byl Smithův prediktor popsán v kapitolách (3.2 a 3.3), tak jej nebudeme znovu popisovat a matematicky odvozovat.

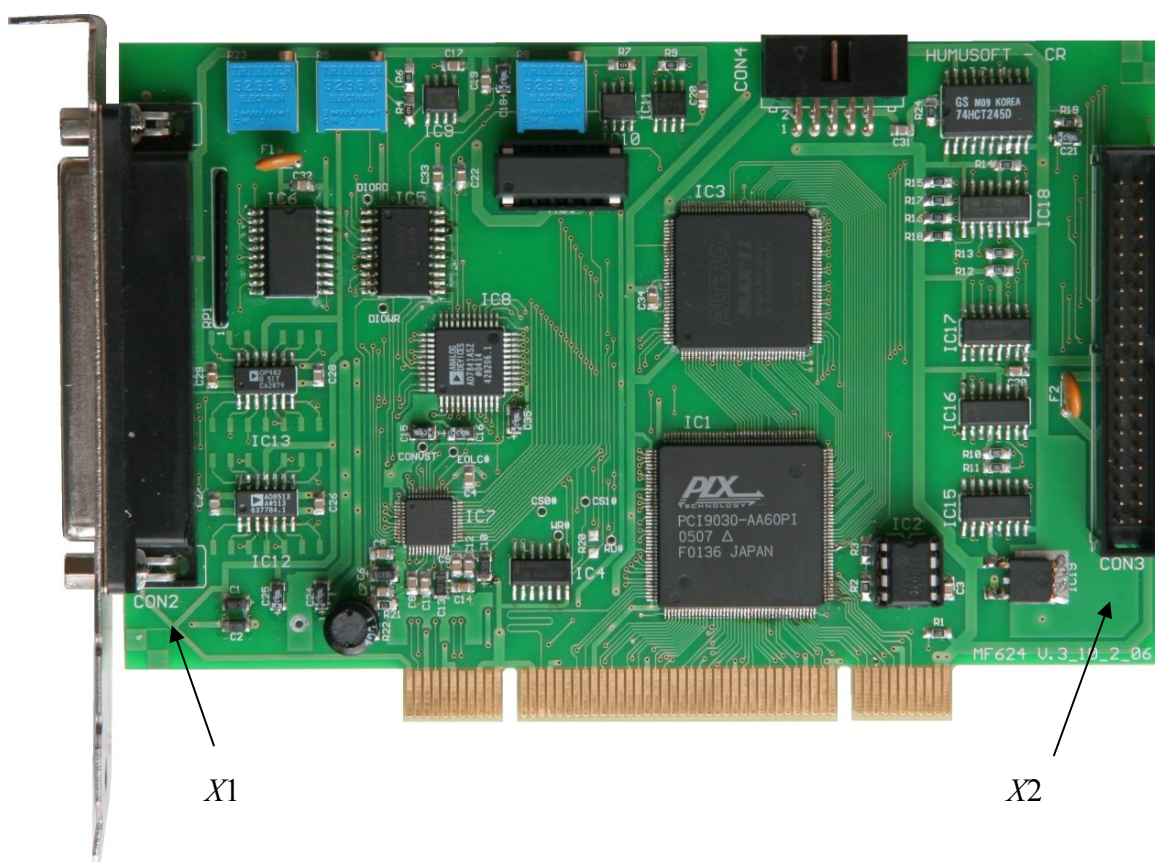
II. PRAKTICKÁ ČÁST

4 REALIZACE PROPOJENÍ

Pro komunikaci mezi řídicím počítačem a modelem tepelné soustavy byla vybrána multifunkční měřicí karta MF 624. Aby bylo možné přenášet naměřená data a ovládat model tepelné soustavy, byl z tohoto důvodu vyroben propojovací kabel. Komunikace s měřicí kartou a zprostředkovávání naměřených dat je realizováno pomocí softwaru MATLAB/SIMULINK verze 2009b.

4.1 MF 624

Multifunkční měřicí karta MF 624 je navržena pro potřeby propojení PC s reálnými měřitelnými signály, jako jsou např. analogové hodnoty, digitální hodnoty, impulsní signály atd. Tato karta disponuje dvěma konektory typu DB-37 F označené jako konektory X1 a X2. Na konektoru X1 jsou přístupné A/D převodníky, D/A převodníky a digitální vstupy a výstupy. Na konektoru X2 jsou přístupné čítače, časovače a inkrementální snímače [3], [15]. Detail multifunkční měřicí karty je znázorněn na obrázku (Obr. č. 9).



Obr. č. 9 – Multifunkční měřicí karta MF 624

4.1.1 Parametry A/D převodníků

Rozlišení:	14 bitové
Počet kanálů:	8
Čas převodu:	od 1.6 μ s do 3.7 μ s
Vstupní napětí:	± 10 V
Možné max. vst. napětí:	± 18 V
Vstupní impedance:	$> 10^{10} \Omega$

4.1.2 Parametry D/A převodníků

Rozlišení:	14 bitové
Počet kanálů:	8
Doba ustálení:	max. 31 μ s
Doba přenastavení:	10 V/ μ s
Výstupní proud:	min. 10 mA
Výstupní impedance:	max. 0.5 Ω

4.1.3 Parametry digitálních výstupů

Počet bitů:	8
Rozsah výstupního signálu:	TTL
Logická 0:	0.5 V max.
Logická 1:	2.0 V min.

4.1.4 Parametry digitálních vstupů

Počet bitů:	8
Rozsah výstupního signálu:	TTL
Logická 0:	0.8 V max.
Logická 1:	2.0 V min.

4.1.5 Parametry inkrementálních snímačů

Počet kanálů:	4 nezávislé nebo diferenciální
Vstupy:	A, B, Index
Rozlišení:	32 bitové
Vstupní frekvence:	max. 2.5 MHz

4.1.6 Parametry čítačů / časovačů

Počet kanálů:	4
Rozlišení:	32 bitové
Frekvence:	50 MHz
Triggering:	software, externí
Módy:	PWM, čítač, generování pulzů

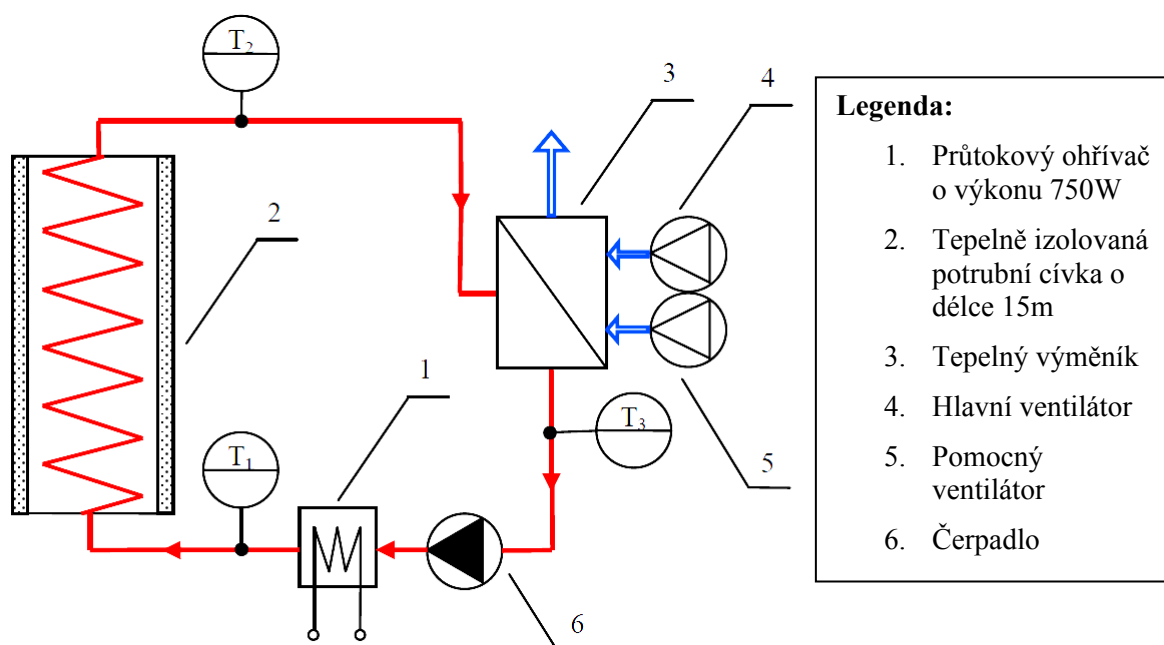
4.1.7 Všeobecné údaje

Odběr proudu:	500 mA z +5 V
	150 mA z +12 V
	150 mA z -12 V
Pracovní teplota:	od 0 °C do 50 °C (od 32 °F do 140 °F)
Konektor:	2 x DB-37 F
Sběrnice:	PCI 5 V nebo 3.3 V

4.2 Tepelný model

Laboratorní model tepelné soustavy s dopravním zpožděním je založen na principu přenosu tepla pomocí teplonosného média prostřednictvím potrubního systému. Blokové schéma modelu tepelné soustavy s dopravním zpožděním je uvedeno na obrázku (Obr. č. 10). Teplonosné médium je transportováno pomocí spojitě regulovatelného čerpadla 6 do průtokového ohřívače 1 o výkonu cca 750 W. Teplota vody vystupující z ohřívače je měřena platinovým teploměrem T1. Ohřátá voda dále vstupuje do tepelně izolované potrubní cívky 2, která je tvořena měděným potrubím o délce 15 m. Zde vzniká v závislosti

na zvolených otáčkách čerpadla dopravní zpoždění v rozmezí 50 až 200 s. Spotřebič tepelné energie představuje výměník tepla typu voda/vzduch 3, který předává tepelnou energii teplotnosného média do okolního prostředí. Úroveň spotřeby tepla lze nastavit pomocí dvou regulovatelných ventilátorů 4, 5. Ventilátor 5 je řízen diskretně (stav zapnuto/vypnuto), ventilátor 4 je řízen spojitě a slouží primárně pro generování poruchové veličiny při ověřování vlastností navržených regulátorů. Teplota vody vstupující do výměníku a vystupující z výměníku je měřena platinovými teploměry T2 a T3. Z výměníku se voda vrací zpět do čerpadla a celý koloběh teplotnosného média se opakuje. Vliv tepelné roztažnosti vody kompenzuje expanzní nádoba, která je umístěna na nejvyšším bodě tepelného modelu [1].



Obr. č. 10 - Blokové schéma tepelného modelu s dopravním zpožděním

Pro snímání naměřených hodnot a pro ovládání tepelného modelu je využit pouze konektor XI z měřicí multifunkční karty MF 624. Propojení pomocí multifunkční měřicí karty nikterak neovlivňuje dřívější propojení, které je realizováno pomocí jednotky CTRL V3 prostřednictvím komunikačního protokolu RS 232.

Na obrázku (Obr. č. 11) je zobrazen konkrétní tepelný model. Vlevo je zobrazen model z čelní strany. Kromě výše uvedeného se zde také nachází hlavní vypínač, který slouží k zapnutí modelu, světelná signalizace, která určuje, zda je model v chodu, nebo je vypnut a expanzní nádržka, která kompenzuje tepelnou roztažnost teplotnosného média.



Obr. č. 11 – Model tepelné soustavy z čelní a ze zadní strany

Vpravo je zobrazena zadní strana tepelného modelu, kde se nachází rozvaděčová skříň. V této skříni jsou umístěny zdroje stejnosměrných proudů, převodníky naměřených hodnot odporů na napětí, polovodičové relé, microcontroller a proudové jističe. Na výstupu ze skříně je umístěn 25 – ti pinový konektor CANON 25 M.

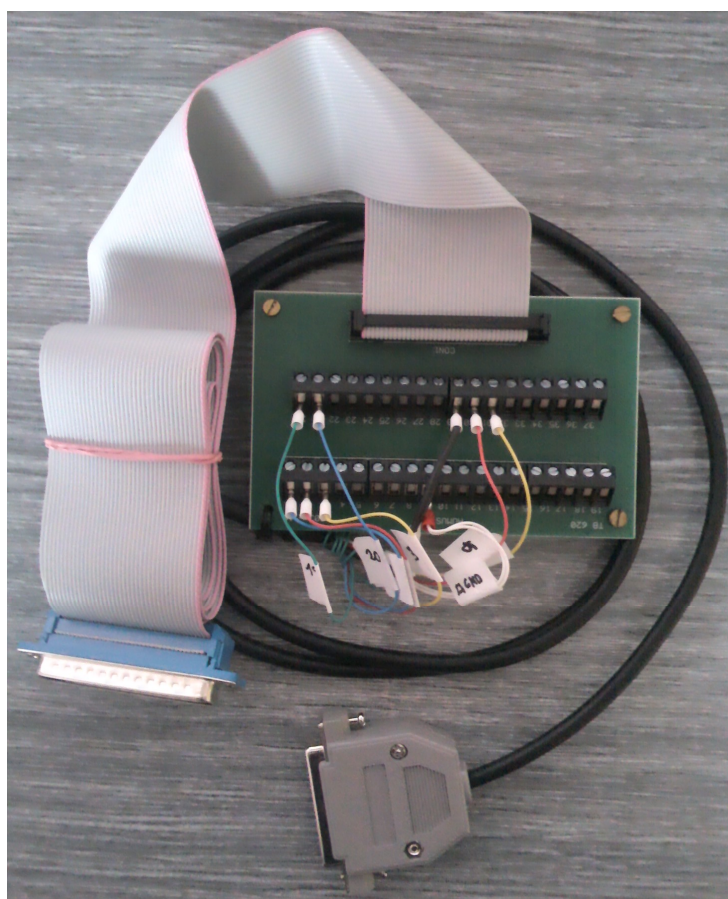
4.3 Výroba propojovacího kabelu

Pro komunikaci mezi tepelným modelem a měřicí kartou byl vyroben propojovací kabel. Vyroben byl podle zapojení konektoru na rozvaděči tepelného modelu a konektoru *XI* na měřicí kartě. Seznam vstupů, výstupů a číselné propojení konektorů je znázorněn v tabulce (Tab. č. 2).

Testovací verze propojovacího kabelu byla vyrobena pomocí svorkovnice, která je znázorněna na obrázku (Obr. č. 13). Tato svorkovnice byla dodána společně s multifunkční měřicí kartou MF 624 od firmy HUMUSOFT. Testovací verze propojovacího kabelu je zobrazena na obrázku (Obr. č. 12).

Tab. č. 2 – Číselný seznam zapojení propojovacího kabelu

Cannon_25_F				Barva	Cannon_37_M		
Číslo pinu	Signál	Směr	Napěťová úroveň		Číslo pinu	Typ	Adresa
1	Měřená veličina y1	výstup	Su 0 - 10 V	červená	1	AD0	1
2	Měřená veličina y2	výstup	Su 0 - 10 V	zelená	2	AD1	2
3	Měřená veličina y3	výstup	Su 0 - 10 V	modrá	3	AD2	3
6	Napájení CTRL V3 - záporný pól	výstup	- 14 V	----	----	----	----
7	GND	----	0V	černá	29	GND	----
14	Napájení CTRL V3 - kladný pól	výstup	14 V	----	----	----	----
15	Ovládání topení	vstup	TTL	hnědá	30	DOUT0	1
16	Ovládání ventilátoru č.1	vstup	TTL	žlutá	31	DOUT1	2
19	Ovládání čerpadla	vstup	Su 0 - 10 V	fialová	20	DA0	1
20	Ovládání ventilátoru č.2	vstup	Su 0 - 10 V	šedá	21	DA1	2
22	GND	----	0V	bílá	9	AGND	----

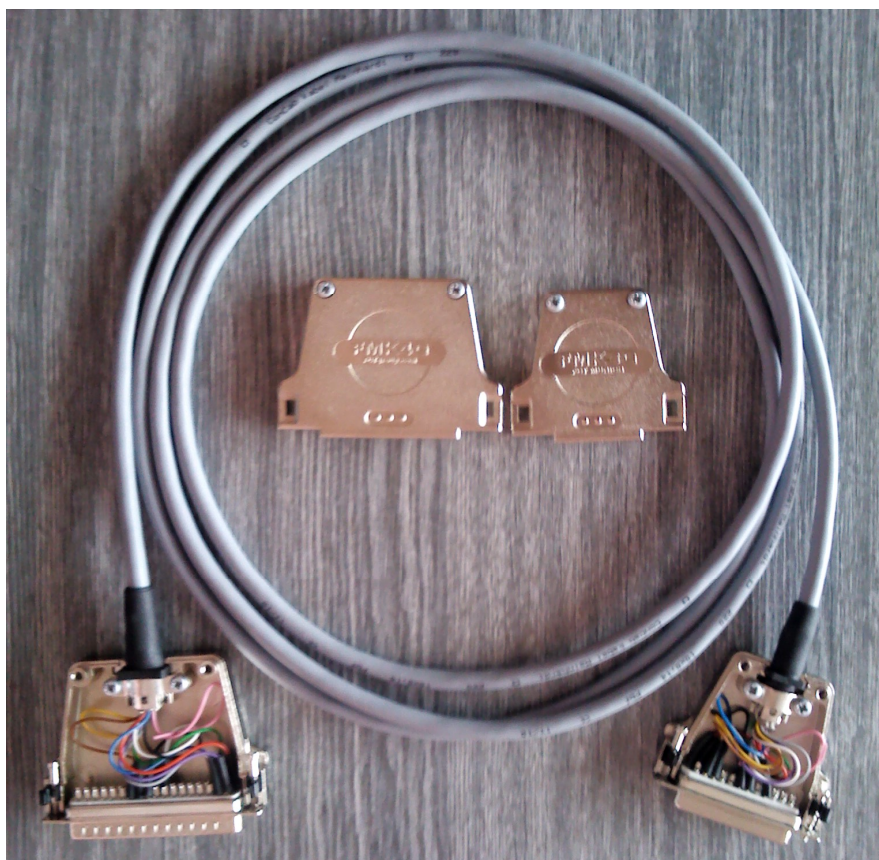


Obr. č. 12 – Testovací verze propojovacího kabelu



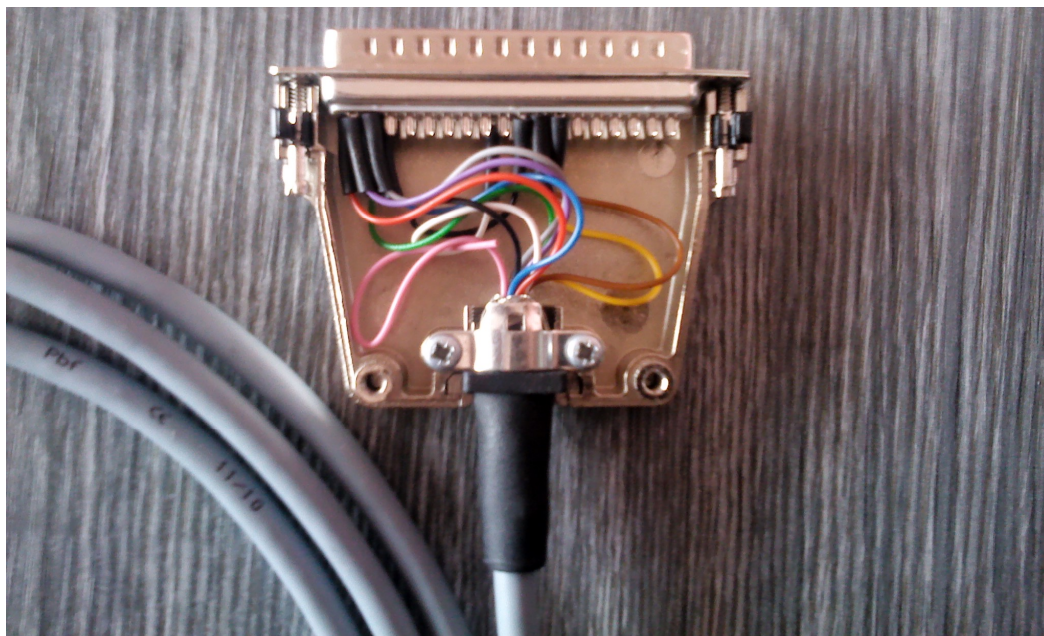
Obr. č. 13 – Svorkovnice

Jakmile byla testovací verze propojovacího kabelu otestována a ověřena, tak byla vyrobena finální verze propojovacího kabelu, která je znázorněna na obrázku (Obr. č. 14).



Obr. č. 14 – Finální verze propojovacího kabelu

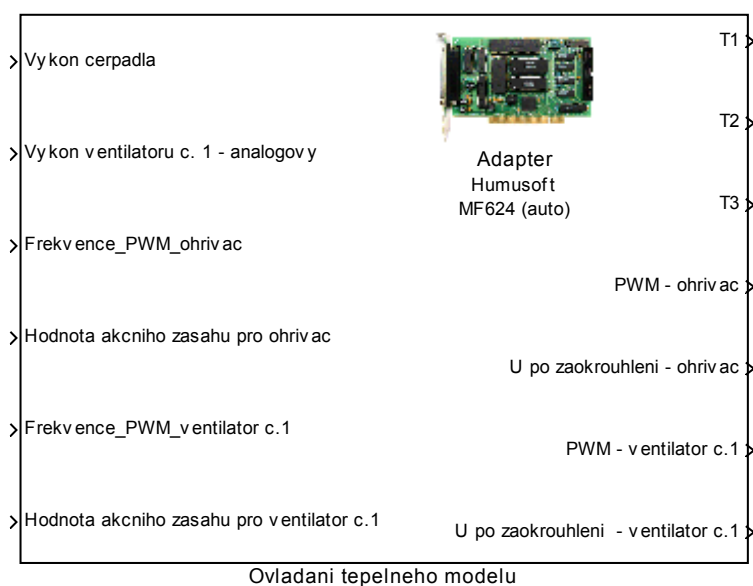
Finální verze propojovacího kabelu je složena z kabelu o počtu deseti žil, kde je jedna žíla o průřezu 0.14 mm^2 . Tento kabel je stíněn. Konektory jsou opatřeny kovovými krytkami s gumovými průchodkami. Detail konektoru a jeho zapojení je znázorněno na obrázku (Obr. č. 15).



Obr. č. 15 – Detail konektoru propojovacího kabelu

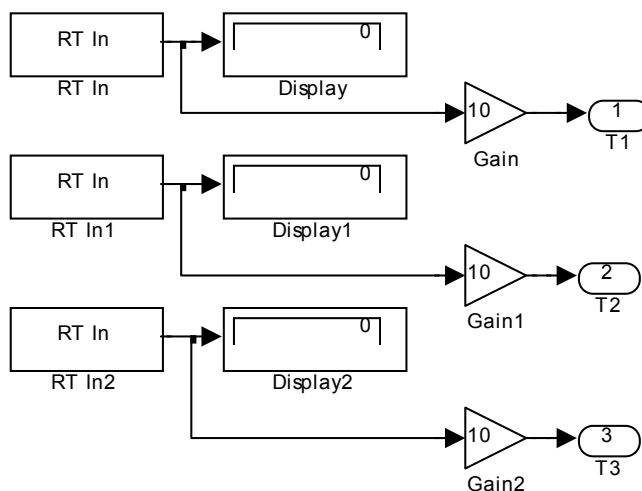
4.4 Ovládací prostředí

Z hlediska ovládání tepelného modelu se jedná o systém se čtyřmi vstupy a třemi výstupy. Ovládací prostředí je vytvořeno v programu MATLAB/SIMULINK (verze 2009b). Ovládání tepelného modelu je v RT (Real - Time) režimu. Ovládací blok, který je znázorněn na obrázku (Obr. č. 16), obsahuje prvky pro čtení aktuálních hodnot ze vstupů, zápis potřebných hodnot na výstupy, generování PWM pro řízení příkonu topné spirály, zaokrouhlování akčních zásahů a také tepelnou ochranu. Periodu vzorkování ovládacího bloku je doporučeno volit 0.1 s a název proměnné, která této periodě vzorkování odpovídá je *T0model*.

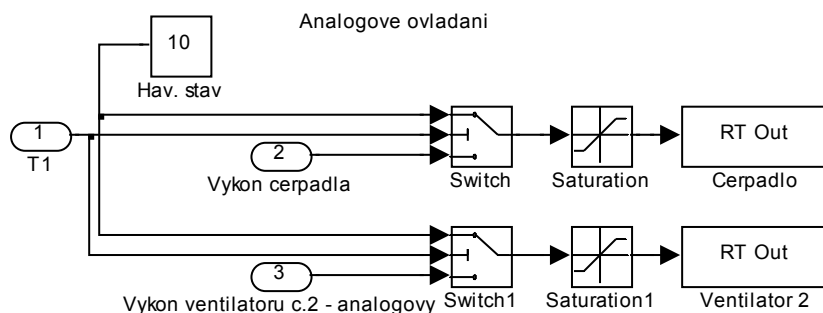


Obr. č. 16 – Hlavní blok pro ovládání tepelného modelu

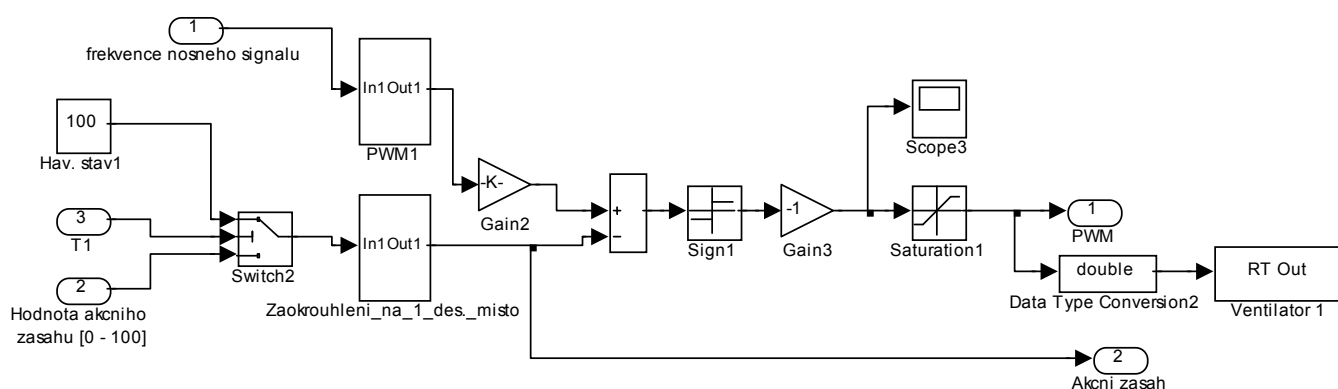
Hlavní blok pro ovládání tepelného modelu se skládá z několika subsystémů, které slouží pro zápis a čtení hodnot z konkrétních adres multifunkční měřicí karty. Na obrázcích (Obr. č. 17, Obr. č. 18, Obr. č. 19) jsou zobrazena jednotlivá schémata zapojení pro čtení naměřené teploty, ovládání analogových hodnot (čerpadlo, ventilátor č.2), diskretní ovládání topné spirály a diskretní ovládání ventilátoru č.1 . Diskretní ovládání topné spirály a ventilátoru č.1 je tvořeno pomocí stejných schematických zapojení, jen s rozdílem zápisu dat na jinou adresu multifunkční vstupně – výstupní karty, proto je zobrazeno jen jedno schematické zapojení.



Obr. č. 17 – Blokové schéma zapojení pro čtení naměřených hodnot teplot

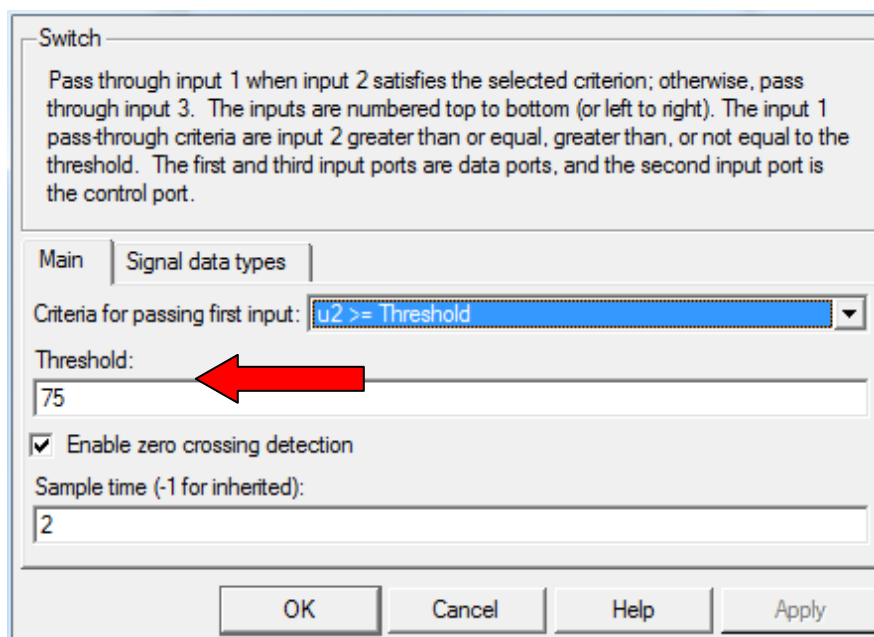


Obr. č. 18 – Blokové schéma zapojení pro zápis analogových hodnot



Obr. č. 19 – Blokové schéma zapojení pro zápis digitálních hodnot ve formě PWM

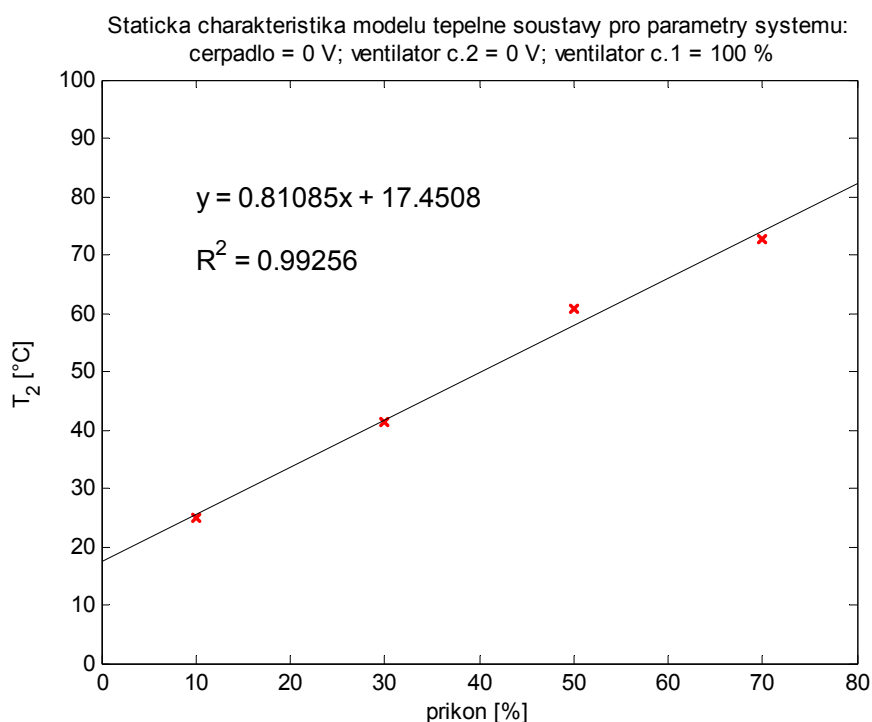
Ochrana tepelného modelu před poškozením horkou, či vroucí vodou je realizována pomocí porovnávání teploty T_1 s referenční hodnotou, která je obvykle 75 °C. Porovnání se provádí v bloku *Switch*, ve kterém se nachází pole *Threshold*, kde je uvedena referenční hodnota (Obr. č. 20). Zvyšování referenční hodnoty nad 75 °C není doporučeno z důvodu druhé tepelné ochrany, která je naprogramována v microcontrolleru umístěném v rozvodné skříni, jehož referenční hodnota je cca 83 °C.

Obr. č. 20 – Názorná ukázka zadaných parametrů bloku *Switch*

5 STATICKÉ CHARAKTERISTIKY

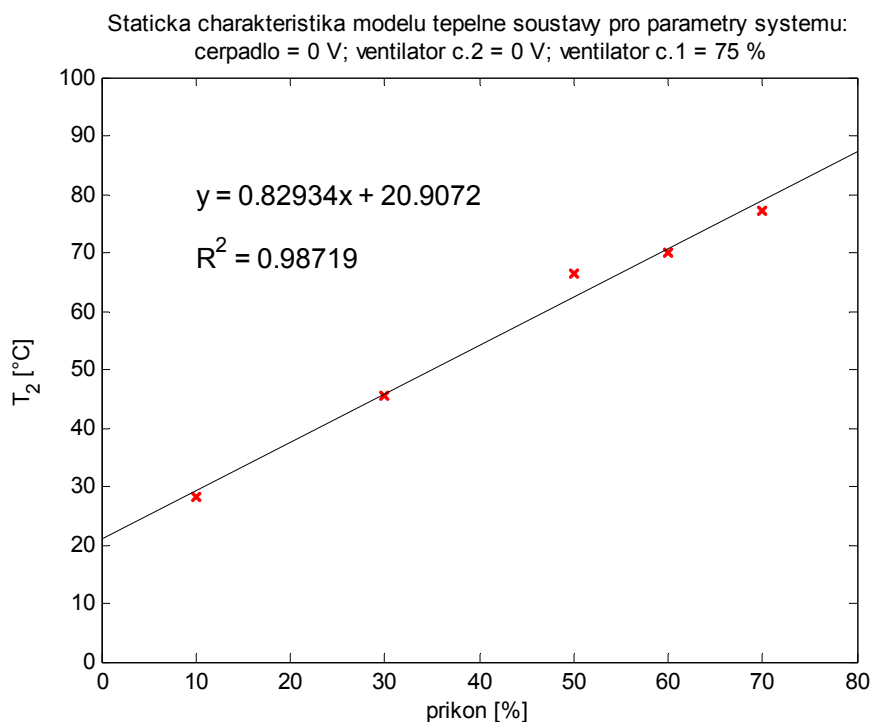
Statické charakteristiky modelu tepelné soustavy byly naměřeny pro několik různých hodnot vstupních parametrů. První sada statických charakteristik byla naměřena pro vstupní parametry pro čerpadlo = 0 V, ventilátor č. 2 = 0 V a ventilátor č. 1 = [100, 75, 50, 25] %. Příkon průtokového ohřívače byl parametrem, který byl měněn. Tyto statické charakteristiky jsou zobrazeny na obrázcích (Obr. č. 21 až Obr. č. 24).

Druhá sada statických charakteristik byla naměřena se stejnými parametry jako v předešlém případě, jen se změnou hodnoty průtokového čerpadla, která byla změněna z 0 V na 2 V. Tyto statické charakteristiky jsou zobrazeny na obrázcích (Obr. č. 25 až Obr. č. 28).



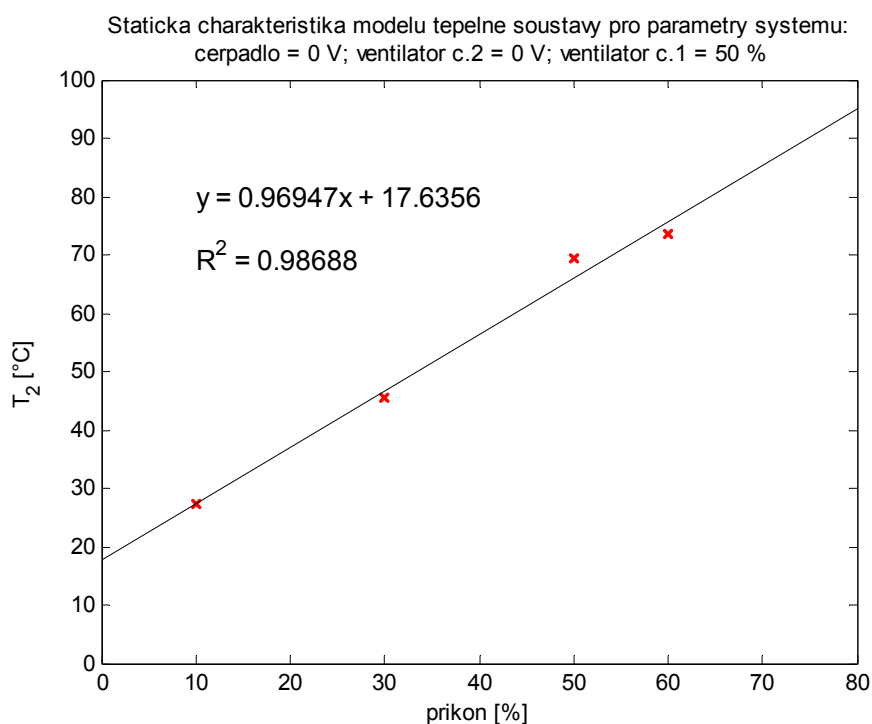
Obr. č. 21 – Statická charakteristika modelu tepelné soustavy pro parametry
čerpadlo = 0 V; ventilátor č. 2 = 0 V; ventilátor č. 1 = 100 %

Pro vstupní parametry pro čerpadlo = 0 V, ventilátor č. 2 = 0 V a ventilátor č. 1 = 0 %, byla naměřena pouze jedna ustálená hodnota statické charakteristiky a pro čerpadlo = 2 V, ventilátor č. 2 = 0 V a ventilátor č. 1 = 0 %, byly naměřeny pouze dvě ustálené hodnoty statické charakteristiky. U těchto naměřených hodnot nelze provést lineární regresi a proto byly pouze vykresleny průběhy těchto tepelných charakteristik, které jsou znázorněny na obrázcích (Obr. č. 29 a Obr. č. 30).



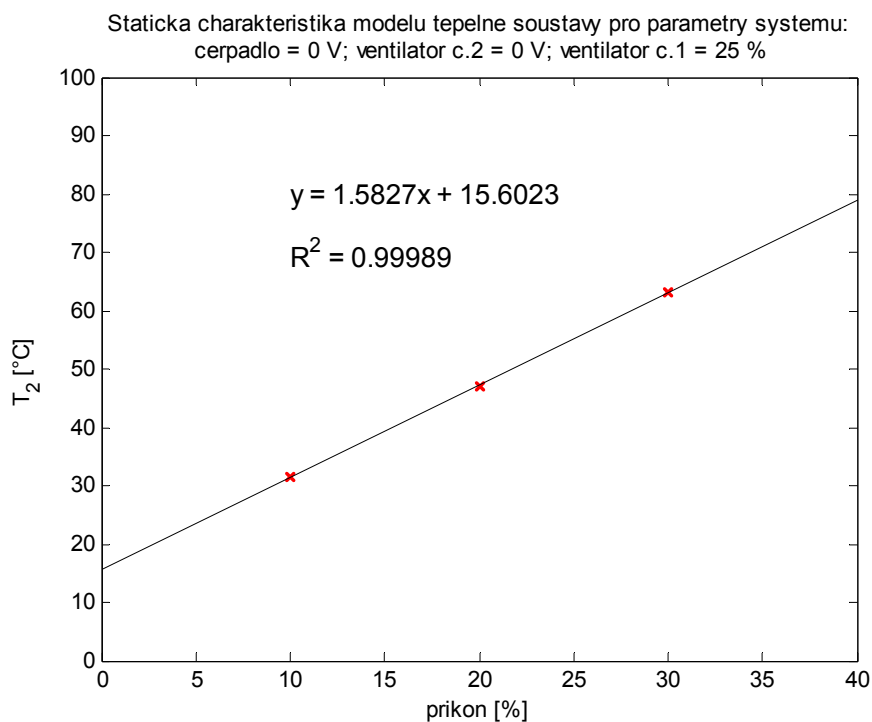
Obr. č. 22 – Statická charakteristika modelu tepelné soustavy pro parametry

čerpadlo = 0 V; ventilátor č. 2 = 0 V; ventilátor č. 1 = 75 %



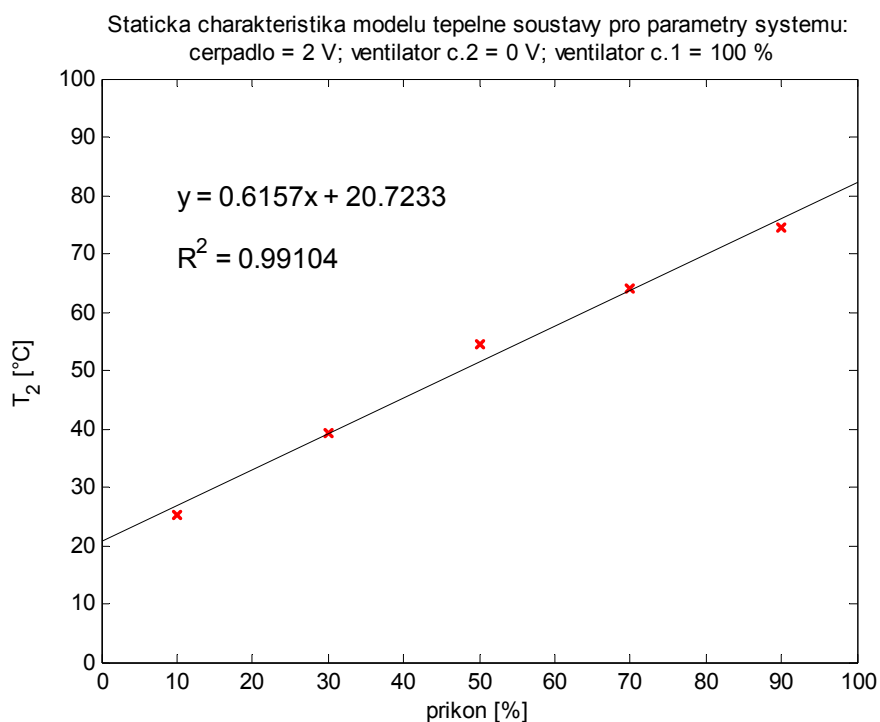
Obr. č. 23 – Statická charakteristika modelu tepelné soustavy pro parametry

čerpadlo = 0 V; ventilátor č. 2 = 0 V; ventilátor č. 1 = 50 %



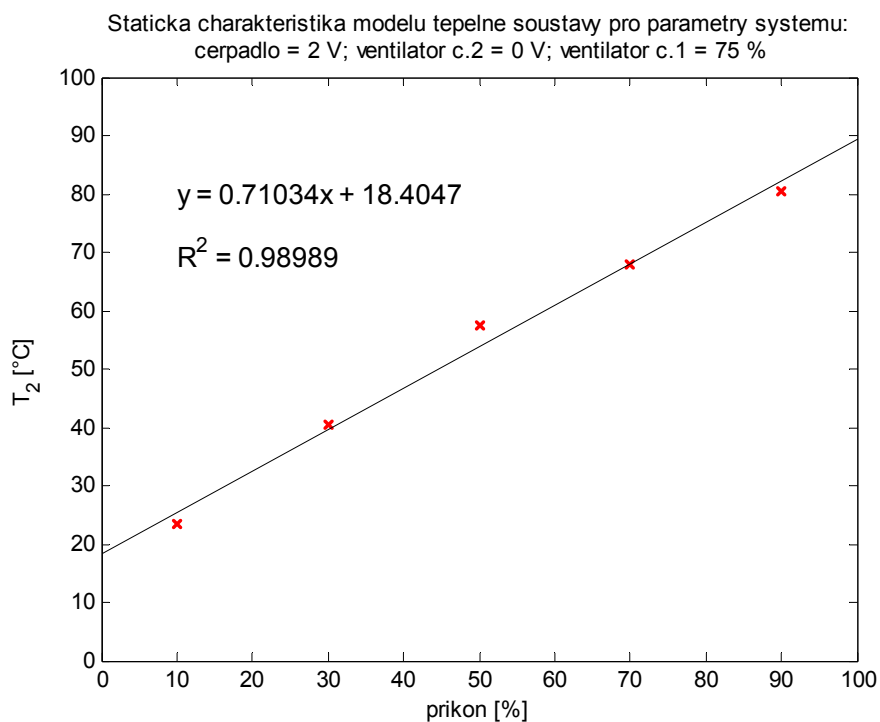
Obr. č. 24 – Statická charakteristika modelu tepelné soustavy pro parametry

čerpadlo = 0 V; ventilátor č. 2 = 0 V; ventilátor č. 1 = 25 %



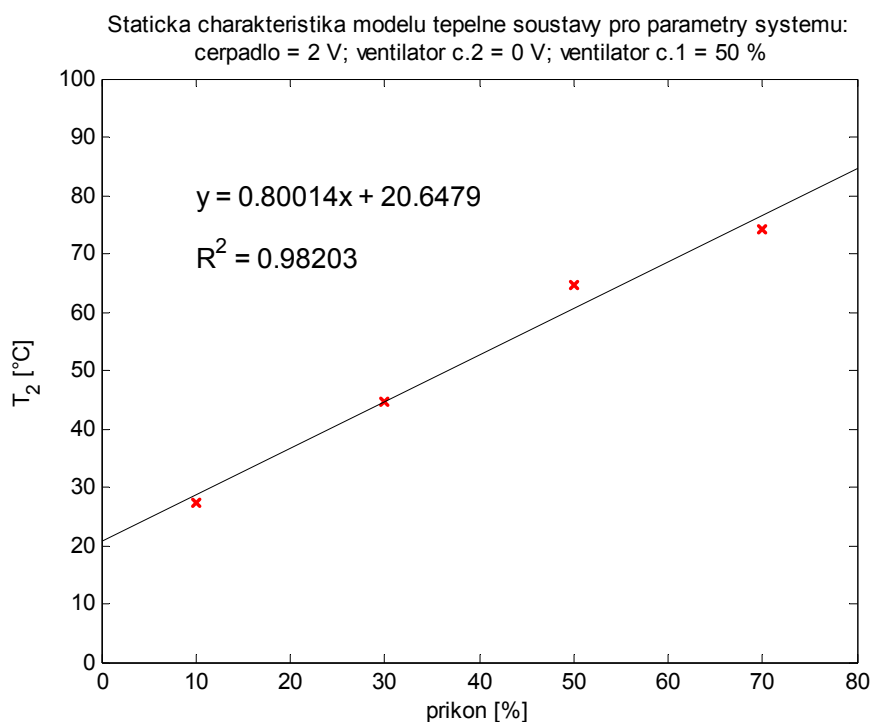
Obr. č. 25 – Statická charakteristika modelu tepelné soustavy pro parametry

čerpadlo = 2 V; ventilátor č. 2 = 0 V; ventilátor č. 1 = 100 %



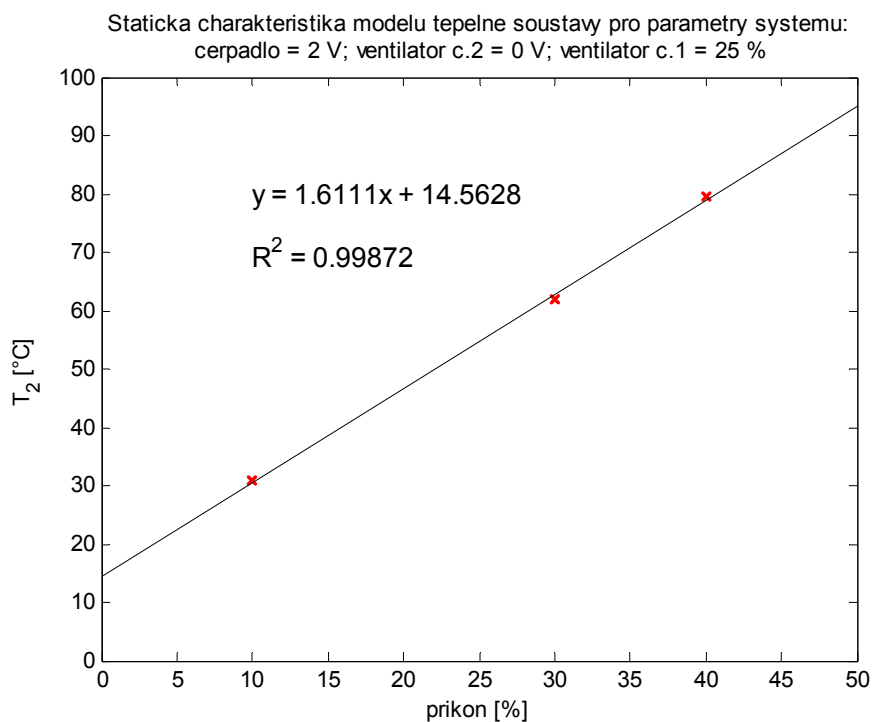
Obr. č. 26 – Statická charakteristika modelu tepelné soustavy pro parametry

čerpadlo = 2 V; ventilátor č. 2 = 0 V; ventilátor č. 1 = 75 %

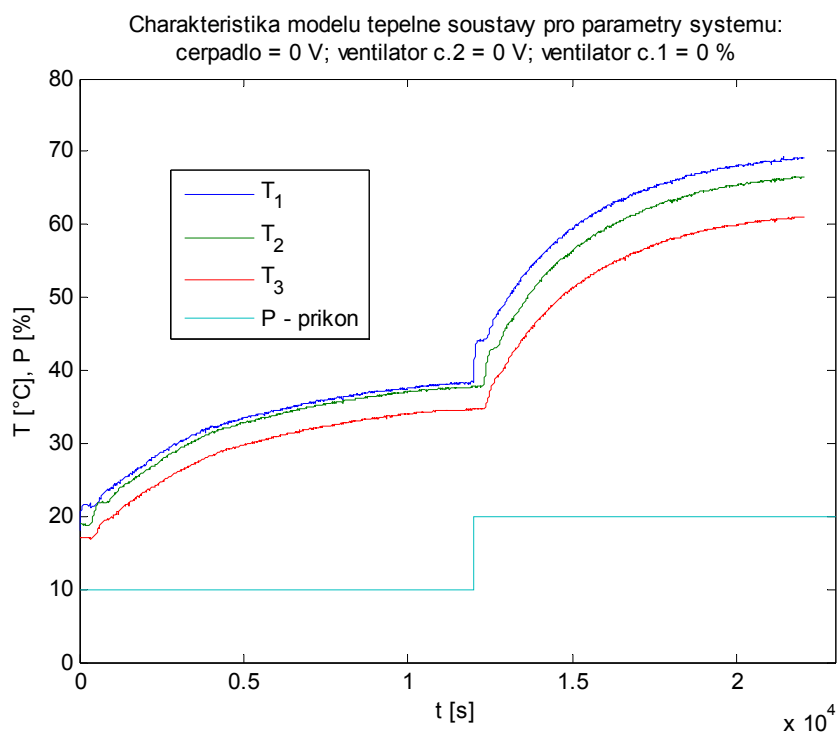


Obr. č. 27 – Statická charakteristika modelu tepelné soustavy pro parametry

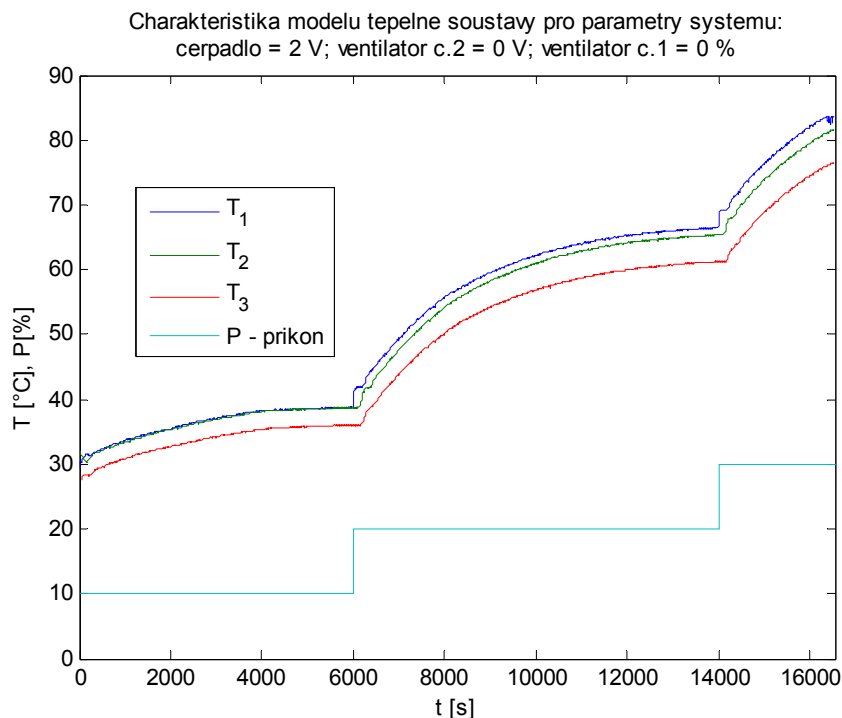
čerpadlo = 2 V; ventilátor č. 2 = 0 V; ventilátor č. 1 = 50 %



Obr. č. 28 – Statická charakteristika modelu tepelné soustavy pro parametry
čerpadlo = 2 V; ventilátor č. 2 = 0 V; ventilátor č. 1 = 25 %



Obr. č. 29 – Přechodová charakteristika modelu tepelné soustavy pro parametry
čerpadlo = 0 V; ventilátor č. 2 = 0 V; ventilátor č. 1 = 0 %



Obr. č. 30 – Charakteristika modelu tepelné soustavy pro parametry
čerpadlo = 2 V; ventilátor č. 2 = 0 V; ventilátor č. 1 = 0 %

Z výše uvedených obrázku je patrné, že se snižujícím se příkonem ventilátoru č.1 klesal i počet bodů statických charakteristik. Proto pro další měření bylo zvoleno používat hodnoty vstupních parametrů pro čerpadlo = 0 V, ventilátor č. 2 = 0 V a ventilátor č. 1 = 100 %, z důvodu toho, že model tepelné soustavy má největší hodnotu dopravního zpoždění.

Z výše uvedených statických charakteristik je také patrné, že model tepelné soustavy je lineární v ustálených bodech statických charakteristik.

Pozn. Hodnota 0 V pro průtokové čerpadlo neznamena, že průtokové čerpadlo má nulové otáčky. V rozvodné skříni je v microcontrolleru zajištěna minimální hodnota napájecího napětí průtokového čerpadla, která je cca 0.1 V.

6 IDENTIFIKACE SYSTÉMU

Při identifikačním experimentu byly náhodné hodnoty vstupního příkonu P průtokového ohřívače generovány buďto manuálně a to tak, že ze statické charakteristiky tepelného modelu byla určena lineární oblast, ve které se systém identifikoval, nebo prostřednictvím MATLAB funkce *idinput*, jejíž základní zápis a funkce byla vysvětlena v kapitole (1.2). Jako odezva byla měřena hodnota teploty T_2 na vstupu do tepelného výměníku.

Pro výpočet odhadu parametrů modelu procesu byla použita jednorázová metoda nejmenších čtverců pro soustavu s dopravním zpožděním a funkce *fminsearch* v programu MATLAB. Tyto druhy identifikací byly také vysvětleny v předešlých kapitolách (2.1 a 2.5).

Kvalita identifikace byla provedena graficky a to porovnáním přechodových charakteristik identifikovaných modelu s naměřenými daty a také pomocí kvalitativního kritéria, které je

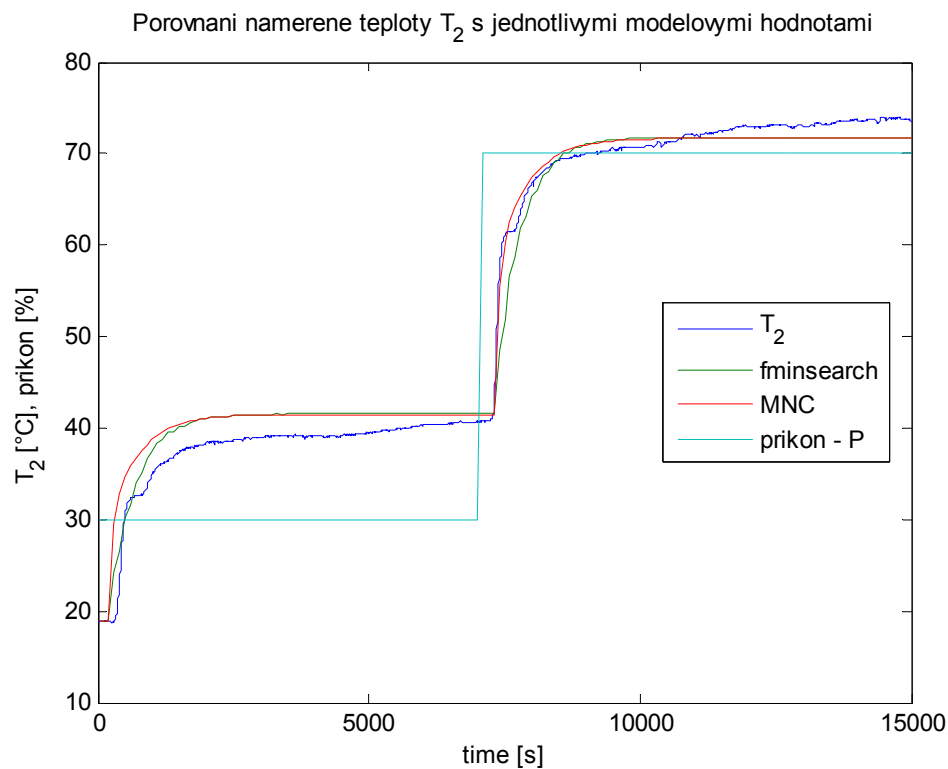
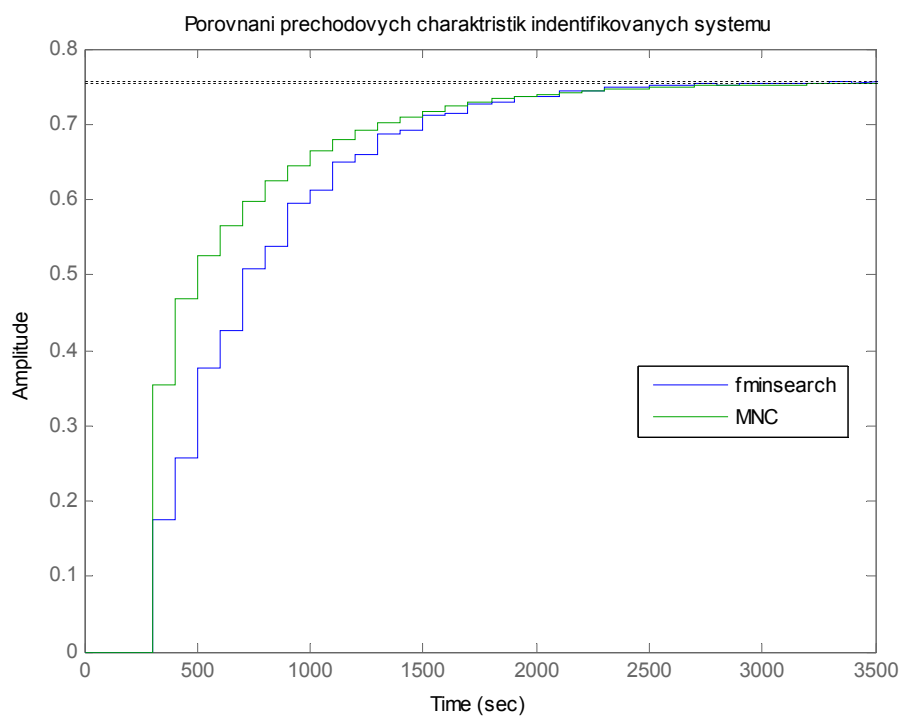
$$S_y = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (\hat{y}(k) - y(k))^2 \quad (6.1)$$

kde N je počet naměřených dat, $\hat{y}(k)$ je odhadnutý výstup z identifikovaného modelu v kroku k a $y(k)$ je naměřený výstup tepelného modelu v kroku k . Ke každému identifikovanému modelu jsou také vypsány jeho póly p_1 a p_2 a zesílení identifikovaného modelu k . Jako identifikovaná veličina byla zvolena teplota T_2 a to z toho důvodu, že obsahuje dopravní zpoždění.

Blokové schéma zapojení pro identifikaci tepelného modelu a následné ukládání naměřených hodnot je znázorněno v příloze (Příloha P I).

6.1 Přechodová charakteristika

Přechodová charakteristika modelu tepelného systému byla naměřena tak, že vstupní hodnotou průtokového ohřívače byl vektor dat [30 a 70] % výkonu průtokového ohřívače. Naměřené hodnoty teploty T_2 , které jsou porovnány s jednotlivými modelovými hodnotami získanými z identifikačních experimentů jsou znázorněny na obrázku (Obr. č. 31). Pro porovnání jsou rovněž uvedeny průběhy přechodových charakteristik identifikovaných modelů, jako odezvy na jednotkový vstupní signál (Obr. č. 32), jejichž odhady parametrů byly počítány pomocí jednorázové metody nejmenších čtverců pro soustavu s dopravním zpožděním a pomocí funkce *fminsearch*.

Obr. č. 31 – Porovnání naměřené teploty T_2 s jednotlivými modelovými hodnotami

Obr. č. 32 – Porovnání přechodových charakteristik identifikovaných modelů

Identifikované modely:

Metoda nejmenších čtverců:

Metoda *fminsearch*:

$$G(z, 100s) = \frac{0.353z^{-1} - 0.2546z^{-2}}{1 - 1.047z^{-1} + 0.1775z^{-2}} \cdot z^{-2} \quad (6.1.1)$$

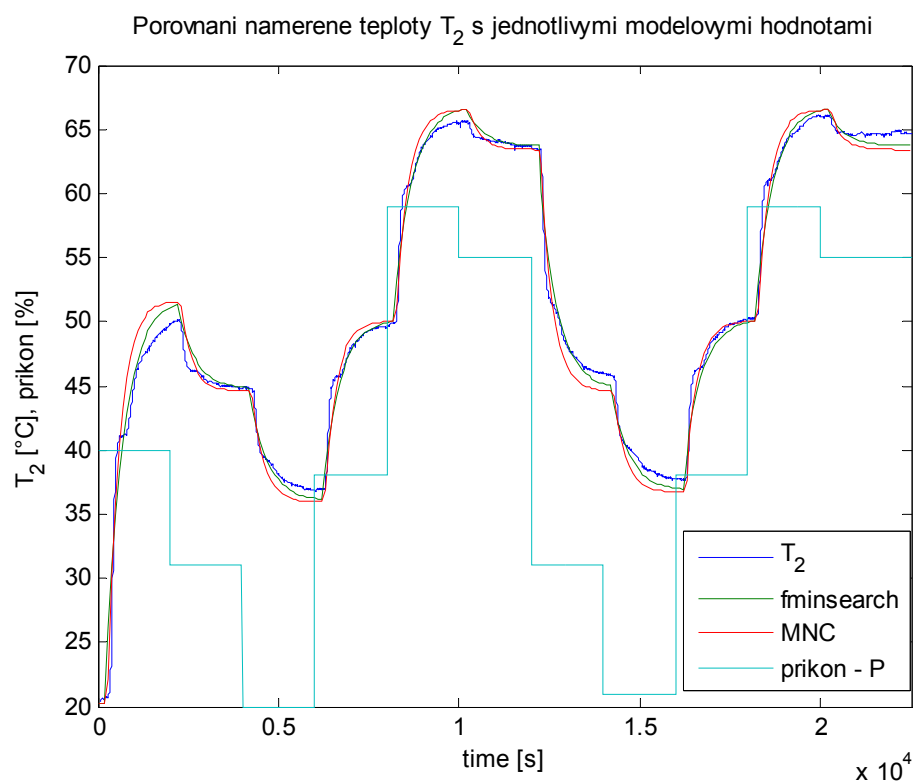
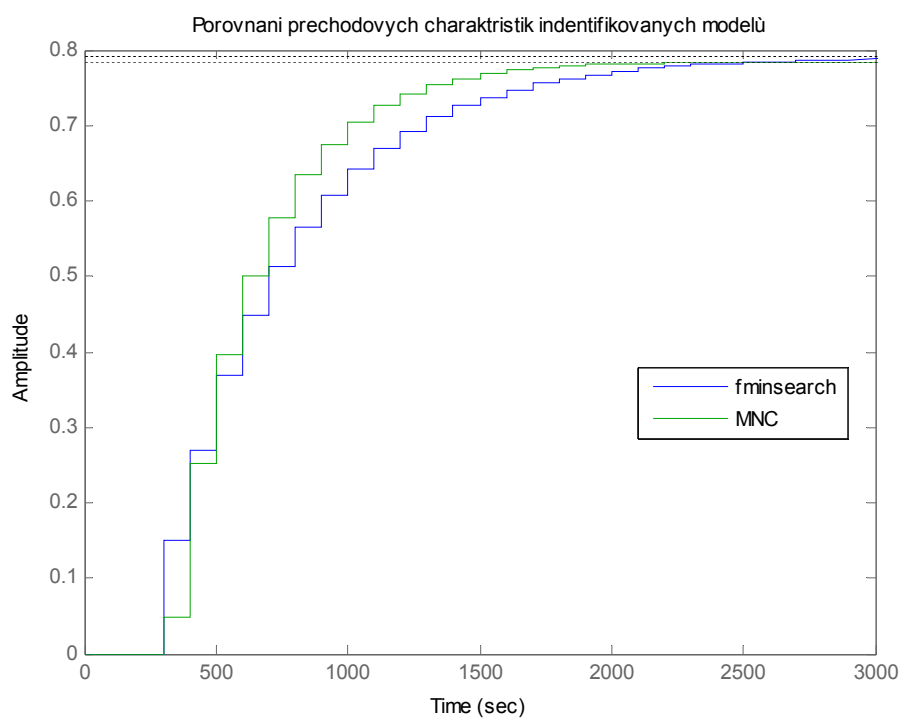
$$G(z, 100s) = \frac{0.1756z^{-1} + 0.09305z^{-2}}{1 + .06516z^{-1} - 0.71z^{-2}} \cdot z^{-2} \quad (6.1.2)$$

$p_1 = 0.8345$ $p_2 = 0.2127$ $k = 0.7547 \quad [^{\circ}C / \%]$ $S_y = 5.019$	$p_1 = -0.8758$ $p_2 = 0.8107$ $k = 0.7563 \quad [^{\circ}C / \%]$ $S_y = 4.3283$
--	--

U identifikovaných modelů (6.1.1) a (6.1.2) byly určeny jejich póly p_1 a p_2 , jejich zesílení k a hodnoty kvalitativního kritéria S_y mezi naměřenými daty a simulovanými daty. Zesílení modelů jsou si velmi podobná, ale póly jsou rozdílné, nicméně z obrázku (Obr. č. 32) je zřejmé, že identifikace pomocí metody nejmenších čtverců a pomocí metody *fminsearch* nejsou příliš odlišené. Rovněž je zřejmé, že přechodové charakteristiky obou identifikovaných modelů se ustálí na přibližně stejné hodnotě, což svědčí o přibližné shodnosti zesílení k . Při porovnání kvalitativního kritéria S_y můžeme říci, že identifikace provedená pomocí funkce *fminsearch* je kvalitnější, nicméně rozdíl těchto kritérií je nepatrný a z hlediska délky měřicího experimentu i zanedbatelný.

6.2 SINE

Při dalším identifikačním experimentu byla již použita funkce *idinput* pro vygenerování vektoru dat příkonu průtokového ohříváče. Typ vstupního signálu pro generování hodnot příkonu byl *SINE*. Typ *SINE* vrací hodnotu budícího signálu podle sinusového rozložení. Postup při identifikaci naměřených hodnot teploty T_2 byl stejný, jako v předešlém případě.

Obr. č. 33 – Porovnání naměřené teploty T_2 s jednotlivými modelovými hodnotami

Obr. č. 34 – Porovnání přechodových charakteristik identifikovaných modelů

Identifikované modely:

Metoda nejmenších čtverců:

Metoda *fminsearch*:

$$G(z, 100s) = \frac{0.04799z^{-1} + 0.1704z^{-2}}{1 - 0.7003z^{-1} - 0.02146z^{-2}} z^{-2} \quad (6.2.1)$$

$$G(z, 100s) = \frac{0.1499z^{-1} - 0.0007492z^{-2}}{1 - 0.8096z^{-1} - 0.001592z^{-2}} z^{-2} \quad (6.2.2)$$

$p_1 = 0.7297$	$p_1 = 0.8116$
$p_2 = -0.0294$	$p_2 = -0.0020$
$k = 0.7849 \quad [^{\circ}\text{C} / \%]$	$k = 0.7901 \quad [^{\circ}\text{C} / \%]$
$S_y = 1.6583$	$S_y = 1.0963$

Při srovnání rovnic identifikovaných modelů (6.2.1) a (6.2.2) dojdeme ke stejným závěrům, jako tomu bylo v předešlém případě. Nicméně oproti předešlému případu je zde změna kvalitativního parametru S_y , který nyní má několikanásobně menší hodnotu a také se opět potvrdilo, že identifikace pomocí funkce *fminsearch* je kvalitnější z hlediska posouzení kvalitativního kritéria.

6.3 RGS

Pro vygenerování hodnot příkonu průtokového ohřivače typu RGS, neboli Random Gaussian Signal, byla také použita funkce *idinput*. Random Gaussian Signal vrací hodnotu signálu podle Gaussova rozdělení pravděpodobnosti spojitě náhodné veličiny. Postup při identifikaci naměřených hodnot teploty T_2 byl stejný, jako v předcházejících případech.

Identifikované modely:

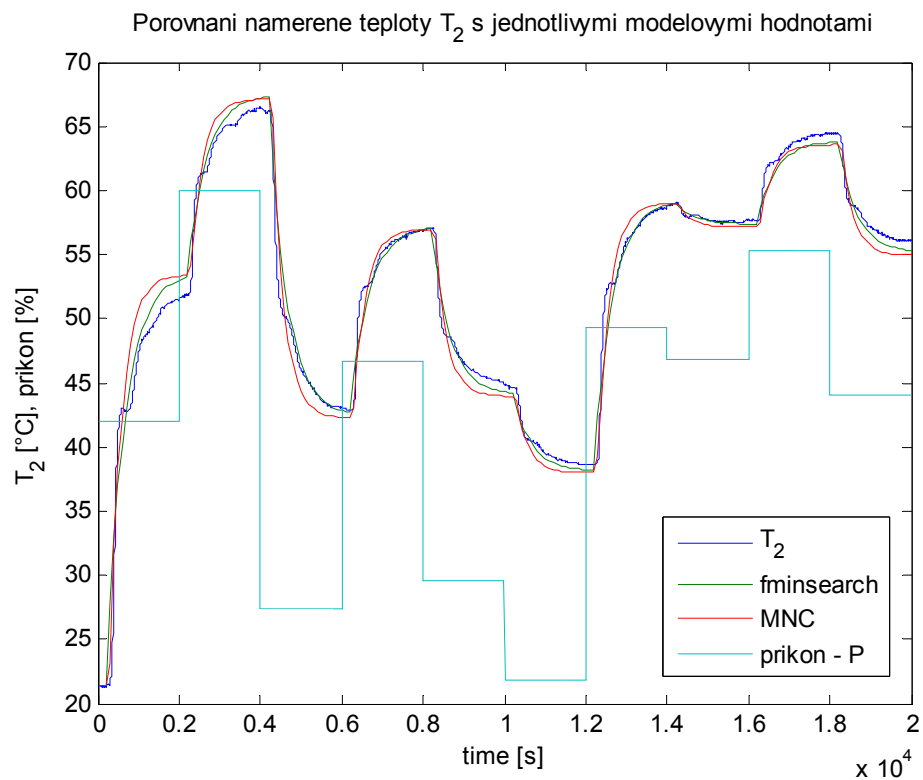
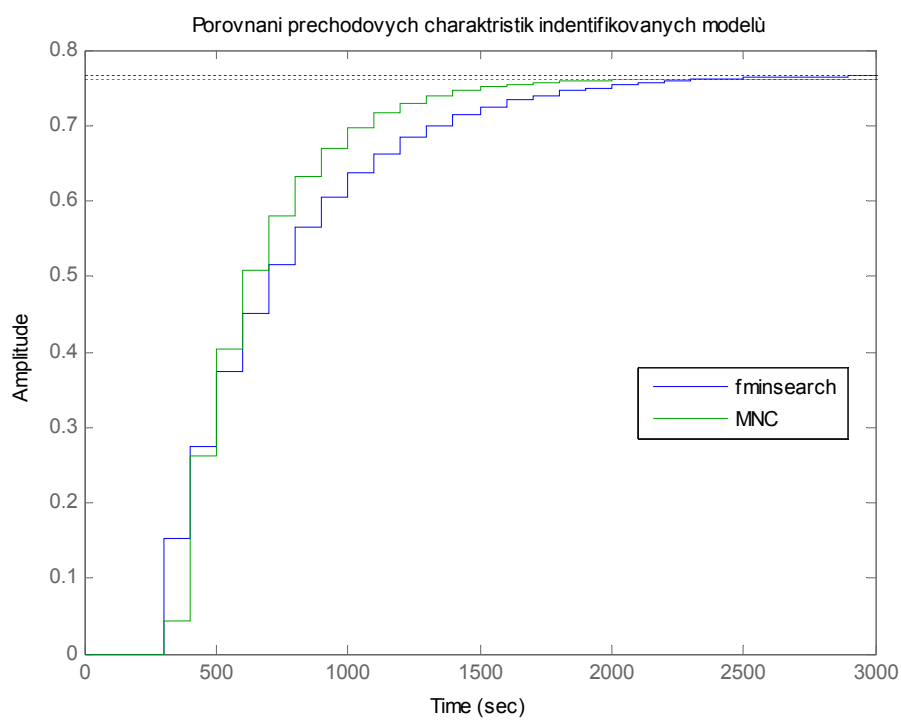
Metoda nejmenších čtverců:

Metoda *fminsearch*:

$$G(z, 100s) = \frac{0.04243z^{-1} + 0.1917z^{-2}}{1 - 0.6445z^{-1} - 0.04844z^{-2}} z^{-2} \quad (6.3.1)$$

$$G(z, 100s) = \frac{0.1535z^{-1} - 0.000747z^{-2}}{1 - 0.7995z^{-1} - 0.001548z^{-2}} z^{-2} \quad (6.3.2)$$

$p_1 = 0.7125$	$p_1 = 0.8014$
$p_2 = -0.068$	$p_2 = -0.0019$
$k = 0.7626 \quad [^{\circ}\text{C} / \%]$	$k = 0.7676 \quad [^{\circ}\text{C} / \%]$
$S_y = 1.8761$	$S_y = 1.3249$

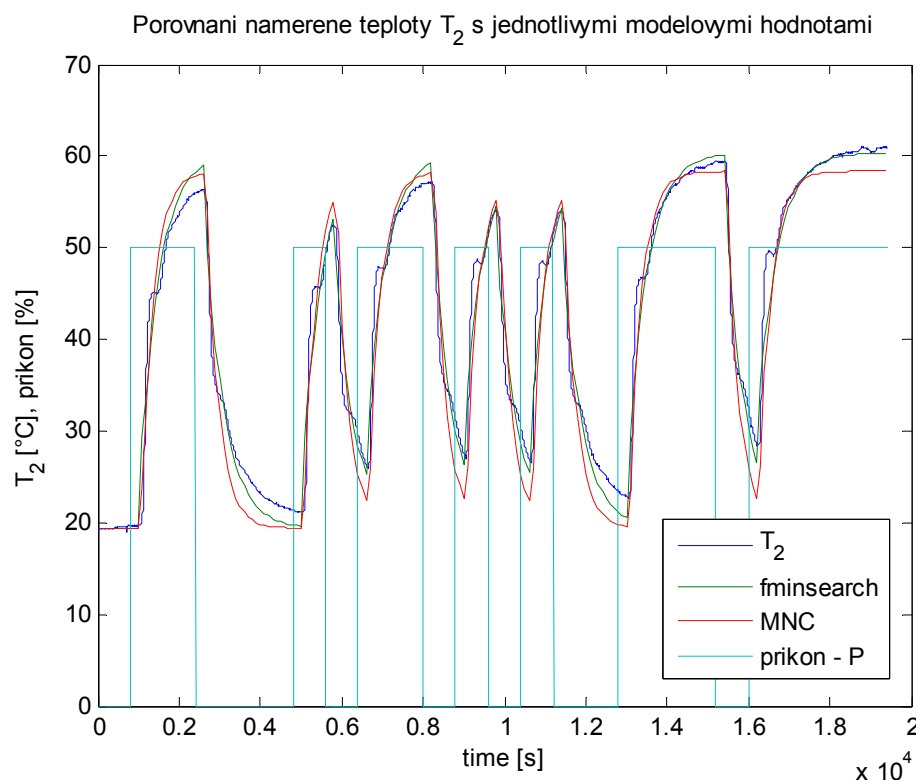
Obr. č. 35 – Porovnání naměřené teploty T_2 s jednotlivými modelovými hodnotami

Obr. č. 36 – Porovnání přechodových charakteristik identifikovaných modelů

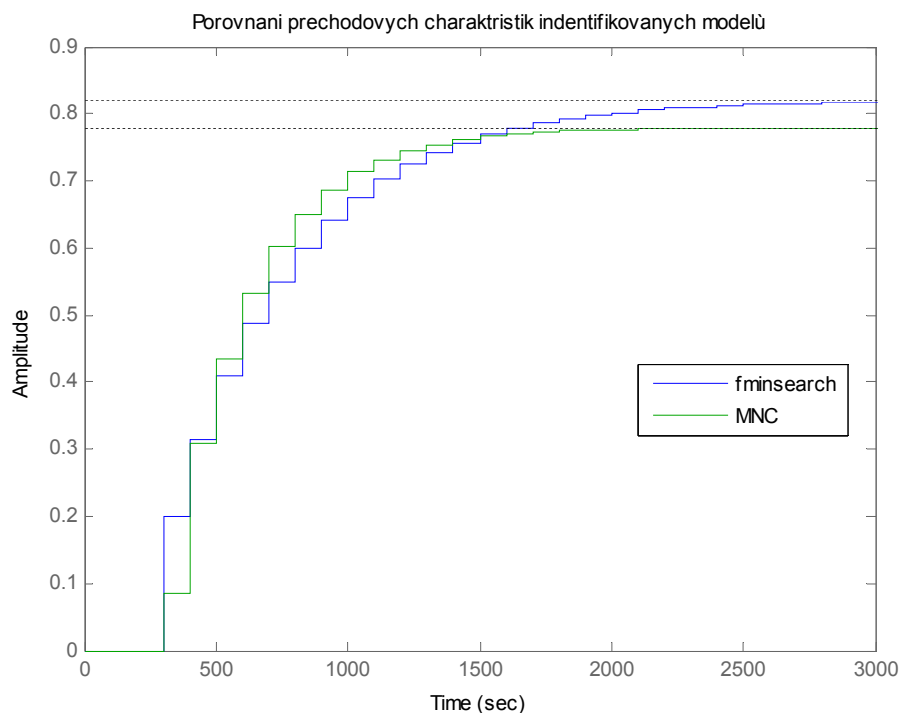
6.4 PNBS

PNBS, neboli PseudoNáhodný Binární Signál má konstantní a reprodukovatelnou bezrozměrnou opakovací periodu $N = 2^n - 1$ a je generován podle jednoznačně definovaného rekurentního vzorce. Hlavní částí generátoru PBNS je n - stupňový posuvný registr se zpětnou vazbou [5]. PNBS byl vygenerován se změnou příkonu průtokového ohřívače

od 0 % do 50 %. Minimální interval hodinových impulzů $\Delta t = 600$ s. Postup při identifikaci naměřených hodnot teploty T_2 byl stejný, jako v předcházejících případech.



Obr. č. 37 – Porovnání naměřené teploty T_2 s jednotlivými modelovými hodnotami



Obr. č. 38 – Porovnání přechodových charakteristik identifikovaných modelů

Identifikované modely:

Metoda nejmenších čtverců:

$$G(z, 100s) = \frac{0.0862z^{-1} + 0.1811z^{-2}}{1 - 0.4934z^{-1} - 0.1636z^{-2}} z^{-2} \quad (6.4.1)$$

$$p_1 = 0.7205$$

$$p_2 = -0.2271$$

$$k = 0.7794 \quad [^{\circ}\text{C} / \%]$$

$$S_y = 10.2726$$

Metoda *fminsearch*:

$$G(z, 100s) = \frac{0.2z^{-1} - 0.03714z^{-2}}{1 - 0.7571z^{-1} - 0.04423z^{-2}} z^{-2} \quad (6.4.2)$$

$$p_1 = 0.8116$$

$$p_2 = -0.0545$$

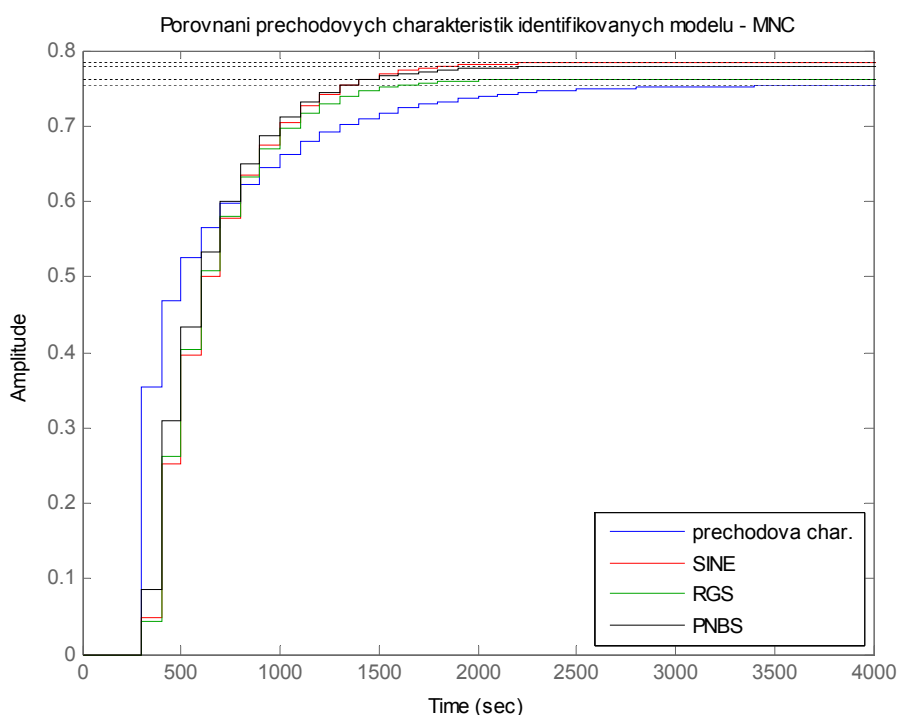
$$k = 0.8197 \quad [^{\circ}\text{C} / \%]$$

$$S_y = 6.0292$$

Při pohledu na rovnice identifikovaných modelu (6.2.1) a (6.2.2) a na obrázek (Obr. č. 38) dojdeme k závěrům, že při této identifikaci došlo k největším rozdílům mezi metodou nejmenších čtverců a identifikací pomocí funkce *fminsearch*. Nejvíce patrné jsou rozdíly při porovnání zesílení jednotlivých identifikovaných modelů a také kvalitativního kritéria S_y , které dosáhlo nejvyšších hodnot ze všech čtyř metod použitých budících signálů průtokového ohříváče.

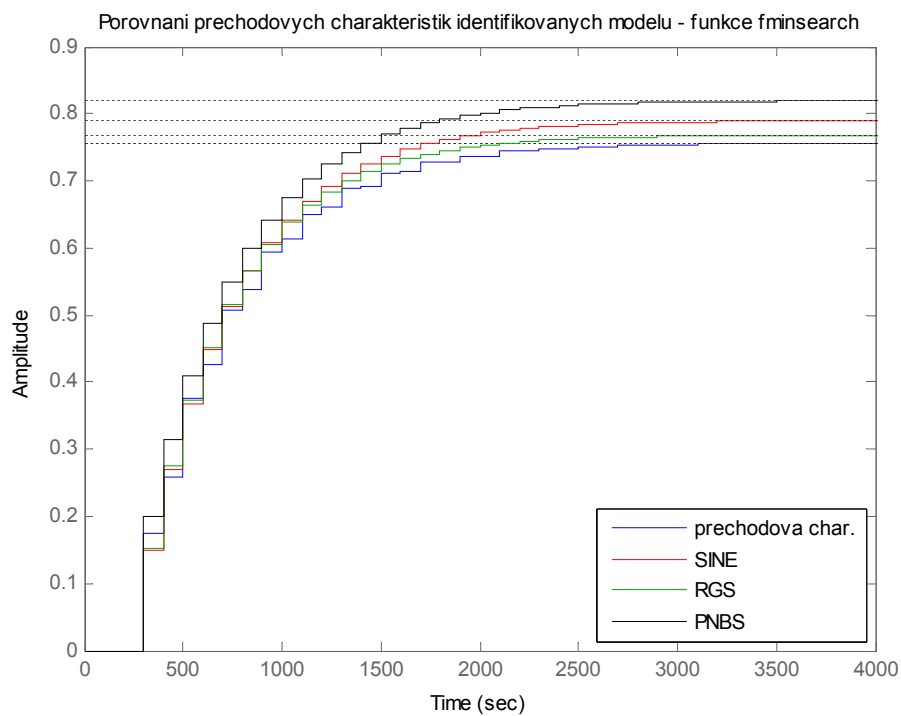
6.5 Porovnání identifikovaných modelů

Pro přehlednost byly rovněž vykresleny jednotlivé přechodové charakteristiky identifikovaných modelů podle použité identifikační metody. Obrázek (Obr. č. 39) znázorňuje přechodové charakteristiky identifikovaných modelů pomocí jednorázové metody nejmenších čtverců. Obrázek (Obr. č. 40) znázorňuje přechodové charakteristiky identifikovaných modelů pomocí identifikační metody založené na funkci *fminsearch*.



Obr. č. 39 – Porovnání přechodových charakteristik identifikovaných modelů
identifikovaných pomocí metody nejmenších čtverců

Z obrázků (Obr. č. 39 a Obr. č. 40) je patrné, že identifikované modely si jsou velmi podobné. Nicméně každý z identifikovaných modelů se ustálí na jiné hodnotě, což značí rozdílnost identifikovaného zesílení k jednotlivých modelů. Tyto rozdíly jsou nepatrné, jsou pouze v řádu několika stupňů a jsou způsobeny rozdílnými okolními podmínkami při identifikaci modelu tepelné soustavy. Také musíme vzít v úvahu, že model tepelné soustavy je umístěn v učebně, kde probíhá pravidelná výuka a jsou zde velké výkyvy teplot způsobené tím, že ze třech světových stran je učebna vystavena povětrnostním vlivům.



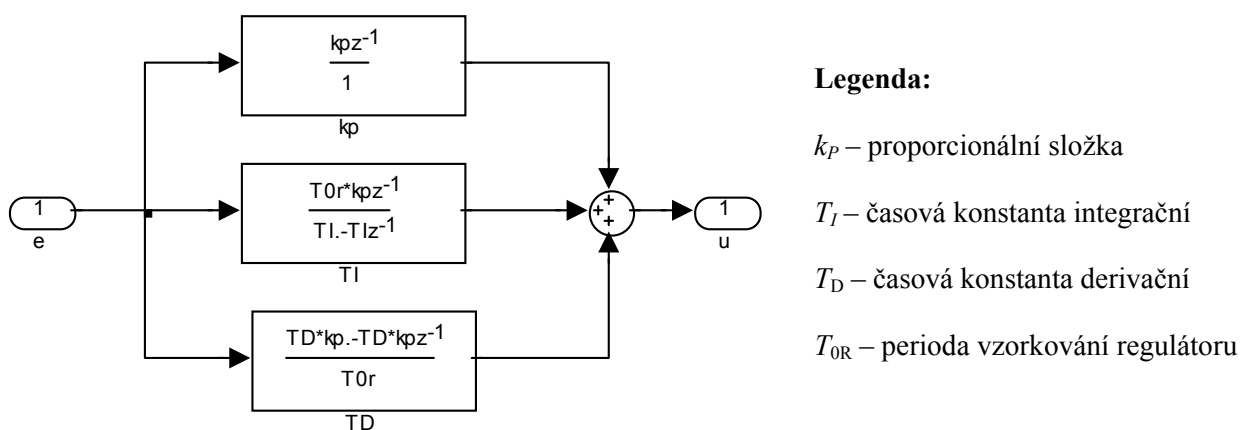
Obr. č. 40 – Porovnání přechodových charakteristik identifikovaných modelů identifikovaných pomocí funkce *fminsearch*

7 REGULACE

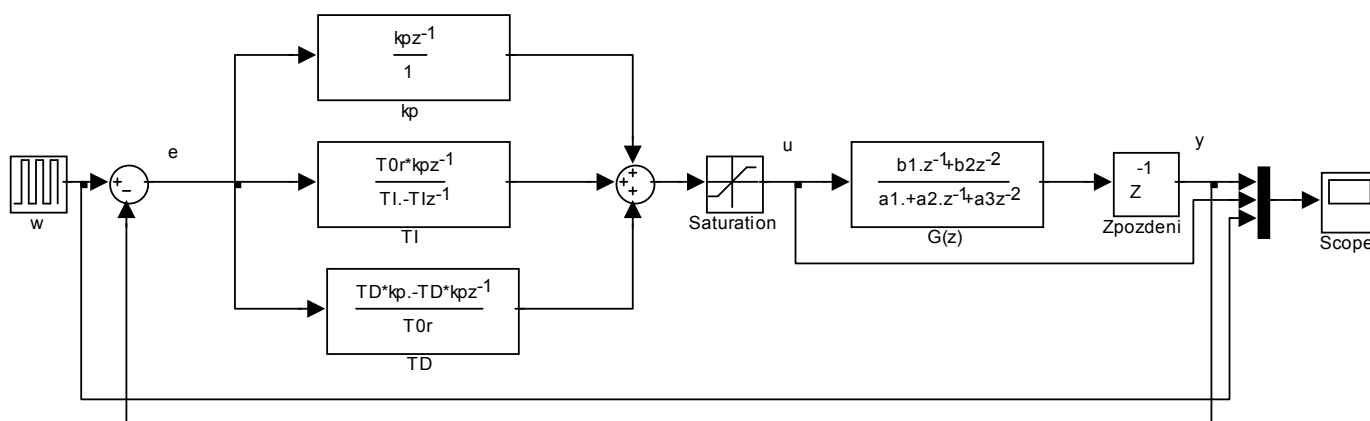
Pro regulaci tepelného modelu byly použity identifikované modely z kapitol (6.1 a 6.2). Také byl využit *Time Delay Toolbox* pro adaptivní a neadaptivní regulaci se Smithovým prediktorem [16].

7.1 PID – metoda požadovaného modelu

Pro výpočet parametrů regulátoru byl použit identifikovaný model z kapitoly (6.1). Výpočet parametrů regulátoru byl vypočten podle postupu uvedeného v kapitole (3.1) pro periodu vzorkování regulátoru $T_{0R} = 20$ s. Detailní blokové schéma zapojení diskrétního regulátoru je znázorněno na obrázku (Obr. č. 41) a simulační blokové schéma pro výpočet simulované regulované veličiny je znázorněno na obrázku (Obr. č. 42)

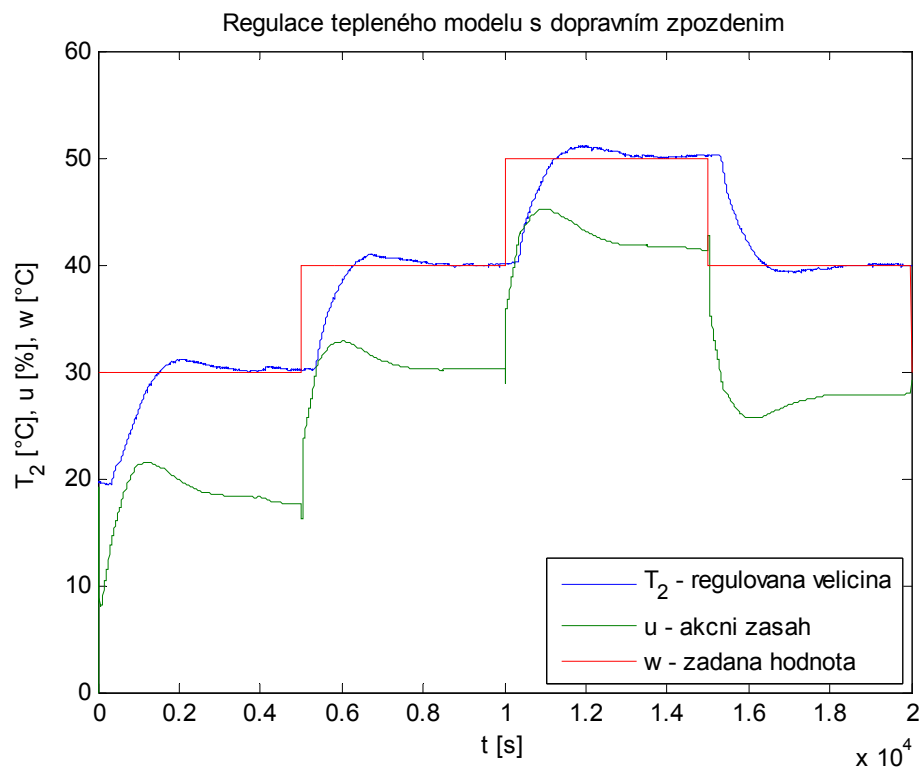


Obr. č. 41 – Blokové schéma zapojení diskrétního PID regulátoru



Obr. č. 42 – Blokové schéma zapojení simulačního obvodu diskrétního PID regulátoru

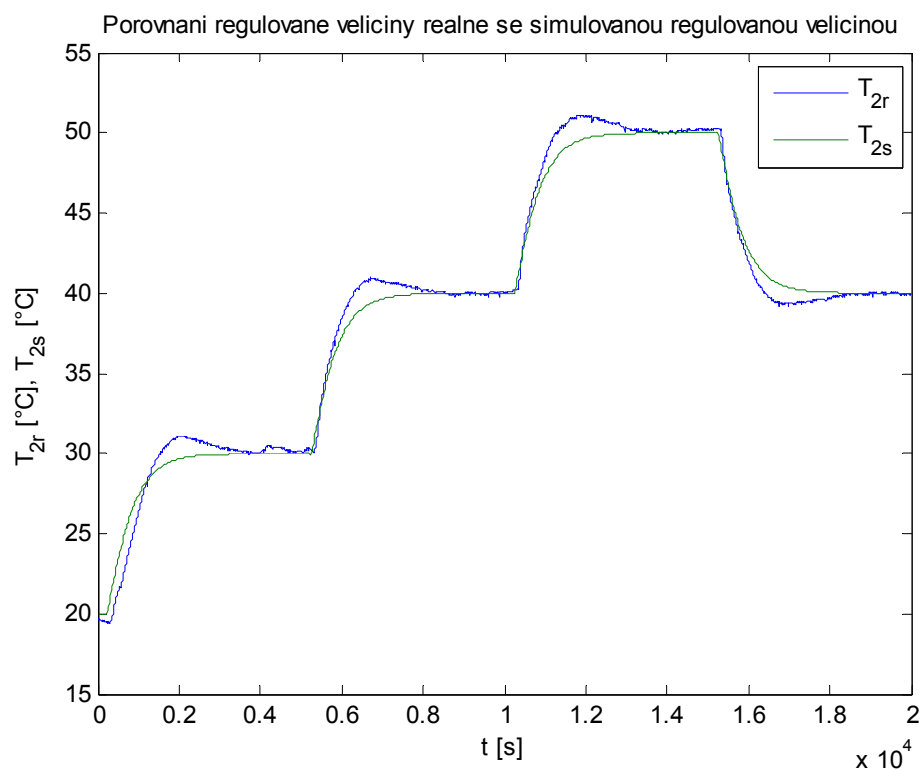
Regulační pochod je znázorněn na obrázku (Obr. č. 43). Z obrázku je patrné, že regulační pochod je s překmitem, ale tento překmit je malý a v řádu několika stupňů celsia. Přechodový děj má i jeden podkmit a to při snížení žádané hodnoty.



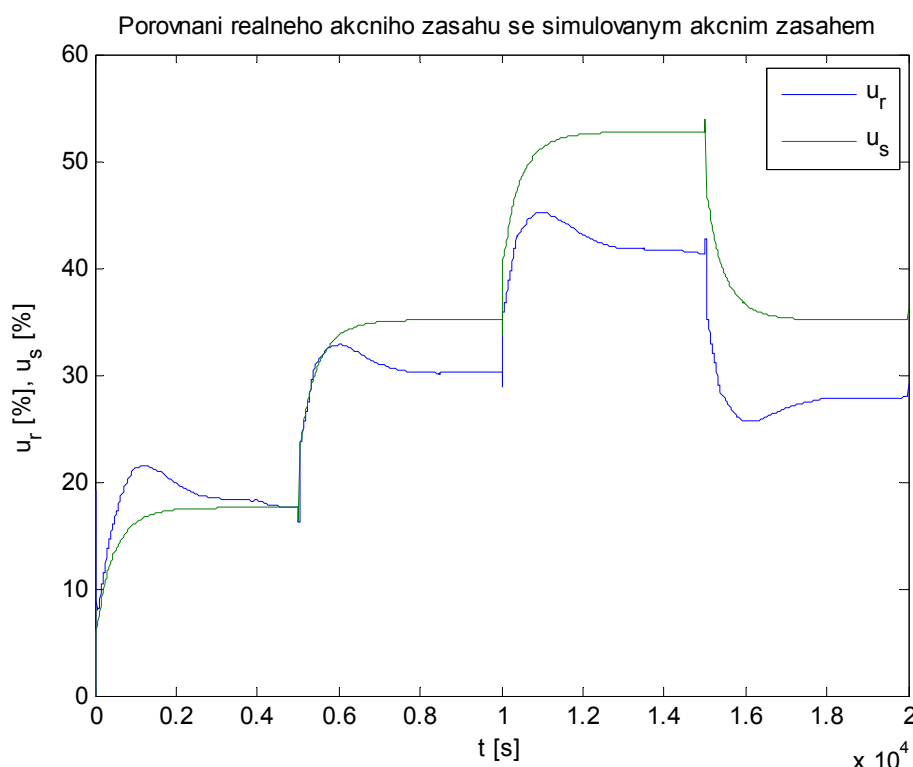
Obr. č. 43 – Regulace tepelného modelu s dopravním zpožděním pomocí diskrétního PID regulátoru ($T_{0R} = 20$ s)

Pro porovnání reálných naměřených dat se simulovanými daty pomocí identifikovaného modelu byly vykresleny detaily regulovaných veličin a veličin akčních zásahů. Porovnání regulované veličiny reálné se simulovanou je znázorněno na obrázku (Obr. č. 44) a porovnání akčního zásahu reálného se simulovaným je znázorněno na obrázku (Obr. č. 45). Z obrázků je zřejmé, že regulované veličiny si jsou velmi podobné, až na překmity a podkmit regulované veličiny reálné, kdežto akční zásahy si vůbec neodpovídají. Tento rozdíl je způsoben tím, že při identifikaci je předpokladem lineární model, který je identifikován. Bohužel model tepelné soustavy není lineární a bylo by vhodnější ho popsat matematicko – fyzikálním popisem, než lineárními metodami identifikace. Vliv má také teplota okolí a okolní podmínky, které jsou například přímý sluneční svit skrze okno na model tepelné soustavy, výuka v laboratoři, otevřené okno v laboratoři, průvan apod. Proto je málo pravděpodobné, že si simulované data s reálnými budou odpovídat s malou

nepřesností. Nicméně bylo potvrzeno, že model tepelné soustavy s dopravním zpožděním byl uregulován diskrétním PID regulátorem bez Smithova prediktoru.



Obr. č. 44 – Porovnání regulované veličiny reálné se simulovanou regulovanou veličinou

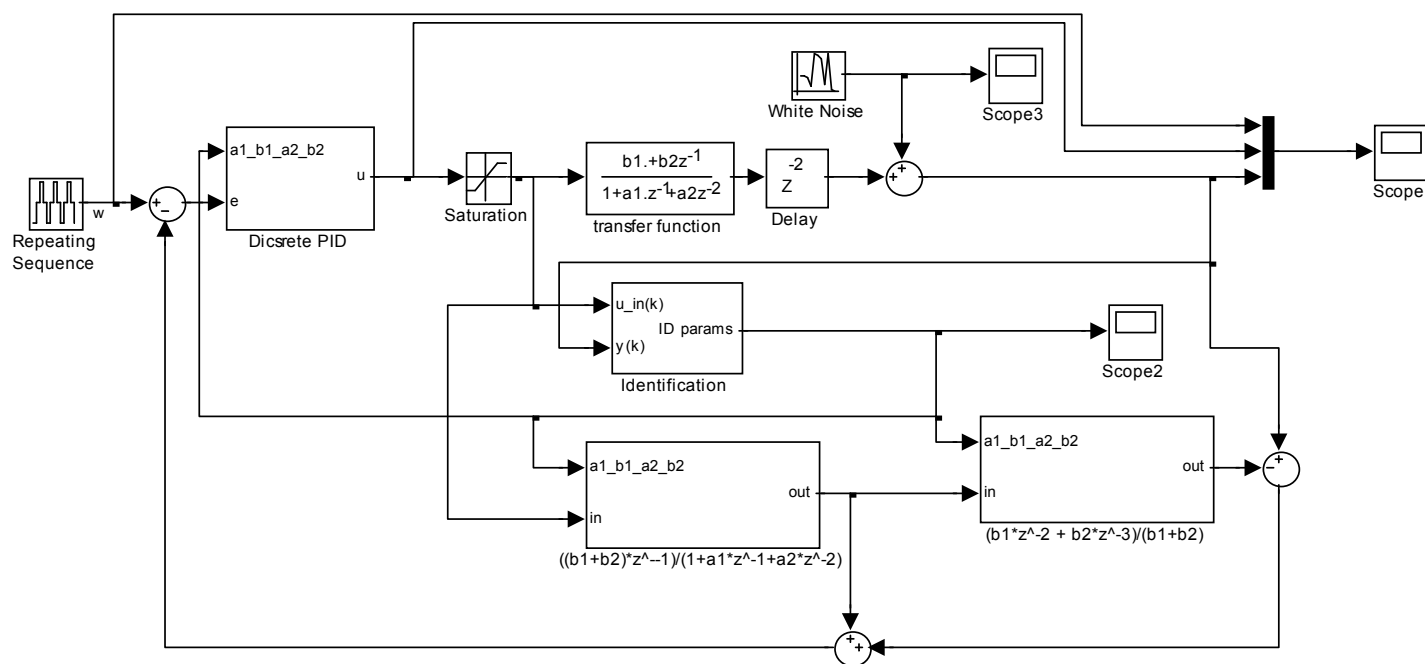


Obr. č. 45 – Porovnání reálného akčního zásahu se simulovaným akčním zásahem

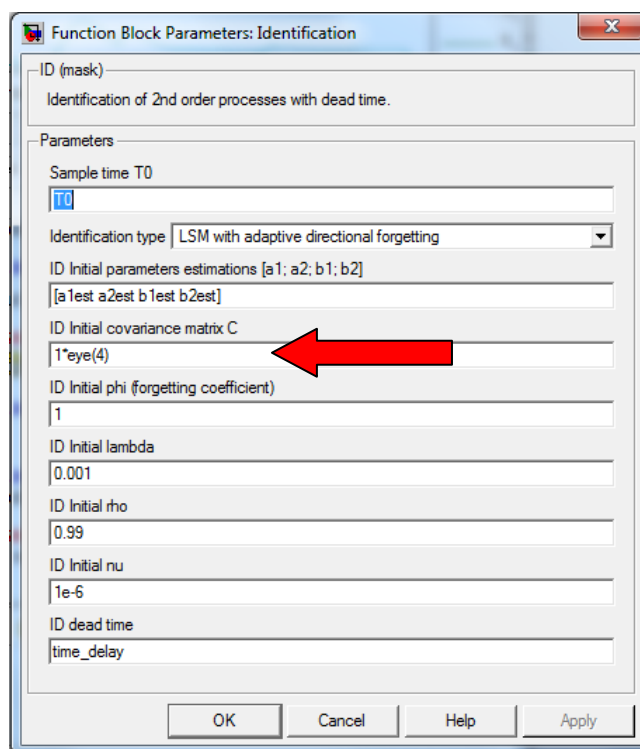
7.2 PID se Smithovým prediktorem

Pro výpočet parametrů regulátoru byl použit identifikovaný model z kapitoly (6.2). Výpočet parametrů regulátoru byl vypočten podle postupu uvedeného v kapitole (3.3) pro periodu vzorkování regulátoru $T_{0R} = 100$ s a časovou konstantu $T_m = 400$ s. Pro regulaci s adaptivní a neadaptivní verzí byl využit *Time Delay Toolbox* se Smithovým prediktorem [16]. Postup zpracování výsledků a porovnání naměřených dat se simulovanými je obdobný jako v předešlé kapitole. U adaptivní verze regulačního obvodu je také doplněna o průběh parametrů identifikovaného modelu.

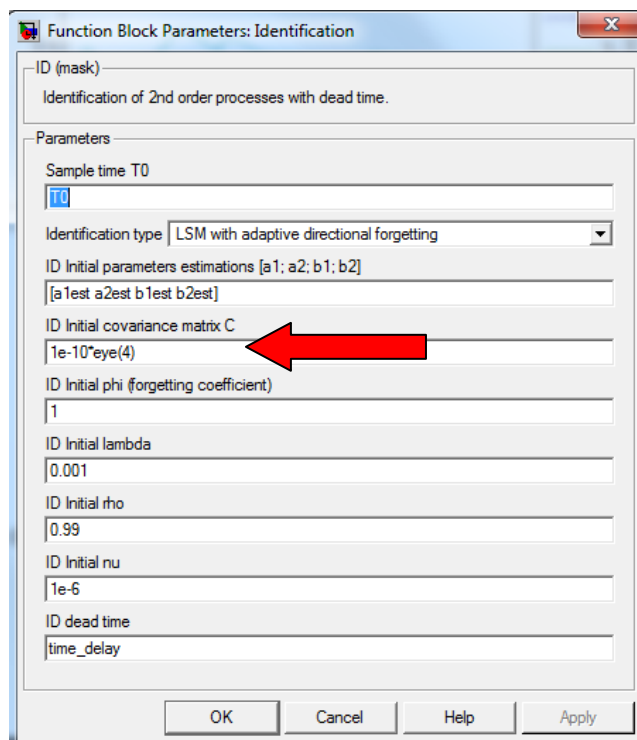
Simulační blokové schéma pro výpočet simulované regulované veličiny je znázorněno na obrázku (Obr. č. 46). Toto blokové schéma zapojení slouží pro adaptivní i neadaptivní regulaci. Adaptivita je určena velikostí kovarianční matice C , která mívá zpravidla hodnoty 10^3 umístěné na hlavní diagonále. Pokud jsou tyto hodnoty dostatečně nízké, tak je adaptace vyřazena, například pro hodnoty 1^{-10} a menší. Ukázky nastavení jednotlivých parametrů identifikace pro adaptivní a neadaptivní verzi jsou znázorněny na obrázcích (Obr. č. 47 a Obr. č. 48).



Obr. č. 46 – Blokové schéma zapojení simulačního obvodu diskrétního PID regulátoru se Smithovým prediktorem (adaptivní / neadaptivní verze)



Obr. č. 47 – Ukázka nastavení jednotlivých parametrů identifikace - adaptivní

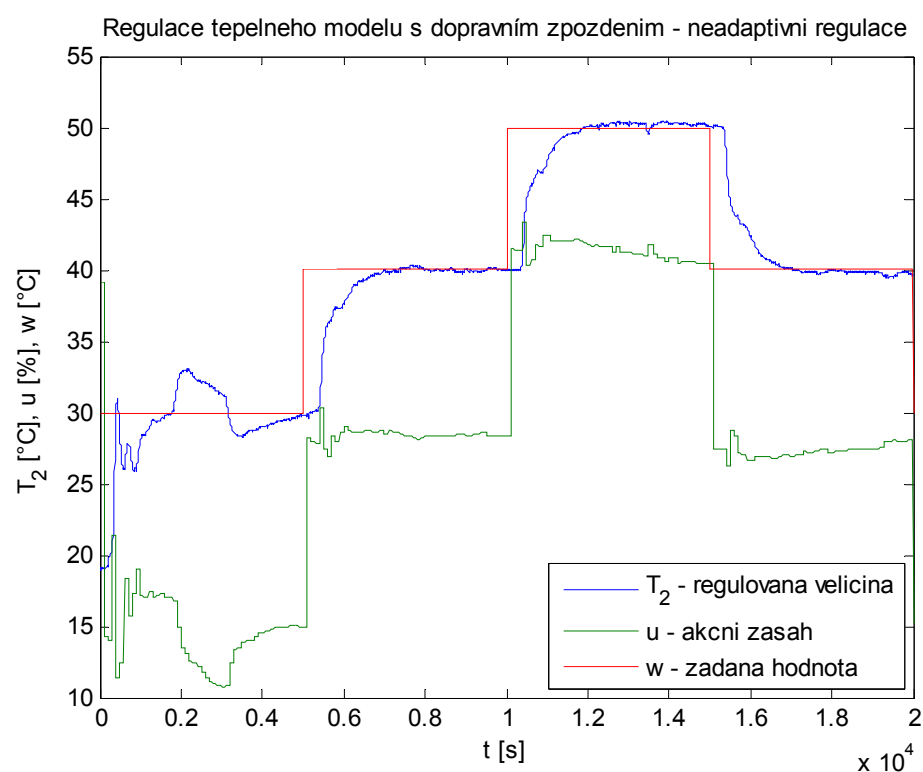


Obr. č. 48 – Ukázka nastavení jednotlivých parametrů identifikace - neadaptivní

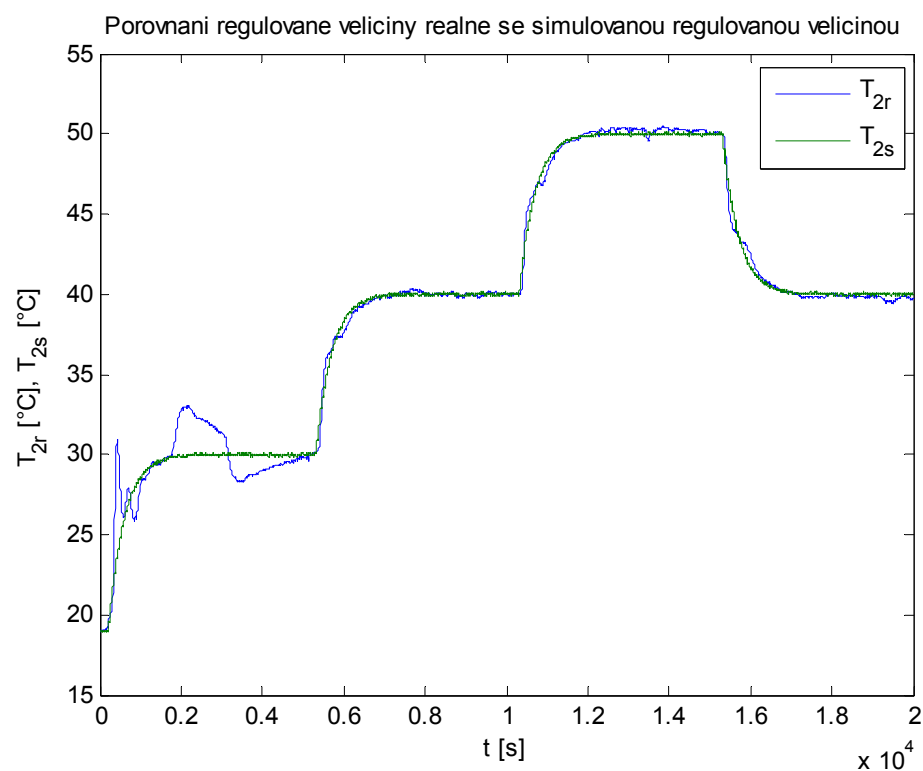
Při regulaci tepelného modelu musel model vždy dosáhnout rovnovážných podmínek. Rovnovážnými podmínka se myslí vyhřátí celého systému a přibližné ustálení se tohoto systému. Ideální rovnovážné podmínky nelze nikdy dosáhnout a to z důvodů, jako jsou tepelné ztráty, změna teploty v okolí, jiná počáteční teplota při prvním zapnutí tepelného modelu apod. Ustálení, či dosáhnutí rovnovážných podmínek trvalo vždy nejméně prvních cca 5000 s, je to patrné z obrázků znázorňující regulační děj.

7.2.1 Neadaptivní verze

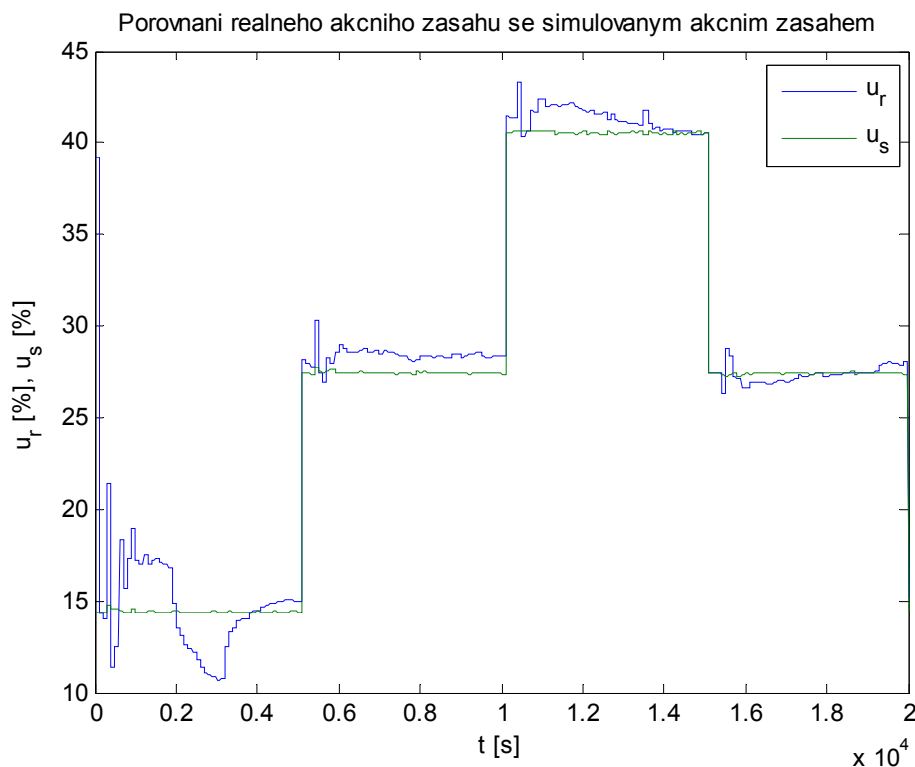
Z regulačního pochodu znázorněném na obrázku (Obr. č. 49) je patrné, že v prvních 5000 sekundách docházelo k ustalování se tepelného modelu do rovnovážných podmínek. Po tomto ustálení se regulační pochod choval aperiodicky stabilně bez žádných překmitů a podkmitů. Při porovnání regulované veličiny reálné a simulované (Obr. č. 50) dojdeme k závěru, že si jsou velmi podobné, až na prvních 5000 s, než se systém dostal do rovnovážného stavu. Při porovnání akčního zásahu reálného a simulovaného (Obr. č. 51) dojdeme k závěru, že jsou zde již patrnější rozdíly, které jsou způsobeny linearizací identifikovaného modelu a také laboratorními podmínkami, které nejsou konstantní po dobu regulačního děje.



Obr. č. 49 – Regulace tepelného modelu s dopravním zpožděním pomocí diskrétního PID regulátoru se Smithovým prediktorem ($T_{OR} = 100$ s) – neadaptivní regulace



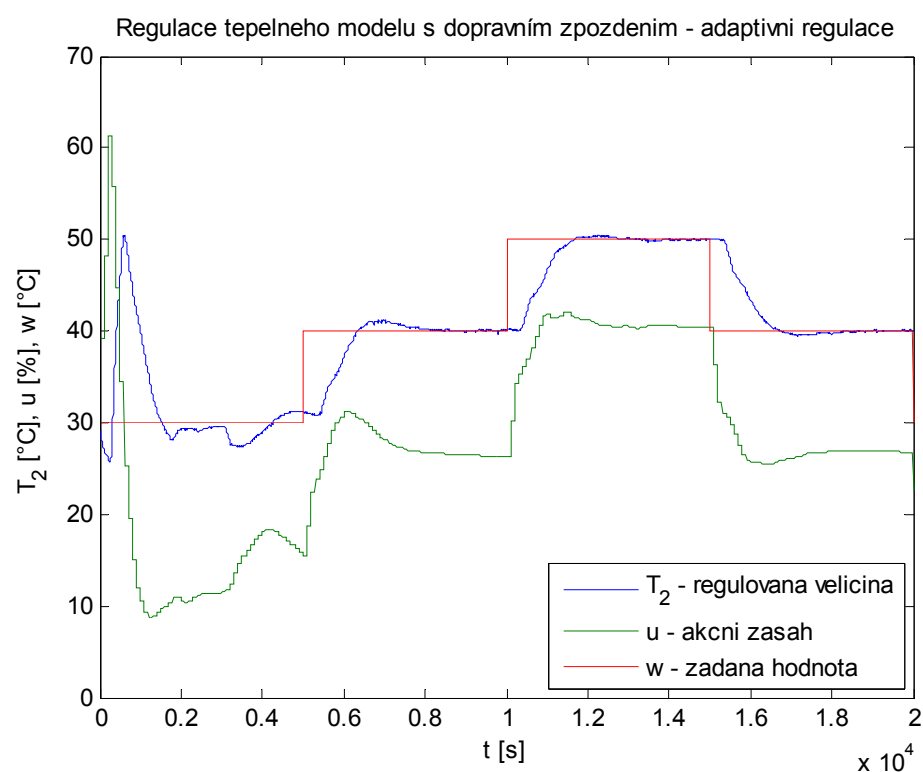
Obr. č. 50 – Porovnání regulované veličiny reálné se simulovanou regulovanou veličinou



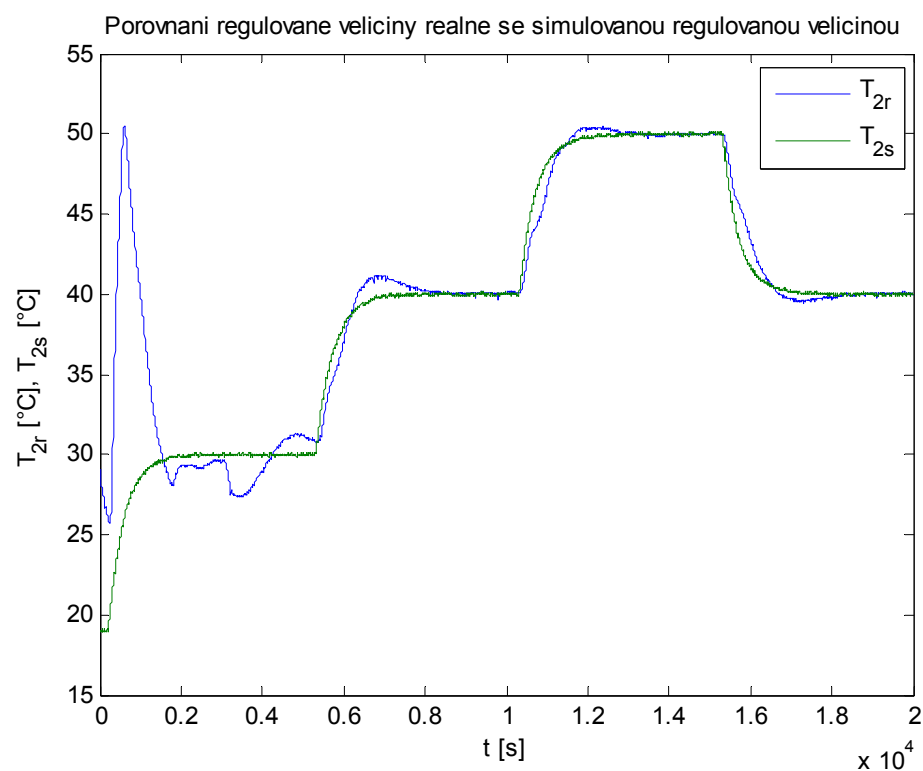
Obr. č. 51 – Porovnání reálného akčního zásahu se simulovaným akčním zásahem

7.2.2 Adaptivní verze

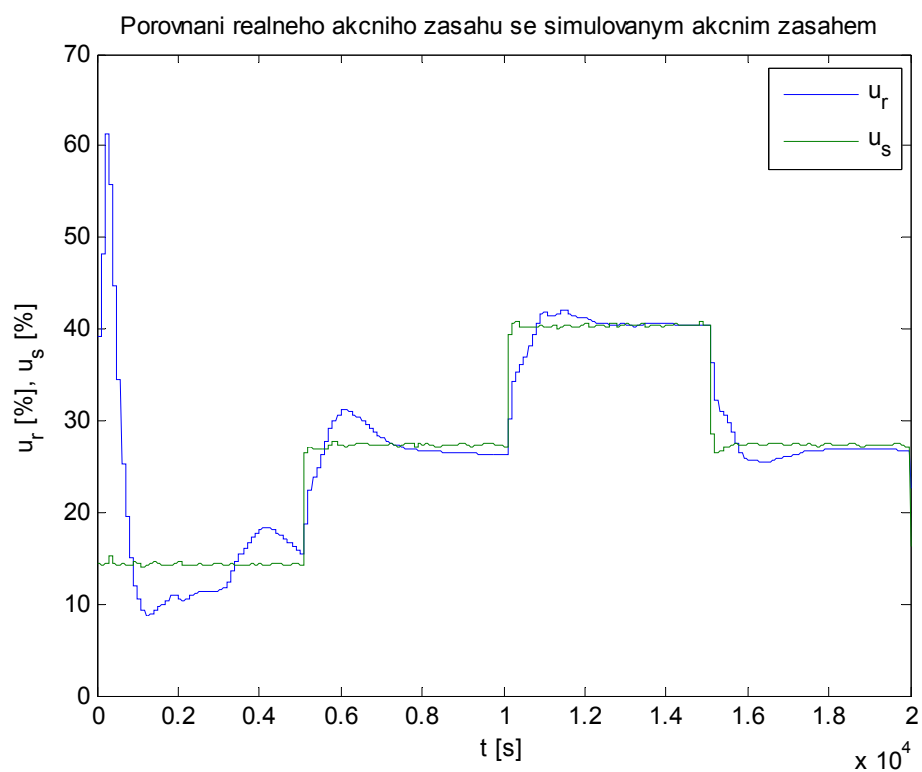
Z regulačního pochodu znázorněném na obrázku (Obr. č. 52) je patrné, že v prvních 5000 sekundách docházelo k identifikaci modelu tepelné soustavy a ustalování se tepelného modelu do rovnovážných podmínek. Při první změně žádané hodnoty na 40 °C došlo k menšímu překmitu regulované veličiny, nicméně docházelo ke stálému zpřesňování parametrů identifikovaného modelu. Při další změně žádané hodnoty na 50 °C již nedošlo k překmitu regulované veličiny a průběh regulované veličiny tím pádem byl aperiodický stabilní. Z těchto poznatků lze usoudit, že adaptivní regulace splnila očekávání a má své opodstatnění při regulaci soustav, ve kterých dochází ke změně parametrů soustavy během regulace. Při porovnání regulované veličiny reálné a simulované (Obr. č. 53) dojdeme k závěru, že si jsou velmi podobné, až na prvních 5000 s, než se systém dostal do rovnovážného stavu. Při porovnání akčního zásahu reálného a simulovaného (Obr. č. 54) dojdeme k závěru, že jsou zde již patrnější rozdíly, které jsou způsobeny linearizací identifikovaného modelu a také laboratorními podmínkami, které nejsou konstantní po dobu regulačního děje.



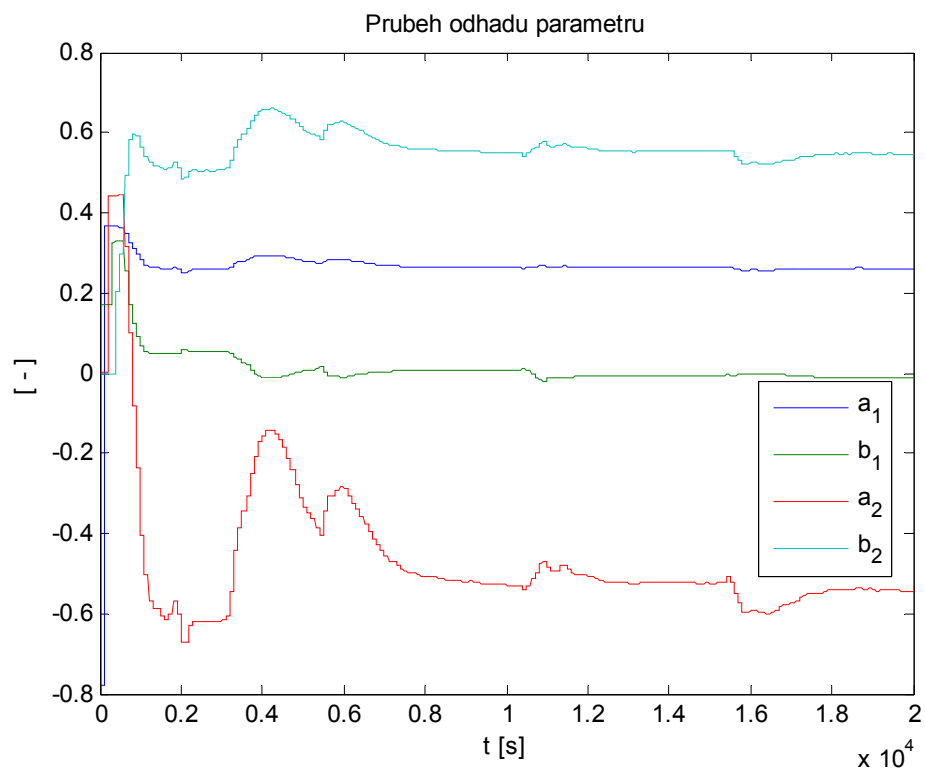
Obr. č. 52 – Regulace tepelného modelu s dopravním zpožděním pomocí diskrétního PID regulátoru se Smithovým prediktorem ($T_{0R} = 100$ s) – adaptivní regulace



Obr. č. 53 – Porovnání regulované veličiny reálné se simulovanou regulovanou veličinou



Obr. č. 54 – Porovnání reálného akčního zásahu se simulovaným akčním zásahem



Obr. č. 55 – Průběh odhadů parametrů tepelného modelu při adaptivní regulaci

Z obrázku (Obr. č. 55) je patrné že počáteční odhady, které byly

$$\hat{\Theta}(k) = [a_1 \ a_2 \ b_1 \ b_2]$$

$$\hat{\Theta}(0) = [-0.7792 \ 0.3177 \cdot 10^{-3} \ 0.1694 \ 0.6320 \cdot 10^{-5}]$$

byly nepřesné a to z důvodu použitého identifikovaného modelu, který byl identifikován za jiných podmínek, než byly podmínky při regulaci. Konečné odhady parametrů po 200ti krocích regulačního pochodu tedy byly

$$\hat{\Theta}(200) = [0.2613 \ -0.5451 \ -0.0105 \ 0.5450]$$

a přenos modelu systému, jeho póly p_1 a p_2 a zesílení k jsou

$$G(z,100) = \frac{-0.0105z^{-1} + 0.5451z^{-2}}{1 + 0.2613z^{-1} - 0.5451z^{-2}} z^{-2}$$

$$p_1 = -0.8805$$

$$p_2 = 0.6191$$

$$k = 0.7464 \quad [^{\circ}\text{C} / \%]$$

7.3 PA se Smithovým prediktorem

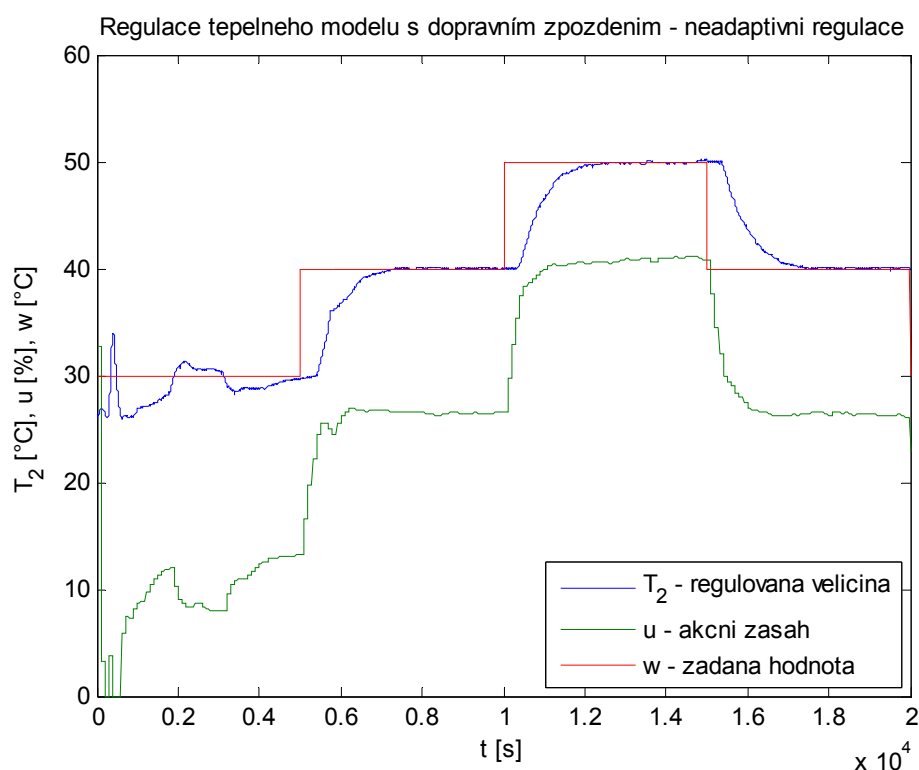
Pro výpočet parametrů regulátoru byl použit identifikovaný model z kapitoly (6.2). Výpočet parametrů regulátoru byl vypočten podle postupu uvedeného v kapitole (3.4) pro periodu vzorkování regulátoru $T_{0R} = 100$ s a několikanásobný kořen polynomu $D(z^{-1})$, který byl roven 0.5. Pro regulaci s adaptivní a neadaptivní verzí byl využit *Time Delay Toolbox* se Smithovým prediktorem [16]. Postup zpracování výsledků a porovnání naměřených dat se simulovanými je obdobný jako v předešlé kapitole. U adaptivní verze regulačního obvodu je také doplněna o průběh parametrů identifikovaného modelu.

Simulační blokové schéma pro výpočet simulované regulované veličiny je stejné jako v předcházející kapitole (Obr. č. 46). Pouze blok diskrétního PID regulátoru byl nahrazen blokem diskrétního 2DOF regulátoru. Toto blokové schéma zapojení slouží pro adaptivní i neadaptivní verzi.

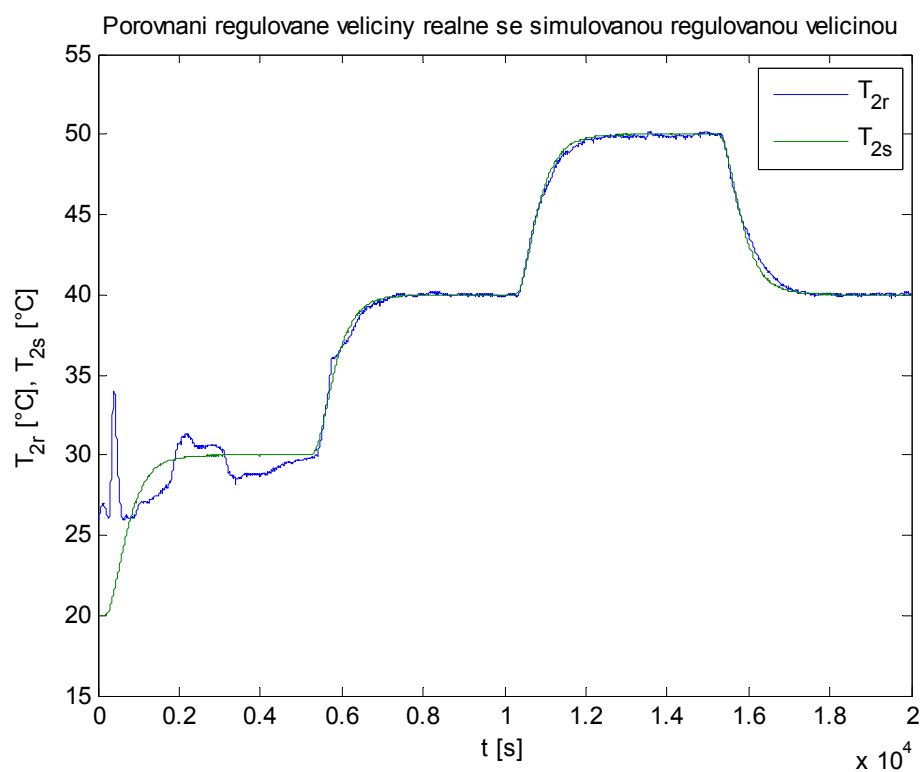
7.3.1 Neadaptivní verze

Z regulačního pochodu znázorněném na obrázku (Obr. č. 56) je patrné, že v prvních 5000 sekundách docházelo k ustalování se tepelného modelu do rovnovážných podmínek. Po tomto ustálení, se regulační pochod choval aperiodicky stabilně bez žádných překmitů a

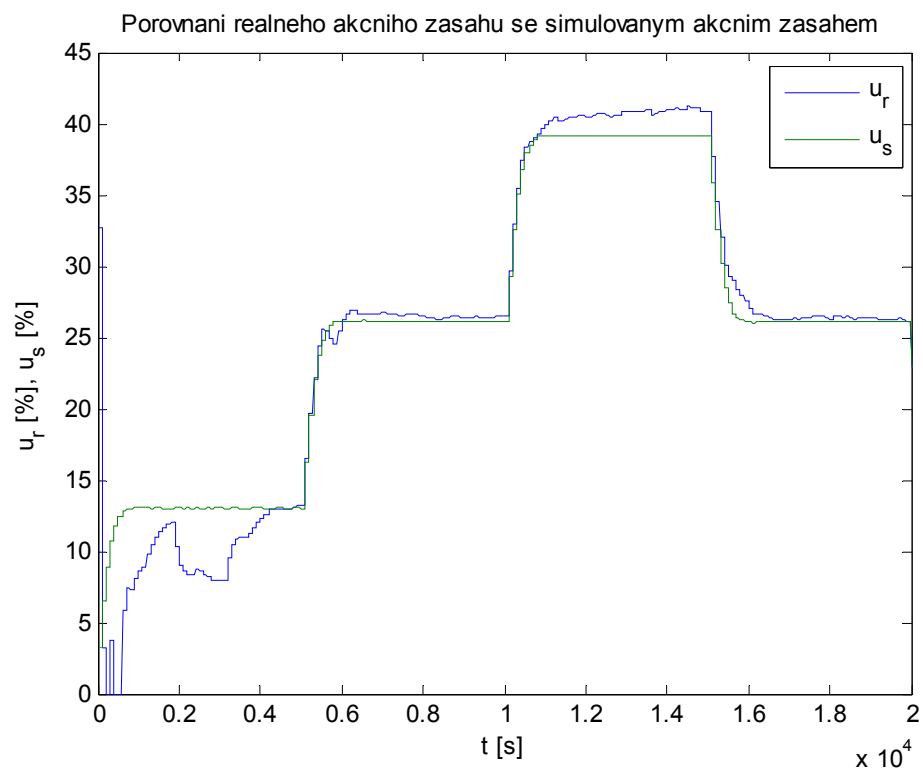
podkmitů a místy i s velmi minimální regulační odchylkou. Při porovnání regulované veličiny reálné a simulované (Obr. č. 57) dojdeme k závěru, že si jsou velmi podobné, až na prvních 5000 s, než se systém dostal do rovnovážného stavu. Při porovnání akčního zásahu reálného a simulovaného (Obr. č. 58) dojdeme k závěru, že akční zásahy si jsou podobné ve tvaru, ale je zde již patrnější rozdíl ve velikostech ustálených hodnot, které jsou způsobeny linearizací identifikovaného modelu a také laboratorními podmínkami, které nejsou konstantní po dobu regulačního děje.



Obr. č. 56 – Regulace tepelného modelu s dopravním zpožděním pomocí diskrétního 2DOF regulátoru se Smithovým prediktorem ($T_{0R} = 100$ s) – neadaptivní regulace



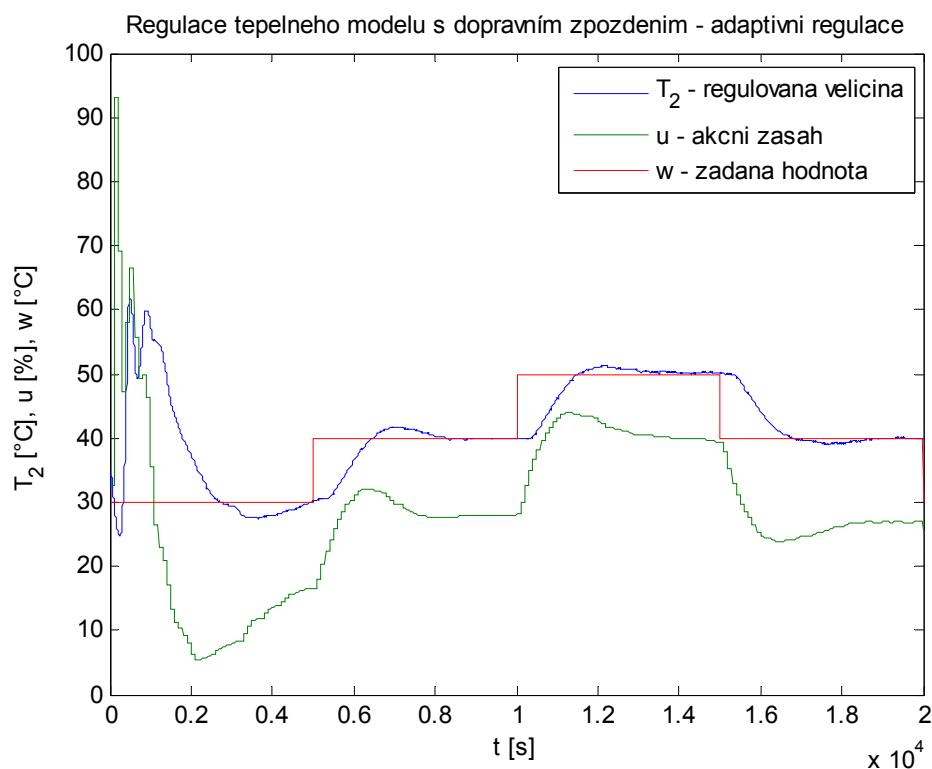
Obr. č. 57 – Porovnání regulované veličiny reálné se simulovanou regulovanou veličinou



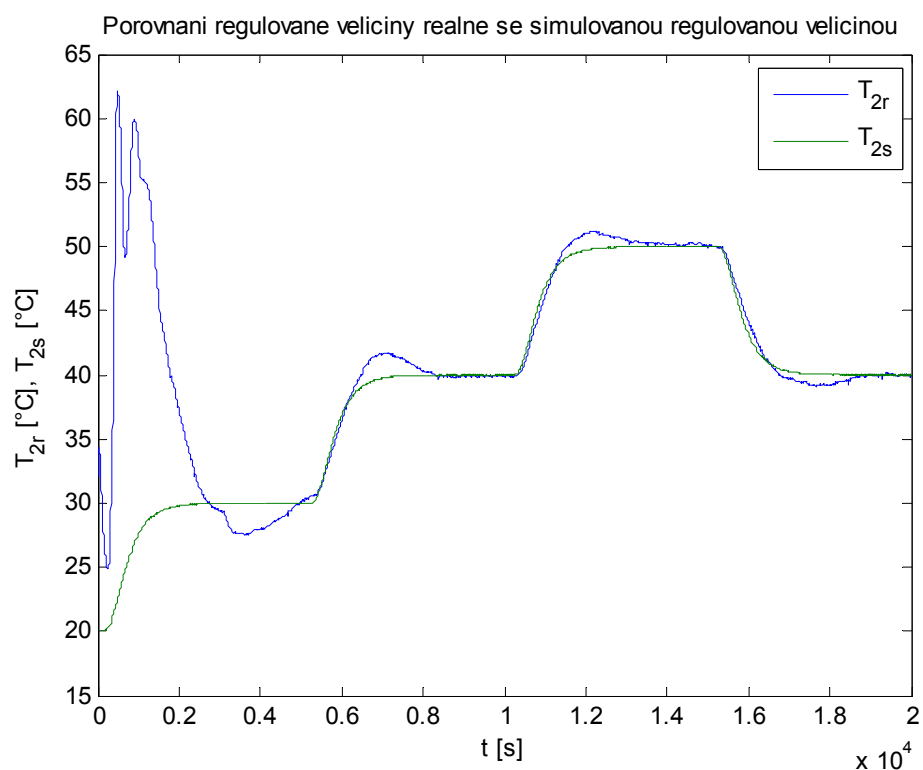
Obr. č. 58 – Porovnání reálného akčního zásahu se simulovaným akčním zásahem

7.3.2 Adaptivní verze

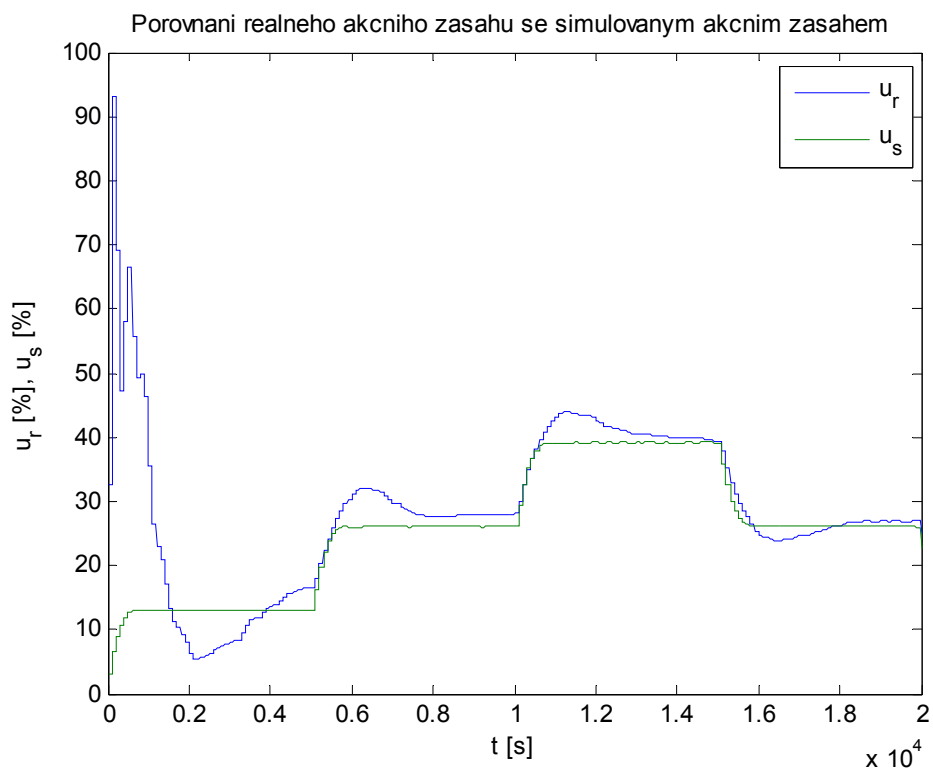
Z regulačního pochodu znázorněném na obrázku (Obr. č. 59) je patrné, že v prvních 5000 sekundách docházelo k identifikaci modelu tepelné soustavy a ustalování se tepelného modelu do rovnovážných podmínek. Při první změně žádané hodnoty na 40 °C došlo k výraznějšímu překmitu regulované veličiny, nicméně docházelo ke stálému zpřesňování parametrů identifikovaného modelu. Při další změně žádané hodnoty na 50°C došlo opět k překmitu regulované veličiny, ale tento překmit byl výrazně menší. Z těchto poznatků lze usoudit, že adaptivní regulace měla horší výsledky, než regulace neadaptivní. Bohužel tento poznatek není objektivní, z důvodu rozdílných laboratorních podmínek. Z porovnání regulované veličiny reálné a simulované (Obr. č. 60) a akčního zásahu reálného a simulovaného (Obr. č. 61) dojdeme k závěru, že jsou zde již patrnější rozdíly, které jsou způsobeny linearizací identifikovaného modelu a také laboratorními podmínkami, které nejsou konstantní po dobu regulačního děje.



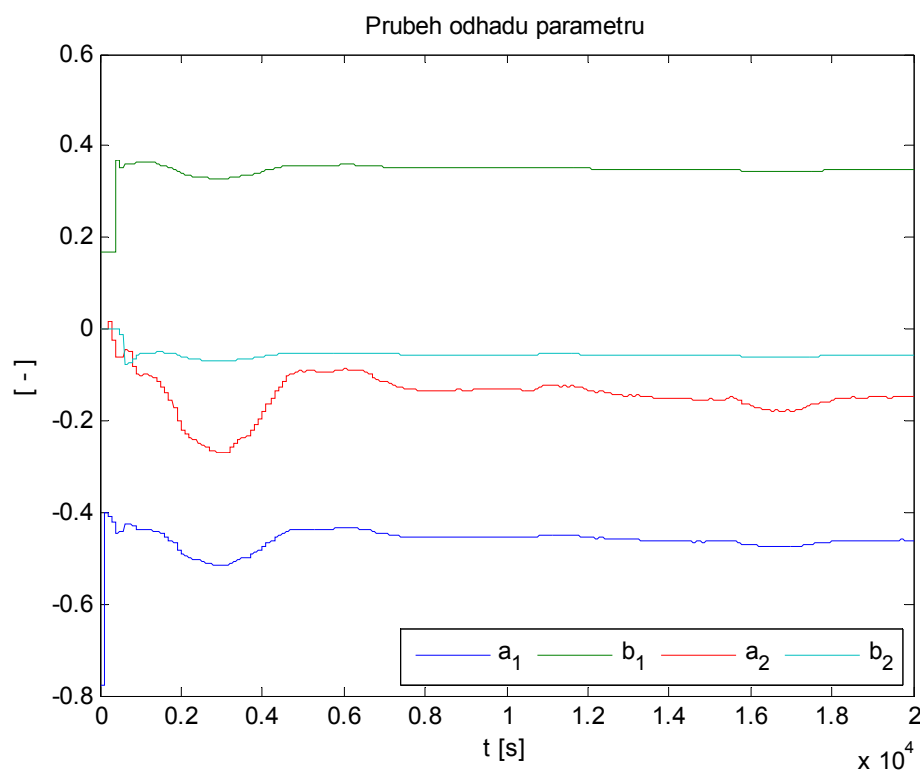
Obr. č. 59 – Regulace tepelného modelu s dopravním zpožděním pomocí diskrétního 2DOF regulátoru se Smithovým prediktorem ($T_{0R} = 100$ s) – adaptivní regulace



Obr. č. 60 – Porovnání regulované veličiny reálné se simulovanou regulovanou veličinou



Obr. č. 61 – Porovnání reálného akčního zásahu se simulovaným akčním zásahem



Obr. č. 62 – Průběh odhadů parametrů tepelného modelu při adaptivní regulaci

Z obrázku (Obr. č. 62) je patrné že počáteční odhady, které byly

$$\hat{\Theta}(k) = [a_1 \ a_2 \ b_1 \ b_2]$$

$$\hat{\Theta}(0) = [-0.7792 \ 0.3249 \cdot 10^{-3} \ 0.1694 \ -0.7887 \cdot 10^{-5}]$$

byly nepřesné a to z důvodu použitého identifikovaného modelu, který byl identifikován za jiných podmínek, než byly podmínky při regulaci. Konečné odhady parametrů po 200ti krocích regulačního pochodu tedy byly

$$\hat{\Theta}(200) = [-0.4605 \ -0.1465 \ 0.3483 \ -0.05719]$$

a přenos modelu systému, jeho póly p_1 a p_2 a zesílení k jsou

$$G(z, 100) = \frac{0.3483z^{-1} - 0.05719z^{-2}}{1 + 0.4605z^{-1} - 0.1465z^{-2}} z^{-2}$$

$$p_1 = 0.6769$$

$$p_2 = -0.2164$$

$$k = 0.7407 \quad [^{\circ}\text{C} / \%]$$

7.4 Zhodnocení jednotlivých typů použitých algoritmů řízení

Pokud bychom chtěli vyhodnotit matematickým způsobem kvalitu regulačních pochodů jednotlivých algoritmů řízení, které byly aplikované na model tepelné soustavy, tak bychom byly neobjektivní. Jelikož nelze dosáhnout stejných rovnovážných podmínek při identifikačních nebo regulačních experimentech.

Prvním použitým algoritmem řízení byl diskretní PID regulátor navržený pomocí metody inverze dynamiky, nebo-li metody požadovaného modelu. S tímto typem regulátoru byla uregulována soustava s velkým dopravním zpožděním, bez jakékoliv kompenzace dopravního zpoždění a s velmi uspokojivými výsledky.

Dalším navrhnutým algoritmem řízení bylo použití diskretního PID regulátoru v kombinaci se Smithovým prediktorem. Algoritmus řízení byl vyzkoušen v adaptivní a neadaptivní verzi identifikace modelu systému, kdy při adaptivní verzi bylo dosaženo kvalitnějších výsledků, oproti verzi neadaptivní.

Při použití algoritmu řízení, který vycházel z konfigurace 2DOF bylo dosaženo lepšího výsledku u neadaptivní verze. Nicméně u tohoto typu návrhu algoritmu řízení došlo k nejkvalitnějšímu řízení z hlediska minimální regulační odchylky.

Při návrhu algoritmů řízení si musíme položit otázku, zda klademe důraz na robustnost, nebo na kvalitu řízení. Nejvyšší robustnosti bylo dosaženo při regulaci pomocí diskretní verze PID regulátoru v kombinaci se Smithovým prediktorem. Z hlediska kvality regulačního pochodu bylo dosaženo nejlepšího výsledku při použití diskretní verze regulátoru navrhnutého metodou přiřazení pólů v kombinaci se Smithovým prediktorem.

V příloze (Příloha P II) je znázorněno blokové schéma zapojení ovládacího bloku pro regulaci tepelného modelu

V přílohách (Příloha P III a Příloha P IV) jsou znázorněny blokové schémata zapojení pro regulaci tepelného modelu pomocí diskretní verze PID regulátoru a regulátoru 2DOF konfigurace se Smithovým prediktorem.

ZÁVĚR

Vytvořené ovládací prostředí umožňuje uživateli snadno a přehledně si navrhnout jakékoliv identifikační, regulační či ovládací blokové schéma, bez nutnosti znalosti komunikace mezi modelem tepelné soustavy a řídicím počítačem, převodu naměřených hodnot, pulzně - šířkové modulace atd.

Při testování ovládacího prostředí se nevyskytly závažnější problémy a po drobných úpravách byly odstraněny i drobné chyby. Ovládací prostředí pracuje s periodou vzorkování 0.1 s, což je velmi dostačující pro regulaci tepelného modelu. Zápis požadované hodnoty výkonu je možný na dvě desetinná místa pro ohřívač a jedno desetinné místo pro ventilátor č. 1. Zvýšením počtu desetinných míst pro zápis hodnot akčních zásahů je zbytečné, když uvážíme, že se jedná o regulaci teploty tepelného modelu, který se nachází v učebně, kde je výuka a běžně zde dochází k výkyvům teplot, které se snadno projeví při identifikaci či regulaci modelu tepelné soustavy.

Do budoucna je možno využít portu X2 na měřicí kartě pro generování PWM. Nyní je PWM generováno přímo v programu MATLAB/SIMULINK. Generování PWM v programu MATLAB/ SIMULINK nikterak neovlivňuje zapisování, či čtení naměřených hodnot, ale nedovoluje větší zásahy do běžícího programu, či jinou práci s počítačem.

Také je možnost rozšířit laboratorní model tepelné soustavy o čtvrté teplotní čidlo pro měření teploty okolí, kde v rozvodné skřini je k dispozici volný vstup převodníku pro převod naměřených hodnot odporu na napětí. Hodnoty teploty okolního prostředí by sloužily pro zdokonalení identifikovaného modelu pomocí off-line i on-line identifikace a také pro kompenzaci poruchové veličiny, která by se stala měřitelnou.

Součástí této práce je také uživatelský manuál, který bude sloužit pedagogům a studentům, kteří budou využívat nové komunikační rozhraní k práci s modelem tepelné soustavy. Uživatelský manuál je obsažen v příloze (Příloha P V)

ZÁVĚR V ANGLIČTINĚ

The control environment in programme MATLAB/SIMULINK allows user to easily and quickly design any identification, regulation or control block scheme, without need knowledge communication between laboratory heat exchanger and control computer, conversion measured data, pulse-width modulation etc.

During testing control environment, there were serious problems and after small modifications, were remove small mistakes. The control environment works with sample time 0.1 s, which is very sufficient for regulation of laboratory heat exchanger. Writing the value of requisite performance is possible to two decimal places for tankless water heater and one decimal place for fan number one. Increasing the number of decimal places for writing values action of the intervention is unnecessary, considering that this is a regulation of temperature of laboratory heat exchanger, which is located in the classroom, where is teaching and normally there are fluctuations in temperatures, which are easily to take effect on the control or identification of the laboratory heat exchanger.

In the future, it is possible to use the port X2 of the measure card for generation pulse-width modulation (PWM). Now is PWM generated in programme in the MATLAB/SIMULINK. Generation of the PWM doesn't affect writing or reading measure values, but doesn't allow larger interventions in the running of the programme or other work with computer.

Also is the possibility to extend laboratory heat exchanger on the fourth the temperature probe for measuring ambient temperature, where in the distribution box is free input for conversion of values resistance to values of voltage. Values of the ambient temperature should serve to improvement identified model by means off-line and on-line identification and also to compensate for disturbance variable, which would became measurable.

Element of this thesis is also a user manual, who will serve for teachers and students, who will use the new communication interface to work with laboratory heat exchanger.

User manual is contained in the annexe (Annexe number five).

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] DOSTÁLEK, P., VAŠEK, V. and J. DOLINAY. Design and Implementation of Portable Data Acquisition Unit in Process Control and Supervision Applications. *WSEAS Transactions on Systems and Control*, 3, No. 9, 2008, 779-788. Available from: <http://www.wseas.us/e-library/transactions/control/2008/28-336.pdf>.
- [2] PEKAŘ, L., PROKOP, R. and P. DOSTÁLEK. An Anisochronic Model of a Laboratory Heating System. In: *Proceedings of 13th WSEAS International Conference on Systems*, Rhodes, Greece, 2009, 165-172. Available from: http://web.fai.utb.cz/?id=0_2_2_1&lang=en&type=0.
- [3] HUMUSOFT s.r.o. *User's Manual: Multifunction I/O Card*. 2006.
- [4] NAVRÁTIL, P. *AUTOMATIZACE: Vybrané statě*. Zlín, 2011. ISBN 978-80-7318-935-8.
- [5] BOBÁL, V. *Identifikace systémů*. Vyd. 1. Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, 2009. ISBN 978-807-3188-887.
- [6] BOBÁL, V., CHALUPA, P., DOSTÁL, P. and M. BRÁZDIL. Digital self-tuning predictor based on pole assignment approach. *ATP Journal PLUS*, 2/2011, 21 – 27. Available from: <http://www.kirp.chtf.stuba.sk/pc11/data/atp.pdf>.
- [7] CHALUPA, P. PREDIKTIVNÍ ŘÍZENÍ NELINEÁRNÍHO SYSTÉMU. [online]. s. 9 [cit. 2012-05-15]. Dostupné z: http://dsp.vscht.cz/konference_matlab/MATLAB06/prispevky/chalupa/chalupa.pdf
- [8] KUPKA, L. Simplexová metoda. s. 7. Dostupné z: http://www.fm.tul.cz/~libor.kupka/Simplexova_metoda.pdf.
- [9] LAGARIAS, J.C., REEDS J. A., WRIGHT M. H., and P. E. WRIGHT, *Convergence Properties of the Nelder-Mead Simplex Method in Low Dimensions*. SIAM Journal of Optimization, Vol. 9 Number 1, pp. 112-147, 1998.
- [10] VÍTEČKOVÁ, M. *Základy automatické regulace*. Přepřac. 2. vyd. Ostrava: VŠB - Technická univerzita Ostrava, 2008, 243 s. ISBN 978-80-248-1924-2.
- [11] Systém s dopravním zpožděním: Řízení systému s dopravním zpožděním. [online]. [cit. 2012-05-15]. Dostupné z: <http://rtp.webzdarma.cz/rizeni15.php>

- [12] MARTUŠKA, J. *Přehled metod pro řízení systémů s dopravním zpožděním*. Zlín, 2006. Dostupné z: http://portal.utb.cz/wps/PA_StagPortletsJSR168/KvalifPraceDownloadServlet?typ=1&adipidno=4150. Diplomová práce. FAI UTB Zlín. Vedoucí práce Tomašík Martin.
- [13] DAHLIN, D. B.. Designing and tuning digital controllers. *Inst. Control Systems* 42, 1968, 77-73.
- [14] BOBÁL, V. *Adaptivní a prediktivní řízení*. Vyd. 1. Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, 2008, 134 s. ISBN 978-80-7318-662-3.
- [15] Měřicí karty: MF 624. [online]. [cit. 2012-05-16]. Dostupné z: <http://www.humusoft.cz/produkty/datacq/mf624/>
- [16] BOBÁL, V., CHALUPA, P. and J. NOVÁK. *Toolbox for CAD and Verification of Digital Adaptive Control Time-Delay Systems*. Tomas Bata University in Zlín, Faculty of Applied Informatics. 2011. Available from: http://web.fai.utb.cz/?id=0_5_2_8_2&iid=0&lang=cs&type=0.

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

P	Příkon průtokového ohříváče vyjádřeného v procentech výkonu
$^{\circ}\text{C}$	Stupeň Celsia – jednotka teploty
R^2	Korelační koeficient
T	Teplota ve $^{\circ}\text{C}$
RGS	Random Gaussian Signal
RBS	Random Binary Signal
PRBS	Pseudo – Random Binary Signal
SINE	Sum of sinusoid signal
N	Počet naměřených nebo vygenerovaných dat
$\hat{\Theta}$	Vektor parametrů odhadů
\mathbf{F}	Regresní matice
\mathbf{y}	Vektor výstupů
d	Počet kroků dopravního zpoždění
T_d	Velikost dopravního zpoždění v sekundách
$\hat{\Phi}$	Vektor dat
$\hat{\epsilon}$	Chyba predikce
\mathbf{C}	Kovariační matice
\mathbf{W}	Diagonální váhová matice
φ	Koeficient zapomínání
ρ	Očekávaná hodnota koeficientu zapomínání
f	Funkce
ε	Velikost přípustné chyby
T_0	Perioda vzorkování
T_D	Derivační konstanta

T_I	Integrační konstanta
k_p	Proporcionální složka
w	Žádaná hodnota
e	Regulační odchylka
u	Akční zásah
y	Regulovaná veličina
v	Měřitelná porucha
T_W	Časová konstanta
T_m	Časová konstanta
A/D	Převodník spojité formy signálu na diskretní formu signálu
D/A	Převodník diskretní formy signálu na spojitou formu signálu
s	Jednotka času
V	Jednotka napětí
A	Jednotka proudu
Ω	Jednotka odporu
Hz	Jednotka frekvence
°F	Jednotka teploty
PWM	Pulse Wide Modulation
TTL	Transistor Transistor Logic
PCI	Peripheral Component Interconnect
M	Male – Samec
F	Female – Samice
mm ²	Jednotka plošného rozměru
$T0model$	Název proměnné v programu MATLAB
n	Řád soustavy
S_y	Kvalitativní kritérium

p	Pól systému
k	Zesílení systému
Δt	Interval hodinových impulzů
min	Minimum; Minimální
max	Maximum; Maximální
ARX	AutoRegressive with eXogenous input

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. č. 1 – Statická charakteristika tepelného systému	12
Obr. č. 2 – Blokové schéma regulačního obvodu	19
Obr. č. 3 – Vliv dopravního zpoždění na frekvenční charakteristiku systému	21
Obr. č. 4 – Základní regulační obvod pro systém s dopravním zpožděním	22
Obr. č. 5 – Základní regulační obvod pro systém s dopravním zpožděním se Smithovým prediktorem	22
Obr. č. 6 – Blokové schéma zapojení regulačního obvodu se Smithovým prediktorem	24
Obr. č. 7 – Blokové schéma zapojení uzavřeného regulačního obvodu 2DOF	25
Obr. č. 8 – Blokové schéma zapojení regulačního obvodu 2DOF se Smithovým prediktorem	29
Obr. č. 9 – Multifunkční měřicí karta MF 624	31
Obr. č. 10 - Blokové schéma tepelného modelu s dopravním zpožděním	34
Obr. č. 11 – Model tepelné soustavy z čelní a ze zadní strany	35
Obr. č. 12 – Testovací verze propojovacího kabelu	36
Obr. č. 13 – Svorkovnice	37
Obr. č. 14 – Finální verze propojovacího kabelu	37
Obr. č. 15 – Detail konektoru propojovacího kabelu	38
Obr. č. 16 – Hlavní blok pro ovládání tepelného modelu	39
Obr. č. 17 – Blokové schéma zapojení pro čtení naměřených hodnot teplot	39
Obr. č. 18 – Blokové schéma zapojení pro zápis analogových hodnot	40
Obr. č. 19 – Blokové schéma zapojení pro zápis digitálních hodnot ve formě PWM	40
Obr. č. 20 – Náznorná ukázka zadaných parametrů bloku <i>Switch</i>	41
Obr. č. 21 – Statická charakteristika modelu tepelné soustavy pro parametry čerpadlo = 0 V; ventilátor č. 2 = 0 V; ventilátor č. 1 = 100 %	42
Obr. č. 22 – Statická charakteristika modelu tepelné soustavy pro parametry čerpadlo = 0 V; ventilátor č. 2 = 0 V; ventilátor č. 1 = 75 %	43
Obr. č. 23 – Statická charakteristika modelu tepelné soustavy pro parametry čerpadlo = 0 V; ventilátor č. 2 = 0 V; ventilátor č. 1 = 50 %	43
Obr. č. 24 – Statická charakteristika modelu tepelné soustavy pro parametry čerpadlo = 0 V; ventilátor č. 2 = 0 V; ventilátor č. 1 = 25 %	44
Obr. č. 25 – Statická charakteristika modelu tepelné soustavy pro parametry čerpadlo = 2 V; ventilátor č. 2 = 0 V; ventilátor č. 1 = 100 %	44

Obr. č. 26 – Statická charakteristika modelu tepelné soustavy pro parametry čerpadlo = 2 V; ventilátor č. 2 = 0 V; ventilátor č. 1 = 75 %.....	45
Obr. č. 27 – Statická charakteristika modelu tepelné soustavy pro parametry čerpadlo = 2 V; ventilátor č. 2 = 0 V; ventilátor č. 1 = 50 %.....	45
Obr. č. 28 – Statická charakteristika modelu tepelné soustavy pro parametry čerpadlo = 2 V; ventilátor č. 2 = 0 V; ventilátor č. 1 = 25 %.....	46
Obr. č. 29 – Přechodová charakteristika modelu tepelné soustavy pro parametry čerpadlo = 0 V; ventilátor č. 2 = 0 V; ventilátor č. 1 = 0 %.....	46
Obr. č. 30 – Charakteristika modelu tepelné soustavy pro parametry čerpadlo = 2 V; ventilátor č. 2 = 0 V; ventilátor č. 1 = 0 %.....	47
Obr. č. 31 – Porovnání naměřené teploty T_2 s jednotlivými modelovými hodnotami	49
Obr. č. 32 – Porovnání přechodových charakteristik identifikovaných modelů	49
Obr. č. 33 – Porovnání naměřené teploty T_2 s jednotlivými modelovými hodnotami	51
Obr. č. 34 – Porovnání přechodových charakteristik identifikovaných modelů	51
Obr. č. 35 – Porovnání naměřené teploty T_2 s jednotlivými modelovými hodnotami	53
Obr. č. 36 – Porovnání přechodových charakteristik identifikovaných modelů	53
Obr. č. 37 – Porovnání naměřené teploty T_2 s jednotlivými modelovými hodnotami	54
Obr. č. 38 – Porovnání přechodových charakteristik identifikovaných modelů	55
Obr. č. 39 – Porovnání přechodových charakteristik identifikovaných modelů identifikovaných pomocí metody nejmenších čtverců.....	56
Obr. č. 40 – Porovnání přechodových charakteristik identifikovaných modelů identifikovaných pomocí funkce <i>fminsearch</i>	57
Obr. č. 41 – Blokové schéma zapojení diskrétního PID regulátoru	58
Obr. č. 42 – Blokové schéma zapojení simulačního obvodu diskrétního PID regulátoru.....	58
Obr. č. 43 – Regulace tepelného modelu s dopravním zpožděním pomocí diskrétního PID regulátoru ($T_{0R} = 20$ s).....	59
Obr. č. 44 – Porovnání regulované veličiny reálné se simulovanou regulovanou veličinou	60
Obr. č. 45 – Porovnání reálného akčního zásahu se simulovaným akčním zásahem.....	61
Obr. č. 46 – Blokové schéma zapojení simulačního obvodu diskrétního PID regulátoru se Smithovým prediktorem (adaptivní / neadaptivní verze).....	62
Obr. č. 47 – Ukázka nastavení jednotlivých parametrů identifikace - adaptivní.....	62

Obr. č. 48 – Ukázka nastavení jednotlivých parametrů identifikace - neadaptivní	63
Obr. č. 49 – Regulace tepelného modelu s dopravním zpožděním pomocí diskrétního PID regulátoru se Smithovým prediktorem ($T_{0R} = 100$ s) – neadaptivní regulace	64
Obr. č. 50 – Porovnání regulované veličiny reálné se simulovanou regulovanou veličinou	64
Obr. č. 51 – Porovnání reálného akčního zásahu se simulovaným akčním zásahem	65
Obr. č. 52 – Regulace tepelného modelu s dopravním zpožděním pomocí diskrétního PID regulátoru se Smithovým prediktorem ($T_{0R} = 100$ s) – adaptivní regulace	66
Obr. č. 53 – Porovnání regulované veličiny reálné se simulovanou regulovanou veličinou	66
Obr. č. 54 – Porovnání reálného akčního zásahu se simulovaným akčním zásahem	67
Obr. č. 55 – Průběh odhadů parametrů tepelného modelu při adaptivní regulaci	67
Obr. č. 56 – Regulace tepelného modelu s dopravním zpožděním pomocí diskrétního 2DOF regulátoru se Smithovým prediktorem ($T_{0R} = 100$ s) – neadaptivní regulace	69
Obr. č. 57 – Porovnání regulované veličiny reálné se simulovanou regulovanou veličinou	70
Obr. č. 58 – Porovnání reálného akčního zásahu se simulovaným akčním zásahem	70
Obr. č. 59 – Regulace tepelného modelu s dopravním zpožděním pomocí diskrétního 2DOF regulátoru se Smithovým prediktorem ($T_{0R} = 100$ s) – adaptivní regulace	71
Obr. č. 60 – Porovnání regulované veličiny reálné se simulovanou regulovanou veličinou	72
Obr. č. 61 – Porovnání reálného akčního zásahu se simulovaným akčním zásahem	72
Obr. č. 62 – Průběh odhadů parametrů tepelného modelu při adaptivní regulaci	73

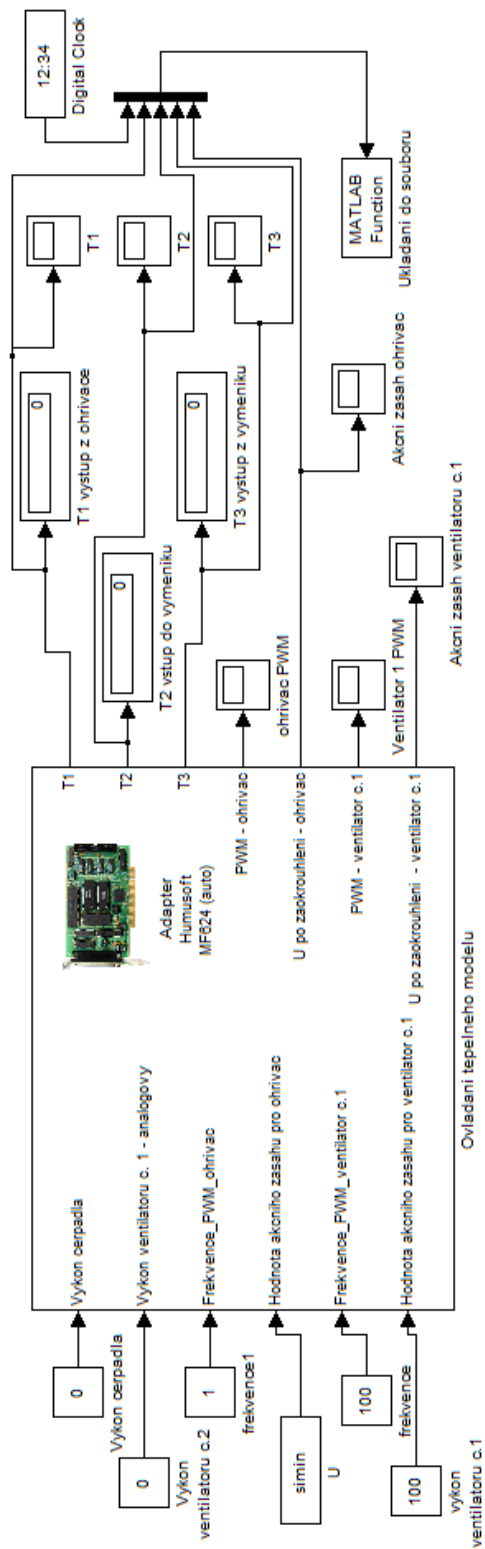
SEZNAM TABULEK

Tab. č. 1 – Závislost koeficientu α a β na relativním překmitu κ	20
Tab. č. 2 – Číselný seznam zapojení propojovacího kabelu	36

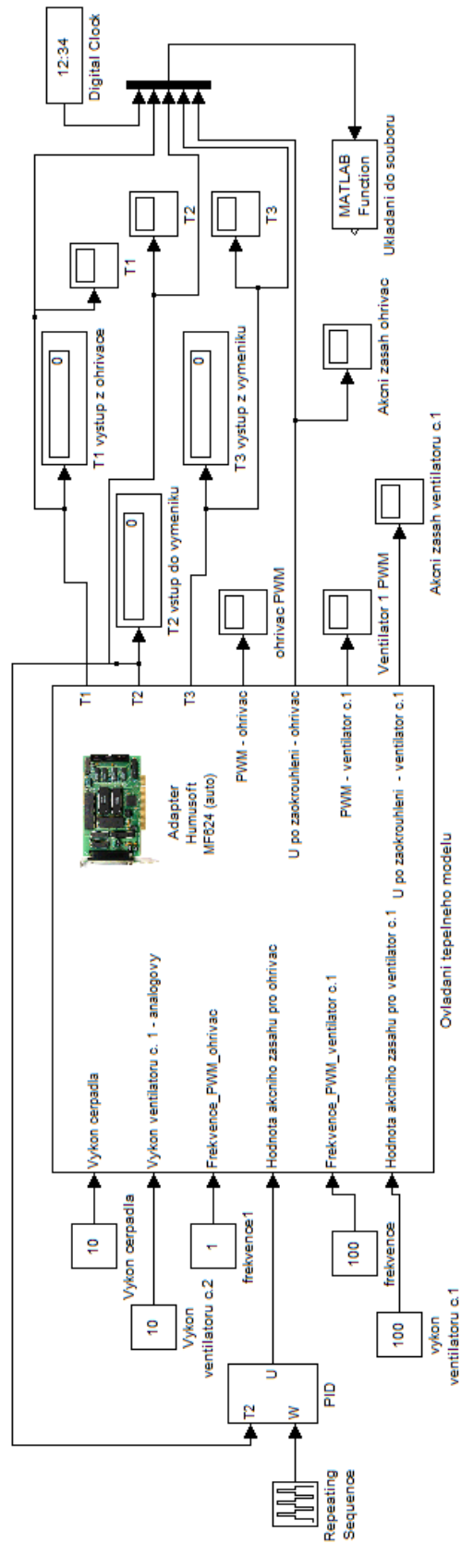
SEZNAM PŘÍLOH

- P I Blokové schéma zapojení pro identifikaci tepelného modelu
- P II Blokové schéma zapojení pro regulaci modelu tepelné soustavy
- P III Blokové schéma zapojení adaptivního / neadaptivního diskrétního PID regulátoru se Smithovým prediktorem
- P IV Blokové schéma zapojení adaptivního / neadaptivního diskrétního regulátoru 2DOF se Smithovým prediktorem
- P V Uživatelský manuál
- P VI Disk CD s diplomovou prací, s programy, s naměřenými daty a uživatelským manuálem

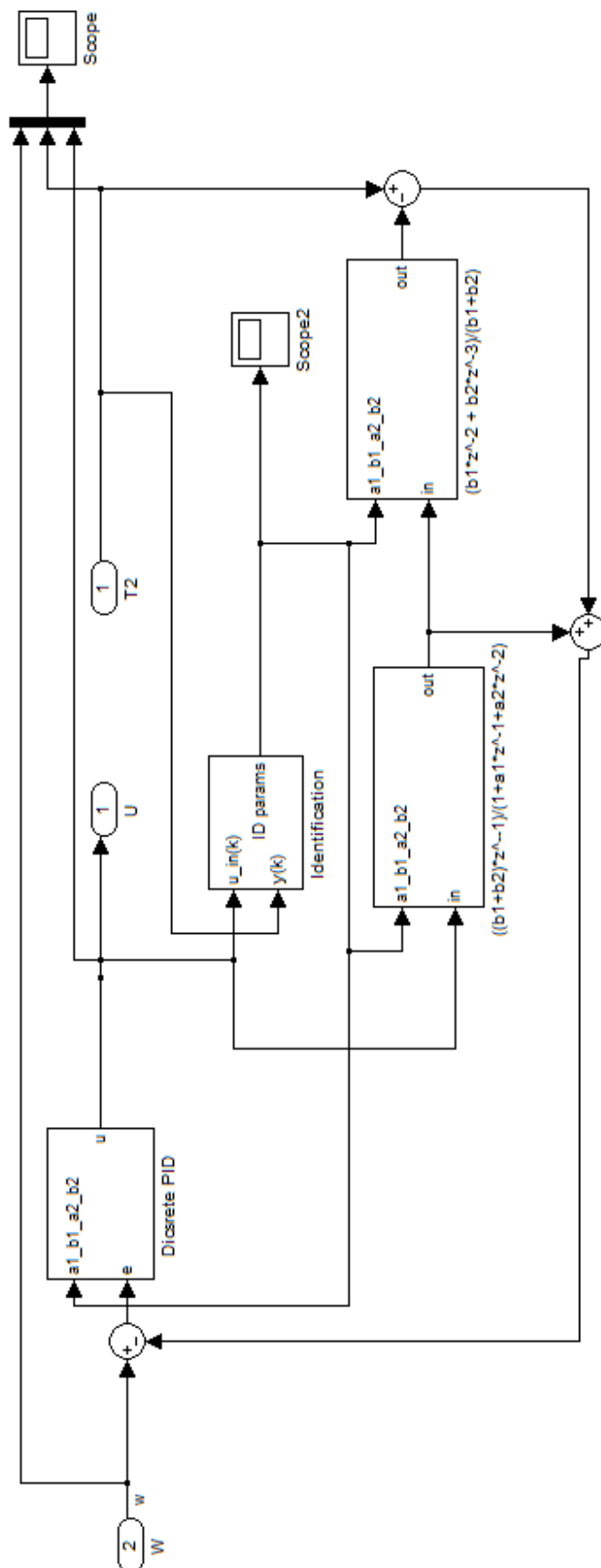
PŘÍLOHA P I: BLOKOVÉ SCHÉMA ZAPOJENÍ PRO IDENTIFIKACI TEPELNÉHO MODELU



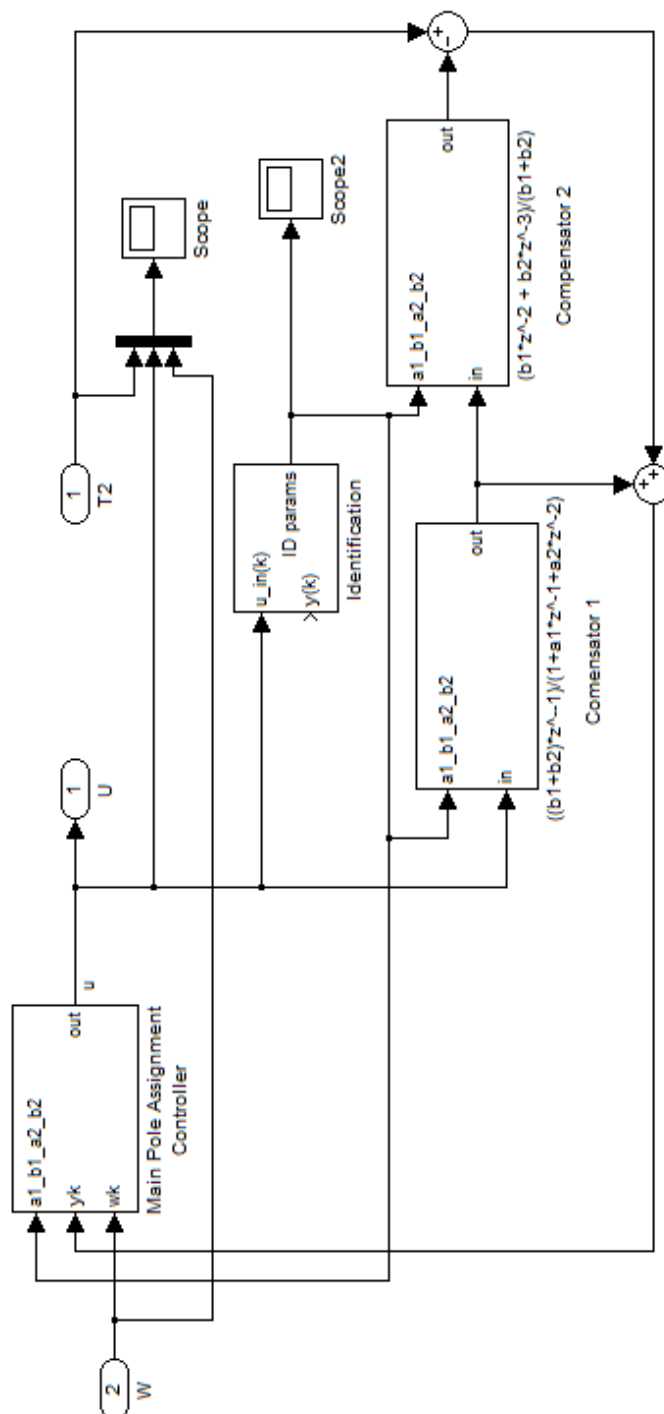
PŘÍLOHA P II: BLOKOVÉ SCHÉMA ZAPOJENÍ PRO REGULACI MODELU TEPELNÉ SOUSTAVY



PŘÍLOHA P III: BLOKOVÉ SCHÉMA ZAPOJENÍ ADAPTIVNÍHO / NEADAPTIVNÍHO DISKRÉTNÍHO PID REGULÁTORU SE SMITHOVÝM PREDIKTOREM



**PŘÍLOHA P IV: BLOKOVÉ SCHÉMA ZAPOJENÍ ADAPTIVNÍHO /
NEADAPTIVNÍHO DISKRÉTNÍHO REGULÁTORU 2DOF SE
SMITHOVÝM PREDIKTOREM**



PŘÍLOHA P V: UŽIVATELSKÝ MANUÁL

Výukový model tepelné soustavy s dopravním zpožděním

Uživatelský manuál



Bc. Jakub Krčmář

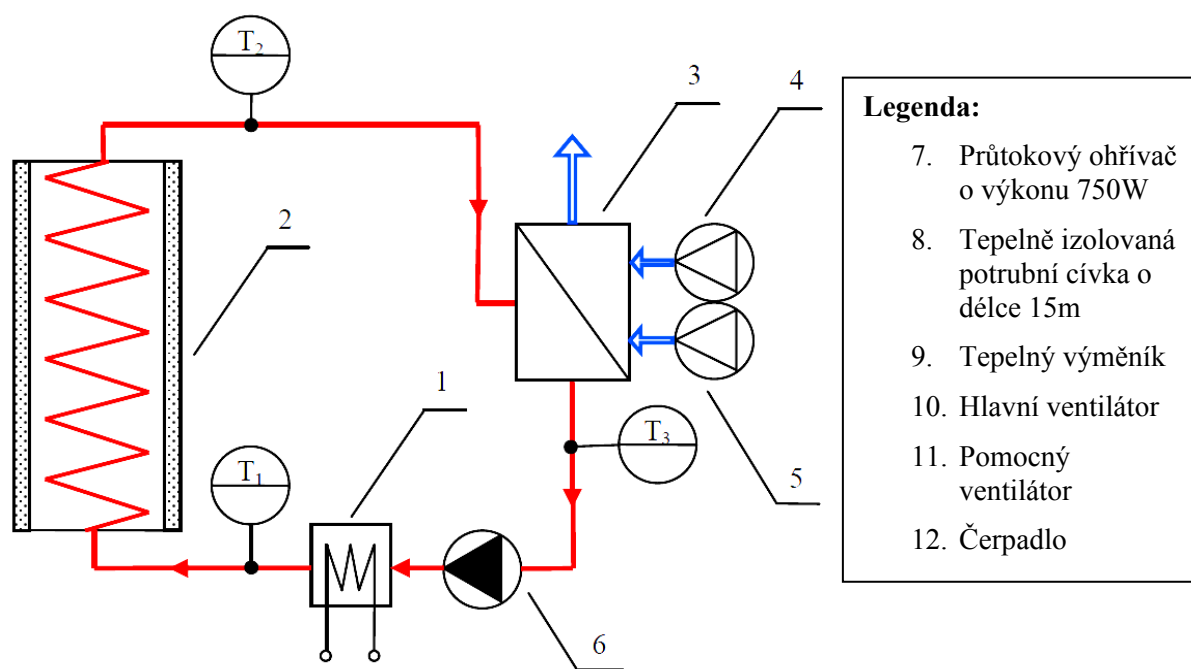
FAI UTB ve Zlíně, 2012

Obsah

1.	POPIS TEPELNÉ SOUSTAVY	3
1.1.	UVEDENÍ DO PROVOZU	4
1.2.	ÚDRŽBA MODELU	5
2.	OVLÁDACÍ PROSTŘEDÍ	6
3.	IDENTIFIKACE TEPELNÉHO MODELU	8
4.	REGULACE TEPELNÉHO MODELU	12
5.	PROPOJOVACÍ KABEL	15
5.1.	PARAMETRY I/O MULTIFUNKČNÍ KARTY	16
	SHRNUTÍ	17
	SEZNAM OBRÁZKŮ	20
	SEZNAM TABULEK	21
	PŘÍLOHY	22

1. Popis tepelné soustavy

Laboratorní model tepelné soustavy s dopravním zpožděním je založen na principu přenosu tepla pomocí teplotnosného média prostřednictvím potrubního systému. Blokové schéma modelu tepelné soustavy s dopravním zpožděním je uvedeno na obrázku (Obr. č. 1). Teplotnosné médium je transportováno pomocí spojitě regulovatelného čerpadla 6 do průtokového ohříváče 1 o výkonu cca 750 W. Teplota vody vystupující z ohříváče je měřena platinovým teploměrem T_1 . Ohřátá voda dále vstupuje do tepelně izolované potrubní cívky 2, která je tvořena měděným potrubím o délce 15 m. Zde vzniká v závislosti na zvolených otáčkách čerpadla dopravní zpoždění v rozmezí 50 až 200 s. Spotřebič tepelné energie představuje výměník tepla typu voda/vzduch 3, který předává tepelnou energii teplotnosného média do okolního prostředí. Úroveň spotřeby tepla lze nastavit pomocí dvou regulovatelných ventilátorů 4, 5. Ventilátor 5 je řízen diskretně (stav zapnuto/vypnuto), ventilátor 4 je řízen spojitě a slouží primárně pro generování poruchové veličiny při ověřování vlastností navržených regulátorů. Teplota vody vstupující do výměníku a vystupující z výměníku je měřena platinovými teploměry T_2 a T_3 . Z výměníku se voda vrací zpět do čerpadla a celý koloběh teplotnosného média se opakuje. Vliv tepelné roztažnosti vody kompenzuje expanzní nádoba, která je umístěna na nejvyšším bodě tepelného modelu [1].



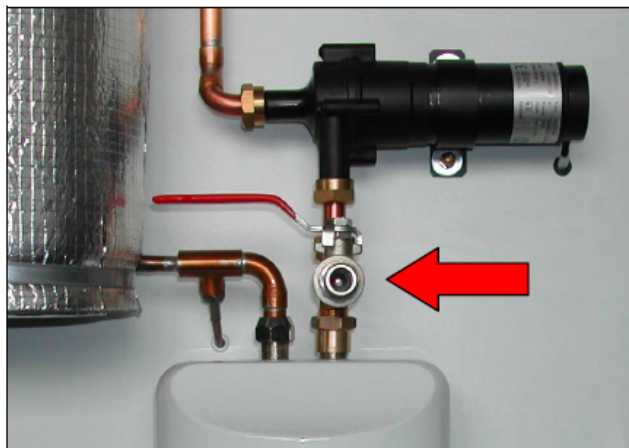
Obr. č. 1 – Blokové schéma tepelného modelu s dopravním zpožděním

Ovládání tepelného modelu je realizováno pomocí multifunkční vstupně - výstupní měřicí karty MF624 od firmy Humusoft [3]. Tato karta disponuje dvěma 37 – my pinovými konektory X1 a X2. Na konektoru X1 jsou přístupné A/D převodníky, D/A převodníky a digitální vstupy a výstupy. Na konektoru X2 jsou přístupné čítače, časovače a inkrementální snímače.

Pro snímání naměřených hodnot a pro ovládání tepelného modelu je využit pouze konektor X1. **Propojení pomocí multifunkční měřicí karty nikterak neovlivňuje dřívější propojení, které je realizováno pomocí jednotky CTRL V3 prostřednictvím komunikačního protokolu RS 232.**

1.1. Uvedení do provozu

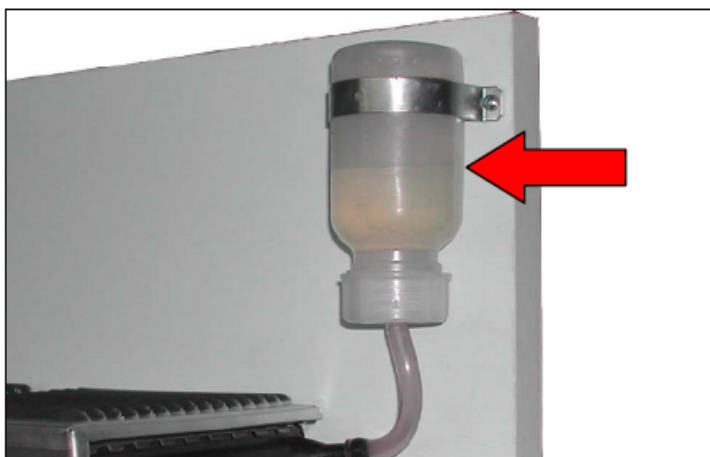
Před prvním spuštěním modelu tepelné soustavy je nutno nejdříve naplnit celý potrubní systém destilovanou vodou. K tomuto účelu slouží napouštěcí / vypouštěcí ventil umístěný na vstupu průtokového ohřívače (Obr. č. 2). Na tento ventil připojte externí čerpadlo, otevřete ventil a pomalu doplňujte systém vodou tak, aby vzduch mohl volně unikat přes odvzdušňovací otvor v expanzní nádobě. Jakmile je expanzní nádoba do jedné třetiny zaplněná vodou, zavřete napouštěcí ventil a následně proveďte odvzdušnění. **Odvzdušňování se provádí při zapnutém tepelném modelu, neboť je nutné aby běželo oběhové čerpadlo.** Vzduchové bublinky se postupně začnou hromadit v nejvyšším bodě potrubního systému, neboli v expanzní nádobě. Dokonalého odvzdušnění se docílí tak, že stisknete expanzní nádobu, následně ucpete prstem odvzdušňovací otvor a nádobku uvolníte. Tím se vytvoří v systému podtlak a vzduchové bublinky rychleji proudí do expanzní nádoby. Tento postup je nutné tak dlouho opakovat, dokud je v potrubí vzduch. Vlivem odvzdušnění poklesne hladina vody v expanzní nádobě. Na požadovanou výši ji doplňte přímo přes odvzdušňovací otvor pomocí injekční stříkačky. Doplnění přes hlavní napouštěcí / vypouštěcí ventil není vhodné, protože by mohlo způsobit další zavzdušnění systému. Pokud je model dokonale odvzdušněn, odmontujte páčku vypouštěcího ventilu. Zamezí se tím nechtěnému vypuštění teplonosného média z potrubního systému. Nyní se již může přikročit k propojení modelu s řídicím počítačem [1].



Obr. č. 2 – Ventil pro napouštění a vypouštění vody

1.2. Údržba modelu

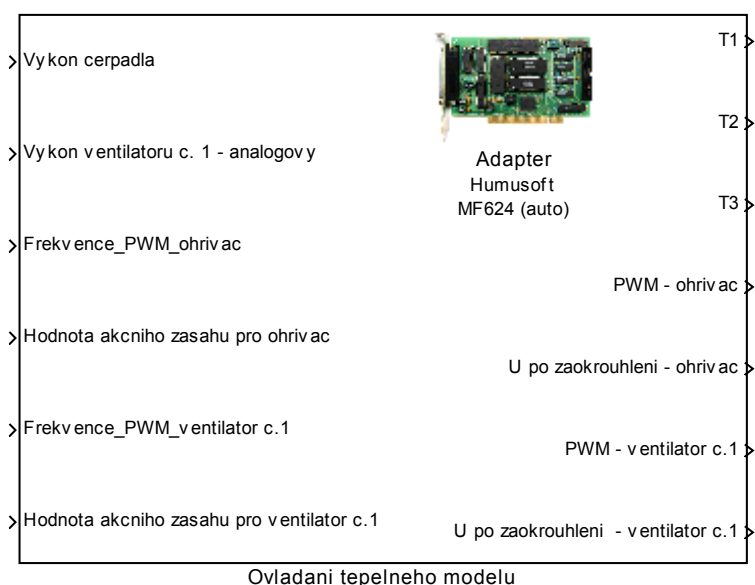
Zařízení nevyžaduje žádnou zvláštní údržbu. Je ale zapotřebí **před každým měřením zkontrolovat hladinu destilované vody v expanzní nádrži**. Ta by se měla udržovat v jedné třetině výšky nádoby, tak jak je naznačeno na (Obr. č. 3). Kontrola se provádí zásadně při běžné pokojové teplotě tepelného média. Doplnění většího množství destilované vody může způsobit během měření přetečení expanzní nádoby přes odvzdušňovací otvor [1].



Obr. č. 3 – Kontrola hladiny vody v expanzní nádobě

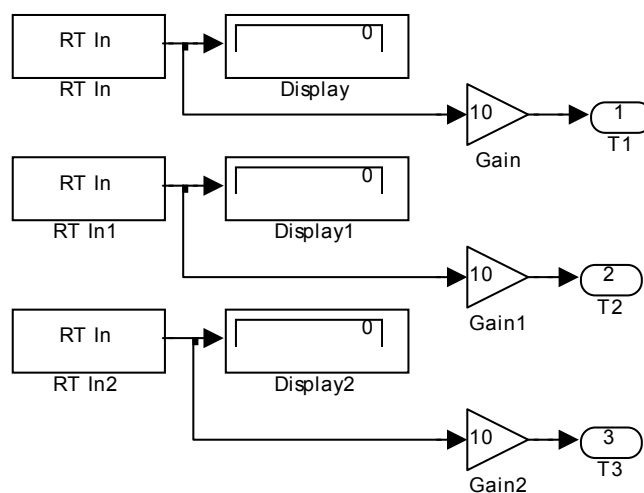
2. Ovládací prostředí

Z hlediska ovládání tepelného modelu se jedná o systém se čtyřmi vstupy a třemi výstupy. Ovládací prostředí je vytvořeno v programu MATLAB/SIMULINK (verze 2009b). Ovládání tepelného modelu je v RT (Real - Time) režimu. Ovládací blok, který je znázorněno na obrázku (Obr. č. 4), obsahuje prvky pro čtení aktuálních hodnot ze vstupů, zápis potřebných hodnot na výstupy, generování PWM pro řízení výkonu topné spirály, zaokrouhlování akčního zásahu a také tepelnou ochranu. Periodu vzorkování ovládacího bloku je doporučeno volit 0.1 s a název proměnné, která této periodě vzorkování odpovídá je *T0model*.

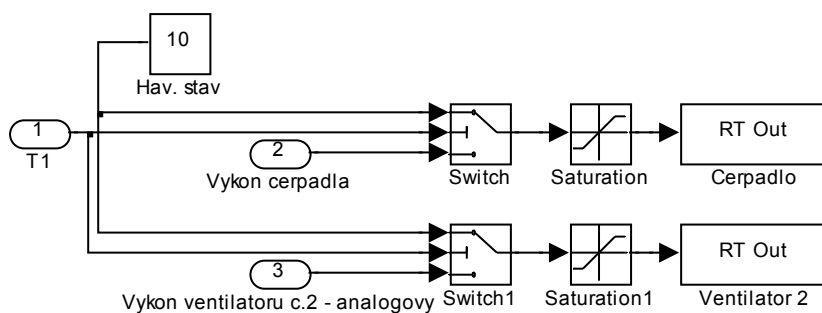


Obr. č. 4 – Hlavní blok pro ovládání tepelného modelu

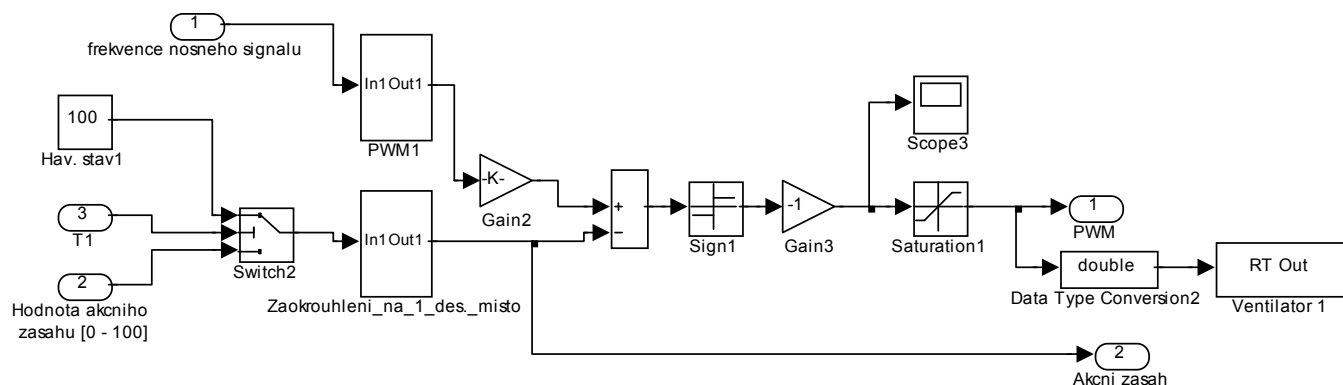
Hlavní blok pro ovládání tepelného modelu se skládá z několika subsystémů, které slouží pro zápis a čtení hodnot z konkrétních adres multifunkční měřicí karty. Na obrázcích (Obr. č. 5, Obr. č. 6, Obr. č. 7) jsou zobrazena jednotlivá schémata zapojení pro čtení naměřené teploty, ovládání analogových hodnot (čerpadlo, ventilátor č.2), diskretní ovládání topné spirály a diskretní ovládání ventilátoru č.1. Diskretní ovládání topné spirály a ventilátoru č.1 je tvořeno pomocí stejných schématických zapojení, jen s rozdílem zápisu dat na jinou adresu multifunkční vstupně – výstupní karty, proto je zobrazeno jen jedno schématické zapojení.



Obr. č. 5 – Blokové schéma zapojení pro čtení naměřených hodnot teplot

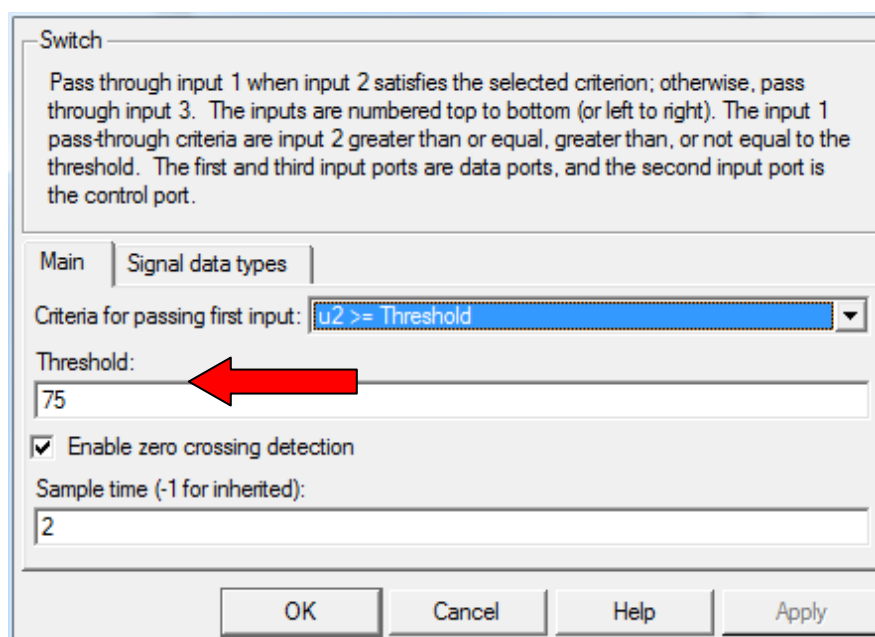


Obr. č. 6 – Blokové schéma zapojení pro zápis analogových hodnot



Obr. č. 7 – Blokové schéma zapojení pro zápis digitální hodnoty ve formě PWM

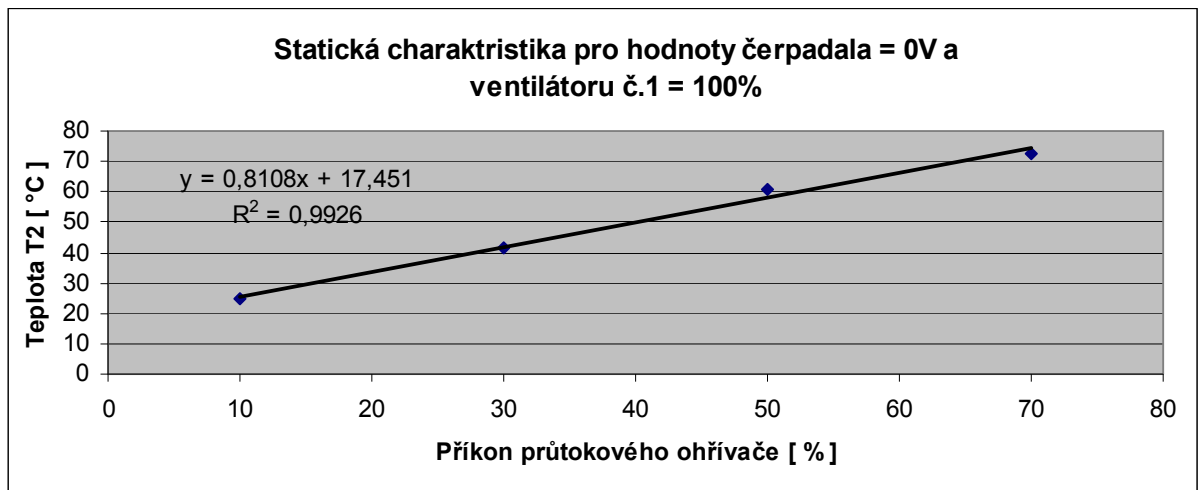
Ochrana tepelného modelu před poškozením horkou, či vařící vodou je realizováno pomocí porovnávání teploty T_1 s referenční hodnotou, která je obvykle 75 °C. Porovnání se provádí v bloku *Switch*, ve kterém se nachází pole *Threshold*, kde je uvedena referenční hodnota (Obr. č. 8). Zvyšování referenční hodnoty nad 75 °C není doporučeno z důvodu druhé tepelné ochrany, která je naprogramována v microcontrolleru umístěném v rozvodné skříni, jehož referenční hodnota je cca 83 °C.



Obr. č. 8 – Názorná ukázka zadaných parametrů bloku *Switch*

3. Identifikace tepelného modelu

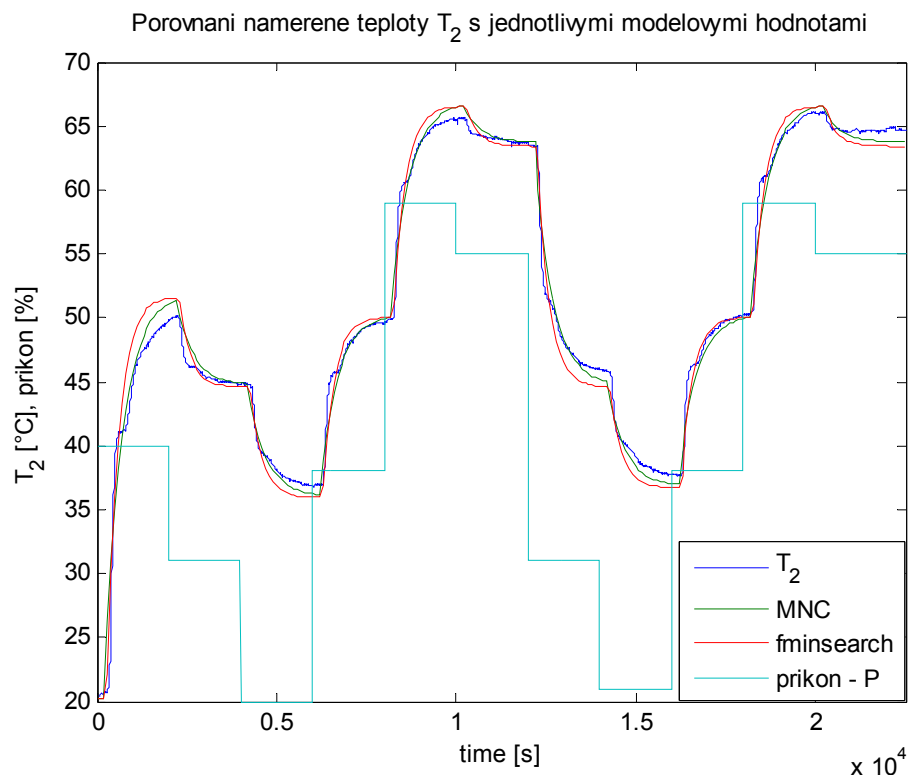
Před samotným identifikačním experimentem bylo zapotřebí zjistit statickou charakteristiku tepelného systému. Měření statické charakteristiky bylo provedeno pro hodnoty čerpadla = 0 V, ventilátor č.2 = 0 V, ventilátor č.1 = 100 % a hodnoty příkonu P průtokového ohříváče byl vektor vstupních dat jehož hodnoty byly $[10 \ 30 \ 50 \ 70]^T$. Hodnoty příkonu průtokového ohříváče jsou v jednotkách procent. Schéma zapojení ovládacího bloku pro měření statické charakteristiky je znázorněno v příloze (Příloha č. 1).



Obr. č. 9 – Statická charakteristika tepelného modelu

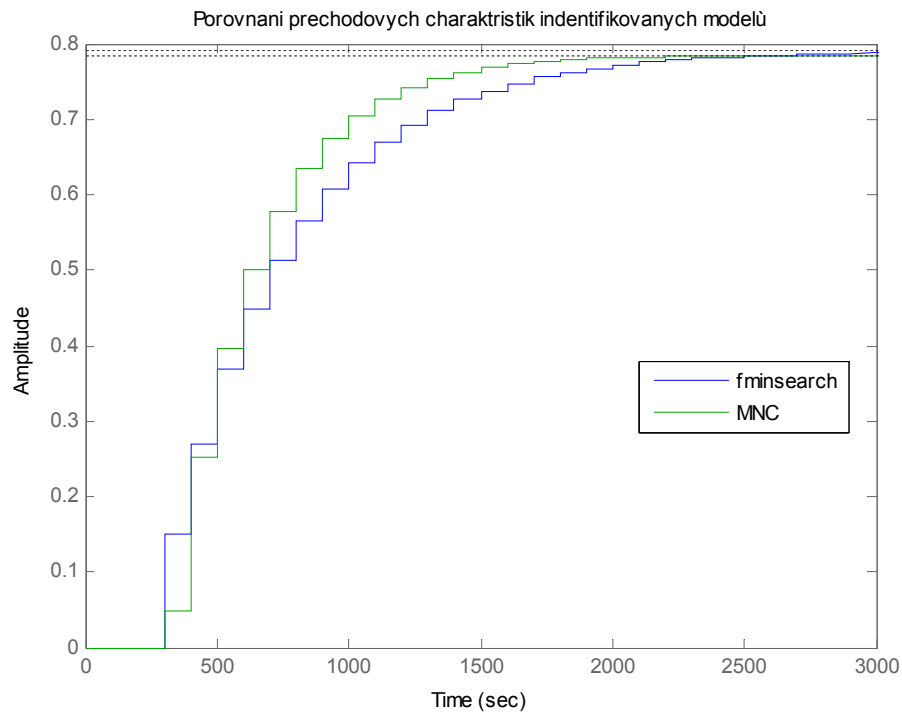
Při identifikačním experimentu byly náhodné hodnoty vstupního příkonu P průtokového ohřivače generovány prostřednictvím MATLAB funkce *idinput*, jehož základní zápis je ve tvaru $u = idinput(N, type, band, levels)$. N je počet generovaných hodnot vstupní veličiny u (příkonu topení P), $type$ definuje typ vstupního signálu, který bude generován, $band$ definuje frekvenční rozsah a $levels$ definuje maximální a minimální hodnotu. Jako odezva byla měřena hodnota teploty T_2 na vstupu do tepelného výměníku.

Pro výpočet odhadu parametrů modelu procesu byla použita jednorázová metoda nejmenších čtverců pro soustavu s dopravním zpožděním [4] a funkce *fminsearch* v programu MATLAB. Funkce *fminsearch* je založena na metodě pružných polyedrů, která patří mezi komparativní metody hledání extrémů více proměnných bez omezení [5].



Obr. č. 10 – Porovnání naměřené teploty T_2 s jednotlivými modelovými hodnotami.

Porovnání naměřených dat teploty T_2 s jednotlivými modelovými hodnotami, získanými z identifikačních experimentů, je znázorněno na obrázku (Obr. č. 10). Pro porovnání jsou rovněž uvedeny průběhy přechodových charakteristik identifikovaných modelů, jako odezvy na jednotkový vstupní signál (Obr. č. 11), jejichž odhady parametrů byly počítány výše uvedenými metodami. Pro ukládání naměřených hodnot bylo zvoleno ukládání do souboru z důvodu délky měření přechodové charakteristiky, která trvala cca 23000 s. Blokové schéma zapojení pro identifikaci tepelného modelu a následné ukládání naměřených hodnot je znázorněno v příloze (Příloha č. 1).



Obr. č. 11 – Porovnání diskretních přechodových charakteristik identifikovaných modelů

U identifikovaných modelů (3.1) a (3.2) byly určeny jejich póly p_1 a p_2 , jejich zesílení k a suma kvadrátu odchylek mezi naměřenými daty a simulovanými daty. Sumy kvadrátů odchylek a zesílení modelů jsou si velmi podobné, ale póly jsou rozdílné, nicméně z obrázku (Obr. č. 11) je zřejmé, že identifikace pomocí metody nejmenších čtverců a pomocí metody *fminsearch* nejsou příliš odlišné. Rovněž je zřejmé, že přechodové charakteristiky obou identifikovaných modelů se ustálí na přibližně stejné hodnotě, což svědčí o přibližné shodnosti zesílení k .

Identifikované modely:

Metoda nejmenších čtverců:

$$G(z, 100s) = \frac{0.04799z^{-1} + 0.1704z^{-2}}{1 - 0.7003z^{-1} - 0.02146z^{-2}} \cdot z^{-2} \quad (3.1)$$

$$p_1 = 0.7297$$

$$p_2 = -0.0294$$

$$k = 0.7849 \quad [^{\circ}\text{C}/\%]$$

$$\text{suma_kvadratu_odchylek} = 407.7240$$

Metoda *fminsearch*:

$$G(z, 100s) = \frac{0.0368z^{-1} - 0.03056z^{-2}}{1 - 1.06z^{-1} - 0.06823z^{-2}} \cdot z^{-2} \quad (3.2)$$

$$p_1 = 0.8135$$

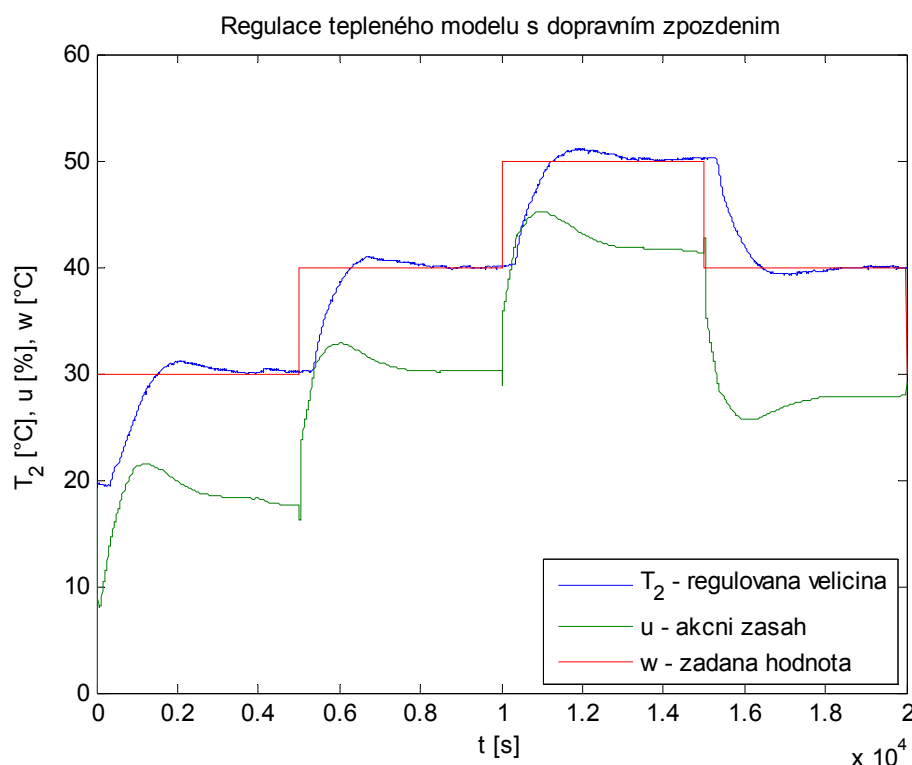
$$p_2 = -0.0019$$

$$k = 0.7902 \quad [^{\circ}\text{C}/\%]$$

$$\text{suma_kvadratu_odchylek} = 408.7964$$

4. Regulace tepelného modelu

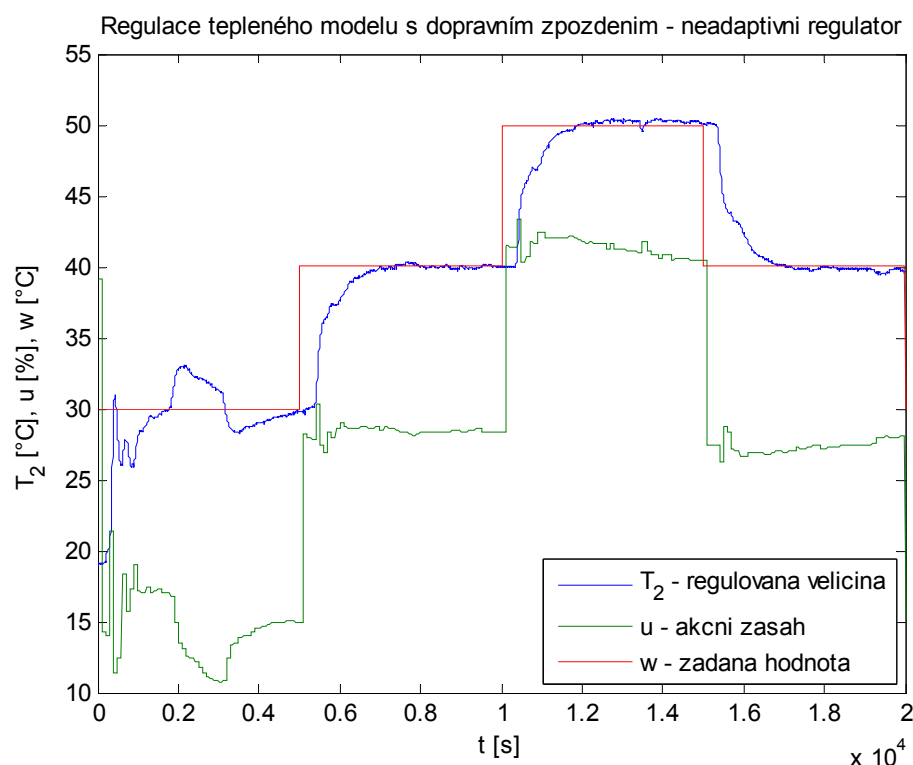
Pomocí ovládacího bloku bylo sestaveno několik regulačních schémat pro regulaci tepelného modelu pomocí neadaptivních [6], adaptivních [6], [7] a prediktivních algoritmů [8] řízení. Pro názornou ukázkou uvedeme regulaci pomocí diskrétního PID regulátoru a regulaci pomocí diskrétního PID regulátoru se Smithovým prediktorem.



Obr. č. 12 – Regulace tepelného modelu s dopravním zpožděním pomocí PID regulátoru ($T_0 = 20$ s)

Obrázek (Obr. č. 12) znázorňuje regulační pochod, kde byla použita diskrétní verze PID regulátoru navrženého metodou požadovaného modelu [9]. Blokové schéma zapojení diskrétního PID regulátoru v programu MATLAB/SIMULINK je znázorněno v příloze (Příloha č. 3) a zapojení s ovládacím blokem je znázorněno v příloze (Příloha č. 2).

Obrázek (Obr. č. 13) znázorňuje regulační pochod, kde byla využita diskrétní verze PID regulátoru v kombinaci se Smithovým prediktorem [6] s neadaptivní verzí. Blokové schéma zapojení diskrétního PID regulátoru v kombinaci se Smithovým prediktorem je znázorněno v příloze (Příloha č. 4). Blokové schéma zapojení s ovládacím blokem je stejné jako v předcházejícím případě, pouze se změnila vnitřní struktura PID regulátoru.



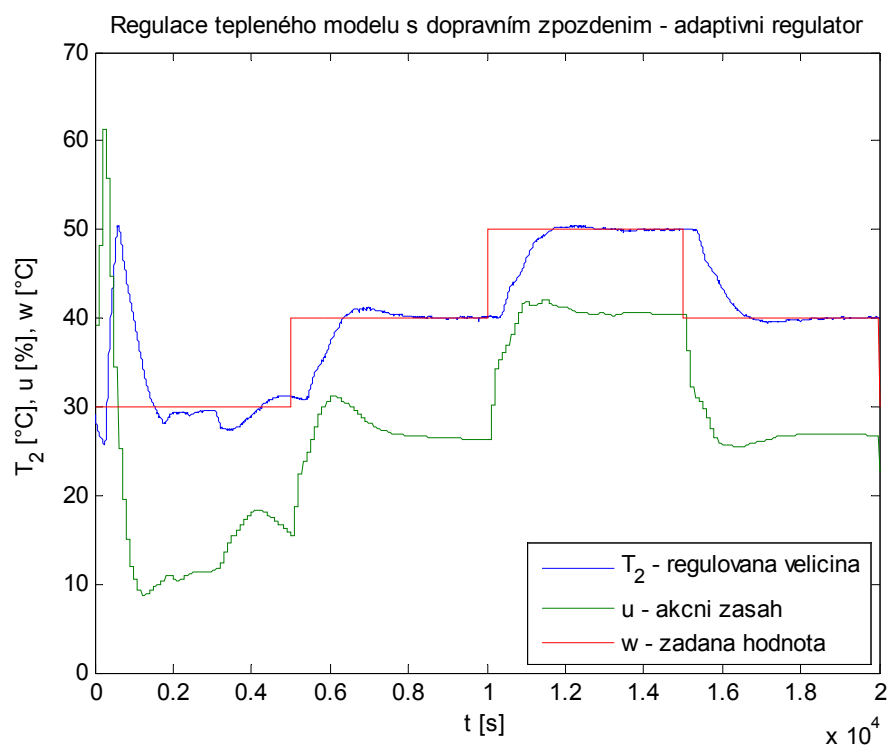
Obr. č. 13 – Regulace tepelného modelu s dopravním zpožděním pomocí neadaptivního PID regulátoru se Smithovým prediktorem ($T_0 = 100$ s)

Obrázek (Obr. č. 14) znázorňuje regulační pochod, kde byla využita diskrétní verze PID regulátoru v kombinaci se Smithovým prediktorem [6] v adaptivní verzi.

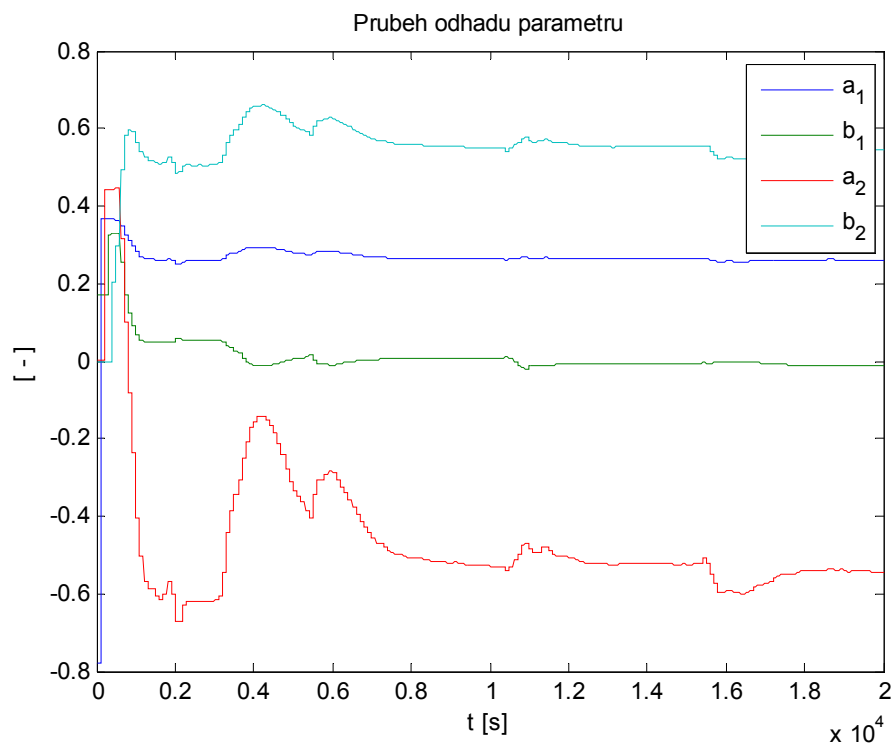
Obrázek (Obr. č. 15) je doplňkem k adaptivní regulaci, kdy dochází ke konvergenci parametrů identifikovaného modelu (Tepelný model).

Při regulaci tepelného modelu musel model vždy dosáhnout rovnovážných podmínek. Rovnovážnými podmínka se myslí vyhřátí celého systému a přibližné ustálení se tohoto systému. Ideální rovnovážné podmínky nelze nikdy dosáhnout a to z důvodů jako jsou tepelné ztráty, změna teploty v okolí, jiná počáteční teplota při prvním zapnutí tepelného modelu apod. Ustálení, či dosáhnutí rovnovážných podmínek trvalo vždy nejméně prvních cca 5000 s, je to patrné z obrázků znázorňující regulační děj.

Při posouzení jednotlivých regulačních dějů můžeme říci, že jsme dosáhli odpovídajících výsledků podle použitých algoritmů řízení.



Obr. č. 14 – Regulace tepelného modelu s dopravním zpožděním pomocí adaptivního PID regulátoru se Smithovým prediktorem ($T_0 = 100$ s)



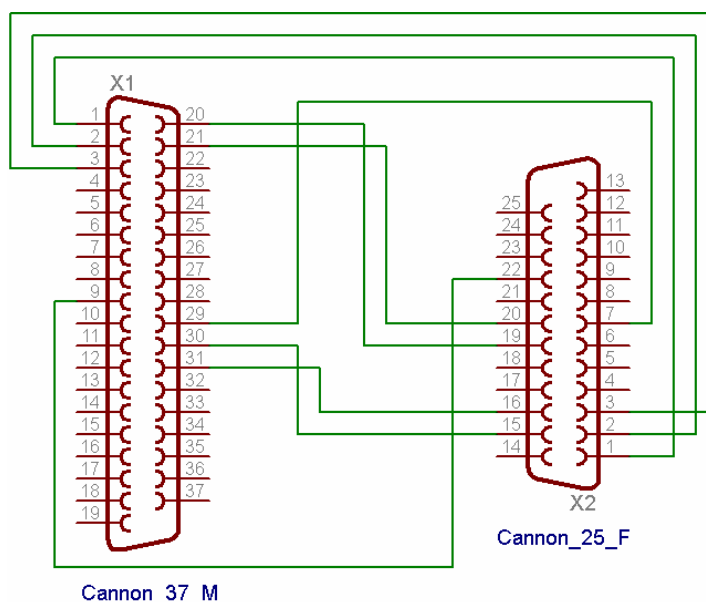
Obr. č. 15 – Průběh odhadů parametrů tepelného modelu při adaptivní regulaci

5. Propojovací kabel

Pro komunikaci mezi tepelným modelem a měřicí kartou byl vyroben propojovací kabel. Vyroben byl podle zapojení konektoru na rozvaděči tepelného modelu a konektoru *X1* na měřicí kartě. Seznam vstupů, výstupů a číselné propojení konektorů je znázorněn v tabulce (Tab. č.).

Tab. č. 1 – Číselný seznam zapojení propojovacího kabelu

Cannon_25_F				Barva	Cannon_37_M		
Číslo pinu	Signál	Směr	Napěťová úroveň		Číslo pinu	Typ	Adresa
1	Měřená veličina y1	výstup	Su 0 - 10 V	červená	1	AD0	1
2	Měřená veličina y2	výstup	Su 0 - 10 V	zelená	2	AD1	2
3	Měřená veličina y3	výstup	Su 0 - 10 V	modrá	3	AD2	3
6	Napájení CTRL V3 - záporný pól	výstup	- 14 V	----	----	----	----
7	GND	----	0V	černá	29	GND	----
14	Napájení CTRL V3 - kladný pól	výstup	14 V	----	----	----	----
15	Ovládání topení	vstup	TTL	hnědá	30	DOUT0	1
16	Ovládání ventilátoru č. 1	vstup	TTL	žlutá	31	DOUT1	2
19	Ovládání čerpadla	vstup	Su 0 - 10 V	fialová	20	DA0	1
20	Ovládání ventilátoru č.2	vstup	Su 0 - 10 V	šedá	21	DA1	2
22	GND	----	0V	bílá	9	AGND	----



Obr. č. 16 – Schématické zapojení propojovacího kabelu

5.1. Parametry I/O multifunkční karty

Parametry A/D převodníků:

Rozlišení:	14 bitové
Počet kanálů:	8
Čas převodu:	od 1.6 μ s do 3.7 μ s
Vstupní napětí:	± 10 V
Možné max. vst. napětí:	± 18 V
Vstupní impedance:	$> 10^{10} \Omega$

Parametry D/A převodníků:

Rozlišení:	14 bitové
Počet kanálů:	8
Doba ustálení:	max. 31 μ s
Doba přenastavení:	10 V/ μ s
Výstupní proud:	min. 10 mA
Výstupní impedance:	max. 0.5 Ω

Parametry digitálních výstupů:

Počet bitů:	8
Rozsah výstupního signálu:	TTL
Logická 0:	0.5 V max.
Logická 1:	2.0 V min.

SHRNUTÍ

- Před spuštěním tepelného modelu vždy zkontroluj hladinu vody v expanzní nádobě.
- Není doporučeno měnit referenční hodnotu tepelné ochrany na hodnoty vyšší jak 80 °C, doporučená referenční hodnota je 75 °C.
- Výkon ventilátoru č.1 je doporučeno mít na 100 %. Pokud by došlo ke snížení jeho výkonu, tak dochází ke zmenšení velikosti pracovního rozsahu tepelného modelu z hlediska regulace.
- Při zobrazování aktuálních dat v Simulinkovém bloku *Scope* musí být vždy zatrhnut *Checkbox Limit data points to last*. Pokud by program MATLAB všechna zobrazená data ukládal do vnitřní paměti, tak hrozí, že dojde k vyhlášení vnitřní chyby, kdy bude odepřen přístup k fyzické paměti v počítači a budete nuceni program MATLAB vypnout bez možnosti uložení dat. Proto je lepší data ukládat do souboru.
- Periodu vzorkování ovládacího bloku je doporučeno volit 0.1 s a název proměnné, která této periodě vzorkování odpovídá je *T0model*. Proto nesmí být tato proměnná použita v jiné části programu, jako jsou například skripty pro výpočet parametrů regulátoru apod.
- Ovládání příkonu průtokového ohřívače a ventilátoru č.1 se děje pomocí PWM, která pracuje s vysokou frekvencí zápisu dat na příslušné výstupy měřicí karty. Tato frekvence je 10 kHz, tudíž 10 000 hodnot za vteřinu se zapíše na jednu adresu výstupu měřicí karty. Proto se nedoporučuje během regulace jakkoliv pozměňovat blokové schéma v programu MATLAB/SIMULINK či pracovat s jinými programy. Může dojít k vynechání zápisu dat na výstupy měřicí karty a to způsobí vyhlášení vnitřní chyby, která přeruší běh regulace.
- Při jakékoliv chybě, která přeruší chod simulačního schématu, či při ručním ukončením regulačního schématu, dojde k zápisu finálních hodnot *Final value* na výstupy měřicí karty. Tyto hodnoty jsou pro čerpadlo = 10 V, ventilátor č.2 = 10 V, průtokový ohřívač = 0 %, ventilátor č.1 = 100 %. Je to z důvodu tepelné ochrany i celkového ochlazení tepelného modelu po dokončení měření.

Seznam použité literatury

- [1] DOSTÁLEK, P., VAŠEK, V. and J. DOLINAY. Design and Implementation of Portable Data Acquisition Unit in Process Control and Supervision Applications. *WSEAS Transactions on Systems and Control*, 3, No. 9, 2008, 779-788. Available from: <http://www.wseas.us/e-library/transactions/control/2008/28-336.pdf>
- [2] PEKAŘ, L., PROKOP, R. and P. DOSTÁLEK. An Anisochronic Model of a Laboratory Heating System. In: *Proceedings of 13th WSEAS International Conference on Systems*, Rhodes, Greece, 2009, 165-172. Available from: http://web.fai.utb.cz/?id=0_2_2_1&lang=en&type=0
- [3] HUMUSOFT s.r.o. *User's Manual: Multifunction I/O Card*. 2006.
- [4] BOBÁL, V., CHALUPA, P., DOSTÁL, P. and M. BRÁZDIL. Digital self-tuning predictor based on pole assignment approach. *ATP Journal PLUS*, 2/2011, 21 – 27. Available from: <http://www.kirp.chtf.stuba.sk/pc11/data/atp.pdf>.
- [5] LAGARIAS, J.C., Reeds J. A., WRIGHT M. H., and P. E. WRIGHT, *Convergence Properties of the Nelder-Mead Simplex Method in Low Dimensions*. SIAM Journal of Optimization, Vol. 9 Number 1, pp. 112-147, 1998.
- [6] BOBÁL, V., MATUŠŮ, R. and P. DOSTÁL. Digital Smith Predictors – Design and Simulation Study. In: *Proc. of 25th European Conference on Modelling and Simulation*, Krakow, Poland, 2011, 480-486.
- [7] BOBÁL, V., CHALUPA, P. and J. Novák. *Toolbox for CAD and Verification of Digital Adaptive Control Time-Delay Systems*. Tomas Bata University in Zlín, Faculty of Applied Informatics. 2011. Available from: http://web.fai.utb.cz/?id=0_5_2_8_2&iid=0&lang=cs&type=0
- [8] MATĚJÍČEK, J. *Identifikace a prediktivní řízení soustav s dopravním zpožděním*. s. 17. STOČ 2012

- [9] VÍTEČKOVÁ, M. *Základy automatické regulace*. Přepřac. 2. vyd. Ostrava: VŠB - Technická univerzita Ostrava, 2008, 243 s. ISBN 978-80-248-1924-2.

SEZNAM OBRÁZKŮ

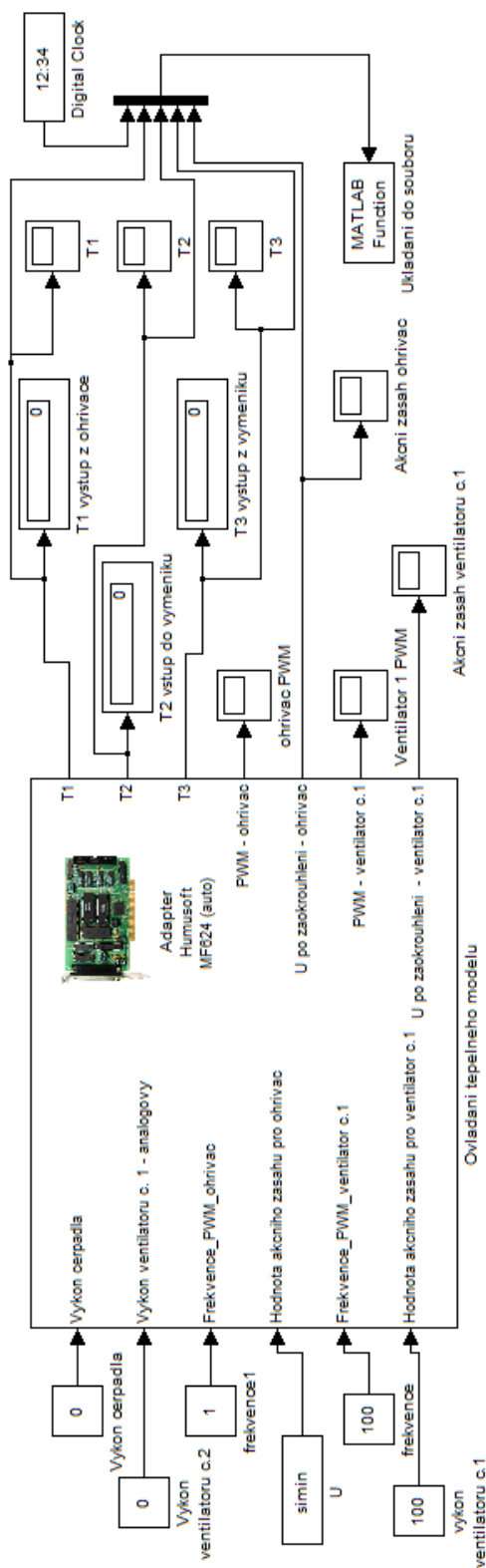
Obr. č. 1 – Blokové schéma tepelného modelu s dopravním zpožděním.....	3
Obr. č. 2 – Ventil pro napouštění a vypouštění vody	5
Obr. č. 3 – Kontrola hladiny vody v expanzní nádobě	5
Obr. č. 4 – Hlavní blok pro ovládání tepelného modelu.....	6
Obr. č. 5 – Blokové schéma zapojení pro čtení naměřených hodnot teplot	7
Obr. č. 6 – Blokové schéma zapojení pro zápis analogových hodnot	7
Obr. č. 7 – Blokové schéma zapojení pro zápis digitální hodnoty ve formě PWM	7
Obr. č. 8 – Názorná ukázka zadáných parametrů bloku <i>Swit</i> h	8
Obr. č. 9 – Statická charakteristika tepelného modelu	9
Obr. č. 10 – Porovnání naměřené teploty T_2 s jednotlivými modelovými hodnotami.	10
Obr. č. 11 – Porovnání diskrétních přechodových charakteristik identifikovaných modelů	11
Obr. č. 12 – Regulace tepelného modelu s dopravním zpožděním pomocí PID regulátoru ($T_0 = 20$ s)	12
Obr. č. 13 – Regulace tepelného modelu s dopravním zpožděním pomocí neadaptivního PID regulátoru se Smithovým prediktorem ($T_0 = 100$ s).....	13
Obr. č. 14 – Regulace tepelného modelu s dopravním zpožděním pomocí adaptivního PID regulátoru se Smithovým prediktorem ($T_0 = 100$ s).....	14
Obr. č. 15 – Průběh odhadů parametrů tepelného modelu při adaptivní regulaci	14
Obr. č. 16 – Schématické zapojení propojovacího kabelu.....	15

SEZNAM TABULEK

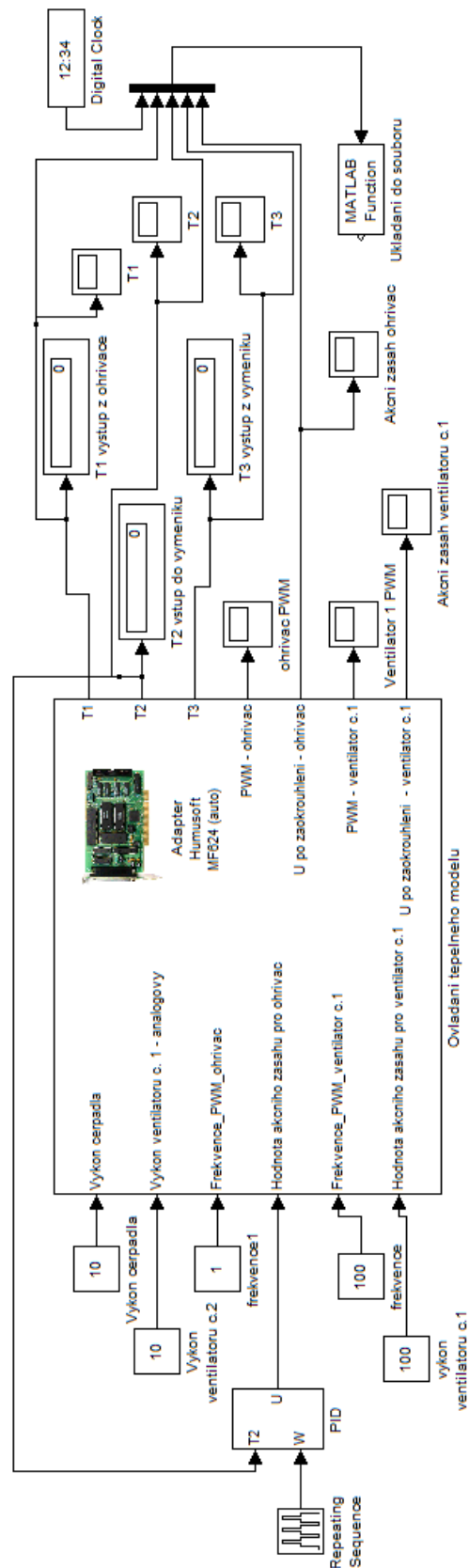
Tab. č. 1 – Číselný seznam zapojení propojovacího kabelu	15
--	----

Přílohy

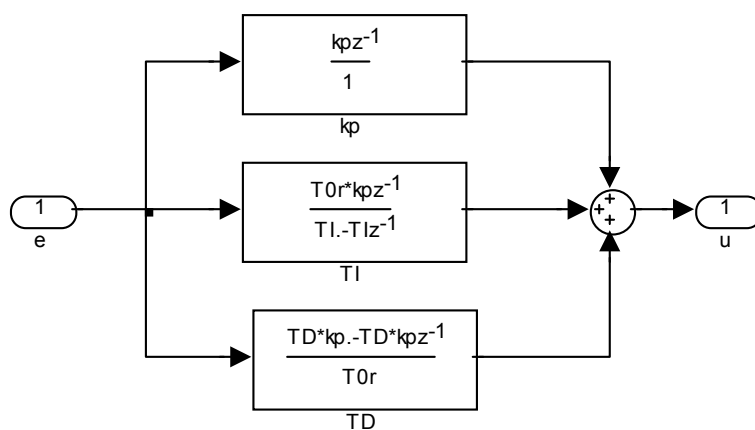
Příloha č. 1 – Blokové schéma zapojení pro měření statické charakteristiky a pro identifikaci tepelného modelu



Příloha č. 2 – Blokové schéma zapojení pro regulaci tepelného modelu



Příloha č. 3 – Blokové schéma zapojení diskrétního PID regulátoru



Legenda:

k_p – proporcionální složka

T_I – časová konstanta integrační

T_D – časová konstanta derivační

T_{0r} – perioda vzorkování regulátoru

Příloha č. 4 – Blokové schéma zapojení adaptivního/neadaptivního diskrétního PID regulátoru se Smithovým prediktorem

