

Tepelný model s dopravním zpožděním

Time delay model

Marek Machů

Dipl. práce
2005



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta Technologická

Vložit oficiální zadání diplomové/bakalářské práce

Děkuji vedoucímu diplomové práce panu prof. Ing. Vladimíru Vaškovi, Csc. za odborné rady a připomínky, které mi poskytoval při řešení diplomové práce.

Dále bych chtěl poděkovat panu Petru Dvořákovi a panu Ing. Aloisi Mynaříkovi za pomoc při řešení technických problémů této diplomové práce.

Prohlašuji, že jsem na celé diplomové práci pracoval samostatně a použitou literaturu jsem citoval.

Ve Zlíně, 13. 06. 2005

.....

jméno diplomanta

Abstrakt

Tato práce se zabývá řízením modelu soustavy s dopravním zpožděním a s rozloženými parametry, která byla vytvořena pro výukové účely. Bude použita pro reálná měření regulačních obvodů jak spojitých, tak i diskrétních. Tato práce řeší vybrané diskrétní regulátory. K propojení modelu s řídicím počítačem byla použita měřicí a transformační jednotka CTRL V3, která umožňuje z prostředí MATLAB 6 oboustranně komunikovat s reálnou laboratorní soustavou a provádět úlohy sběru fyzikálních dat a naopak předávat hodnoty akční veličiny. Komunikace s řídicím PC je realizována prostřednictvím komunikační linky s rozhraním RS 232. K řízení modelu bylo použito metod požadovaného modelu a metody regulace za konečný počet kroků.

Abstract

The work is focused on the control time delay model with distributed parameters, which was made for teaching courses. This model will be apply for the real measurement continuous and discrete controlled systems. This work solves choice discrete controls. For the connection between the model and the control PC was used the measuring unit CTRL V3, which makes the reversible communication possible between the Matlab 6 environment and the real laboratory system and takes exercises of the collection physical date and the way it transmits the value of action quantity. The communication with the control PC is realizes through communication line with interface RS 232. For the control of the model was used the required model method and deadbeat control.

OBSAH

ÚVOD	7
1 ŘÍZENÍ SYSTÉMŮ S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM	9
1.1 DOPRAVNÍ ZPOŽDĚNÍ A JEHO VLIV NA CHOVÁNÍ SYSTÉMU	9
1.1.1 Pojem dopravního zpoždění	9
1.1.2 Vliv dopravního zpoždění na přechodovou charakteristiku	11
1.1.3 Vliv dopravního zpoždění na frekvenční charakteristiku	11
1.2 APROXIMACE DOPRAVNÍHO ZPOŽDĚNÍ	13
1.2.1 Zanedbání dopravního zpoždění	13
1.2.2 Taylorův rozvoj	14
2 TEPELNÝ MODEL S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM	18
2.1 SLOŽENÍ MODELU	18
2.1.1 Čerpadlo WILO RS 25/4	19
2.1.2 Vodoměr Bonega	20
2.1.3 Tlakoměr Cewal TRP 80 VI	20
2.1.4 Ohřívač vody ISEA – Top Glass	20
2.1.5 TTL spínač Cosmo KSD210AC8	21
3 PŘIPOJENÍ MODELU K ŘÍDÍCÍMU POČÍTAČI	22
3.1 MĚŘICÍ JEDNOTKA CTRL V3	22
3.1.1 Vývoj měřicí jednotky CTRL	22
3.1.2 Základní parametry jednotky CTRL V3	23
3.1.3 Připojení jednotky CTRL V3 k PC, komunikační protokol	24
3.1.4 Funkce jednotky CTRL V3	25
3.1.5 Knihovna funkcí pro MATLAB 6	26
3.2 MULTIFUNKČNÍ KARTA ADVANTECH PCL – 812PG	28
3.2.1 Charakteristika karty Adventech	28
3.2.2 Real Time Toolbox	28
3.2.3 Vlastnosti Real Time Toolboxu	28
3.2.4 Nejdůležitější příkazy Real Time Toolboxu a jejich stručná implementace	30
4 IDENTIFIKACE MODELU SOUSTAVY S DZ	33
4.1 STATICKÁ CHARAKTERISTIKA MODELU	35
4.2 PŘECHODOVÉ CHARAKTERISTIKY	35
4.2.1 Přechodová charakteristika pro výkon 10 %	37
4.2.2 Přechodová charakteristika pro výkon 15 %	38
4.2.3 Přechodová charakteristika pro výkon 20 %	39
4.3 VÝPOČET VÝSLEDNÝCH PARAMETRŮ MODELU S DZ	40
5 ŘÍZENÍ SYSTÉMŮ S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM	41
5.1 SEŘÍZENÍ REGULÁTORU METODOU POŽADOVANÉHO MODELU DYNAMIKY	41
5.1.1 Regulační obvod	42
5.1.2 Regulační obvod s číslicovým regulátorem	43
5.1.3 Konkrétní řešení	47
5.1.4 Vzorová úloha pro metodu požadovaného modelu dynamiky	49
5.2 REGULACE METODOU KONEČNÉHO POČTU KROKŮ	58
5.2.1 Klasický přístup při návrhu diskrétního regulátoru umožňujícího ukončit regulační pochod za nejmenší počet kroků	59
5.2.2 Vzorová úloha pro metodu DB, klasický přístup	66
ZÁVĚR	73
SEZNAM POUŽITÝCH ZDROJŮ	82
SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK	83
SEZNAM OBRÁZKŮ	84
SEZNAM TABULEK	86

SEZNAM PŘÍLOH.....	87
---------------------------	-----------

ÚVOD

Řízení systémů s dopravním zpožděním je mnoho let ožehavým problémem teorie řízení a mnoho klasických metod syntézy při návrhu regulátoru pro takový proces havaruje. Dopravní zpoždění je však typickou a velmi častou vlastností technologických procesů. Projevuje se zpožděním výstupního signálu vzhledem k časovému působení vstupního signálu a to právě o časovou hodnotu dopravního zpoždění T_d . Dopravní zpoždění bývá nejčastěji způsobeno prodlevou díky dopravě materiálu nebo média, prodlevou v měření a dobou potřebnou k přestupu tepla.

Pro řízení systémů s dopravním zpožděním byly postupně navrženy mnohé postupy, jako je použití klasického Smithova prediktoru a jeho dále vyvinutých modifikací, použití různých konfigurací P, PI, PID regulátorů, metoda požadovaného modelu, metoda robustního řízení založená na minimalizaci normy H^∞ a některé další. Tyto metody se liší jak použitými konfiguracemi systému řízení, tak základními přístupy a matematickými postupy při návrhu regulátorů.

Tato práce se zabývá řízením modelu soustavy s dopravním zpožděním a s rozloženými parametry, který vytváří regulovanou soustavu pro výukové účely. Tento model představuje soustavu s dopravním zpožděním změny teploty v koncovém místě maximálně 7 minut. Jeho velikost lze měnit otáčkami čerpadla a nebo pomocí polohy trojcestného ventilu. V potrubí se současně vytváří rozložení teploty v místech, které je snímáno pomocí čtyř snímačů Pt100, tj. realizuje se soustava s rozloženými parametry.

K řízení modelu byla použita měřicí jednotka CTRL V3 s jejíž pomocí lze poměrně snadno z prostředí MATLAB 6 řídit reálné laboratorní soustavy a provádět úlohy sběru fyzikálních dat. PC doplněné o měřicí jednotku CTRL V3 může prostřednictvím komunikační linky s rozhraním RS 232 (případně USB) měřit nebo vysílat elektrické analogové nebo logické signály. Výhoda tohoto řešení oproti běžným multifunkčním kartám je především v nízké ceně, snadné přenositelnosti mezi různými PC a poměrně snadné obsluze.

K řízení modelu bylo použito metod požadovaného modelu a metody s konečným počtem kroků regulace (deadbeat), jež jsou vhodné právě pro řízení systémů s dopravním zpožděním. Jednotlivé metody jsou v této práci nejprve simulačně ověřeny v prostředí

programu Matlab/Simulink a poté následovány praktickým měřením na modelu pro dvě velikosti T_d .

Součástí této práce jsou programy, včetně jejich vývojových diagramů, vytvořené v programovém prostředí Matlab 6.5 Release 13, sloužící pro komunikaci mezi řídicím PC a jednotkou CTRL V3, která umožňuje řízení a sběr dat z modelu. Jedna kapitola se navíc zabývá možností řízení tohoto modelu pomocí multifunkční karty Advantech PCI-1711 za použití Real Time Toolboxu, jež je částí programu Matlab.

1 ŘÍZENÍ SYSTÉMŮ S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM

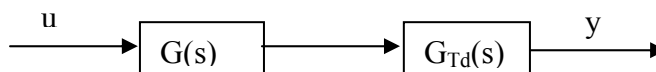
1.1 Dopravní zpoždění a jeho vliv na chování systému

1.1.1 Pojem dopravního zpoždění

Řízení systémů s dopravním zpožděním je mnoho let ožehavým problémem teorie řízení a mnoho klasických metod syntézy při návrhu regulátoru pro takový proces havaruje. Dopravní zpoždění je však typickou a velmi častou vlastností technologických procesů. Projevuje se zpožděním výstupního signálu vzhledem k časovému působení vstupního signálu a to právě o časovou hodnotu dopravního zpoždění T_d . Dopravní zpoždění v technologickém procesu bývá způsobeno:

- prodlevou v měření
- prodlevou díky dopravě materiálu nebo média
- dobou potřebnou k výpočtům
- dobou potřebnou k přestupu tepla

Již od 40. let se ustálila zjednodušující představa, že veškerý účinek různých zpoždění lze shrnout do jednoho bloku dopravního zpoždění (DZ), který je sériově spojen s modelem soustavy, tak jak je znázorněno na obr.1. Člen $G(s)$ v tomto případě představuje přenos soustavy bez DZ a člen $G_{T_d}(s)$ přenos samotného DZ.



Obr. 1. Systém s DZ

Chování systému s DZ, tedy systému, ve kterém je výstupní signál zpožděn vzhledem k časovému působení vstupního signálu, lze popsat diferenciální rovnicí:

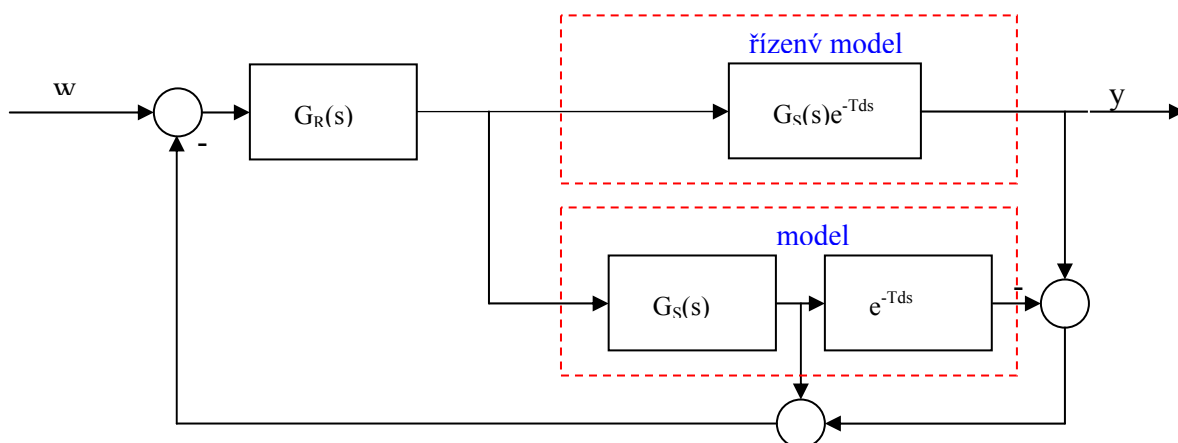
$$\sum_{i=0}^n a_i y^{(i)}(t) = \sum_{j=0}^m b_j u^{(j)}(t - T_d) \quad (1.1)$$

kde a_i, b_i jsou konstantní koeficienty, T_d je dopravní zpoždění, $u(t - T_d)$ je vstupní veličina a $y(t)$ výstupní veličina systému, a kde platí nerovnost $m < n$. Přenosová funkce systému s DZ má tvar:

$$G_S(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = G(s)G_{Td}(s) = \frac{b(s)}{a(s)} e^{-T_d s} = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} e^{-T_d s} \quad (1.2)$$

kde $a(s)$ je polynom nomický (normovaný na jednotkový koeficient u nejvyšší mocniny) a oba polynomy $b(s)$, $a(s)$ opět splňují podmínku $\deg b(s) < \deg a(s)$.

Přítomnost dopravního zpoždění má negativní vliv na stabilitu a kvalitu řízení technologických procesů. Klasickým řešením pro kompenzaci dopravního zpoždění byl Smithův prediktor obr.2, který byl různě vylepšován a modifikován. Jistou nevýhodou všech Smithových prediktorů je nutnost přítomnosti celého modelu systému ve zpětné vazbě.



Obr. 2. Smithův predikátor

Pomocí blokové algebry lze odvodit přenos řízení rozvětveného regulačního obvodu

$$G_w(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_R(s)G_S(s)e^{-T_d s}}{1 + G_R(s)G_S(s)e^{-T_d s} - G_R(s)G_S(s)e^{-T_d s} + G_R(s)G_S(s)} \quad (1.3)$$

po úpravě získáme charakteristickou rovnici uzavřeného obvodu bez dopravního zpoždění

$$1 + G_R(s)G_S(s) = 0 \quad (1.4)$$

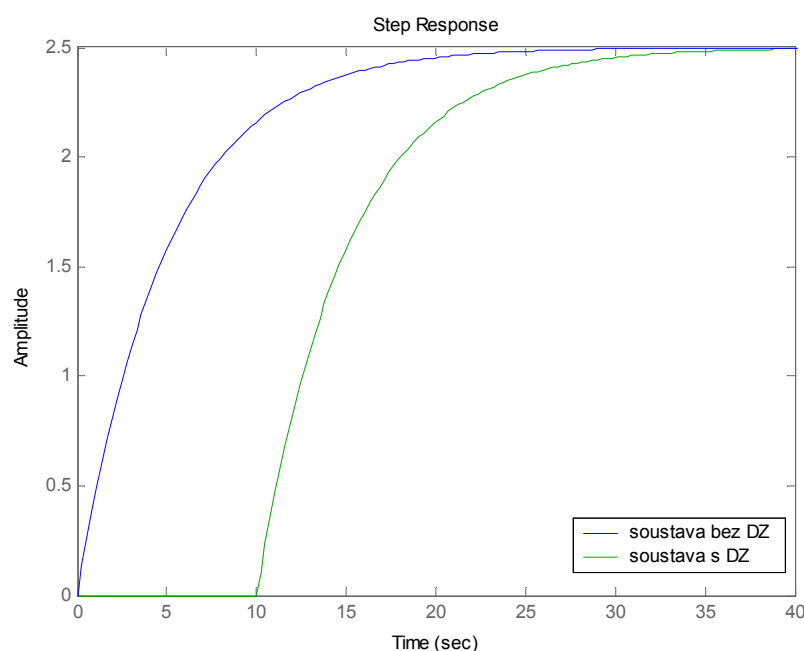
Jiným přístupem k řízení systémů s dopravním zpožděním je jeho aproximace.

1.1.2 Vliv dopravního zpoždění na přechodovou charakteristiku

Z vlastností DZ je zřejmé, že se u přechodové charakteristiky systému projeví pouze jako časové posunutí způsobené prodlevou T_d . Na obr. 3 je znázorněno srovnání přechodové charakteristiky pro soustavu prvního řádu popsanou přenosem:

$$G_s(s) = \frac{b_0}{s + a_0} \cdot e^{-T_d s} \quad (1.5)$$

kde $b_0 = 0,5$; $a_0 = 0,2$ a kde $T_d = 0$ pro soustavu bez DZ $T_d = 10$ pro soustavu s DZ.



Obr. 3. Vliv DZ na přechodovou charakteristiku

1.1.3 Vliv dopravního zpoždění na frekvenční charakteristiku

Sekvenční přenos samotného členu DZ je:

$$G_{T_d}(j\omega) = e^{-jT_d\omega} = e^{j\varphi_{T_d}} = \cos(T_d\omega) - j \cdot \sin(T_d\omega) \quad (1.6)$$

Kde ω je úhlová rychlost a φ_{T_d} je fázový úhel. Jeho frekvenční charakteristika je jednotková kružnice, kterou koncový bod jednotkového vektoru proběhne nekonečněkrát při $\omega \in (0; \infty)$.

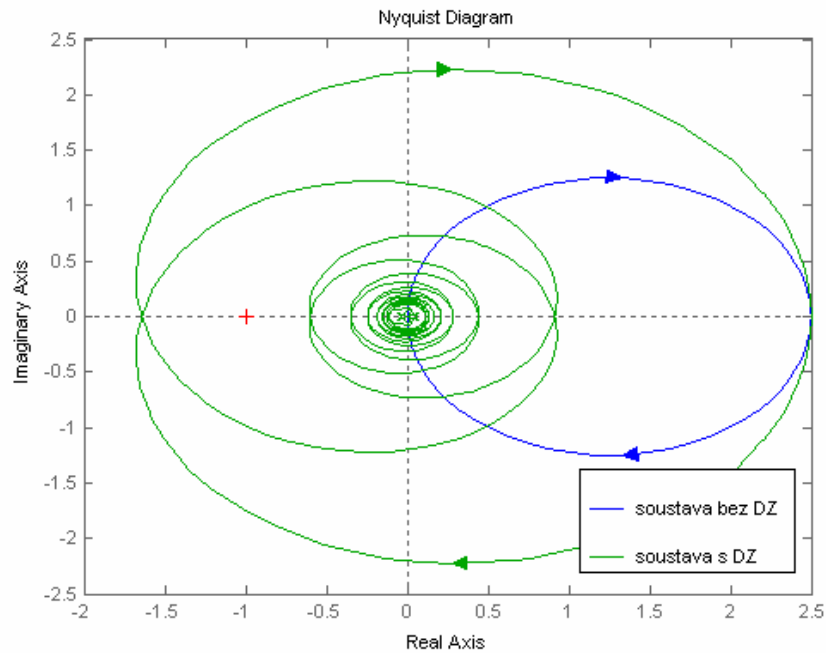
Frekvenční přenos systému s DZ je:

$$G_s(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{U(j\omega)} = G(j\omega)G_{T_d}(j\omega) \quad (1.7)$$

a po převedení do exponenciálního tvaru vypadá následovně:

$$G_S(j\omega) = |G(j\omega)| \cdot e^{j\varphi(\omega)} \cdot |G_{T_d}(j\omega)| \cdot e^{j\varphi_{T_d}(\omega)} = |G(j\omega)| \cdot e^{j[\varphi(\omega) + \varphi_{T_d}(\omega)]} \quad (1.8)$$

Podle (1.8) lze říci, že výsledný modul přenosu soustavy s DZ je stejný, jako modul přenosu soustavy bez DZ a jeho původní fázový úhel φ se natočí o φ_{T_d} . S rostoucím ω roste i fázový úhel ($\varphi_{T_d} = -T_d \omega$), takže frekvenční charakteristika soustavy s DZ se začíná „otáčet“ kolem středu $[0;0]$. Příkladem je obr. 3, kde je znázorněna frekvenční charakteristika pro soustavu popsanou přenosem (1.5) s příslušnými parametry, bez DZ i s DZ.



Obr. 4. Vliv DZ na frekvenční charakteristiku

Obr. 4 je ilustrací zajímavého a důležitého faktu. DZ totiž změnilo vztah frekvenční charakteristiky soustavy ke kritickému bodu $[-1;0]$ ve smyslu Nyquistova kritéria. Systém s DZ i bez DZ má stejný počet i polohu pólů (jediný, stabilní). Přesto je zpětnovazební stabilita obou systémů zásadně odlišná.

1.2 Aproximace dopravního zpoždění

Obsahuje-li nominální přenos nelineární člen $e^{-T_d s}$ dopravního zpoždění, je nutné tento člen linearizovat, tedy v časové oblasti řešení převést na lineární diferenciální rovnice. Aproximaci lze vykonat několika způsoby, níže budou popsány a uvedeny jejich výhody a nevýhody.

Uvažujme model soustavy 1. řádu s dopravním zpožděním:

$$G(s) = \frac{K}{s + \alpha} e^{-T_d s} \quad (1.9)$$

kde změnou konstanty α se mění základní vlastnost soustavy, tedy stabilita, a to následujícím způsobem. Je-li $\alpha > 0$ soustava je s stabilní, $\alpha < 0$ soustava se stává nestabilní, pro $\alpha = 0$ získává soustava integrační chování. Pro další konstanty z rovnice přenosu (1.9) předpokládejme $K \neq 0$, velikost dopravního zpoždění $T_d > 0$.

Všechny uváděné modely lze po aproximaci zapsat v linearizovaném tvaru:

$$G(s) = \frac{K}{s + \alpha} e^{-T_d s} \approx \frac{b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} \quad (1.10)$$

1.2.1 Zanedbání dopravního zpoždění

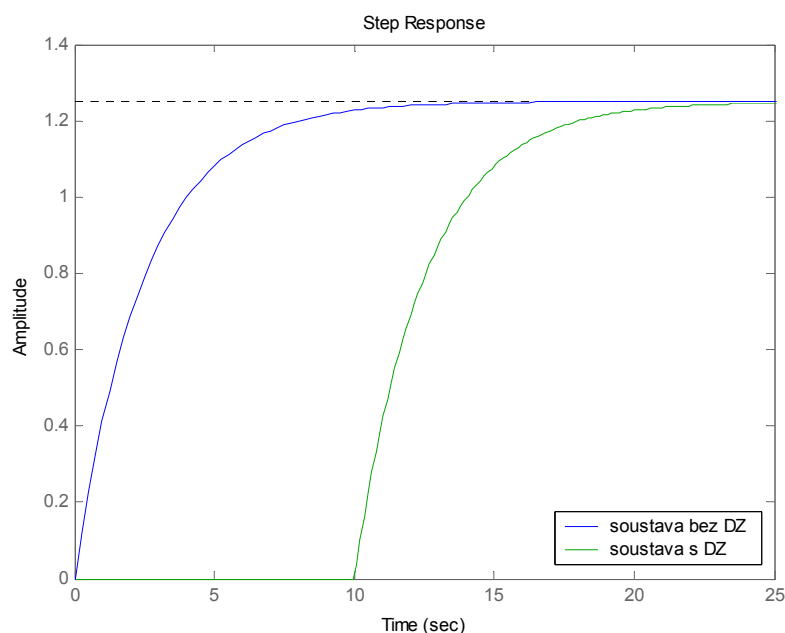
Jako nejjednodušší aproximace se nabízí prosté zanedbání dopravního zpoždění. Tento způsob zjednodušuje celý dále popisovaný postup návrhu regulátoru, avšak na úkor kvality regulačního procesu pro malé hodnoty T_d , a až na úkor stability uzavřené regulační smyčky pro větší hodnoty zpoždění. Přenosová funkce soustavy se mění na:

$$G(s) = \frac{K}{s + \alpha} \quad (1.11)$$

Následující graf ukazuje přechodovou odezvu na jednotkový skok (obr. 5.). pro původní přenos (1.9) a aproximovaný přenos (1.11).

Uvažujme nominální soustavu:

$$G(s) = \frac{0,5}{s + 0,4} e^{-10s} \quad (1.12)$$



Obr. 5. Srovnání přechodové odezvy nominální soustavy a soustavy se zanedbáním DZ

1.2.2 Taylorův rozvoj

Z matematické analýzy známý Taylorův rozvoj lze s úspěchem aplikovat i na aproximaci členu $e^{-T_d s}$. Obecný tvar Taylorova rozvoje v okolí bodu u_0 je:

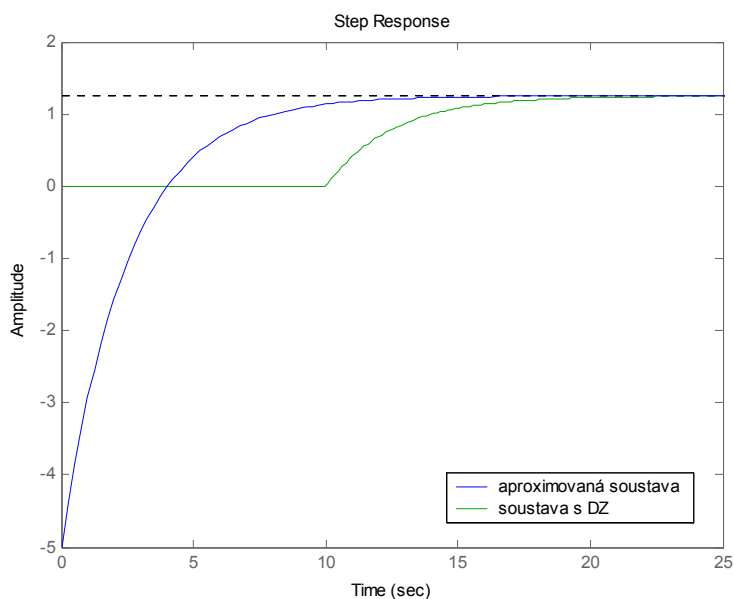
$$y \approx f(u_0) + \frac{\partial f}{\partial u} \frac{(u - u_0)}{1} + \frac{\partial^2 f}{\partial u^2} \frac{(u - u_0)^2}{2} + \dots + \frac{\partial^{(n)} f}{\partial u^{(n)}} \frac{(u - u_0)^n}{n!} \quad (1.13)$$

Rozvoj exponenciální funkce $e^{-T_d s}$ pro první člen získá tvar:

$$e^{-T_d s} \approx 1 - T_d s \quad (1.14)$$

Taylorova aproximace v čitateli

Zásadní nevýhodou Taylorovy aproximace v čitateli (1.14) je tvar rozvoje, který poskytuje z hlediska teorie přenos s nestabilním čitatelem (neminimálně fázový), dále zvyšuje řád čitatele a obecně není možno jej použít libovolného stupně neboť dochází k potížím s ryzostí (fyzikální realizovatelností) přenosových funkcí.



Obr. 6. Srovnání přechodové odezvy nominální soustavy a aproximované soustavy v čitateli

Aproximace Taylorovým členem v čitateli je následující:

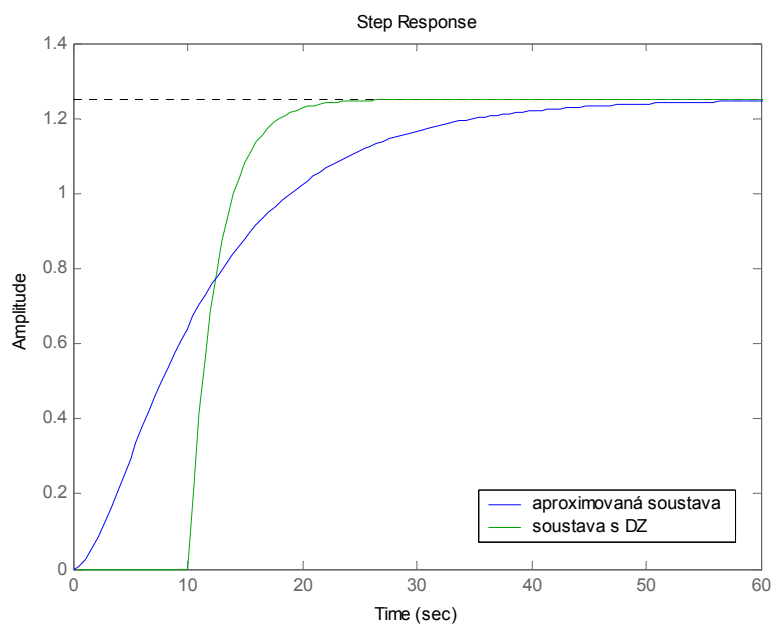
$$G(s) = \frac{K}{s + \alpha} e^{-T_d s} \approx \frac{K(1 - T_d s)}{(s + \alpha)} = \frac{-KT_d s + K}{s + \alpha} = \frac{b_1 s + b_0}{s + \alpha} \quad (1.15)$$

provedená substituce: $b_1 = -KT_d$; $b_0 = K$; $a_1 = 1$; $a_0 = \alpha$

Taylorova aproximace ve jmenovateli

Jednoduchou úpravou lze vztah $e^{-T_d s}$ převést na $\frac{1}{e^{T_d s}}$. Takto upravená hodnota dopravního zpoždění vede k rozvoji dopravního zpoždění ve jmenovateli, což se z hlediska ryzosti přenosových funkcí jeví jako mnohem výhodnější.

$$e^{T_d s} \approx 1 + T_d s \quad (1.16)$$



Obr. 7. Srovnání přechodové odezvy nominální soustavy a aproximované soustavy ve jmenovateli

Naznačíme-li nahrazení Taylorovým členem ve jmenovateli, potom:

$$G(s) = \frac{K}{(s + \alpha)(1 + T_d s)} = \frac{K}{T_d s^2 + s(\alpha T_d + 1) + \alpha} = \frac{K / T_d}{s^2 + s\left(\frac{1}{T_d} + \alpha\right) + \frac{\alpha}{T_d}} = \frac{b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} \quad (1.17)$$

po substituci platí:

$$b_0 = \frac{K}{T_d}; a_2 = 1; a_1 = \frac{1}{T_d} + \alpha; a_0 = \frac{\alpha}{T_d} \quad (1.18)$$

Padého aproximace

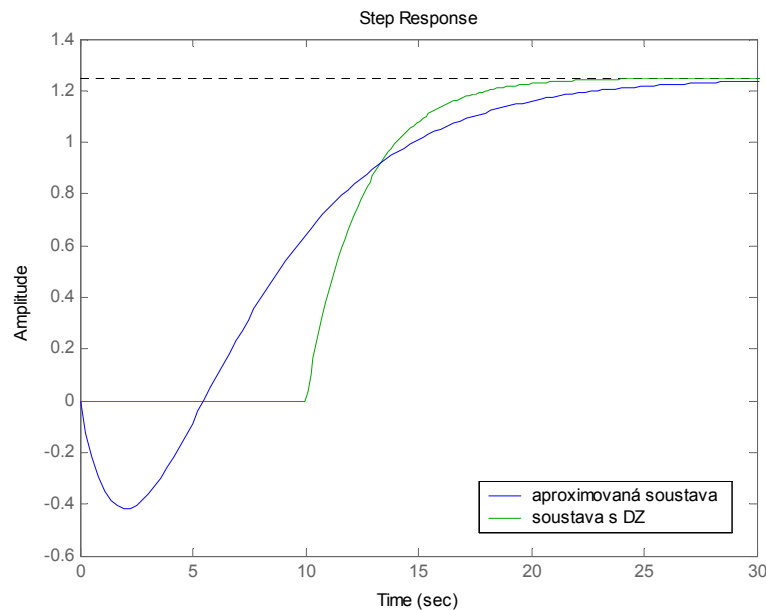
Známy Padého rozvoj lze též s úspěchem použít na aproximaci dopravního zpoždění. Jeho obecný zápis je:

$$e^{-T_d s} = \frac{e^{-\frac{T_d s}{2}}}{e^{\frac{T_d s}{2}}} \approx \frac{1 - \frac{T_d s}{2} + \dots + \frac{(-1)^n \left(\frac{s T_d}{2}\right)^n}{n!}}{1 + \frac{T_d s}{2} + \dots + \frac{\left(\frac{s T_d}{2}\right)^n}{n!}} \quad (1.19)$$

Zaměříme se na první aproximaci, ostatní jsou již komplikované. Konkrétní tvar aproximace dopravního zpoždění pro volbu $n=1$ je:

$$e^{-T_d s} \approx \frac{1 - \frac{T_d s}{2}}{1 + \frac{T_d s}{2}} \quad (1.20)$$

Na obr. 8 je srovnání nominálního a aproximovaného modelu.



Obr. 8 Srovnání přechodové odezvy nominální soustavy a Padého aproximace

Nevýhodou Padého aproximace je zvýšení řádu systému a zavedení nestabilní nuly do čitatele aproximovaného přenosu, jak lze vidět na konkrétním příkladu

$$G(s) = \frac{K}{s + \alpha} e^{-T_d s} \approx \frac{K \left(1 - \frac{T_d}{2} s\right)}{(s + \alpha) \left(1 + \frac{T_d}{2} s\right)} = \frac{-\frac{T_d}{2} K s + K}{\frac{T_d}{2} s^2 + s \left(\frac{\alpha T_d}{2} + 1\right) + \alpha} = \frac{-K s + \frac{2K}{\tau}}{s^2 + s \left(\frac{2}{T_d} + \alpha\right) + \frac{2\alpha}{T_d}} = \frac{b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} \quad (1.21)$$

po substituci platí:

$$b_0 = \frac{2K}{T_d}; b_1 = -K; a_2 = 1; a_1 = \frac{2}{T_d} + \alpha; a_0 = \frac{2\alpha}{T_d} \quad (1.22)$$

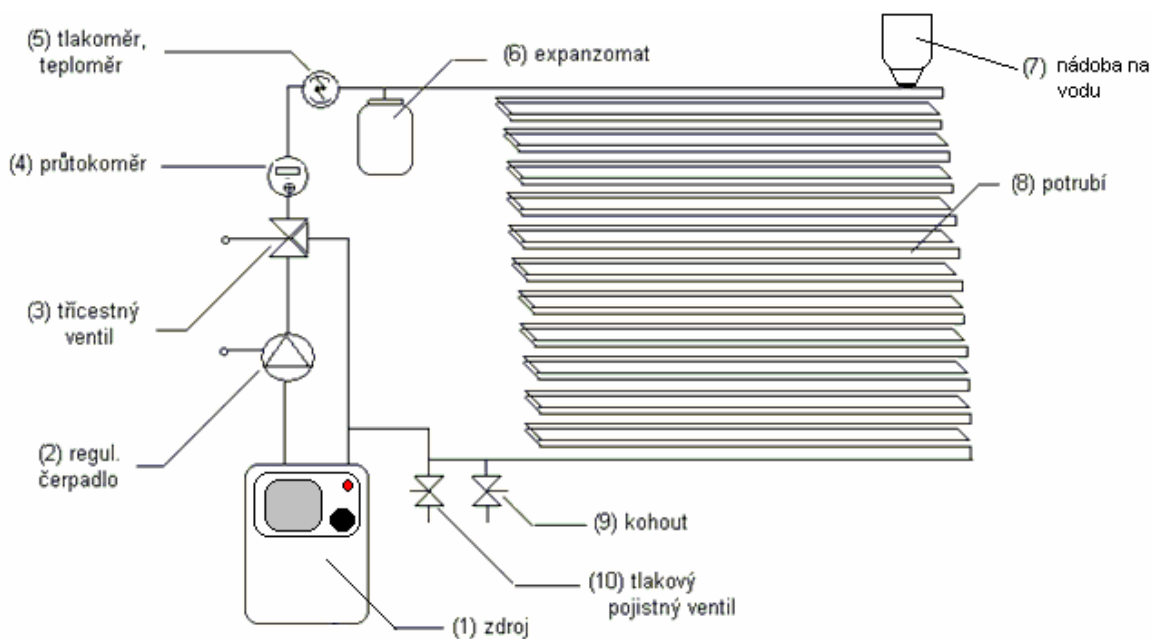
Výhody Padého aproximace vyniknou zejména při návrhu regulátorů pro nestabilní soustavy.

2 TEPELNÝ MODEL S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM

Model soustavy s dopravním zpožděním a s rozloženými parametry (dále jen model SDR) vytváří regulovanou soustavu pro výukové účely. Je konstruován na rám o ploše 1x1x0,5m.

2.1 Složení modelu

Model obsahuje zdroj teplé vody (TV) s elektrickým ohřevem, který lze regulovat pomocí termostatu v rozmezí $30 \div 75$ °C. Výstup teplé vody jde přes čerpadlo s proměnnými otáčkami do trojcestného ventilu. Zde se proud rozděluje na vratnou spojku a do potrubí soustavy a k výměníku. Potrubí je složeno z několika meandrů. Výměník má možnost vytvářet proměnný odvod tepla a vytvářet poruchy. Z výměníku se vrací tok vratnou větví. Schéma modelu je znázorněno na obr. 9.

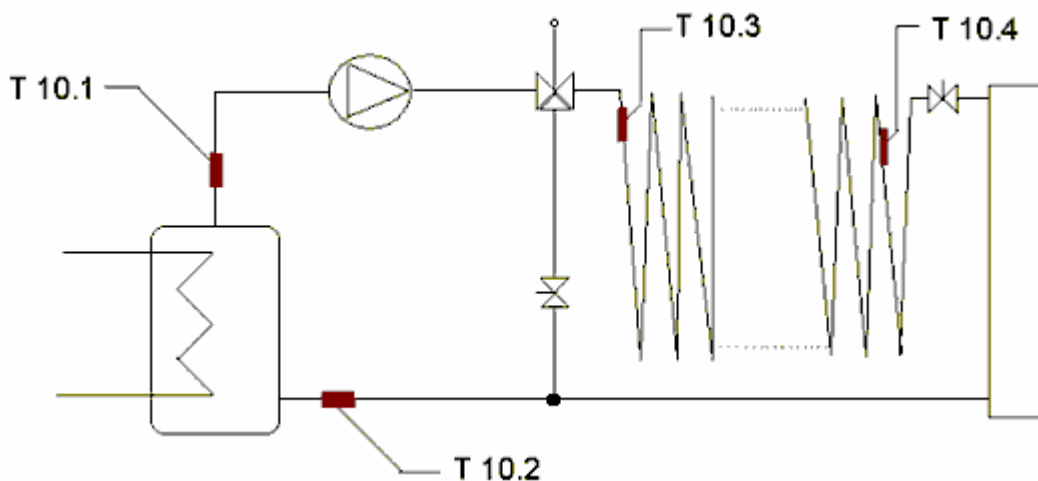


Obr. 9. Schéma modelu

Z hlediska TPA je model osazen:

- T 10.1 teplota výstupu ze zdroje TV, výstup 4...20mA/0...10V
- T 10.2 teplota vratu TV, výstup 4...20mA/0...10V
- T 10.3, T 10.4 teplota ve spojovacím potrubí, výstup 4...20mA/0...10V

- **Cosmo** spínací jednotka 4 ÷ 12 V



Obr. 10. Technologické schéma procesu

Model SDR představuje soustavu s dopravním zpožděním změny teploty v koncovém místě maximálně 7 minut. Jeho velikost se nastavuje otáčkami čerpadla a nebo polohou ventilu. V potrubí se současně vytváří rozložení teploty v místech T 10.3 a T 10.4., tj. realizuje se soustava s rozloženými parametry.

2.1.1 Čerpadlo WILO RS 25/4

Bezúdržbové, mokroběžné cirkulační čerpadlo pro montáž do potrubí s manuálním 3-stupňovým přepínáním otáček. Motor odolný proudu při zablokování rotoru. Těleso z šedé litiny, oběžné kolo z plastické hmoty zesílené skleněnými vlákny, hřídel z chromové oceli s grafitovými kluznými ložisky.



Obr. 11. Čerpadlo WILO RS 25/4

Technické parametry:

- Čerpané médium: užitková voda
- Provozní teplota: 20 ÷ 70 °C
- Druh napájení: ~230 V / 50 Hz

- Příkon P1 (max): $0,056 \div 0,068$ kW

2.1.2 Průtokoměr Bonega

Průtokoměr Bonega T/13 (20) je jednovtokový lopatkový bytový průtokoměr na studenou i teplou pitnou vodu do teploty 90°C s vnitřní hradítkovou regulací a suchoběžným počítadlem s kolečkem pro fotometrické odečítání. Odečítat stav průtokoměru na počítadle lze s přesností na 1 litr.



Obr. 12. Průtokoměr Bonega

Počítadlo je upevněno a utěsněno neodstranitelným plombovacím upínacím kroužkem v barvě červené pro teplé průtokoměry a barvě modré pro studené průtokoměry. Vnější povrch tělesa je poniklován kvůli antikorozním vlastnostem a lepšímu vzhledu..

2.1.3 Tlakový Cewal TRP 80 VI

Tlakový složený z pružinového manometru a termometru s bimetaldovou spirálou. Provozní tlak $0 \div 4$ bar, provozní teplota $0 \div 120$ °C.



Obr. 13. Tlakový Cewal TRP 80 VI

2.1.4 Ohříváč vody ISEA – Top Glass

Průtokový ohříváč vody určený pro montáž nezávisle na centrálním systému.

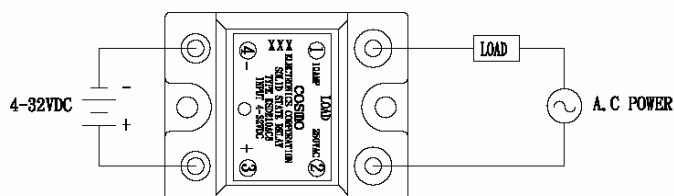


Obr. 14. Ohříváč vody ISEA

Parametry:

- objem 5 l
- tlak 80 N/cm²
- výkon 2000 W
- čas ohřevu 20 ÷ 65 °C : 7'

2.1.5 TTL spínač Cosmo KSD210AC8



Obr. 15. Cosmo KSD210AC8

Parametry:

- Vstupní napětí a proud: $4 \div 32$ VDC, $4 \div 12$ mA
- Výstupní napětí a proud: 250 VAC, 100 A
- Pracovní teplota $30 \div 100$ °C
- Doba sepnutí, doba rozepnutí: 8,3 ms

3 PŘIPOJENÍ MODELU K ŘÍDÍCÍMU POČÍTAČI

Tato diplomová práce se podrobně zabývá řízením modelu pomocí měřicí jednotky CTRL V3, proto téměř veškerá měření na modelu byla provedena pomocí této jednotky. V rámci této diplomové práce bylo také odzkoušeno řízení a sběr dat modelu pomocí karty Adventech PCI-1711 za použití knihovny Real Time Toolbox, jež je částí programu Matlab .

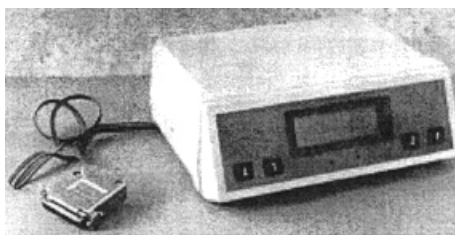
3.1 Měřicí jednotka CTRL V3

3.1.1 Vývoj měřicí jednotky CTRL

Myšlenka sestavit jednotku CTRL vznikla za účelem snadného propojení počítače s reálným řízeným procesem, aby bylo možné jednoduše ověřit výsledky teoretické vědecké práce na fyzikálních modelech reálných soustav.

Návrh první jednotky vznikl na počátku devadesátých let minulého století a jelikož se zejména v zahraničí pro simulace řízení hojně používal program Matlab, vznikla myšlenka vyvinout samostatnou a snadno přenosnou jednotku, která by MATLAB propojila s okolním světem a tak rozšířila jeho možnosti také na práci s reálnými soustavami. Byly vyvinuty a vyrobeny první prototypy takové jednotky na bázi mikroprocesoru Intel řady 8048 komunikující s MATLAB 2. Jednotka dostala název CTRL (kontrol) a s počítačem komunikovala pomocí sériové linky. Byla schopná generovat i reálný čas a proto bylo možné vytvářet plnohodnotné regulační systémy. Regulátor pracoval v prostředí MATLAB, soustava byla reálná.

Další typ CTRL V92 byl postaven na bázi mikroprocesorů řady 51 a určen pro MATLAB 4. Podobně jako poslední typ CTRL V94, který pracoval na bázi mikroprocesoru Philips 80C552. Ten měl také vlastní zobrazovač a je pro srovnání ukázán na obr. 16. Obě verze se rychle rozšířili do laboratoří vysokých škol. Aby mohly pracovat také pod MATLAB 6, bylo vyvinuto zcela nové programové vybavení.



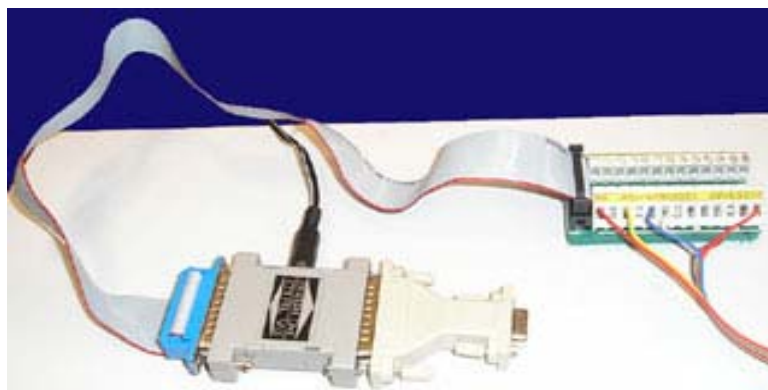
Obr. 16. Jednotka CTRL

V94

Protože vývoj elektroniky a souvisejících technologií zaznamenal za poslední roky ohromný pokrok a potřeba řízení reálných procesů je stále aktuální, jevílo se jako účelné vyvinout a postavit jednotku CTRL zcela novou. Dalším impulsem byla také skutečnost, že od verze MATLAB 6 je standardní součástí podpora komunikace se zařízením pomocí sériové linky počítače. Do budoucna je perspektivní také použití USB portů. Vznikla také moderní rozměrově minimalizovaná a kompaktní jednotka a byla vyvinuta její podpora pro MATLAB 6. S její pomocí lze poměrně snadno z prostředí MATLAB 6 řídit reálné laboratorní soustavy a provádět úlohy sběru fyzikálních dat. Jednotka byla pojmenována jako CTRL V3 a je osazena procesorem PIC 16F876A.

3.1.2 Základní parametry jednotky CTRL V3

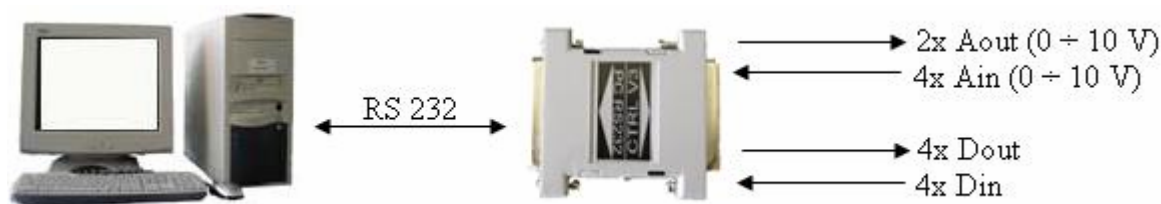
Nová jednotka CTRL V3 má 4 analogové vstupy ($0 \div 10$ V), 2 analogové výstupy ($0 \div 10$ V, 50 mA) při 9-bitovém rozlišení a 4 logické vstupy a výstupy. Logické výstupy jsou také přizpůsobeny k přímému ovládání 12V relé. Jednotka je umístěna v běžném sériovém krytu mezi dvěma konektory CANON 25. Na jedné straně je signálový konektor a na druhé konektor pro sériovou linku, která má opto-elektrické oddělení. Při připojení k počítači není nutné instalovat žádné ovladače. K signálovému konektoru je možné ještě zapojit speciální svorkovnici, která může usnadnit připojení k vnějšímu zařízení. Napájení CTRL V3 je z univerzálního nestabilizovaného 12 V zdroje (min. 300 mA). V případě použití USB portu je ještě k dispozici převodní konektor USB/RS 232. Při připojení jednotky CTRL V3 k USB portu je však třeba použít zvláštní ovladač. Sestava prototypu CTRL V3 spolu se svorkovnicí a zdrojem je na obr. 17.



Obr. 17. Nová jednotka CTRL V3 se svorkovnicí

3.1.3 Připojení jednotky CTRL V3 k PC, komunikační protokol

Jednotku CTRL V3 stačí připojit k sériovému portu počítače a je připravena k činnosti. Jednotka může kromě měření a vysílání analogových a logických signálů na požádání, posílat obraz vstupů a výstupů periodicky a tím také pro MATLAB 6 vytvářet reálný čas. Připojení jednotky k sériovému portu počítače je schématicky znázorněno na obr. 18.



Obr. 18. Připojení jednotky CTRL V3 k počítači

Sériová komunikace s jednotkou má následující parametry: 19200 Baud, 8 datových bitů, bez parity, 1 stop bit. Signál DTR musí být ve stavu ON, jinak jednotka neodpovídá, ale výstupní povely provádí. V prostředí MATLAB 6 lze vytvořit objekt sériového portu s těmito parametry např. následujícím způsobem:

% vytvoř seriál port objekt s požadovanými parametry

```
s = seriál(com,'BaudRate',19200, 'DataBits',8, 'Parity', 'none', 'StopBits',1, 'Terminator',  
'CR/LF', 'DataTerminalReady', 'on')
```

fopen(s) % spoj seriál port objekt se zařízením

Komunikační protokol s jednotkou CTRL V3 je znakový (7 bit Us-ASCII) a je navržený s ohledem na možnosti MATLAB 6. Je využita funkce terminátoru „CRLF“. K vysílaným příkazům se terminátor automaticky přidává. CTRL V3 na každý příkaz odpoví

potvrzovací zprávou, případně chybovým hlášením. Každý povel začíná řetězcem „@05“. Následuje vlastní příkaz, který je zakončen terminátorem „CRLF“. Na začátku odpovědi od zařízení je řetězec „#“. Následují data (pří. chybová hlášení) a terminátor „CRLF“.

Např. pro zjištění stavu digitálního vstupu I0 je nutné odeslat příkaz „@05 I0“+CRLF. Pokud je na vstupu 0 je přijat řetězec „#05 I0=0“+CRLF. Tomu odpovídá následující skript:

```
fprint(s, '%s\n', '@05 I0');           % zapiš příkaz
odpověď = fgetl(s);                     % přečti odpověď
y = str2num(odpověď(8));                 % převed' část odpovědi na číslo
```

3.1.4 Funkce jednotky CTRL V3

Následuje přehled základních funkcí jednotky CTRL V3. Všechny lze využívat přímo z prostředí programu MATLAB 6. Ke zjednodušenému používání některých z nich jsou dále vytvořeny speciální skripty.

Ovládání výstupů

- nastavení, vypnutí digitálního výstupu (případně všech najednou)
- zjištění stavu digitálního výstupu (případně všech)
- podmíněný časový bitový výstup – při stavu 1 vybraného digitálního vstupu (nebo také okamžitě po vydání příkazu) se na požadovanou dobu sepne digitální výstup. Modifikací příkazu lze vypnout čítač, případně zajistit, že se digitální výstup nerozepne. Příkazem lze zjistit stav sestupného čítače (případně všech).
- generování impulsů na digitálním výstupu. Parametry příkazu jsou počet impulsů, jejich šířka, šířka mezery a koncový stav.
- nastavení analogového výstupu

Načítání vstupů

- zjištění stavu digitálního vstupu (případně všech). Kromě aktuální hodnoty lze také detekovat existenci impulsů 0-1-0 nebo 1-0-1 (od posledního čtení). Příkazem lze zjistit pouze změny digitálních vstupů od posledního čtení.

- vstupy čítačů se volí programově z digitálních vstupů. Lze zjistit stav čítače (případně všech) a nebo nastavit jeho hodnotu.
- přečtení analogového vstupu

Operace s pamětí

- načtení a zápis do paměti EEPROM. Lze nastavovat různé parametry ovlivňující funkce CTRL V3 (povolení či zakázání automatického vysílání změn digitálních vstupů, přednastavený stav digitálních výstupů po resetu, hodnoty čítačů, zdrojové vstupy pro čítače, periodu automatického vysílání obrazu vstupů a výstupů a další).

3.1.5 Knihovna funkcí pro MATLAB 6

Aby byla práce s CTRL V3 z pohledu uživatele co nejjednodušší a nevyžadovala podrobnou znalost komunikačního protokolu, byla vytvořena knihovna funkcí pro MATLAB 6. Ty slouží jako stavební bloky při vytváření vlastních aplikací. Použitím funkcí se zvýší přehlednost programu, ve funkcích dochází ke kontrole parametrů (povolených hodnot), ke konverzi na konkrétní příkaz a k jeho vyslání, k dekodování přijaté odpovědi do číselného formátu nebo generování chybového hlášení. Knihovna obsahuje následující funkce:

function s = open_port(com)

Vytvoří seriál port objekt **s**, nastaví jeho parametry a spojí se zařízením **com** – jméno sériového portu (např. 'COM1', 'COM2',...)

function y = get_y(s, typ, index)

Přečte vstup CTRL. **y** je hodnota přečteného analogového vstupu (napětí 0÷10 V) nebo digitálního vstupu (0 – na vstupu je 0, 1 – na vstupu byl jeden nebo více impulsů 0-1-0 od posledního čtení, 2 na vstupu byl jeden nebo více impulsů 1-0-1 od posledního čtení, 3 – na vstupu je 1). Parametr **typ** určuje, zda se jedná o analogový nebo digitální vstup ('a', 'd'). **Index** je číslo vstupu (u analogových 0÷3, u digitálních 0÷3).

function set_u(s, typ, index, hodnota)

Nastaví výstup CTRL. Parametr **typ** určuje, zda se jedná o analogový nebo digitální výstup ('a', 'd'). **Index** je číslo výstupu (u analogových 0÷1, u digitálních 0÷3). **Hodnota** je hodnota analogového výstupu (napětí 0÷10 V) nebo hodnota digitálního výstupu (0,1).

function set_t(s,perioda)

Nastaví periodu automatického vysílání obrazu vstupů a výstupů na hodnotu **perioda** v sekundách. Hodnota periody 0 vypíná automatické vysílání.

function [ya,yd,ua,ud]=get_msg(s)

Počká na zprávu od CTRL a vrátí obraz vstupů a výstupů. **ya** je vektor hodnot analogových vstupů, **yd** je vektor hodnot digitálních vstupů, **ua** je vektor hodnot analogových výstupů, **ud** je vektor hodnot digitálních vstupů.

function close_port(s)

Odpojí seriál port objekt **s** od zařízení a odstraní jej z paměti.

Jelikož k řízení velikosti akčního zásahu bylo třeba využít podmíněný časový výstup, který nebyl součástí funkcí CTRL V3, byla v rámci diplomové práce vytvořena funkce *set_do.m*. Její zdrojový kód je vypsán v příloze P3.

function set_do(s,index,pocetImpulsu,sirkaImpulsu,mezera,koncStav)

Nastaví digitální výstup CTRL, **s** je serial port objekt, **index** označuje číslo digitálního výstupu 0-3, **sirkaImpulsu** je šířka impulsu v ms (30 ÷ 2550 ms), **pocetImpulsu** je počet impulsů (1 ÷ 255), **mezera** je šířka mezery (20 ÷ 2550 ms), **koncStav** je koncový stav (0,1). Zdrojový kód funkce je vypsán v příloze P 3.

Další funkce, již bylo nutné vytvořit, byla funkce k načtení výstupního napětí z čidel Pt100. Funkce byla pojmenována *get_analOut.m* a je součástí přílohy P4.

function [ya]=get_analOut(s)

Přečte všechny analogové vstupy CTRL (0 - 3), **ya** je vektor hodnot analogových vstupů (napětí 0 - 10 V), **s** je serial port objekt.

3.2 Multifunkční karta Advantech PCI-1711

Další možnou variantou jak řídit model tepelné soustavy, a zároveň ukládat data z průběhu měření, je použít měřicí kartu Advantech PCI-1711, kterou lze ovládat prostřednictvím příkazů obsažených v knihovně Real Time ToolBox, jež je nadstavbou programu Matlab.

V rámci diplomové práce byla multifunkční karta zapojena v měřicím počítači, byl odladěn a úspěšně otestován jednoduchý program pro měření přechodové charakteristiky.

3.2.1 Charakteristika karty Advantech PCI-1711

Karta Advantech obsahuje 16 analogových vstupů, 2 analogové výstupy, 16 binárních vstupů a 16 binárních výstupů. Vstupní A/D převodník má šířku 12 bitů (4096 úrovní) a jeho rozsah lze volit v rozmezí $\pm 10\text{ V}$, $\pm 5\text{ V}$, $\pm 2,5\text{ V}$, $\pm 1,25\text{ V}$, $\pm 0,625\text{ V}$. Výstup je rovněž 12-ti bitový a jeho rozsah je nastavitelný v rozmezí $0 \div 5\text{ V}$ a $0 \div 10\text{ V}$. Binární vstupy a výstupy pracují s úrovněmi TTL. Zapojení výstupního konektoru karty je uvedeno v příloze P2.

3.2.2 Real Time Toolbox

Real Time Toolbox propojuje Matlab s okolním světem. Umožňuje okamžitý přístup k vnějším analogovým a digitálním signálům, téměř bez znalosti hardwarové problematiky. Je možno používat buď tradiční styl Matlabu – příkazovou řádku, nebo grafické uživatelské rozhraní, nebo výkonnou knihovnu systému Simulink. Lze experimentovat na vnějších signálech přímo z Matlabu, bez nutnosti přenášet data ze specializovaných programů pro sběr dat, bez nutnosti kompilace nebo jiných složitých a dlouho trvajících činností. To je ideální pro zpracování signálu, návrhy řídicích systémů a podobné úlohy.

3.2.3 Vlastnosti Real Time Toolboxu

Real Time Toolbox vytváří z počítače měřicí ústřednu tím, že umožňuje práci s vnějšími signály v reálném čase. Umožňuje provádět sběr dat se zajištěným pravidelným vzorkováním a jejich další zpracování. Je založen na jádře reálného času a ovladačích populárních přídavných karet pro vstup a výstup signálů. Vlastnosti:

- vzorkovací frekvence až do 66kHz
- 32 nezávislých časovačů, 256 vstupních a 256 výstupních kanálů

- knihovna bloků pro systém Simulink umožňuje používat funkce z blokového schématu
- úrovnově spouštěné ukládání dat umožňuje zachytit jednorázové děje
- zpracování dat on-line pomocí diskrétních polynomiálních filtrů
- on-line řízení rychlých systémů vestavěnými lineárními regulátory
- DMA pro měření velmi rychlých signálů
- podpora generování periodických signálů na analogových výstupních kanálech
- automatické vytváření skriptových M-souborů z graficky zadaných povelů
- možnost přístupu k více přídavným zařízením zároveň
- možnost změny parametrů ovladačů hardware za běhu
- asynchronní přístup přímo na vstupní a výstupní porty

Real Time Toolbox je navržen tak, že bez problémů spolupracuje s mnoha knihovnami firmy The MathWorks, Inc. To platí zejména pro Signal Processing Toolbox a Control System Toolbox.

Časovače (procesy)

Pro většinu úloh zpracování signálu a návrhu řídicích systémů je nezbytné, aby byl všečen sběr dat synchronní s časem. Proto jsou všechny vstupně- výstupní operace řízeny časovači, nejdůležitějšími objekty Real Time Toolboxu. Časované procesy mohou provádět buď prostý vstup a výstup, nebo mohou data před uložením do Matlabu předzpracovávat. Jeden časovač může ovládat libovolné množství vstupních nebo výstupních kanálů najednou. Vstupní a výstupní časovače mohou být propojeny a vytvářet regulační smyčky, které běží s vysokou vzorkovací frekvencí bez zásahu interpretu Matlabu. Data z časovače jsou čtena vzorek po vzorku, z jeho stínové proměnné, která obsahuje hodnotu, která byla na příslušném portu v okamžiku posledního vzorku.

Historické proměnné

Historické proměnné jsou objekty používané k úschově dat v reálném čase. Na rozdíl od obyčejných proměnných Matlabu jsou přístupné jak z příkazové řádky, tak pro jádro reálného času. Používají se tehdy, když Matlab nestihne číst data vzorek po vzorku. Obsah historické proměnné lze buď zobrazit nebo zkopírovat do obyčejné proměnné Matlabu a dále libovolně zpracovávat.

Ovladače hardware

Ovladače hardware jsou moduly, které mohou podporovat téměř jakékoli zařízení. Umožňují, aby bylo jádro reálného času nezávislé na používaných perifériích. Podporuje množství A/D a D/A převodníků.

3.2.4 Nejdůležitější příkazy Real Time Toolboxu a jejich stručná implementace

rtload('driver', I/O adresa, vektor parametrů hardware) - načtení driveru

rtunload - uvolnění driveru

rtdef(t, 'TYP', per, ch) - definuje proces **t** typu **TYP** s periodou **per** na I/O kanálu **ch**

(Základní typy procesů: **in** – pro čtení z hardware, **out** – pro zápis na hardware)

rtclear(t) - vymazání procesu **t**

rtclear all - vymazání všech procesů

x = rtrd(t, 'vlast') – čtení z hardware., uložení hodnoty procesu **t** přečtené na **vlast** do **x**

(Vlastnosti procesů: **Y** - stínový hardware, **T** - TICK (inkrementován vždy při provedení procesu), **Time** - čas v sekundách do provedení dalšího tiků)

rtwr(t, 'vlast', hodnota) – zápis na hardware., zápis **hodnoty** na **vlast** procesu **t**

(pro digitální výstup: $0 \leq \text{hodnota} \leq 1$, pro analog. výstup: $-1 \leq \text{hodnota} \leq 1$)

x = rtin(ch) - zápis okamžité hodnoty kanálu **ch** do proměnné **x**

rtout(ch, hodnota) - zápis **hodnoty** na kanál **ch**

rtstart(t) - spuštění procesu **t**

rtstart all - spuštění všech procesů

rtstop(t) - zastavení procesu **t**

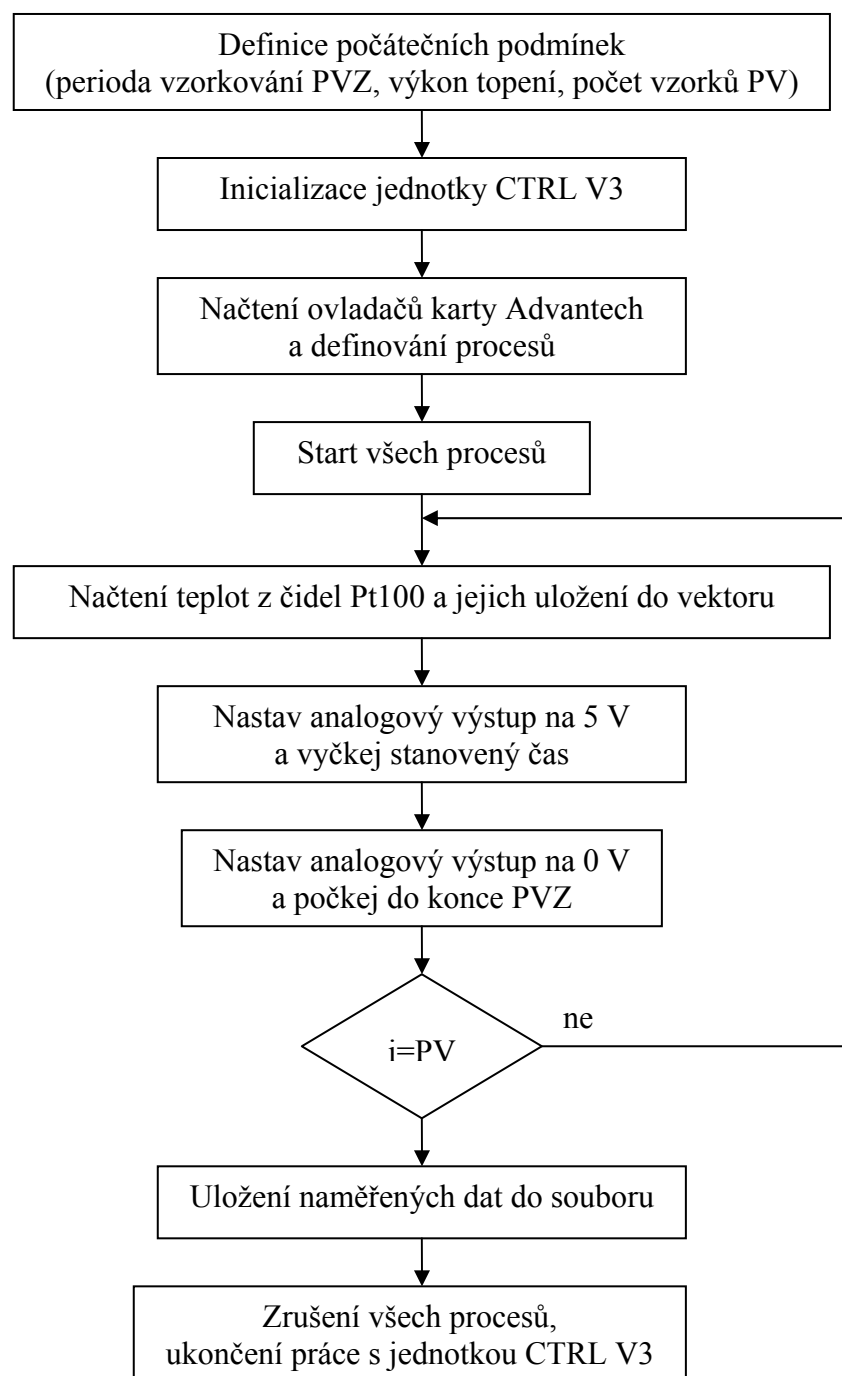
rtstop all - zastavení všech procesů

rtwho - zobrazí všechny informace o Real Time Toolboxu (verze, drivery, procesy, ...)

V textu jsou hardwarem myšleny vstupní a výstupní kanály karty Advantech, která je vstupem a výstupem pro okolí.

3.2.5 Měření přechodové charakteristiky kartou Advantech PCI-1711

V tomto případě karta Advantech generuje délku impulzu šířkové modulace, teplota z čidel je snímána měřicí jednotkou CTRL V3, data jsou ukládána do textového souboru.



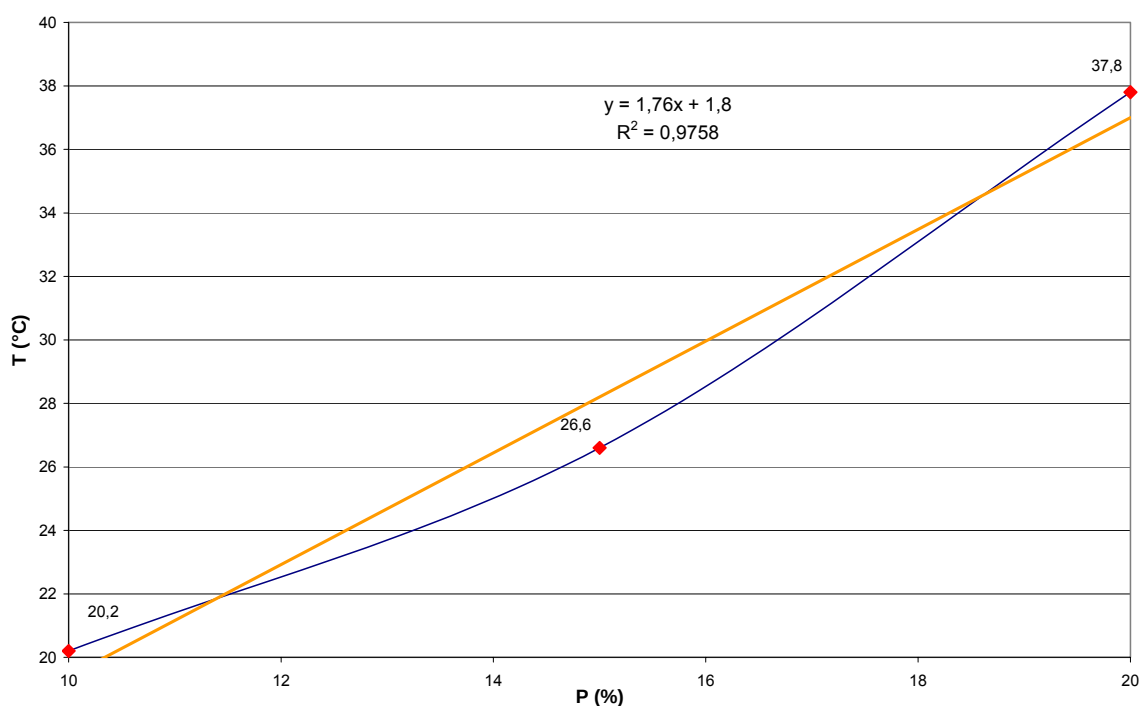
Obr. 19. Vývojový diagram snímání PCH kartou Adventech PCI-1711

Výpis zdrojového programu je obsažen v příloze P9.

4 IDENTIFIKACE MODELU SOUSTAVY S DZ

4.1 Statická charakteristika

Z maximálních hodnot teplot čidla Pt100 3 (místo s největším DZ) pro jednotlivé výkony ohřívání vody v modelu byla sestrojena následující statistická charakteristika.



Obr. 20. Statická charakteristika systému, ventil v pozici 7

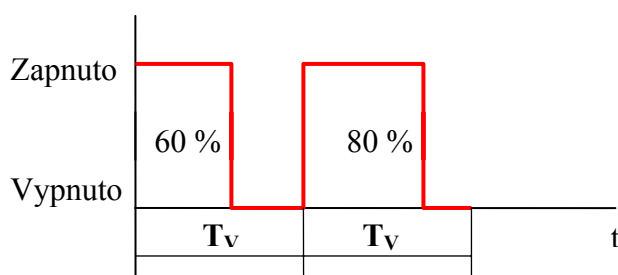
Z naměřených dat vyplývá, že model lze díky hodnotě spolehlivosti $R^2 = 0,976$ považovat za lineární.

Aby bylo možné určit parametry modelu soustavy s dopravním zpožděním bylo provedeno naměření přechodových charakteristik (PCH) pro různé výkony. Výkon průtokového ohříváče byl řízen pomocí šířkové modulace. PCH byla měřena pro dvě odlišné velikosti dopravního zpoždění T_d , jehož velikost byla nastavena pomocí trojcestného ventilu, obě pozice ventilu byly aretovány pomocí zarážky. Při prvním měření byl trojcestný ventil nastaven v poloze 7 (údaj čelního štítku ventilu), při druhém v pozici 7,5, aby bylo dosaženo maximálního dopravního zpoždění. Měření bylo provedeno pro periodu vzorkování 5 s, otáčky čerpadla byly nastaveny na nejmenší hodnotu.

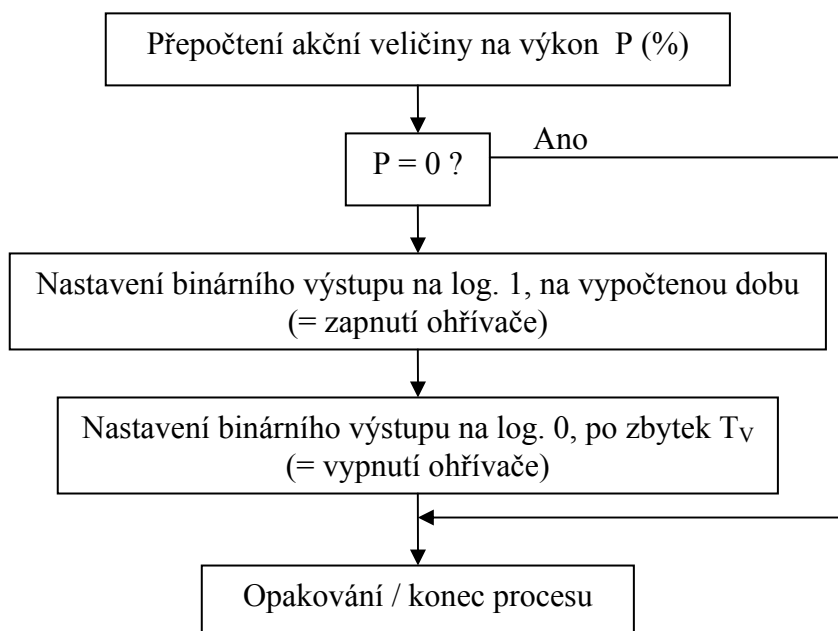
4.2 Šířková modulace

Výkon ohřívače byl řízen pomocí šířkové impulsové modulace, která funguje na principu změny doby zapnutí ohřívače pro jednotlivé periody vzorkování T_V . Tato doba zapnutí odpovídá výkonu P ohřívače. Princip činnosti zobrazuje následující schéma a vývojový diagram.

Výkon P v % odpovídá % doby zapnutí ohřívače z celkové doby periody vzorkování (výkon 10 % při periodě vzorkování 5 s znamená, že ohřívač je zapnut každých 5 s po dobu 0,5 s).



Obr. 21. Princip činnosti šířkové impulsové modulace

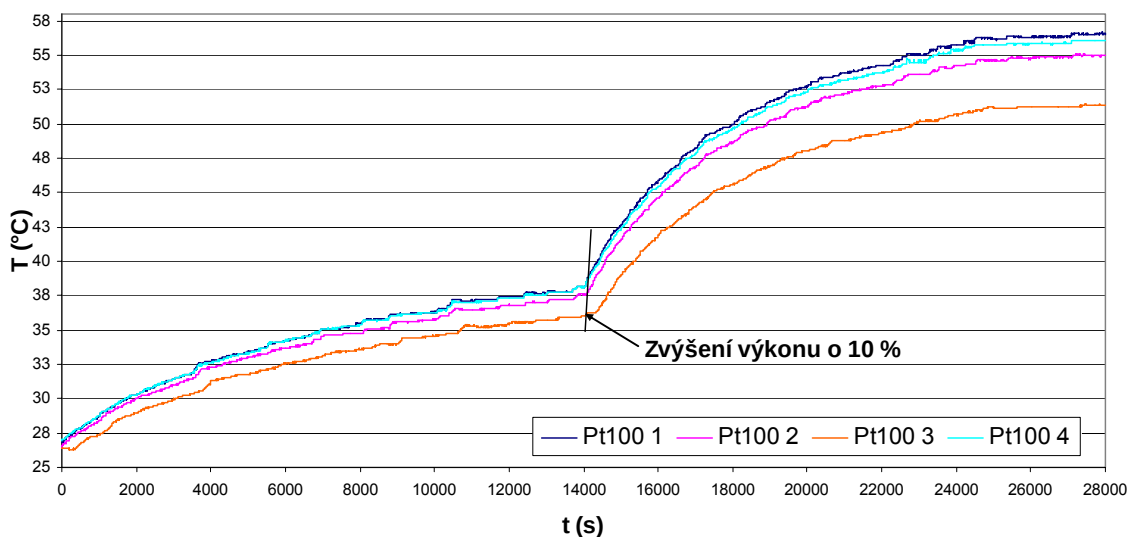


Obr. 22. Vývojový diagram principu šířkové modulace

4.3 Přejíchodová charakteristika modelu, ventil v pozici 7,5

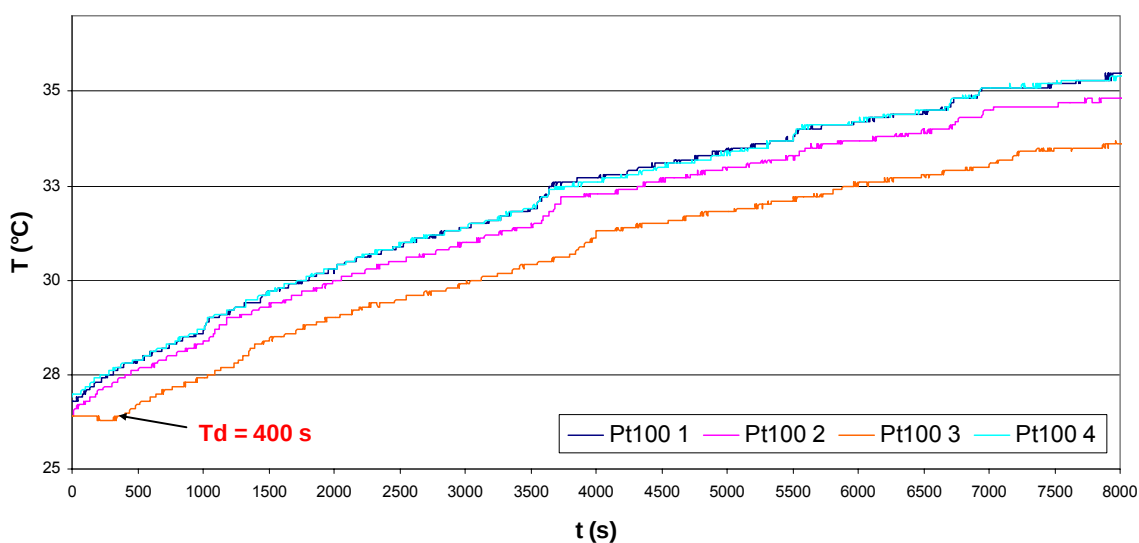
Při tomto nastavení byly změřeny 2 PCH modelu. Nejdříve byla voda v modelu ohřívána výkonem 5 % a po ustálení teploty v modelu (v čase 14400 s) byl výkon zvýšen o 10 %, v druhém případě o 15 %. Výstupní data z čidel Pt100 byla během měření ukládána do textového souboru a po skončení měření byla zpracována v programu Excel. Při druhém měření došlo vlivem teplotní roztažnosti trojcestného ventilu k přerušení toku vody do systému a výsledky tohoto měření tudíž nelze použít.

4.3.1 Naměřená přejíchodová charakteristika pro výkon 10 %



Obr. 23. Přejíchodová charakteristika pro výkon 10 %

Aby bylo možné z PCH odečíst velikost dopravního zpoždění, je třeba zmenšit rozsah na časové ose.

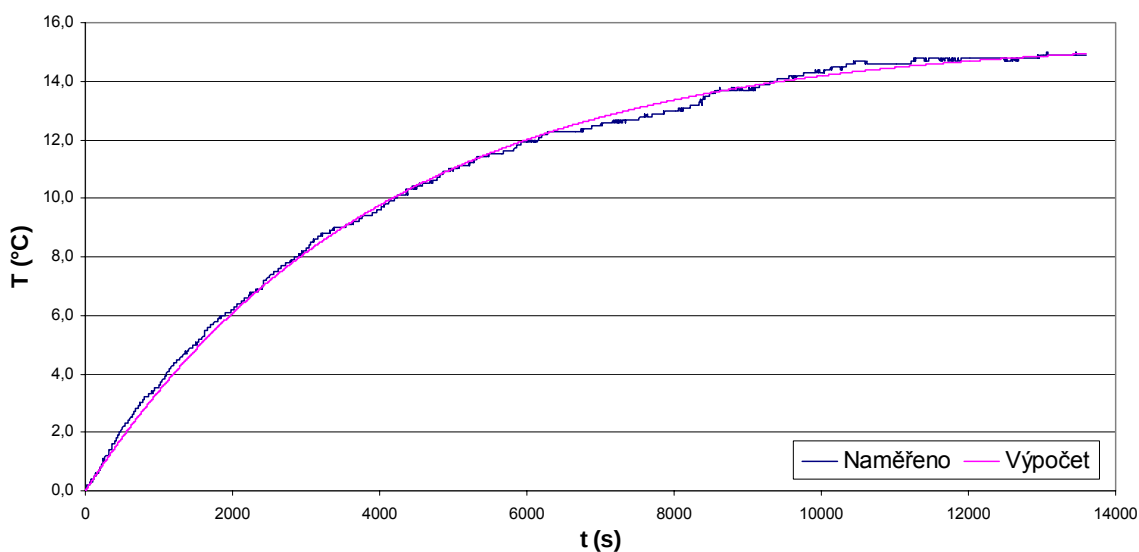


Obr. 24. Odečtení dopravního zpoždění z PCH pro výkon 10 %

Z PCH vyplývá, že se jedná o proporcionální soustavu se setrvačností 1. řádu s dopravním zpožděním s parametry K , T a T_d v přenosu:

$$G(S) = \frac{K}{T_S + 1} \cdot e^{-T_d s} \quad (4.1)$$

Aby bylo možné identifikovat parametry průběhu teploty snímače Pt100 3 (umístěno v místě s největším DZ) je třeba posunout souřadnicový začátek časové osy o velikost DZ (tím se z PCH odstraní DZ) a pomocí nástroje „řešitel“, který je součástí programu Excel, nalézt optimální velikost parametrů T a K , aby přechodová charakteristika aproximovaného modelu co nejvíce odpovídala charakteristice reálného modelu.



Obr. 25. Výsledek aproximace PCH pro výkon 10 %

Vypočtené parametry:

hodnota časové konstanty $T = 4008,345$, zesílení soustavy $K = 1,546$, velikost DZ $T_d = 400$.

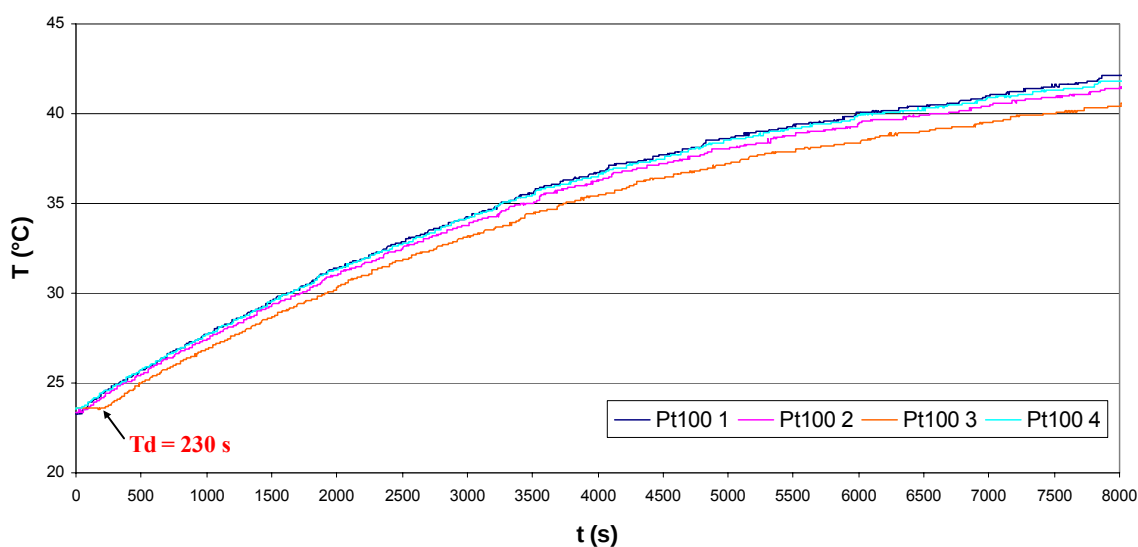
Výsledný model je tedy ve tvaru:

$$G(S) = \frac{1,55}{4008s + 1} \cdot e^{-400s} \quad (4.2)$$

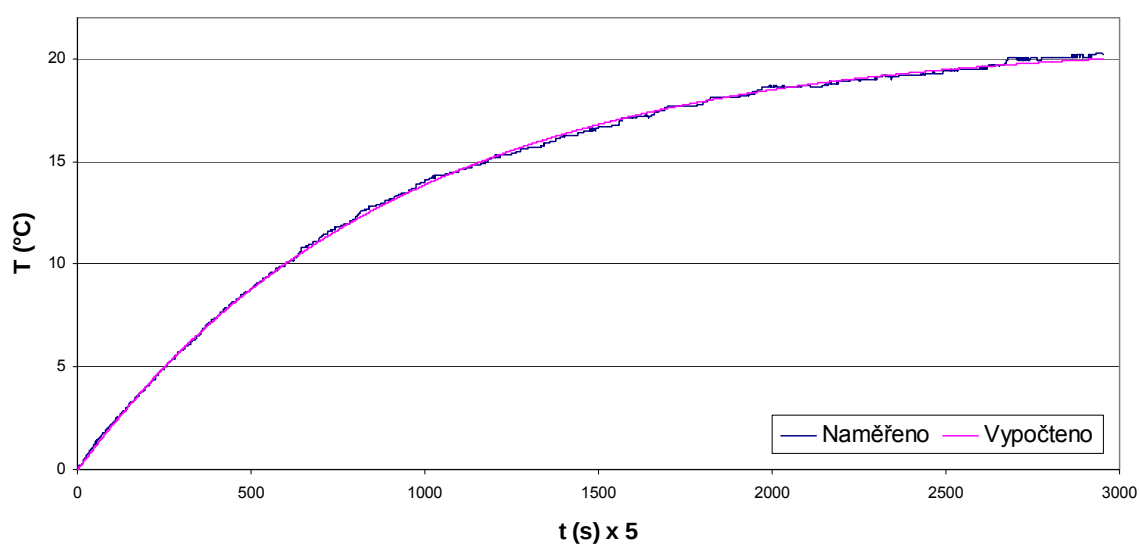
4.4 Přechodová charakteristika modelu, ventil v pozici 7

Při tomto nastavení byly změřeny 3 přechodové charakteristiky modelu. Nejdříve byla voda v modelu ohřívána výkonem 5 % a po ustálení teploty v modelu (v čase 14400 s) byl výkon zvýšen o 10 %, v druhém případě o 15 % a ve třetím o 20 %. Výstupní data z čidel Pt100 byla při měření ukládána do textového souboru a po skončení měření byla zpracována v programu Excel.

4.4.1 Přechodová charakteristika pro výkon 10 %



Obr. 26. Odečtení dopravního zpoždění z PCH pro výkon 10 %



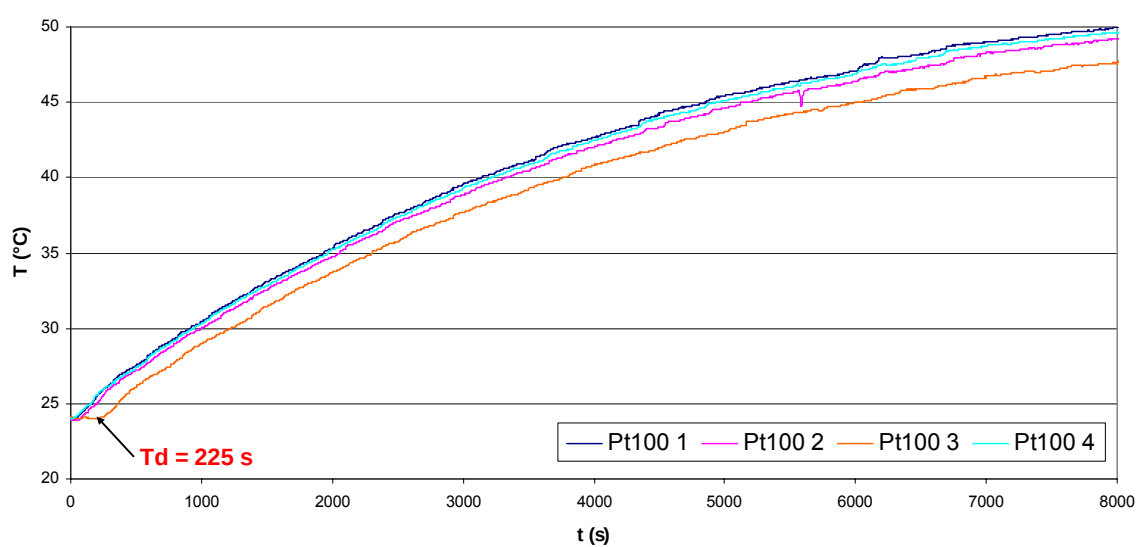
Obr. 27. Výsledek aproximace PCH pro výkon 10 %

Vypočtené parametry:

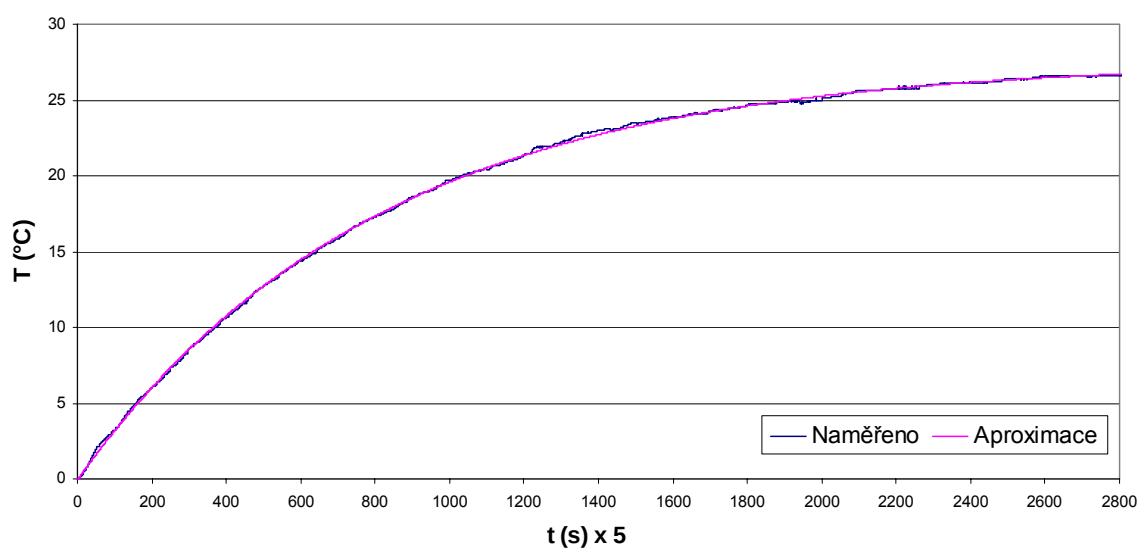
hodnota časové konstanty $T = 4288$, zesílení soustavy $K = 2,08$, velikost DZ $T_d = 230$.

Výsledný model je tedy ve tvaru:

$$G(S) = \frac{2,08}{4288s + 1} \cdot e^{-230s} \quad (4.3)$$

4.4.2 Přechodová charakteristika pro výkon 15 %

Obr. 28. Odečtení dopravního zpoždění z PCH pro výkon 15 %



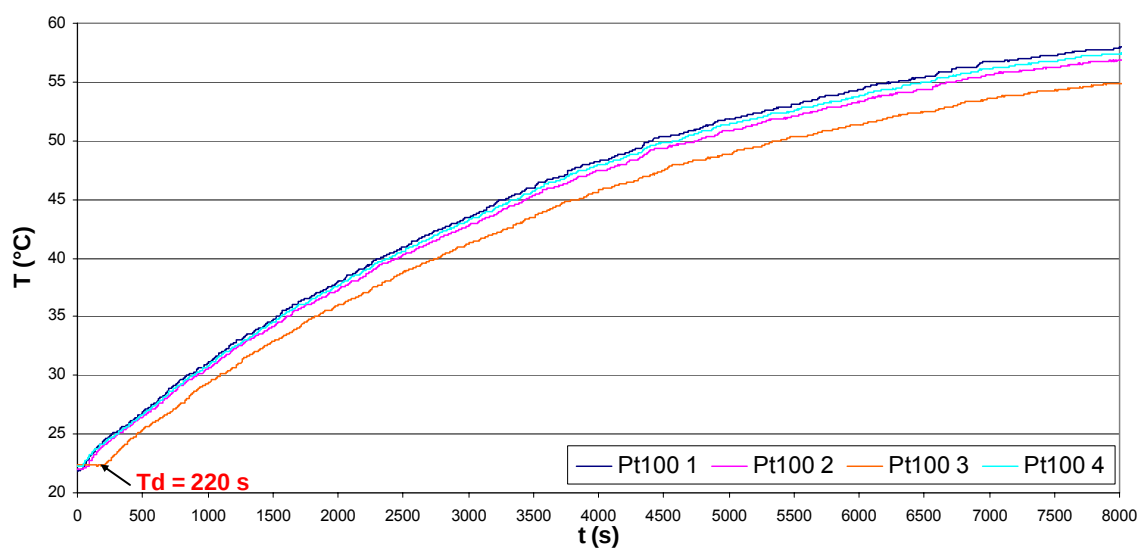
Obr. 29. Výsledek aproximace PCH pro výkon 15 %

Vypočtené parametry:

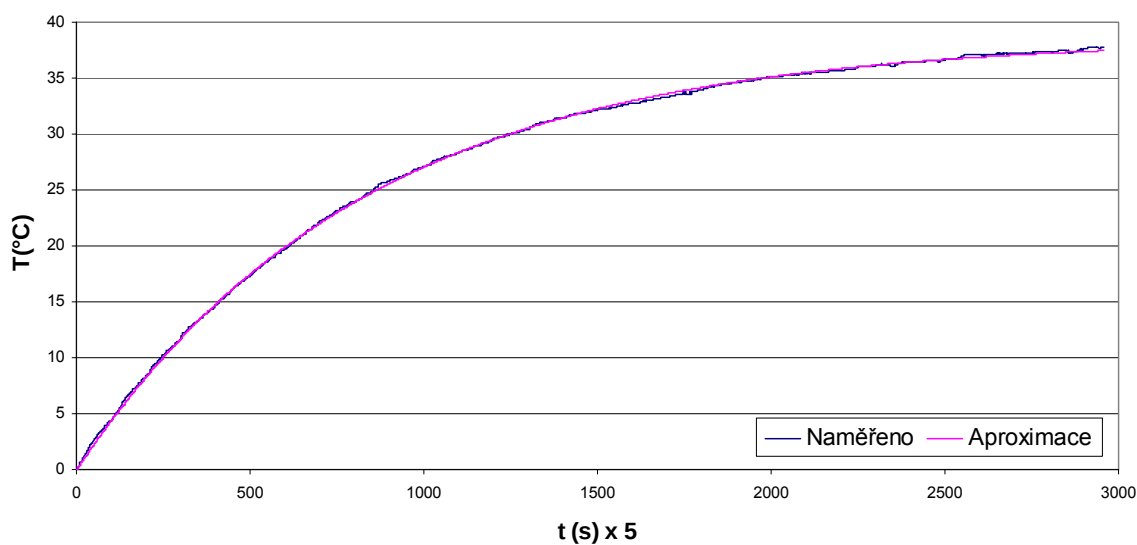
hodnota časové konstanty $T = 4239$, zesílení soustavy $K = 1,837$, velikost DZ $T_d = 225$.

Výsledný model je tedy ve tvaru:

$$G(S) = \frac{1,84}{4239s + 1} \cdot e^{-225s} \quad (4.4)$$

4.4.3 Přechodová charakteristika pro výkon 20 %

Obr. 30. Odečtení dopravního zpoždění z PCH pro výkon 20 %



Obr. 31. Výsledek aproximace PCH pro výkon 20 %

Vypočtené parametry:

hodnota časové konstanty $T = 4127$, zesílení soustavy $K = 1,96$, velikost DZ $T_d = 220$.

Výsledný model je tedy ve tvaru:

$$G(S) = \frac{1,96}{4127s + 1} \cdot e^{-220s} \quad (4.5)$$

4.4.4 Výpočet výsledných parametrů modelu s DZ, ventil v poloze 7

Tabulka I. Vypočtené parametry modelu soustavy s DZ

Parametr soustavy	Výkon			Průměr	Směrodatná odchylka
	10 %	15 %	20 %		
T	4288	4239	4172	4233	47,546
K	2,08	1,837	1,96	1,9476	0,1229
T_d	230	225	220	225	5

Přenos modelu má potom ze zprůměrovaných parametrů následující tvar:

$$G(S) = \frac{1,95}{4233s + 1} \cdot e^{-225s} \quad (4.6)$$

5 ŘÍZENÍ SYSTÉMŮ S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM

Přítomnost dopravního zpoždění v procesu zvyšuje nároky na jeho řízení. Pro řízení systémů s dopravním zpožděním byly postupně navrženy mnohé postupy, jako je použití klasického Smithova prediktoru a jeho dále vyvinutých modifikací, použití různých konfigurací P, PI, PID regulátorů, metoda požadovaného modelu, metoda robustního řízení založená na minimalizaci normy H^∞ a některé další. Tyto metody se liší jak použitými konfiguracemi systému řízení, tak základními přístupy a matematickými postupy při návrhu regulátorů. Použití některých těchto metod je přitom omezeno pouze na určitou třídu systémů (např. klasický Smithův prediktor může být použit pro systémy stabilní).

V této diplomové práci bylo k řízení modelu s DZ použito metod požadovaného modelu regulace metodou konečného počtu kroků.

5.1 Seřízení regulátoru metodou požadovaného modelu

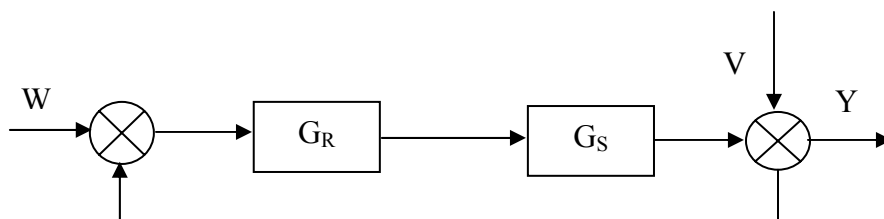
Metoda seřízení regulátorů metodou požadovaného modelu slouží k seřízení konvečních regulátorů pro regulované soustavy s dopravním zpožděním. Navrhovaný přístup umožňuje pro nejběžnější druhy regulovaných soustav určit vhodný typ analogového nebo, v našem případě, číslicového regulátoru a seřít ho tak, aby bylo dosaženo požadovaného překmitu regulované veličiny od 0 do 50% při skokové změně polohy žádané veličiny nebo poruchové veličiny působící na výstupu regulované soustavy.

V technické praxi se velmi často používá pro seřízení regulačních obvodů Zieglerova-Nicholsova metoda přechodové charakteristiky. Její velikou výhodou je jednoduchost a univerzálnost, naproti tomu základní nevýhodou je velmi malá přesnost, navíc regulační obvody seřazené touto metodou vykazují poměrně veliký překmit regulované veličiny v rozmezí 10 až 60%.

Metoda požadovaného modelu zachovává jednoduchost Zieglerovy-Nicholsovy metody, ale je značně přesnější, univerzálnější a navíc umožňuje i jednotný přístup k seřízení analogových i číslicových regulátorů.

5.1.1 Regulační obvod

Je uvažován regulační obvod na obr. 32, ve kterém je použit konvenční regulátor s přenosem G_R v souladu s tab. 3. Předpokládá se, že vlastnosti regulované soustavy mohou být aproximovány některým ze základních přenosů G_S (W , Y a V jsou obrazy žádané, regulované a poruchové veličiny) uvedených v tab. 3.



Obr. 32. Regulační obvod

Tabulka II. Typy regulátorů

Typ regulátoru	Analogový regulátor	Číslicový regulátor
P	k_p	k_p
I	$\frac{1}{T_I s}$	$\frac{T_V}{T_I} \frac{z}{z-1}$
PI	$k_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right)$	$k_p \left(1 + \frac{T_V}{T_I s} \frac{z}{z-1} \right)$
PD	$k_p (1 + T_D s)$	$k_p \left(1 + \frac{T_D}{T_V} \frac{z-1}{z} \right)$
PID	$k_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right)$	$k_p \left(1 + \frac{T_V}{T_I} \frac{z}{z-1} + \frac{T_D}{T_V} \frac{z-1}{z} \right)$

V tab. 2 je k_p – zesílení regulátoru, T_I – integrační časová konstanta, T_D – derivační časová konstanta, T_V – vzorkovací perioda, s – komplexní proměnná v L-transformaci, z – komplexní proměnná v Z-transformaci.

V souladu s obr. 32 přenos regulátoru G_R , který zajistí požadovaný přenos řízení:

$$G_W = \frac{Y}{W} \quad (5.1)$$

je dán vztahem:

$$G_R = \frac{G_W}{G_S(1 - G_W)} \quad (5.2)$$

Tento vztah vychází z velmi obecné metody požadovaného modelu. Metoda návrhu regulátoru na základě vztahu (5.2) se také nazývá metodou kompenzační nebo metodou přímého návrhu (Isermann, 1981).

5.1.2 Regulační obvod s číslicovým regulátorem

U regulačního obvodu s číslicovým regulátorem se předpokládá požadovaný Z-přenos řízení:

$$G_W(z) = \frac{k_{od} T_V}{z - 1 + k_{od} T_V z^{-d}} z^{-d} \quad (5.3)$$

$$d = \frac{T_d}{T_V} \quad (5.4)$$

kde k_{od} je zesílení otevřeného regulačního obvodu s číslicovým regulátorem, T_V – vzorkovací perioda, d – diskretní dopravní zpoždění.

Za předpokladu použití vzorkovače a tvarovače nultého řádu Z-přenos regulované soustavy lze určit na základě vztahu (Åström – Hägglund, 1995; Isermann, 1981):

$$G_S(z) = \frac{z-1}{z} Z \left\{ L^{-1} \left\{ \frac{1}{s} G_S(s) \right\} \right\} \Big|_{t=kT_V} \quad (5.5)$$

kde k je relativní diskretní čas.

Zesílení otevřeného regulačního obvodu s číslicovým regulátorem k_{od} se určí z požadavku na rozložení kořenů (pólů) charakteristického mnohočlenu:

$$N(z) = z^{d+1} - z^d + k_{od} T_V \quad (5.6)$$

získaného ze Z-přenosu řízení (28).

Z rovnic:

$$N(z) = 0 \quad \text{a} \quad \frac{dN(z)}{dz} = 0 \quad (5.7)$$

se obdrží dvojnásobný kladný reálný kořen:

$$z_{1,2} = \frac{d}{d+1} < 1 \quad (5.8)$$

kterému odpovídá zesílení otevřeného regulačního obvodu s číslicovým regulátorem:

$$k_{od}^a = \frac{1}{T_V} \frac{1}{d+1} \left(\frac{d}{d+1} \right)^d \quad (5.9)$$

zajišťující mezní aperiodický průběh regulované veličiny.

Výhodné je použití aproximace:

$$k_{od}^a T_V = \frac{1}{d+1} \left(\frac{d}{d+1} \right)^d \approx \frac{1}{4-e+ed} \quad (5.10)$$

Tabulka III. Výsledné aproximace pro různé d

d	0,1	0,5	1	5	10	20	40	80
$\frac{1}{d+1} \left(\frac{d}{d+1} \right)^d$	0,71527	0,38490	0,25000	0,06698	0,03505	0,01795	0,00908	0,00457
$\frac{1}{4+e(d-1)}$	0,64369	0,37866	0,25000	0,06724	0,03513	0,01797	0,00909	0,00457

které vychází ze shody přesného a přibližného řešení pro $d = 1$ a $d = \infty$, viz tab. 4.

Jak vyplývá z tab. 3, je aproximace (5.10) pro $d \geq 0,5$, poměrně velmi přesná a navíc umožňuje vyjádřit zesílení k_{od}^a pro libovolné dopravní zpoždění T_d [viz (5.4)], tj.:

$$k_{od}^a \approx \frac{1}{(4-e)T_V + eT_d} \quad (5.11)$$

Je zřejmé, že pro $T_V \rightarrow 0$ platí (2.9b), tj.:

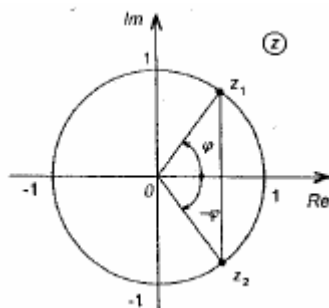
$$k_{od}^a = \lim_{T \rightarrow 0} k_{od}^a = \frac{1}{eT_d} \quad (5.12)$$

Určení kritického zesílení k_{od}^k otevřeného regulačního obvodu s číslicovým regulátorem znamená řešit rovnici:

$$N(z) = 0 \quad (5.13)$$

pro nejméně jednu dvojici kořenů:

$$z_{1,2} = e^{\pm j\varphi} \quad (5.14)$$

Obr. 33. Rozložení pólů na jednotkové kružnici v komplexní rovině z

které leží na jednotkové kružnici v komplexní rovině z (obr. 33), tj.:

$$e^{\pm j(d+1)\varphi} - e^{\pm jd\varphi} + k_{od}^k T_V = 0 \quad (5.15)$$

Řešení komplexní rovnice (5.15) jsou dány vztahy:

$$\varphi = \frac{\pi + \phi}{2d+1}, \quad \phi = 0, 4\pi, 8\pi, \dots \quad (5.16)$$

$$k_{od}^k = \frac{2}{T_V} \sin \frac{\varphi}{2} \quad (5.17)$$

Podobně jako v předchozím případě (viz. vztahy (5.10) a (5.11)) použijeme aproximaci:

$$k_{od}^k = \frac{1}{\left(1 - \frac{2}{\pi}\right)T_V + \frac{2}{\pi}T_d} \quad (5.18)$$

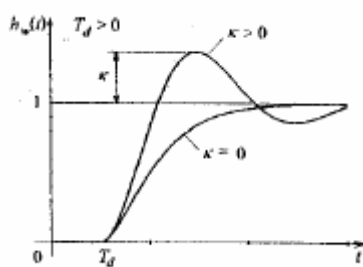
která rovněž vychází ze shody přesného (5.17) a přibližného řešení (5.18) pro $d = 1$ a $d = \infty$.

Pro $T_V \rightarrow 0$ platí:

$$k_{od}^k = \lim_{T \rightarrow 0} k_{od}^k = \frac{\pi}{2T_d} \quad (5.19)$$

Na základě přibližných vztahů (5.11) a (5.18) lze předpokládat, že zesílení otevřeného regulačního obvodu s číslicovým regulátorem, který zajistí požadovaný relativní překmit κ bude určeno vztahem (obr. 34)

$$a = \frac{1}{\alpha T_V + \beta T_d} \quad (5.20)$$



Obr. 34. Přechodové charakteristiky uzavřeného regulačního obvodu s DZ

kde koeficient β bude dán odpovídajícím upřesněným zesílením otevřeného regulačního obvodu s analogovým regulátorem:

$$a_0 T_d = \frac{1}{\beta} \quad (5.21)$$

a koeficient α bude určen experimentálně simulací. Pro odlišení přesné hodnoty od přibližné je ve vztahu (5.20) použito označení a pro k_{od} a znak přibližné rovnosti je zastoupen rovností. V tab. 4 jsou uvedené hodnoty koeficientu α získané číslíkovou simulací a hodnoty koeficientu β . Je zřejmé, že platí:

$$\lim_{T \rightarrow 0} a = a_0 \quad (5.22)$$

Nyní již lze na základě vztahů (5.2), (5.3) a (5.4) získat Z-přenos doporučeného regulátoru:

$$G_R(z) = \frac{aT}{(z-1)G_S(z)} z^{-d} \quad (5.23)$$

kde zesílení otevřeného regulačního obvodu s číslíkovým regulátorem k_{od} je zastoupeno (5.20).

Tabulka IV. Hodnoty koeficientů α a β pro různé 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

Použití vztahu (5.23) při určení doporučeného číslíkového regulátoru pro základní L-přenosy regulovaných soustav (viz tab. 5) naráží na některé problémy. Pokud L-přenos $G_S(s)$ má ve jmenovateli mnohočlen 2. stupně, pak čísel Z-přenosu $G_S(z)$ určený na základě vztahu (5.5) obsahuje dvojčlen tvaru:

$$Az+B \quad (5.24)$$

V tomto případě pro $T_V \rightarrow 0$ kořen dvojčlenu (5.24) se blíží k -1 , tj.:

$$T_V \rightarrow 0 \Rightarrow \frac{B}{A} \rightarrow 1 \quad (5.25)$$

Tato velmi nepříznivá vlastnost dvojčlenu (5.24) může způsobit nepřipustnou kmitavost akční veličiny.

Další závažný problém spočívá v tom, že dvojčlen (5.24) se objeví i ve vztahu na zesílení číslicového regulátoru k_p , což by neumožňovalo použití konvenčního číslicového regulátoru v souladu s tab.3. Obě tyto nepříznivé skutečnosti lze odstranit zastoupením zesílení číslicového regulátoru $k_p(z)$ závislého na komplexní proměnné z konstantním zesílením

$$k_p = \lim_{T \rightarrow 1} k_p(z) \quad (5.26)$$

zachovávajícím shodu pouze v ustáleném stavu. Toto zjednodušení, i když získané za cenu určité nepřesnosti, je velmi významné, protože umožňuje kromě použití konvenčních typů číslicových regulátorů odstranění i případné kmitavosti akční veličiny a navíc plynulý přechod pro $T_V \rightarrow 0$ k odpovídajícím analogovým regulátorům.

5.1.3 Konkrétní řešení

Pro regulovalou soustavu (5.27) je třeba určit vhodný číslicový regulátor a seřadit ho pro určený relativní překmit κ .

$$G_S(s) = \frac{k_1}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} e^{-T_d s}, \quad T_2 < T_1 \quad (5.27)$$

Řešení:

Po diskretizaci L-přenosu (5.27) pomocí vztahu (5.5) se dostane:

$$G_S(z) = \frac{k_1(Az + B)}{(z - c_1)(z - c_2)} z^{-d} \quad (5.28)$$

$$c_1 = e^{-\frac{T}{T_1}}, \quad c_2 = e^{-\frac{T}{T_2}} \quad (5.29)$$

$$A = \frac{T_1c_1 - T_2c_2}{T_2 - T_1} + 1, \quad B = c_1c_2 + \frac{T_1c_2 - T_2c_1}{T_2 - T_1} \quad (5.30)$$

Po dosazení (5.28) do (5.23) se obdrží:

$$G_R(z) = \frac{aT(c_1 + c_2 - 2c_1c_2)z}{k_1(Az + B)} \left(1 + \frac{1 - c_1c_2 + c_1c_2}{c_1 + c_2 - 2c_1c_2} \frac{z}{z - 1} + \frac{c_1c_2}{c_1 + c_2 - 2c_1c_2} \frac{z - 1}{z} \right) \quad (5.31)$$

Je zřejmé, že jde o číslicový regulátor PID, a proto v souladu s tab. 3 a vztahem (5.31) lze psát:

$$k_p^* = \lim_{T \rightarrow 0} \frac{aT(c_1 + c_2 - 2c_1c_2)z}{k_1(Az + B)} = \frac{aT(c_1 + c_2 - 2c_1c_2)}{k_1(1 - c_1 - c_2 + c_1c_2)} = \frac{aT_I^*}{k_1} \quad (5.32)$$

$$T_I^* = \frac{c_1 + c_2 - 2c_1c_2}{1 - c_1 - c_2 + c_1c_2} T \quad (5.33)$$

$$T_D^* = \frac{c_1c_2}{c_1 + c_2 - 2c_1c_2} T \quad (5.34)$$

Získané výsledky platí i pro případ $T_1 = T_2$.

Velmi důležité je, že uvedené hodnoty (5.32 ÷ 5.34) v limitě pro $T \rightarrow 0$ konvergují k hodnotám pro analogový regulátor PID.

Podobným způsobem byly získány hodnoty stavitelných parametrů číslicových regulátorů i pro ostatní základní L-přenosy regulovaných soustav s $T_d > 0$ v tab. 2.5.

Tabulka V. Hodnoty stavitelných parametrů číslicových regulátorů

	Regulovaná soustava	Číslicový regulátor			
		Typ	k_p^*	T_I^*	T_D^*
1	$\frac{K}{s} e^{-T_d s}$	P	$\frac{a}{K}$	-	-
2	$\frac{K}{T_1 s + 1} e^{-T_d s}$	PI	$\frac{aT_I^*}{K}$	$\frac{c_1}{1 - c_1} T_V$	-
3	$\frac{K}{s(T_1 s + 1)} e^{-T_d s}$	PD	$\frac{a}{K}$	-	$\frac{c_1}{1 - c_1} T_V$
4	$\frac{K}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-T_d s}$	PID	$\frac{aT_I^*}{K}$	$\frac{c_1 + c_2 - 2c_1c_2}{1 - c_1 - c_2 + c_1c_2} T_V$	$\frac{c_1c_2}{c_1 + c_2 - 2c_1c_2} T_V$
5	$\frac{K}{T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1} e^{-T_d s}$ $0,5 < \xi_0 \leq 1$	PID	$\frac{aT_I^*}{K}$	$\frac{2c(b - c)}{1 - 2bc + c^2} T_V$	$\frac{c}{2(b - c)} T_V$

V tab. 5 je:

$$c_i = e^{-\frac{T}{T_i}}; \quad i = 1, 2, w; \quad c = e^{-\xi_0 \frac{T}{T_0}}; \quad b = \cos\left(\frac{T}{T_0} \sqrt{1 - \xi_0^2}\right); \quad a = \frac{1}{\alpha T + \beta T_d} \quad (5.35)$$

K – koeficient přenosu, T_i – časové konstanty ($i = 0, 1, 2, w$), ξ_0 – poměrné tlumení,

* - optimální (doporučená) hodnota stavitelných parametrů.

5.1.4 Vzorová úloha pro metodu požadovaného modelu

Jedním z bodů zadání diplomové práce bylo vytvoření vzorových úloh použitelných pro měření na daném modelu s DZ. Tyto vzorové úlohy jsou rozčleněny do tří na sebe navazujících kapitol. První kapitola „zadání“ obsahuje všeobecné pokyny k úloze a jakou metodou má být úloha řešena. Navazující druhá část „návod“ obsahuje několik podkapitol s podrobným popisem jak danou úlohu řešit. V třetí části „vypracování“ jsou uvedeny konkrétní výsledky, kterých bylo dosaženo při měření na reálném modelu s DZ, včetně porovnání výsledků simulace v prostředí programu MATLAB/Simulink a dat naměřených na reálném modelu.

Zadání:

Sestavte program pro simulační i praktické ověřování regulace modelu 1. řádu s dopravním zpožděním prostřednictvím číslicového PS regulátoru navrženého metodou požadovaného modelu. Relativní překmit κ volte 0 %, 25 % a 50 %. Výsledky simulačního ověřování a data z modelu posuďte z hlediska kvality regulačního pochodu. Jelikož měření statické charakteristiky je časově náročné, uvažujte že systém je lineární.

Návod:

1. Identifikace parametrů soustavy

Změřte přechodovou charakteristiku tepelného modelu s DZ a vypočtěte parametry soustavy.

Přenos modelu:

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-T_d s} \quad (5.36)$$

Parametry soustavy jsou:

hodnota časové konstanty T , zesílení soustavy K , velikost dopravního zpoždění T_d

2. Výpočet parametrů regulátoru a velikosti akčního zásahu PS

Z tabulky VI. plyne, že velikost integrační konstanty PS regulátoru je rovna:

$$T_I = \frac{c_1}{1 - c_1} T_V \quad (5.37)$$

kde:

$$c_1 = e^{-\frac{T_V}{T_i}} \quad (5.38)$$

Z tabulky IV. odečtete hodnoty koeficientů α a β pro zadané κ .

Dále vypočtete pomocný parametr a :

$$a = \frac{1}{\alpha T_V + \beta T_d} \quad (5.39)$$

Parametry regulátoru volte:

$$\begin{aligned} r_0 &= \frac{a \cdot T_I}{K} \\ q_0 &= r_0 \cdot \left(1 + \frac{T_V}{T_I} \right) \\ q_1 &= -r_0 \end{aligned} \quad (5.40)$$

Přenos regulátoru:

$$G_R(z) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (5.41)$$

Velikost akčního zásahu:

$$u(k) = q_0 \cdot e(k) + q_1 \cdot e(k-1) + u(k-1) \quad (5.42)$$

3. Ověření vypočtených dat v prostředí Matlab a na reálném modelu

V prostředí programu MATLAB/Simulink ověřte na simulačním obvodu, pro vhodnou velikost periody vzorkování T_V , vypočtené parametry soustavy a regulátoru pro jednotlivé relativní překmity κ .

Po ověření na simulačním modelu proveďte měření na reálném modelu s DZ.

Výsledky simulačního ověřování a měření na reálném modelu posuďte z hlediska kvality regulačního pochodu.

Vypracování pro $T_d = 225$:***1. Identifikace parametrů soustavy***

Z naměřených dat uvedených v kapitole 4.3.4 vyplývá, že hodnota časové konstanty $T = 4233$, zesílení soustavy $K = 1,948$, velikost dopravního zpoždění $T_d = 225$.

Výsledný přenos modelu s DZ:

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-T_d s} = \frac{1,95}{4233s + 1} e^{-225s} \quad (5.43)$$

2. Výpočet parametrů regulátoru

Na výpočet parametrů regulátoru byl zhotoven program *ID_parameters.m*. Zdrojový kód programu je součástí přílohy P2. Perioda vzorkování T_V byla s ohledem na parametry soustavy volena 5 s.

Přenos regulátoru pro $\kappa = 0\%$:

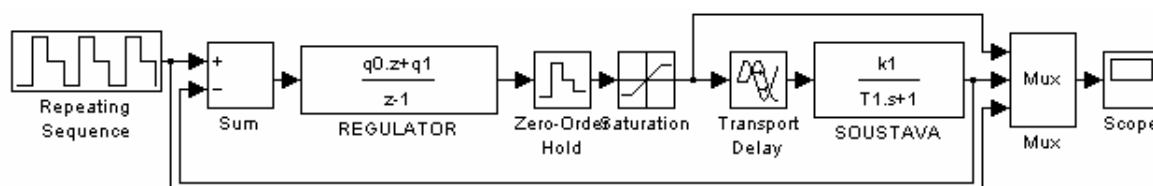
$$G_R(z) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}} = \frac{3,5192 - 3,5152 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (5.44)$$

Tabulka VI. Vypočtené parametry PS regulátoru pro různé κ :

$\kappa [\%]$	r_0	q_0	q_1
0	3,5151	3,5192	-3,5152
25	7,1380	7,1469	-7,1380
50	9,6077	9,6191	-9,6077

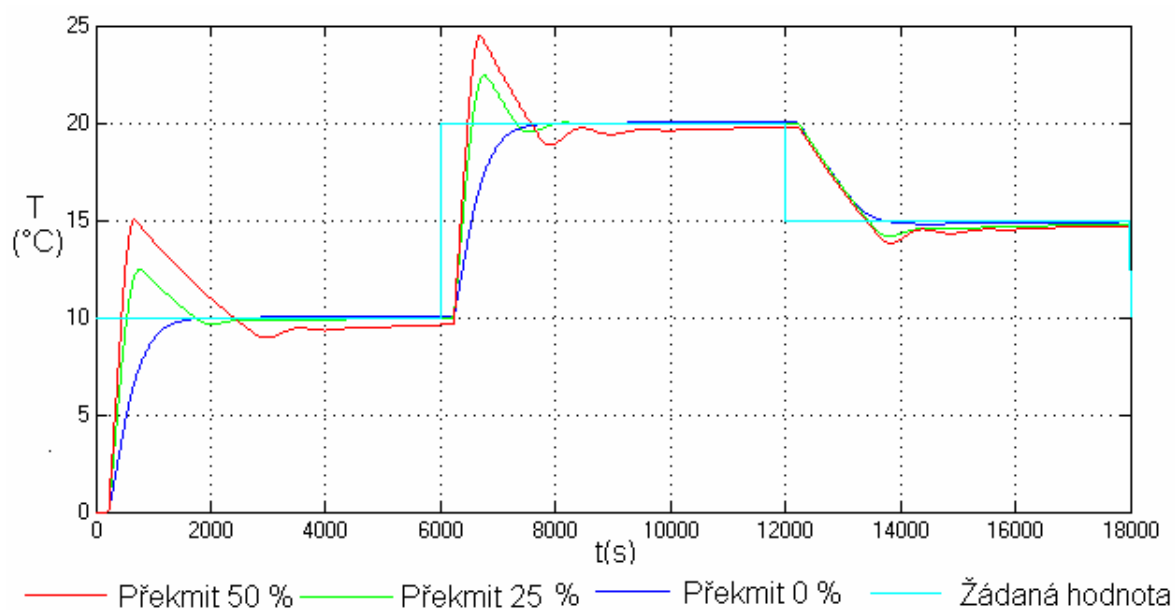
3. Ověření vypočtených dat v prostředí Matlab a na reálném modelu

Pro simulační ověření v prostředí MATLAB/Simulink bylo zhotoveno jednoduché schéma:



Obr. 35. Schéma regulačního obvodu pro metodu požadovaného modelu

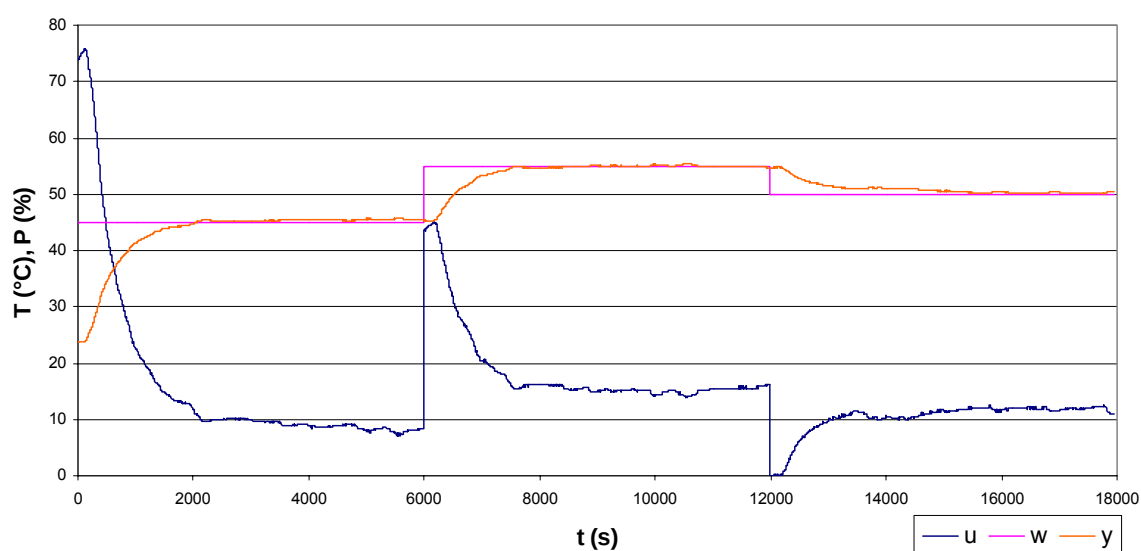
Výsledky simulací pro jednotlivá κ :



Obr. 36. Výsledky simulací pro jednotlivé relativní překmity, $T_d = 225$

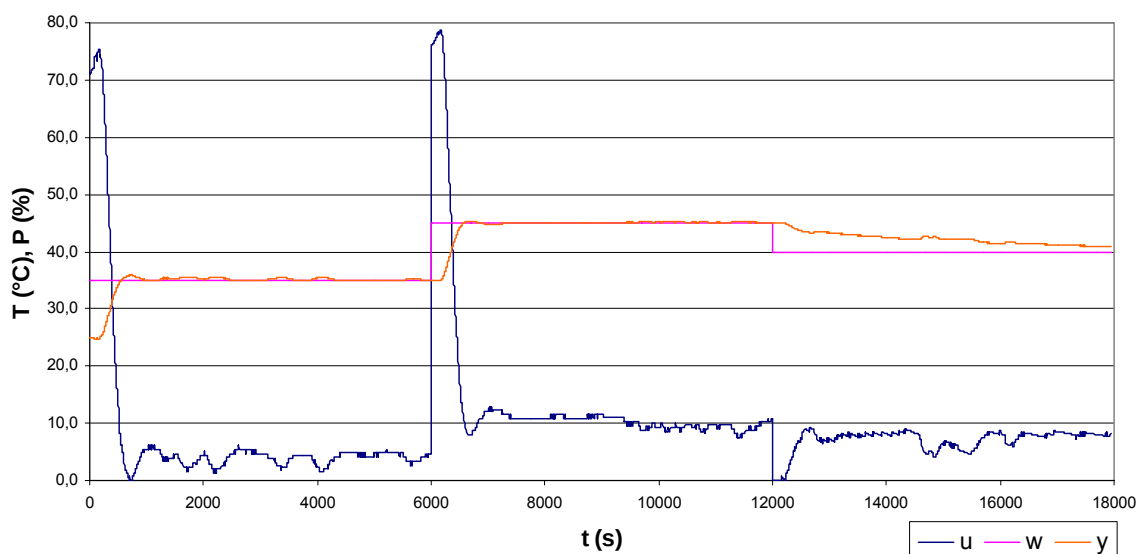
Na reálném modelu bylo naměřeno pomocí programu jehož zdrojový kód je vypsán v příloze P6:

a) Pro překmit 0 %:



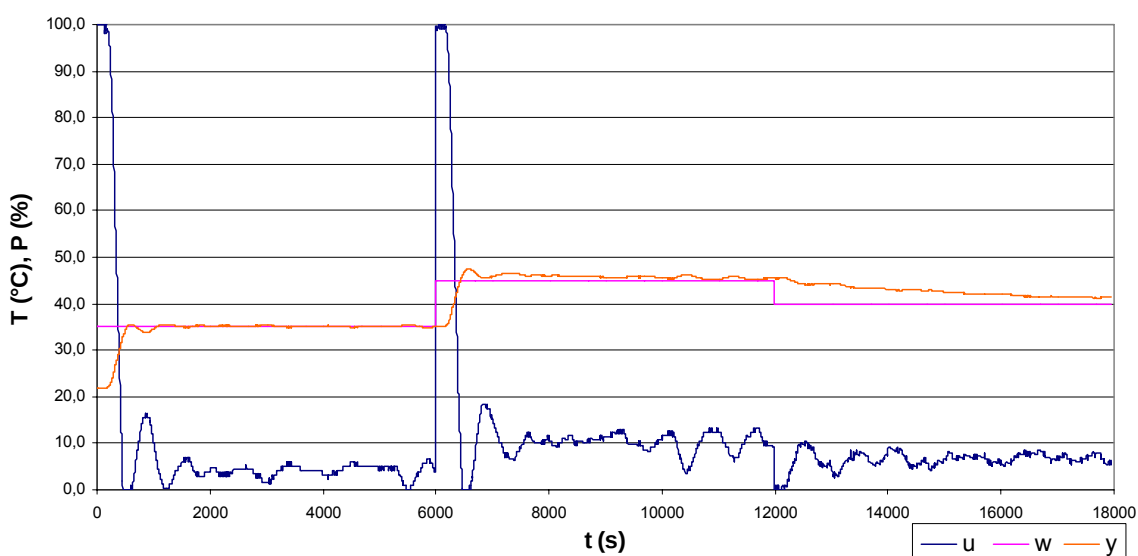
Obr. 37. Naměřená data pro relativní překmit 0 %

b) Pro překmit 25 %:



Obr. 38. Naměřená data pro relativní překmit 25 %

c) Pro překmit 50 %:



Obr. 39. Naměřená data pro relativní překmit 50 %

Závěr:

Z výsledků simulačního měření i z měření provedeného na reálném modelu vyplývá, že velikost relativního překmitu κ má zásadní vliv na kvalitu regulačního pochodu. Se vzrůstající hodnotou κ dochází ke zvětšení akčního zásahu a tím pádem i k zmenšení času

potřebného na dosažení žádané teploty na výstupu. To se ovšem při simulaci projeví překmitem řízené veličiny nad její žádanou hodnotou. Tato vlastnost se na reálném modelu projeví pouze mírně kmitavým průběhem výstupní veličiny což je podle mého názoru způsobeno velkou časovou konstantou T . Co se týče doby dosažení žádané hodnoty $35\text{ }^{\circ}\text{C}$, při překmitu 0 % trvala z počáteční teploty $23,7\text{ }^{\circ}\text{C}$ 1980 s, při překmitu 25 % trvala z teploty $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ dobu 555 s, při překmitu 50 % z teploty $21,9\text{ }^{\circ}\text{C}$ dobu 535 s.

Vypracování pro $T_d = 400$:

V tomto případě bylo z časových důvodů měření provedeno pouze pro relativní překmit $\kappa = 25\%$.

1. Identifikace parametrů soustavy

Z naměřených dat uvedených v kapitole 4.2.1 vyplývá, že hodnota časové konstanty $T = 4008,345$, zesílení soustavy $K = 1,546$, velikost dopravního zpoždění $T_d = 400$.

Výsledný přenos modelu s DZ:

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-T_d s} = \frac{1,55}{4008s + 1} e^{-400s} \quad (5.45)$$

2. Výpočet parametrů regulátoru

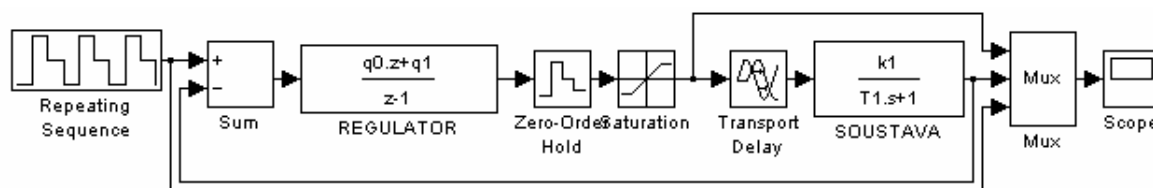
Na výpočet parametrů regulátoru byl zhotoven program *ID_parameters.m*. Zdrojový kód programu je součástí přílohy P2. Perioda vzorkování T_V byla s ohledem na parametry soustavy volena 5 s.

Přenos regulátoru pro $\kappa = 25\%$:

$$G_R(z) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}} = \frac{4,82 - 4,81 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (5.46)$$

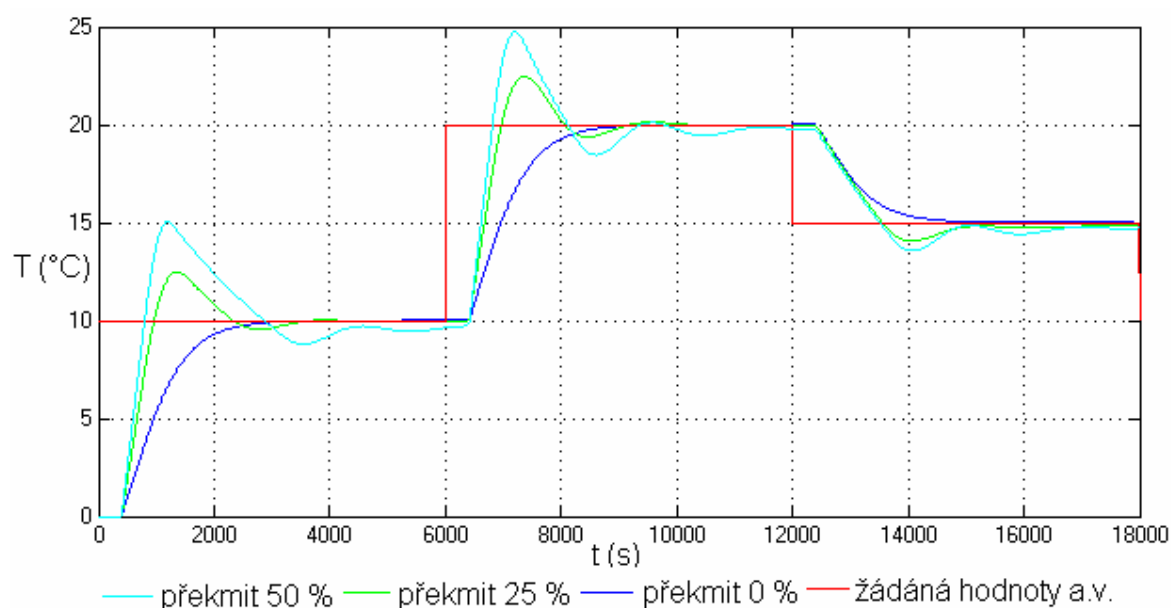
3. Ověření vypočtených dat v prostředí Matlab a na reálném modelu

Pro simulační ověření v prostředí MATLAB/Simulink bylo zhotoveno jednoduché schéma:



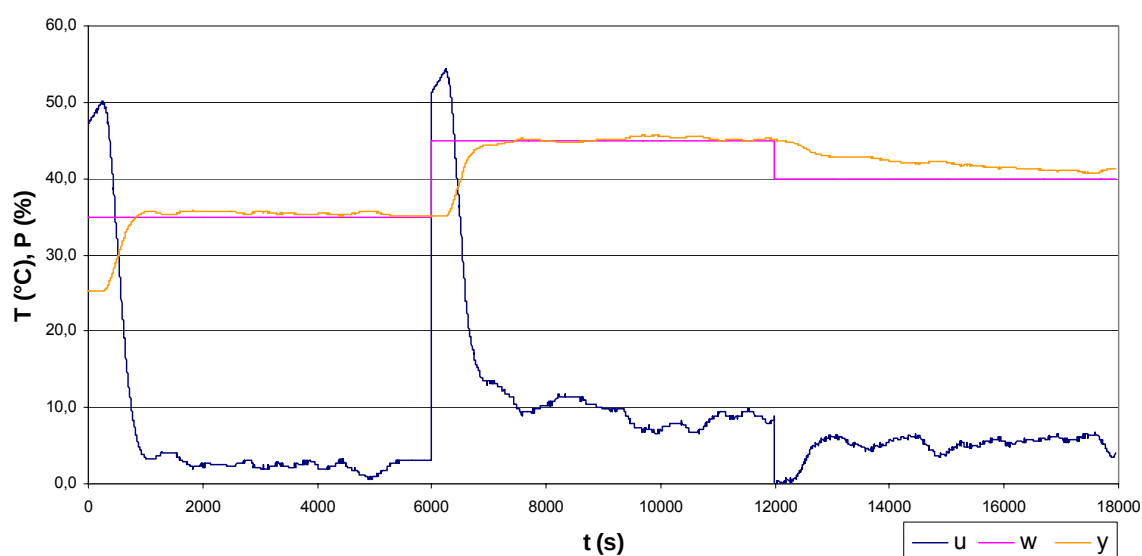
Obr. 40. Schéma regulačního obvodu pro metodu požadovaného modelu

Výsledky simulací pro $\kappa = 0\%, 25\%, 50\%$:



Obr. 41. Výsledky simulací pro jednotlivé relativní překmity, $T_d = 400$

Na reálném modelu bylo naměřeno pro $\kappa = 25\%$:



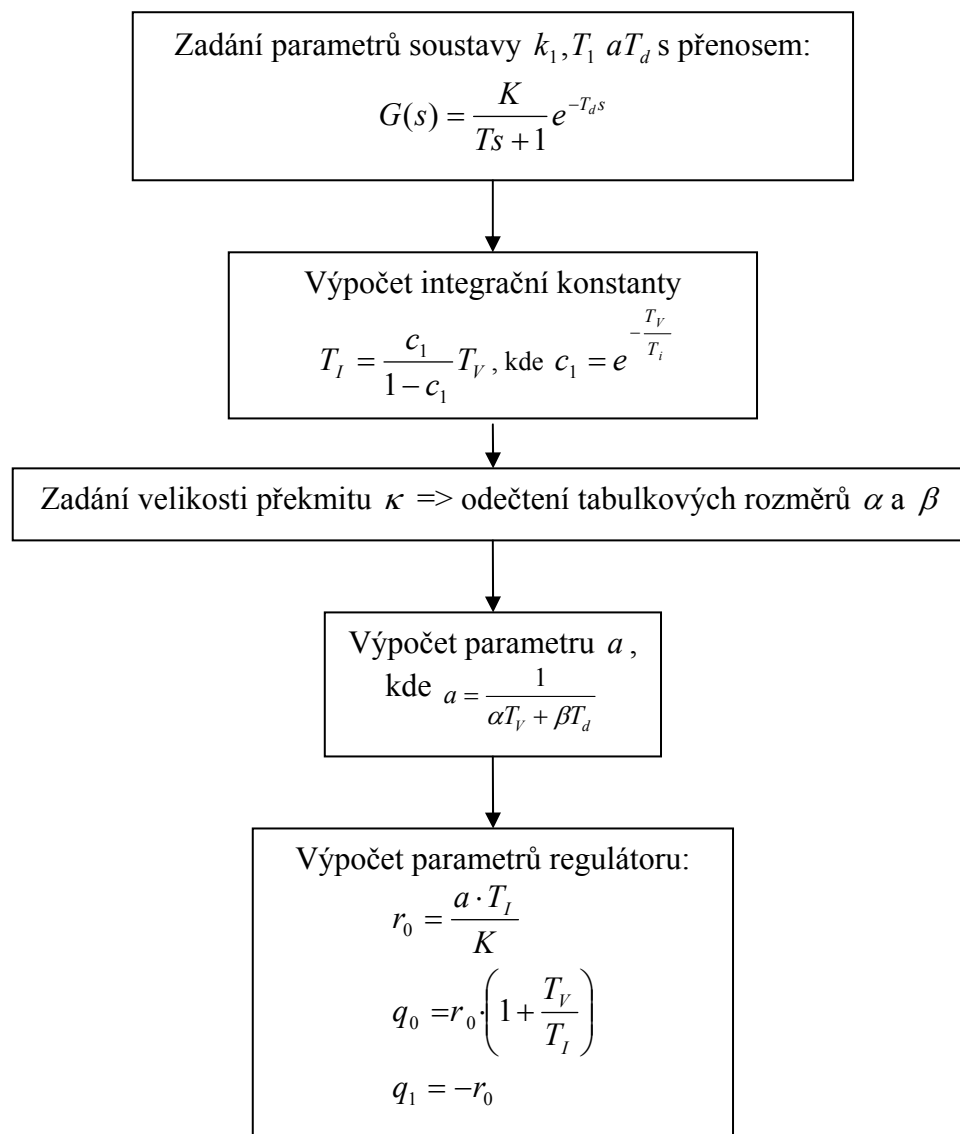
Obr. 42. Naměřená data pro relativní překmit 25 %, $T_d = 400$

Závěr:

Zvětšení dopravního zpoždění způsobuje zvětšení doby odezvy regulátoru na změnu žádané hodnoty výstupní teploty. Na průběhu teploty lze také místy pozorovat regulační odchylku, která se mění v rozmezí $0,4 \div 0,6$ °C. Doba dosažení žádané hodnoty 35 °C při překmitu 25 % trvala z počáteční teploty 25,2 °C dobu 830 s.

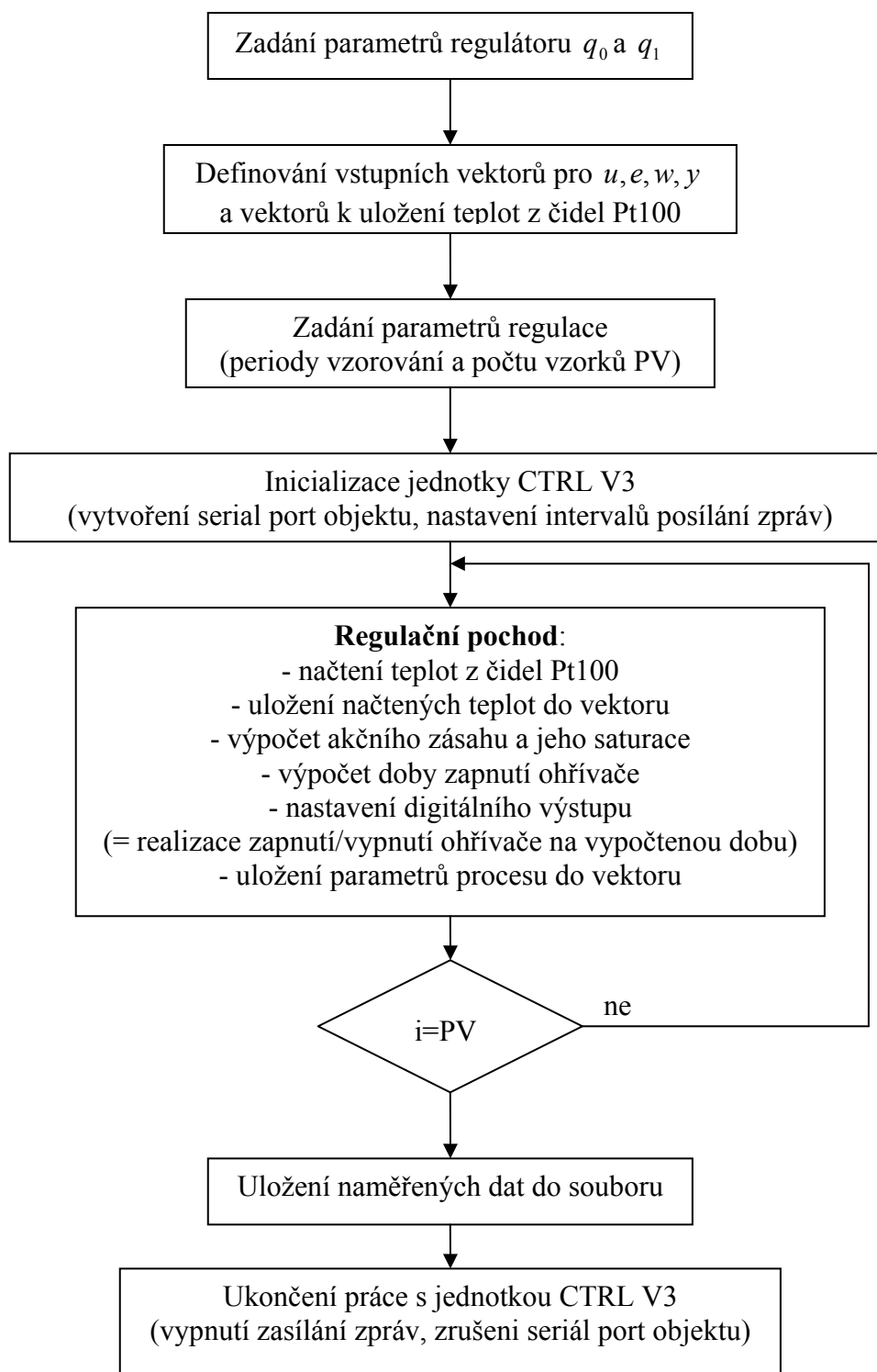
5.1.5 Vývojové diagramy (VD) k metodě požadovaného modelu

Vývojový diagram pro výpočet parametrů regulátoru:



Obr. 43. VD pro výpočet parametrů regulátoru metodou požadovaného modelu

Vývojový diagram pro řízení modelu metodou požadovaného modelu



Obr. 44. Vývojový diagram programu řízení modelu metodou požadovaného modelu

5.2 Regulace metodou konečného počtu kroků

Běžným způsobem v diskrétní teorii automatického řízení je požadavek ukončení regulačního pochodu za konečný počet intervalů vzorkování. Tento způsob řešení se v literatuře označuje jako řízení za konečný počet kroků (deadbeat control) nebo též konečné časově-optimální řízení. Pro praktické účely a možnosti realizace řídicího zásahu počítačem je třeba rozlišit dva případy:

- a) slabá verze ukončení regulačního pochodu za konečný počet kroků
- b) silná verze ukončení regulačního pochodu za konečný počet kroků

Slabá verze ukončení regulačního pochodu za konečný počet kroků se dá realizovat tehdy, když při nulových počátečních podmínkách řízené soustavy můžeme řídicím zásahem $u(k)$ pro $k = 0, 1, 2, \dots, k_{\text{MIN}}$ dosáhnout nulovou regulační odchylku (od kroku $k \geq k_{\text{MIN}}$).

$$e(k) = w(k) - y(k) \Big|_{k \geq k_{\text{MIN}}} = 0 \quad (5.47)$$

Slabá verze tedy vyžaduje konečnost polynomu $E(z)$ a nulové hodnoty regulační odchylky od kroku $k \geq k_{\text{MIN}}$, přičemž hodnoty regulační odchylky nemusí být nulové mezi okamžiky vzorkování. Řídicí zásah $U(z)$ nemusí být při slabé verzi polynom s konečným počtem členů a diskrétní přenosová funkce $G_{Y/W}(z)$ je racionální lomená funkce.

Aby odchylka $E(z)$ byla konečný polynom je třeba kompenzovat všechny polynomy, které existují v jejím jmenovateli, tj. když

$$\begin{aligned} E(z) &= (1 - G_{Y/W}(z))w = \left(1 - \frac{B(z)Q(z)}{A(z)P(z) + B(z)Q(z)}\right) \cdot \frac{f(z)}{(1 - z^{-1})^m C(z)} = \\ &= \frac{A(z)P(z)}{A(z)P(z) + B(z)Q(z)} \cdot \frac{f(z)}{(1 - z^{-1})^m C(z)} \end{aligned} \quad (5.48)$$

Silná verze ukončení regulačního pochodu za konečný počet kroků se dá realizovat tehdy, když při nulových počátečních podmínkách regulované soustavy můžeme řídicím zásahem $u(k)$ pro $k = 0, 1, 2, \dots, k_{\text{MIN}}$ dosáhnout nulovou regulační odchylku (i pro $\varepsilon \neq 0$).

$$e(k, \varepsilon) = w(k, \varepsilon) - y(k, \varepsilon) \Big|_{k \geq k_{\text{MIN}}} = 0 \quad (5.49)$$

(kde k_{MIN} je minimální počet kroků odkdy je regulační odchylka nulová i mezi okamžiky vzorkování).

U silné verze je polynom regulační odchylky $E(z)$, stejně tak polynom řídicího zásahu $U(z)$ konečný a diskrétní přenos uzavřeného regulačního obvodu je racionální lomenou funkcí.

5.2.1 Klasický přístup při návrhu diskrétního regulátoru umožňujícího ukončit regulační pochod za nejmenší počet kroků

Klasický přístup ukončení regulačního pochodu za konečný počet kroků odvozený v další části je v literatuře označován jako „deadbeat control“ (DB). Tento způsob využívá pro syntézu řízení jednoduchý způsob řešení.

Uvažujeme, že referenční proměnná je jednotkový skok ($w(t) = 1$ (t), $w(k) = 1$ pro $k = 0, 1, 2, \dots$). Když označíme minimální počet kroků, za který je regulační pochod ukončený, k_{MIN} , potom platí :

$$w(k) = w(k) = 1 \text{ pro } k \geq k_{MIN} \quad (5.50)$$

$$u(k) = u(k_{MIN}) \text{ pro } k \geq k_{MIN} \quad (5.51)$$

Řídicí zásah je ustálený na konečné hodnotě a regulovaná veličina dosáhne žádanou hodnotu za k_{MIN} .

Z – obraz referenční proměnné $w(k) = 1$ je:

$$W(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (5.52)$$

Výstupní regulovaná veličina je vyjádřena posloupností:

$$Y(z) = y(1)z^{-1} + y(2)z^{-2} + \dots + \left[z^{-k_{MIN}} + z^{-(k_{MIN}+1)} + \dots \right] \quad (5.53)$$

pro $y(0) = 0$

a řídicí zásah $U(z)$:

$$U(z) = u(0) + u(1) + \dots + u(k_{MIN}) \left[z^{-k_{MIN}} + z^{-(k_{MIN}+1)} + \dots \right] \quad (5.54)$$

Podělením (5.53) a (5.52) dostaneme:

$$\frac{Y(z)}{W(z)} = p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} + \dots + p_{k_{MIN}} z^{-k_{MIN}} = P(z) \quad (5.55)$$

Pokud uvažujeme, že $W(z) = 1/(1 - z^{-1}) = 1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots$, potom z předchozího podílu je zřejmé, že:

$$\begin{aligned} p_1 &= y(1) \\ p_2 &= y(2) - y(1) \\ &\vdots \\ p_{k_{MIN}} &= 1 - y(k_{MIN}^{-1}) \end{aligned} \quad (5.56)$$

Dále pak:

$$k_{MIN} = n_k \quad (5.57)$$

$$\sum_{i=1}^{n_K} p_i = p_1 + p_2 + \dots + p_{n_K} = 1 \quad (5.58)$$

Když podělíme rovnici (5.54) referenční proměnnou $W(z) = 1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots$ dostaneme:

$$\frac{U(z)}{W(z)} = q_0 + q_1 z^{-1} + \dots + q_{n_K} z^{-n_K} = Q(z) \quad (5.59)$$

kde:

$$\begin{aligned} q_0 &= u(0) \\ q_1 &= u(1) - u(0) \\ &\vdots \\ q_{n_K} &= u(n_K) - u(n_K - 1) \end{aligned} \quad (5.60)$$

Zároveň platí:

$$\sum_{i=1}^{n_K} q_i = q_1 + q_2 + \dots + q_{n_K} = u(n_K) - u(0) = \frac{1}{K} \quad (5.61)$$

kde K je zesílení procesu řízení.

$$G_S(1) = \frac{y(n_K)}{u(n_K)} = \frac{1}{u(n_K)} = K \quad (5.62)$$

Přenosová funkce uzavřeného diskrétního regulačního obvodu je:

$$G_{w/y} = \frac{G_S(z)G_R(z)}{1 + G_S(z)G_R(z)} = \frac{Y(z)}{W(z)} \quad (5.63)$$

Porovnáním (5.63) a (5.55) je zřejmé, že:

$$G_{w/y}(z) = p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} + \dots + p_{n_K} z^{-n_K} = P(z) \quad (5.64)$$

Přenosová funkce řízeného procesu:

$$G_S(z) = \frac{b_1 z^{-1} + \dots + b_{n_K}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{n_K} z^{-n_K}} = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{Y(z)}{U(z)} \quad (5.65)$$

Dosazením za $Y(z)$ a $U(z)$ ze vztahů (5.53) a (5.54) dostaneme:

$$G_S(z) = \frac{P(z)}{Q(z)} = \frac{p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} + \dots + p_{n_K} z^{-n_K}}{q_0 + q_1 z^{-1} + \dots + q_{n_K} z^{-n_K}} \quad (5.66)$$

Diskrétní přenosová funkce regulátoru je potom vyjádřena:

$$G_R(z) = \frac{1}{P(z)/Q(z)} \cdot \frac{P(z)}{1 - P(z)} = \frac{Q(z)}{1 - P(z)} = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + \dots + q_{n_K} z^{-n_K}}{1 - p_1 z^{-1} - p_2 z^{-2} - \dots - p_{n_K} z^{-n_K}} \quad (5.67)$$

Normovaný tvar soustavy lze vyjádřit takto:

$$G_S(z) = \frac{(p_1 z^{-1} + \dots + p_{n_K} z^{-n_K}) 1/q_0}{1 + \frac{q_1}{q_0} z^{-1} + \dots + \frac{q_{n_K}}{q_0} z^{-n_K}} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{n_K} z^{-n_K}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{n_K} z^{-n_K}} \quad (5.68)$$

Porovnáním čitatele a jmenovatele dostaneme podmínky pro výpočet koeficientů q_i a p_i ($i \in \langle 1, n_K \rangle$) jako funkce parametrů soustavy a_i, b_i :

$$\begin{aligned} q_1 &= a_1 q_0 & p_1 &= b_1 q_0 \\ q_2 &= a_2 q_0 & p_2 &= b_2 q_0 \\ \vdots & & \vdots & \\ q_{n_K} &= a_{n_K} q_0 & p_{n_K} &= b_{n_K} q_0 \end{aligned} \quad (5.69)$$

Protože $\sum p_i = 1$, ze vztahu (5.69) vyplývá:

$$\sum_{i=1}^{n_K} b_i q_0 = 1 \Rightarrow q_0 = \frac{1}{\sum_{i=1}^{n_K} b_i} = \frac{1}{b_1 + b_2 + \dots + b_{n_K}} = u(0) \quad (5.70)$$

Ze vztahu (5.69) je zřejmá jednoduchost výpočtu koeficientů všeobecného diskrétního regulátoru. První hodnota řídicího zásahu je nepřímo úměrná součtu koeficient čitatele diskrétní přenosové funkce řízeného procesu. Platí, že se zmenšováním periody vzorkování se zmenšují i hodnoty koeficientu b_i , klesá i jejich součet a naopak hodnota $u(0)$ bude vzrůstat. Z uvedeného důvodu je potom nutné vybírat takovou periodu vzorkování, aby počáteční hodnota $u(0)$ (která je vypočítaná) byla i technicky realizovatelná.

Dosazením za q_i a p_i ze vztahu (5.69) do přenosové funkce regulátoru (5.67) a úpravou:

$$G_R(z) = \frac{q_0(1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{n_K} z^{-n_K})}{1 - q_0(b_1 z^{-1} + \dots + b_{n_K} z^{-n_K})} = \frac{q_0 A(z)}{1 - q_0 B(z)} \quad (5.71)$$

Diskrétní přenosová funkce řízení uzavřeného regulačního obvodu:

$$G_{w/y} = p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} + \dots + p_{n_K} z^{-n_K} = P(z) = \frac{p_1 z^{n_K-1} + p_2 z^{n_K-2} + \dots + p_{n_K} z^0}{z^{n_K}} \quad (5.72)$$

Dosazením za $p_i, i = 1, 2, \dots, n_K$ ze vztahu (5.67) dostaneme:

$$G_{w/y}(z) = \frac{q_0(b_1 z^{n_K-1} + b_2 z^{n_K-2} + \dots + b_{n_K})}{z^{n_K}} = \frac{q_0 B(z)}{z^{n_K}} = \frac{Y(z)}{W(z)} \quad (5.73)$$

Ze vztahu (5.71) je zřejmé, že charakteristická rovnice diskrétního uzavřeného obvodu je:

$$1 + G_S(z) \cdot G_R(z) = \varphi = z^{n_K} \quad (5.74)$$

má tedy n_K pólů v počátku z-roviny, regulovaná veličina za n_K kroků (n_K je řád soustavy) dosáhne žádanou hodnotu referenční proměnné.

Jestliže proces řízení obsahuje dopravní zpoždění, potom diskrétní přenosová funkce má tvar:

$$\begin{aligned}
 G_S(z) &= \frac{B(z)}{A(z)} \cdot z^{-d} = \frac{b_1 z^{-(1+d)} + \dots + b_{n_K} z^{-(n_K+d)}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{n_K} z^{-n_K}} = \\
 &= \frac{\bar{b}_1 z^{-1} + \dots + \bar{b}_{d+1} z^{-(d+1)} + \dots + \bar{b}_{n_K+d} z^{-(n_K+d)}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{n_K} z^{-n_K} + \dots + a_{n_K+d} z^{-(n_K+d)}} = \\
 &= \frac{p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} + \dots + p_{n_K} z^{-n_K}}{q_0 + q_1 z^{-1} + \dots + q_{n_K} z^{-n_K}}
 \end{aligned} \tag{5.75}$$

Koeficienty:

$$\begin{aligned}
 \bar{b}_1 = \bar{b}_2 = \dots = \bar{b}_d = 0 \quad a_{n_K+1} = a_{n_K+2} = \dots = a_{n_K+d} = 0 \\
 \bar{b}_{1+d} = b_1 \\
 \bar{b}_{2+d} = b_2 \\
 \vdots \\
 \bar{b}_{n_K+d} = b_{n_K}
 \end{aligned} \tag{5.76}$$

Výstupní regulovaná veličina dosáhne žádanou hodnotu referenční proměnné w_k za $M+d$ kroků (kde d je dopravní zpoždění, které se vypočte dle vztahu $d = D/T$ a T je perioda vzorkování), tj.:

$$\begin{aligned}
 y(k) = w(k) = 1 \quad \text{pro } k \geq n_K + d \\
 u(k) = u(n_K) \quad \text{pro } k \geq n_K
 \end{aligned} \tag{5.77}$$

(ustálená hodnota posloupnosti řídicího zásahu)

Podobným způsobem jako při soustavě bez dopravního zpoždění můžeme opět získat koeficienty diskrétního deadbeat regulátoru porovnáním vztahů (5.75) a $G_S(z) = P(z)/Q(z)$ ve vztahu (5.76). Řešením jsou koeficienty q_i a p_i pro $i \in \langle 1, n_K \rangle$:

$$\begin{array}{ll}
q_1 = a_1 q_0 & p_1 = \bar{b}_1 q_0 \\
q_2 = a_2 q_0 & p_2 = \bar{b}_2 q_0 \\
\vdots & \vdots \\
q_{n_K} = a_{n_K} q_0 & p_{n_K} = \bar{b}_{n_K} q_0 \\
\text{.....} & \text{.....} \\
q_{n_K+1} = a_{n_K+1} q_0 & p_{1+d} = \bar{b}_{1+d} q_0 = b_1 q_0 \\
\vdots & \vdots \\
q_{n_K+d} = a_{n_K+d} q_0 = 0 & p_{n_K+d} = \bar{b}_{1+d} q_0 = b_{n_K} q_0
\end{array} \tag{5.78}$$

Přenosová funkce diskretního regulátoru podle (5.67) je potom rovna:

$$\begin{aligned}
G_R(z) &= \frac{Q(z)}{1-P(z)} = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + \dots + q_{n_K} z^{-n_K}}{1 - p_1 z^{-1} - \dots - p_d z^{-d} - p_{d+1} z^{-(d+1)} - \dots - p_{d+n_K} z^{-(d+n_K)}} = \\
&= \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + \dots + q_{n_K} z^{-n_K}}{1 - p_{1+d} z^{-(d+1)} - \dots - p_{n_K} z^{-(d+n_K)}}
\end{aligned} \tag{5.79}$$

Dosazením za q_i a p_i pro $i \in \langle 1, n_K + d \rangle$ ze vztahu (5.78) do (5.79) dostaneme:

$$G_R(z) = \frac{q_0 A(z)}{1 - q_0 B(z) z^{-d}} \tag{5.80}$$

Charakteristická rovnice uzavřeného regulačního obvodu je určena jmenovatelem $G_{w/y}(z)$:

$$G_{w/y}(z) = p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} + \dots + p_{n_K} z^{-d} + p_d z^{-d} + p_{d+1} z^{-(d+1)} + \dots + p_{d+n_K} z^{-(d+n_K)} = P(z) \tag{5.81}$$

Vynásobením (5.81) výrazem z^{n_K+d} / z^{n_K+d} dostaneme vyjádření v kladných mocninách ($p_1 = \dots = p_d = 0$):

$$G_{w/y}(z) = \frac{p_{1+d} z^{n_K-1} + \dots + p_{n_K+d} z^0}{z^{n_K+d}} = \frac{Y(z)}{W(z)} \tag{5.82}$$

Jmenovatel (5.82) představuje charakteristická rovnice diskretního regulačního obvodu:

$$z^{n_K+d} = 0 \tag{5.83}$$

Z (5.83) je zřejmé, že charakteristická rovnice má $(n_K + d)$ pólů v počátku, tedy za $(n_K + d)$ kroků $Y(z)$ dosáhne žádanou hodnotu referenční proměnné. Je to zřejmé i ze vztahu (5.82):

$$Y(z) = \frac{p_{1+d} z^{n_K-1} + \dots + p_{d+n_K}}{z^{n_K+d}} \cdot W(z) \tag{5.84}$$

Přenosová funkce $G_{w/y}(z)$ může být i vyjádřena pomocí polynomu $B(z)$, pokud ve vztahu (5.82) místo $(p_{d+1}, \dots, p_{d+n_K})$ vyjádříme $p_{i+d} = b_{i+d} q_0$ (podle (5.78)) pro $i \in \langle 1, n_K \rangle$.

$$G_{w/y}(z) = q_0 B(z) \cdot z^{-D} \quad (5.85)$$

nebo v kladných mocninách z :

$$G_{w/y}(z) = \frac{q_0 B(z)}{z^{n_K+d}} = \frac{Y(z)}{W(z)} \quad (5.86)$$

Protože první vypočítaná hodnota řídicího zásahu má nejvyšší hodnotu, můžeme tuto velikost výpočtově ovlivnit a zmenšit. Ukončení regulačního pochodu nebude potom za n_K kroků a v případě dopravního zpoždění za n_{K+1} kroků.

V souladu s uvedeným i polynom $P(z)$ a $Q(z)$ bude mít n_K členů:

$$\begin{aligned} P(z) &= p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} + \dots + p_{n_K+1} z^{-(n_K+1)} \\ Q(z) &= q_0 + q_1 z^{-1} + \dots + q_{n_K+1} z^{-(n_K+1)} \end{aligned} \quad (5.87)$$

Diskrétní přenosová funkce poté bude mít tvar:

$$G_S(z) = \frac{b_1 z^{-1} + \dots + b_{n_K} z^{-n_K}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{n_K} z^{-n_K}} = \frac{p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} + \dots + p_{n_K+1} z^{-(n_K+1)}}{q_0 + q_1 z^{-1} + \dots + q_{n_K+1} z^{-(n_K+1)}} \quad (5.88)$$

Uvedená rovnost ovšem platí pouze tehdy, pokud čítecitel a jmenovatel polynomu $P(z)$ a $Q(z)$ má stejný kořen $z = z_1$ (tedy můžeme krátit čitatele a jmenovatele $(z_1 - z^{-1})$):

$$\frac{P(z)}{Q(z)} = \frac{(p_1' z^{-1} + p_2' z^{-2} + \dots + p_{n_K}' z^{-n_K})(z_1 - z^{-1})}{(q_0' + q_1' z^{-1} + \dots + q_{n_K}' z^{-n_K})(z_1 - z^{-1})} \quad (5.89)$$

Podělením (5.87) q_0' a porovnáním s (5.86) dostaneme koeficienty regulátoru p_i' a q_i' pro $i \in \langle 1, n_K \rangle$:

$$\begin{aligned} q_1' &= a_1 q_0' & p_1' &= b_1 q_0' \\ q_2' &= a_2 q_0' & p_2' &= b_2 q_0' \\ \vdots & & \vdots & \\ q_{n_K}' &= a_{n_K} q_0' & p_{n_K}' &= b_{n_K} q_0' \end{aligned} \quad (5.90)$$

Přepočet koeficientů $p_i' \rightarrow p_i$, $q_i' \rightarrow q_i$ je zřejmý z porovnání vztahů (5.87) a (5.86), přičemž:

$$\begin{aligned}
 q_0 &= z_1 q_0' & p_1 &= z_1 p_1' \\
 q_1 &= (z_1 q_1' - q_0') & p_2 &= (z_1 p_2' - p_1') \\
 &\vdots & &\vdots \\
 q_{n_K} &= (z_1 q_{n_K}' - q_{n_K-1}') & p_{n_K} &= (z_1 p_{n_K}' - p_{n_K-1}') \\
 q_{n_K+1} &= -q_{n_K}' & p_{n_K+1} &= -p_{n_K}'
 \end{aligned} \tag{5.91}$$

Velikost první hodnoty řízení bude menší o součin:

$$q_0 = z_1 q_0' = u(0) \tag{5.92}$$

Prakticky postupujeme tak, že $u(0)$ se předepíše (ze znalosti ohraničení na řídicí zásah), tedy $u_0 = q_0$ a q_0 se potom určí:

$$q_0' = q_0 - \frac{1}{b_1 + b_2 + \dots + b_{n_K}} = q_0 - \frac{1}{\sum_{i=1}^{n_K} b_i} \tag{5.93}$$

Když dosadíme q_0' do (5.89), dostaneme modifikované hodnoty koeficientů regulátoru vzhledem na omezení první hodnoty $u(0)$:

$$\begin{aligned}
 q_0 &= u(0) & (5.94) \\
 q_1 &= z_1 q_1' - q_0' = z_1 a_1 q_0' - q_0' = a_1 q_0 - q_0 + \frac{1}{\sum_{i=1}^{n_K} b_i} = (a_1 - 1)q_0 + \frac{1}{\sum_{i=1}^{n_K} b_i} \\
 q_2 &= z_1 q_2' - q_1' = z_1 a_2 q_0' - a_1 q_0' = q_0(a_2 - a_1) + \frac{a_1}{\sum_{i=1}^{n_K} b_i} \\
 &\vdots \\
 q_{n_K} &= q_0(a_{n_K} - a_{n_K-1}) + \frac{a_{n_K-1}}{\sum_{i=1}^{n_K} b_i} \\
 q_{n_K+1} &= a_{n_K} \left(-q_0 + \frac{1}{\sum_{i=1}^{n_K} b_i} \right)
 \end{aligned}$$

Koeficienty jmenovatele diskrétního regulátoru:

$$\begin{aligned}
 p_1 &= z_1 p_1' = z_1 b_1 q_0' = \frac{z_1 b_1 q_0}{z_1} = b_1 q_0 \\
 p_2 &= (z_1 p_2' - p_1') = (z_1 b_2 q_0' - b_1 q_0') = \frac{z_1 b_2 q_0}{z_1} - b_1 \cdot \frac{q_0}{\sum_{i=1}^{n_K} b_i} = q_0 (b_2 - b_1) + \frac{b_1}{\sum_{i=1}^{n_K} b_i} \\
 &\vdots \\
 p_{n_K} &= q_0 (b_{n_K} - b_{n_K-1}) + \frac{b_{n_K-1}}{\sum_{i=1}^{n_K} b_i} \\
 p_{n_K+1} &= -b_{n_K} \left(q_0 - \frac{1}{\sum_{i=1}^{n_K} b_i} \right)
 \end{aligned} \tag{5.95}$$

Přenosová funkce diskrétního regulátoru je potom vyjádřena:

$$G_R(z) = \frac{Q(z)}{1 - P(z)} = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + \dots + q_{n_K+1} z^{-(n_K+1)}}{1 - p_1 z^{-1} + \dots + p_{n_K+1} z^{-(n_K+1)}} \tag{5.96}$$

5.2.2 Vzorová úloha pro metodu DB, klasický přístup

Tato vzorová úloha je opět rozčleněna do tří na sebe navazujících kapitol. První kapitola „zadání“ obsahuje všeobecné pokyny k úloze a jakou metodou má být úloha řešena. Navazující druhá část „návod“ obsahuje několik podkapitol s podrobným popisem jak danou úlohu řešit. V třetí části „vypracování“ jsou uvedeny konkrétní výsledky, kterých bylo dosaženo při měření na reálném modelu s DZ, včetně porovnání výsledků simulace v prostředí programu MATLAB/Simulink a dat naměřených na reálném modelu.

Zadání:

Sestavte program pro simulační i praktické ověřování regulace modelu 1. řádu s dopravním zpožděním prostřednictvím číslicového regulátoru navrženého metodou s konečným počtem kroků regulace – „deadbeat control“. Měření proveďte pro tři různé periody vzorkování. Výsledky simulačního ověřování a data z modelu posuďte z hlediska kvality regulačního pochodu.

Návod:1. Identifikace parametrů soustavy

Změřte přechodovou charakteristiku tepelného modelu s DZ a vypočítejte parametry soustavy.

Přenos modelu:

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-T_d s} \quad (5.97)$$

Parametry soustavy jsou:

hodnota časové konstanty T_1 , zesílení soustavy k_1 , velikost dopravního zpoždění T_d .

Soustavu aproximujte pomocí Padého aproximace na soustavu s přenosem:

$$G(s) = \frac{K}{s + \alpha} e^{-T_d s} \approx \frac{K \left(1 - \frac{T_d}{2} s\right)}{(s + \alpha) \left(1 + \frac{T_d}{2} s\right)} = \frac{b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} \quad (5.98)$$

Spojitou přenosovou funkci řízeného systému převed'te na diskretní ve tvaru:

$$G_s(z) = \frac{b_1 z^{-1} + \dots + b_{n_K}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{n_K} z^{-n_K}} \quad (5.99)$$

2. Výpočet parametrů regulátoru

Z rovnice (5.78) plyne, že podmínky pro výpočet koeficientů q_i a p_i ($i \in \langle 1, n_K \rangle$) jsou funkce parametrů soustavy a_i, b_i :

$$\begin{aligned} q_1 &= a_1 q_0 & p_1 &= b_1 q_0 \\ q_2 &= a_2 q_0 & p_2 &= b_2 q_0 \\ \vdots & & \vdots & \\ q_{n_K} &= a_{n_K} q_0 & p_{n_K} &= b_{n_K} q_0 \end{aligned} \quad (5.100)$$

kde:

$$\sum_{i=1}^{n_K} b_i q_0 = 1 \Rightarrow q_0 = \frac{1}{\sum_{i=1}^{n_K} b_i} = \frac{1}{b_1 + b_2 + \dots + b_{n_K}} \quad (5.101)$$

Přenos regulátoru:

$$G_R(z) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + \dots + q_{n_K} z^{-n_K}}{1 - p_1 z^{-1} - p_2 z^{-2} - \dots - p_{n_K} z^{-n_K}} \quad (5.102)$$

3. Ověření vypočtených dat v prostředí Matlab a na reálném modelu

V prostředí programu MATLAB/Simulink ověřte na simulačním obvodu, vypočtené parametry soustavy a regulátoru pro jednotlivé periody vzorkování T_V .

Po ověření na simulačním modelu proveďte měření na reálném modelu s DZ.

Výsledky simulačního ověřování a měření na reálném modelu posuďte z hlediska kvality regulačního pochodu.

Vypracování pro $T_d = 225$:

1. Identifikace parametrů soustavy

Z naměřených dat uvedených v kapitole 4.3.4 vyplývá:

hodnota časové konstanty $T = 4233$, zesílení soustavy $K = 1,948$, velikost dopravního zpoždění $T_d = 225$.

Výsledný přenos modelu s DZ:

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-T_d s} = \frac{1,95}{4233s + 1} e^{-225s} \quad (5.103)$$

Pomocí Padéhoho aproximace:

$$G(s) = \frac{K}{s + \alpha} e^{-T_d s} \approx \frac{b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} = \frac{-219,105s + 1,9476}{4,7621 \cdot 10^5 s^2 + 4,3455 \cdot 10^3 s + 1} \quad (5.104)$$

Přenosová funkce v diskrétním tvaru má tvar:

$$G_s(z) = \frac{b_1 z + b_2}{z^2 + a_1 z + a_2} \quad (5.105)$$

kde parametry přenosu pro jednotlivé periody vzorkování T_V jsou uvedeny v tabulce 7.

Tabulka VII. Parametry přenosu řízení v závislosti na velikosti T_V

Parametr	T = 200 s	T = 250 s	T = 300 s
a₁	-1,1229	-1,0510	-1,0011
a₂	0,1612	0,1022	0,0647
b₁	0,0064	0,0230	0,0416
b₂	0,0683	0,0766	0,0824

2. Výpočet parametrů regulátoru

Přenos regulátoru je ve tvaru:

$$G_R(z) = \frac{q_0 z^2 + q_1 z + q_0}{z^2 - p_1 z - p_2} \quad (5.106)$$

kde parametry regulátoru pro jednotlivé T_V jsou uvedeny v tabulce 8.

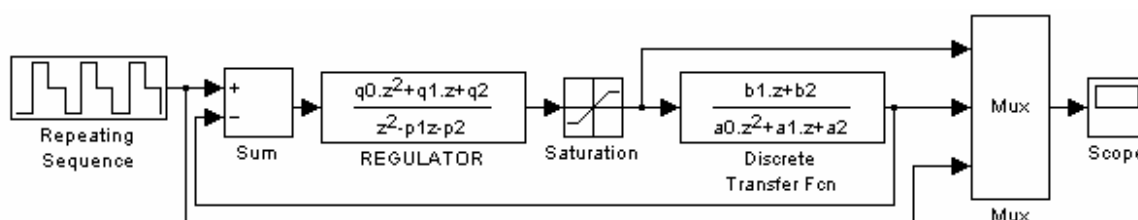
Tabulka VIII. Parametry regulátoru v závislosti na T_V

Parametr	$T_V = 200$ s	$T_V = 250$ s	$T_V = 300$ s
q_0	13,3889	10,0412	8,0650
q_1	-15,0339	-10,5535	-8,0735
q_2	2,1588	1,0257	0,5220
p_1	0,0859	0,2306	0,3353
p_2	0,9149	0,7694	0,6647

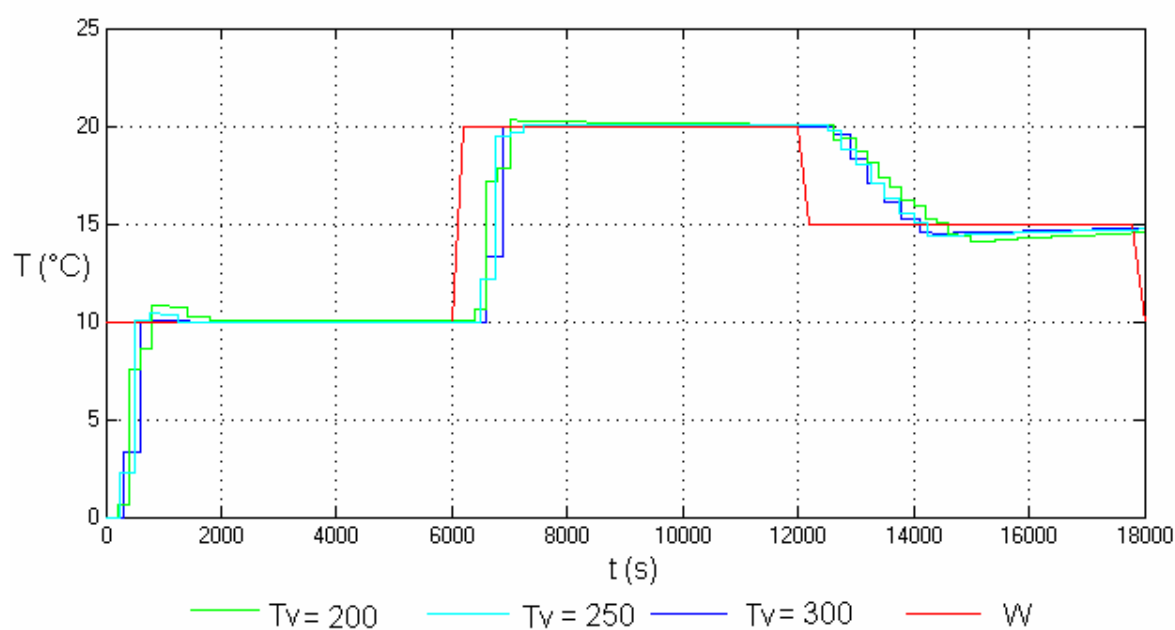
Na výpočet parametrů diskrétního přenosu a přenosu regulátoru byl použit program *DB_parameters.m*, výpis jeho zdrojového kódu je obsažen v příloze P4.

3. Ověření vypočtených dat v prostředí Matlab a na reálném modelu

Pro simulační ověření v prostředí MATLAB/Simulink bylo zhotoveno jednoduché schéma:



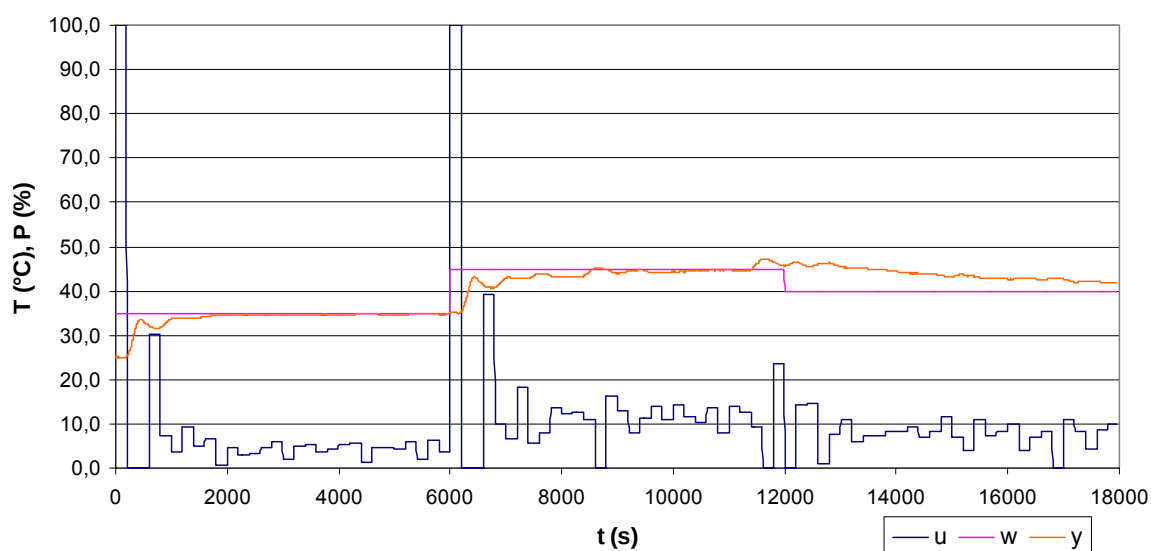
Obr. 45. DB, schéma regulačního obvodu pro metodu deadbeat control



Obr. 46. DB, výsledky simulace pro jednotlivé T_V , $T_d = 225$

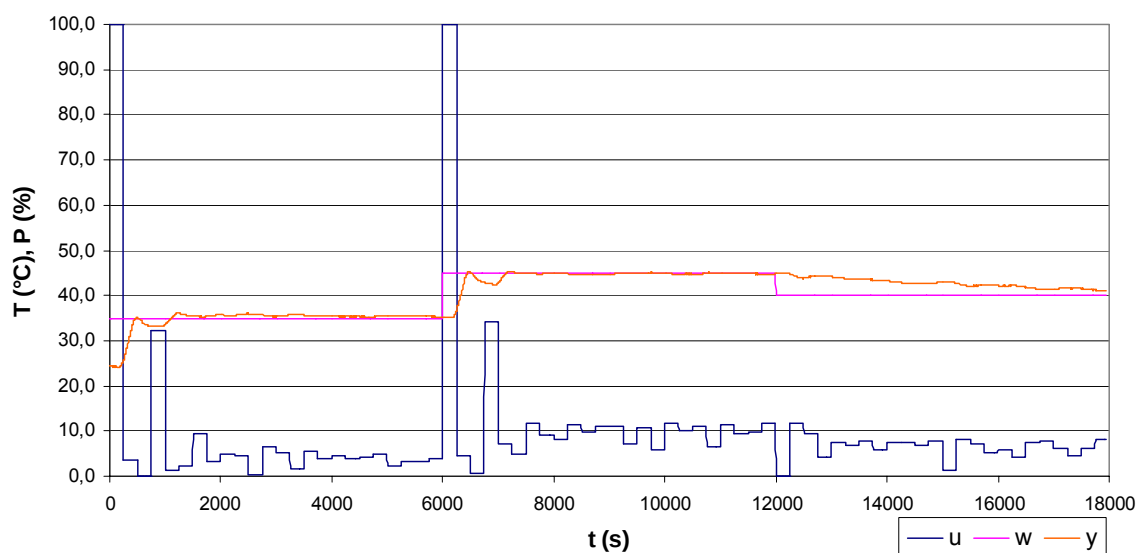
Na reálném modelu bylo pro různé periody vzorkování T_V naměřeno:
(zdrojový kód programu je vypsán v příloze P7)

a) Pro $T_V = 200$ s



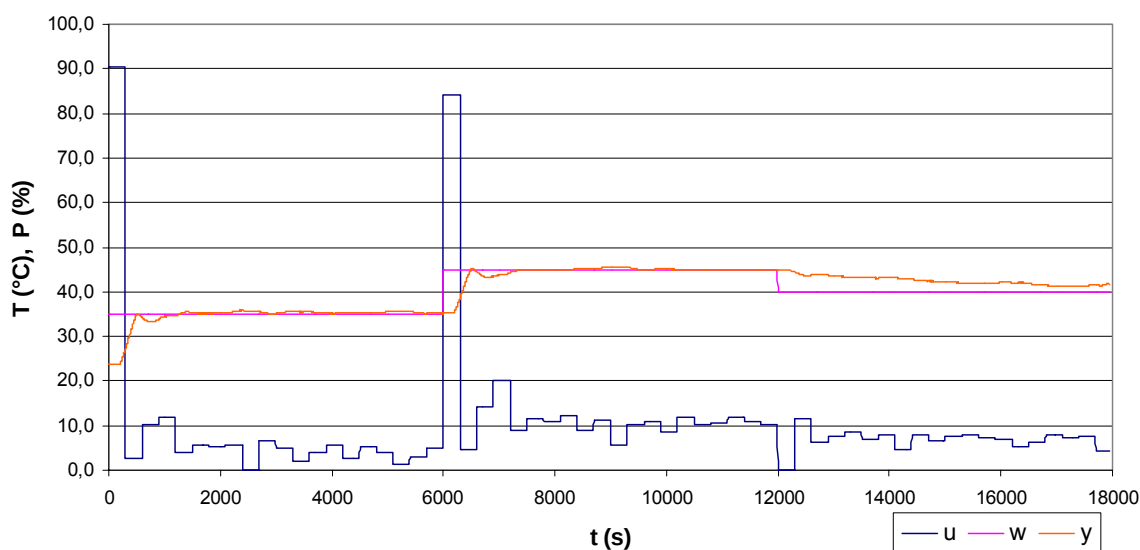
Obr. 47. DB, naměřená data pro $T_V = 200$ s, $T_d = 225$

b) Pro $T_V = 250$ s



Obr. 48. DB, naměřená data pro $T_V = 250$ s, $T_d = 225$

c) Pro $T_V = 300$ s

Obr. 49. DB, naměřená data pro $T_V = 300$ s, $T_d = 225$ **Závěr:**

Z výsledků simulačního měření i z měření provedeného na reálném modelu vyplývá, že velikost periody vzorkování má vliv na kvalitu regulačního pochodu, tento vliv však není tak markantní jako vliv překmitu κ u předchozí metody a projevuje se především rychlostí ustálení výstupu na jeho žádané hodnotě. Pro periodu menší jak 200 s regulátor generuje velký akční zásah a výstup neodpovídá jeho žádané hodnotě. Se zvětšující periodou regulátor generuje šetrnější akční zásah, u periody 300 s lze však pozorovat, že průběh výstupní veličiny je již mírně kmitavý, což je způsobeno právě velikostí periody vzorkování. U této metody lze podobně jako u metody požadovaného modelu pozorovat velký rozdíl mezi naměřenými daty a průběhem generovaným v programu Matlab/Simulink.

Vypracování pro $T_d = 400$:

1. Identifikace parametrů soustavy

Z naměřených dat uvedených v kapitole 4.2.1 vyplývá, že hodnota časové konstanty $T = 4008,345$, zesílení soustavy $K = 1,546$, velikost dopravního zpoždění $T_d = 400$.

Výsledný přenos modelu s DZ:

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-T_d s} = \frac{1,55}{4008s + 1} e^{-400s} \quad (5.107)$$

Měření bylo provedeno pro periodu vzorkování 300 s a 400 s.

Pomocí Padého aproximace:

$$G(s) = \frac{K}{s + \alpha} e^{-T_d s} \approx \frac{b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} = \frac{-309,2s + 1,546}{801669s^2 + 4,208 \cdot 10^3 s + 1} \quad (5.108)$$

Přenosová funkce v diskrétním tvaru má tvar pro $T_V = 300$ s:

$$G_s(z) = \frac{b_1 z + b_2}{z^2 + a_1 z + a_2} = \frac{-0,003z + 0,0896}{z^2 - 1,151z + 0,207} \quad (5.109)$$

Přenosová funkce v diskrétním tvaru má tvar pro $T_V = 400$ s:

$$G_s(z) = \frac{0,0218z + 0,1015}{z^2 - 1,04z + 0,159} \quad (5.110)$$

2. Výpočet parametrů regulátoru

Přenos regulátoru má tvar pro $T_V = 300$ s:

$$G_R(z) = \frac{q_0 z^2 + q_1 z + q_0}{z^2 - p_1 z - p_2} = \frac{11,545z^2 - 13,289z + 2,39}{z^2 + 0,034z - 1,034} \quad (5.111)$$

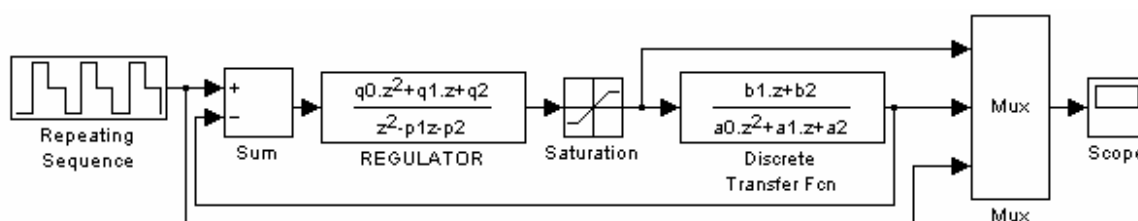
Přenos regulátoru má tvar pro $T_V = 400$ s:

$$G_R(z) = \frac{7,876z^2 - 8,194z + 0,965}{z^2 - 0,172z - 0,8279} \quad (5.112)$$

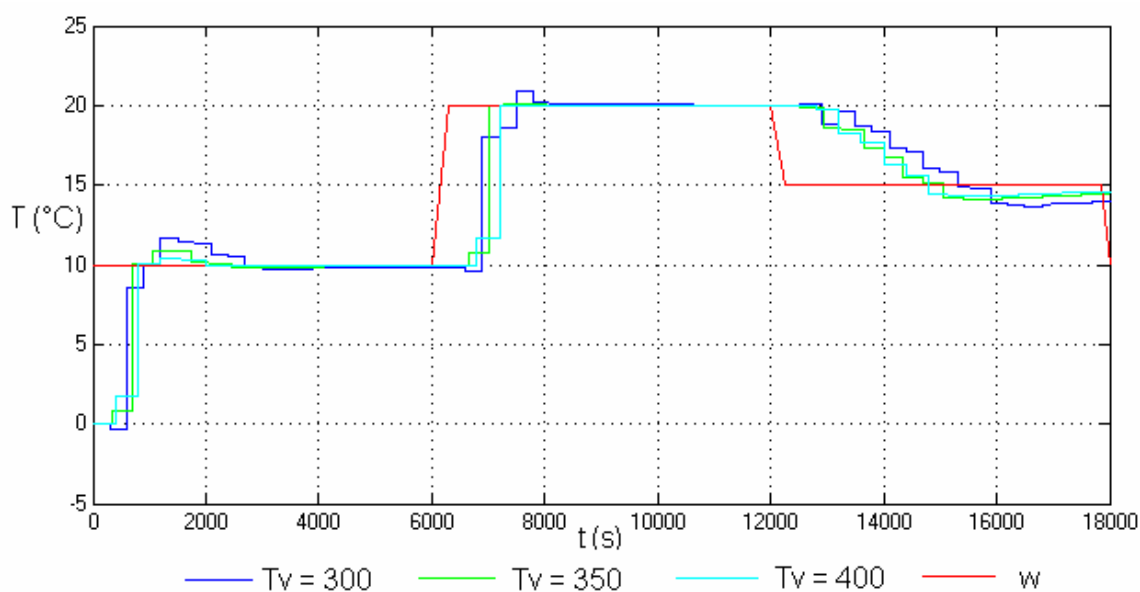
Na výpočet parametrů diskrétního přenosu a přenosu regulátoru byl použit program *DB_parameters.m*, výpis jeho zdrojového kódu je obsažen v příloze P4.

3. Ověření vypočtených dat v prostředí Matlab a na reálném modelu

Pro simulační ověření v prostředí MATLAB/Simulink bylo zhotoveno jednoduché schéma:

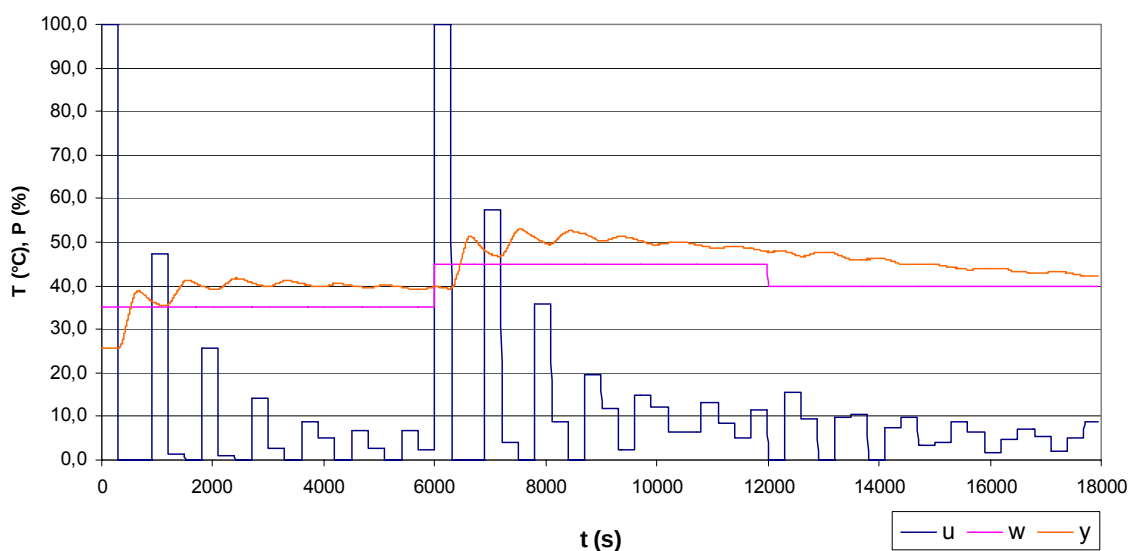


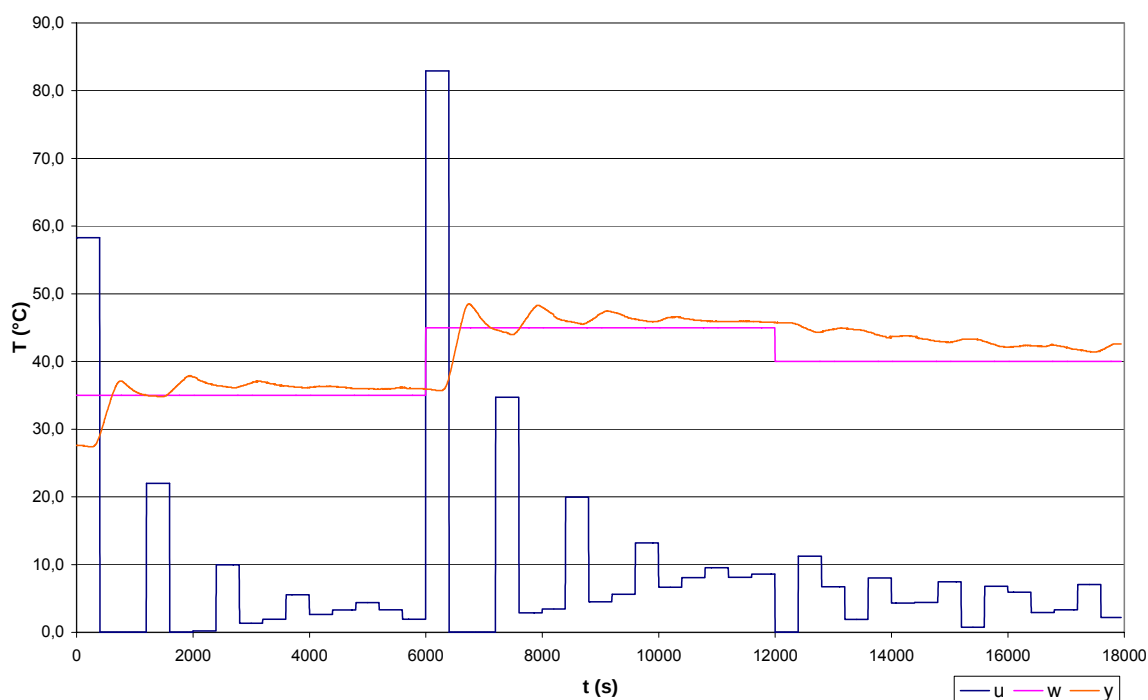
Obr. 50. Schéma regulačního obvodu pro metodu deadbeat control

Obr. 51. DB, výsledky simulace pro jednotlivé periody vzorkování T_V , $T_d = 400$

Na reálném modelu bylo pro periodu vzorkování $T_V = 300$ naměřeno:

(zdrojový kód programu je vypsán v příloze P7)

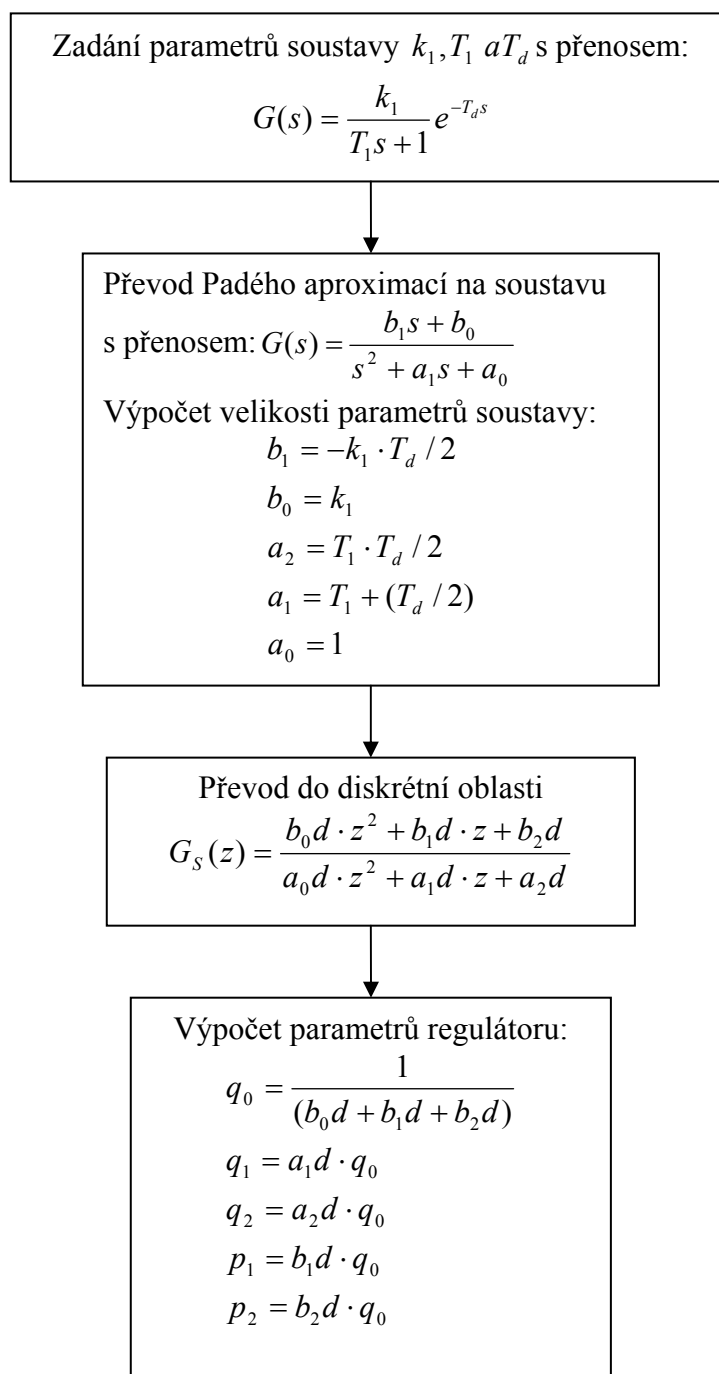
Obr. 52. DB, naměřená data pro $T_V = 300$ s, $T_d = 400$

Obr. 53. DB, naměřená data pro $T_V = 400$ s, $T_d = 400$ **Závěr:**

Z výsledků simulačního měření i z měření provedeného na reálném modelu vyplývá, že velikost periody vzorkování má vliv na kvalitu regulačního pochodu. Zatímco pro T_d o velikosti 225 s se projevovала změna periody vzorkování především rychlostí ustálení výstupu na jeho žádané hodnotě, pro $T_d = 400$ s má velký vliv na průběh řízené veličiny. Pro periodu menší jak 300 s regulátor generuje velký akční zásah a výstupní veličina má značný překmit, pro $T_V = 400$ s je už odchylka od žádané hodnoty daleko přijatelnější. U této metody lze podobně jako u metody požadovaného modelu pozorovat velký rozdíl mezi naměřenými daty a průběhem generovaným v programu Matlab/Simulink. Tento rozdíl je, dle mého názoru, v tomto případě dán nepřesným určeným parametrů přenosu soustavy pro $T_d = 400$ s, který vychází pouze z jedné naměřené přechodové charakteristiky. Dalším faktorem ovlivňujícím negativně výsledek měření je teplotní roztažnost ventilu, která pro toto nastavení ventilu (tj. v poloze 7,5) působí na výstupu jako porucha a tudíž vnáší značnou chybu do měření.

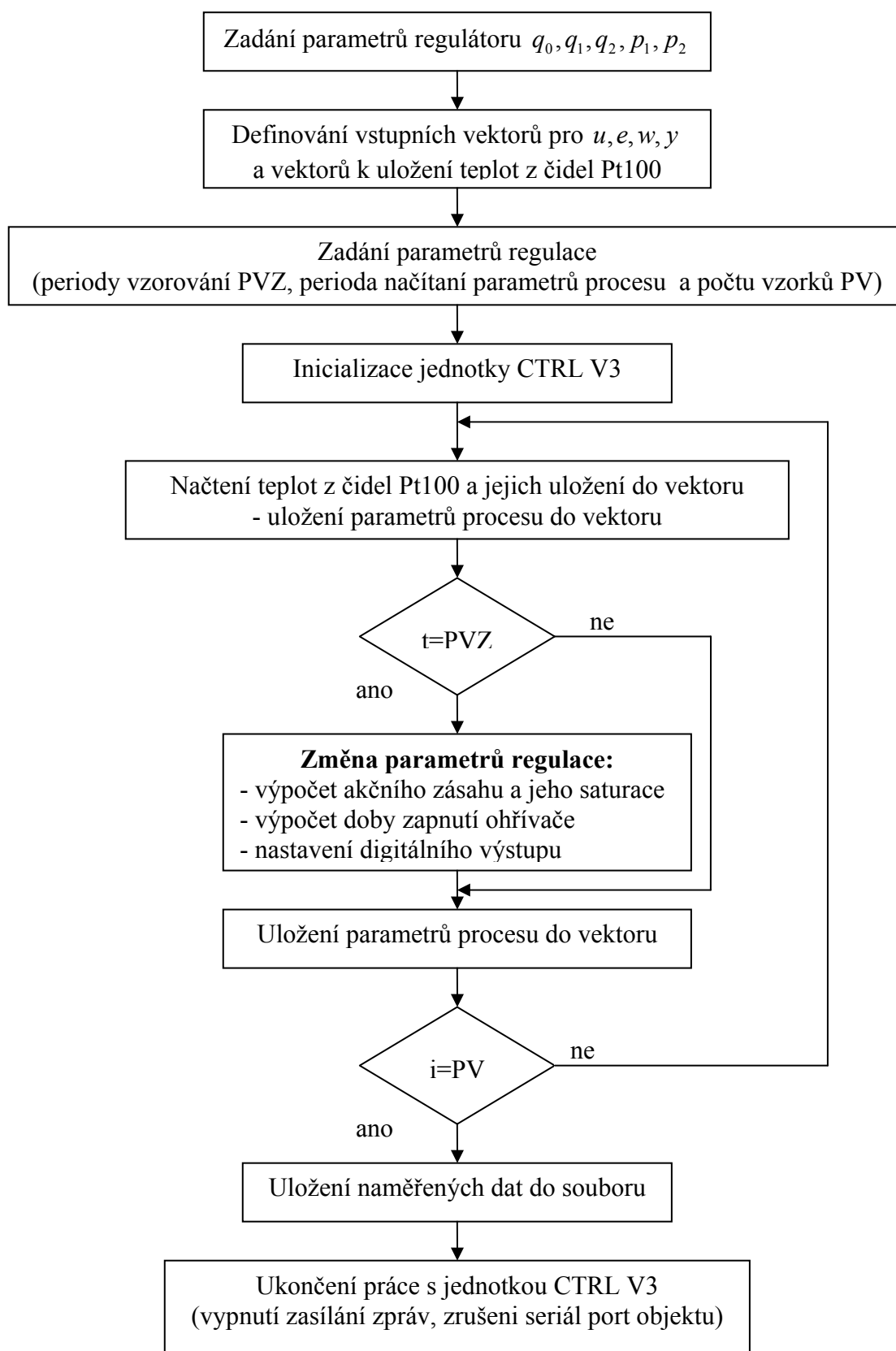
5.2.3 Vývojové diagramy pro metodu s konečným počtem kroků (DB)

Vývojový diagram pro výpočet parametrů regulátoru DB



Obr. 54. Vývojový diagram pro výpočet parametrů regulátoru metodou DB

Vývojový diagram pro řízení modelu metodou DB



Obr. 55. Vývojový diagram pro řízení modelu metodou DB

5.2.4 Vzorová úloha pro metodu regulace za konečný počet kroků DB2

Zadání:

Sestavte program pro simulační i praktické ověřování regulace modelu 1.řádu s dopravním zpožděním prostřednictvím číslicového regulátoru navrženého metodou s konečným počtem kroků regulace – „deadbeat control“ pro systémy s dopravním zpožděním. Měření proved'te pro tři různé periody vzorkování. Výsledky simulačního ověřování a data z modelu posuďte z hlediska kvality regulačního pochodu.

Návod:

1. Identifikace parametrů soustavy

Změřte přechodovou charakteristiku tepelného modelu s DZ a vypočtete parametry soustavy.

Přenos modelu:

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-T_d s} \quad (5.113)$$

Parametry soustavy jsou:

hodnota časové konstanty T_1 , zesílení soustavy k_1 , velikost dopravního zpoždění T_d .

2. Výpočet parametrů regulátoru

Z rovnice (5.80) plyne, že podmínky pro výpočet koeficientů q_i a p_i ($i \in \langle 1, n_K \rangle$) jsou funkce parametrů soustavy a_i, b_i :

$$G_R(z) = \frac{q_0 A(z)}{1 - q_0 B(z) z^{-d}} \quad (5.114)$$

kde:

$$\sum_{i=1}^{n_K} b_i q_0 = 1 \Rightarrow q_0 = \frac{1}{\sum_{i=1}^{n_K} b_i} = \frac{1}{b_1 + b_2 + \dots + b_{n_K}} \quad (5.115)$$

3. Ověření vypočtených dat v prostředí Matlab a na reálném modelu

V prostředí programu MATLAB/Simulink ověřte na simulačním obvodu, vypočtené parametry soustavy a regulátoru pro jednotlivé periody vzorkování T_V .

Po ověření na simulačním modelu proved'te měření na reálném modelu s DZ.

Výsledky simulačního ověřování a měření na reálném modelu posuďte z hlediska kvality regulačního pochodu.

Vypracování pro $T_d = 400$:***1. Identifikace parametrů soustavy***

Z naměřených dat uvedených v kapitole 4.2.1 vyplývá, že hodnota časové konstanty $T = 4008,345$, zesílení soustavy $K = 1,546$, velikost dopravního zpoždění $T_d = 400$.

Výsledný přenos modelu s DZ:

$$G(s) = \frac{K}{T_s + 1} e^{-T_d s} = \frac{1,55}{4008s + 1} e^{-400s} \quad (5.116)$$

Měření bylo z důvodu termínu odevzdání práce provedeno pouze pro periodu vzorkování 400 s.

Diskrétní přenos soustavy pro $T_V = 400$ s:

$$G(s) = \frac{0,147}{z - 0,905} \cdot z^{-1} \quad (5.117)$$

2. Výpočet parametrů regulátoru

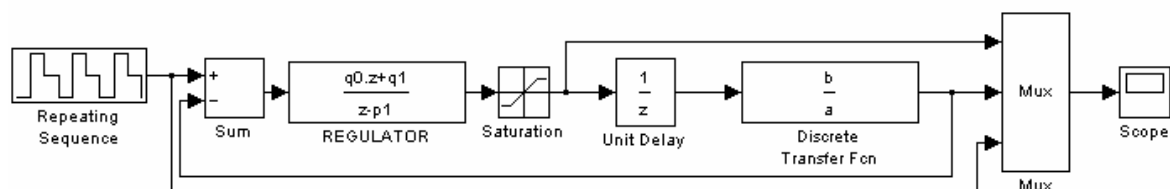
Přenos regulátoru má tvar pro $T_V = 400$ s:

$$G_R(z) = \frac{6,811 - 6,164z^{-1}}{1 - z^{-2}} \quad (5.118)$$

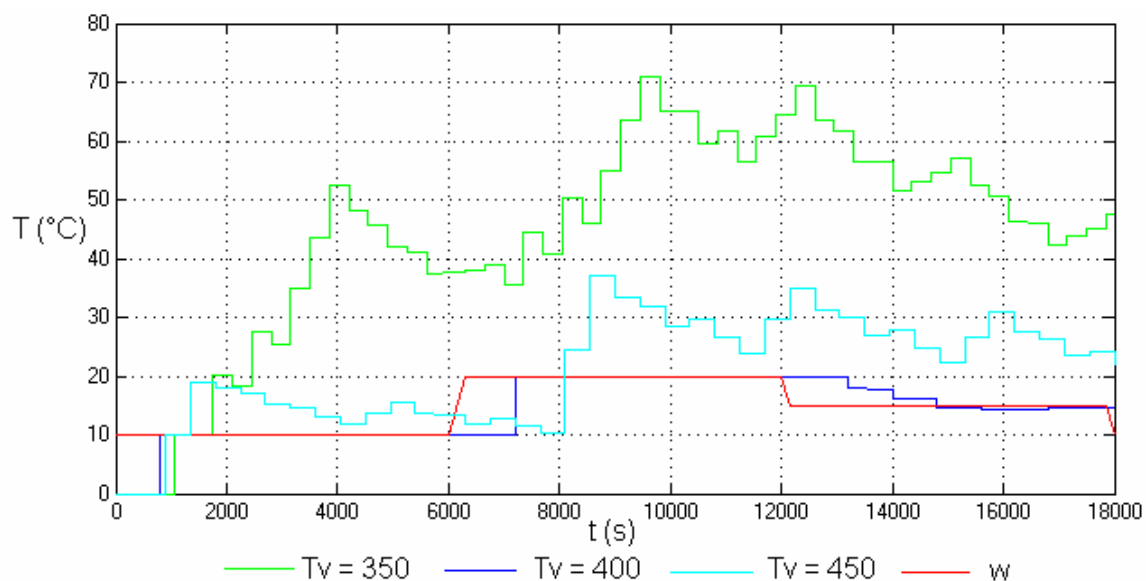
Na výpočet parametrů diskrétního přenosu a přenosu regulátoru byl použit program *DB2_parameters.m*, výpis jeho zdrojového kódu je obsažen v příloze P12.

3. Ověření vypočtených dat v prostředí Matlab a na reálném modelu

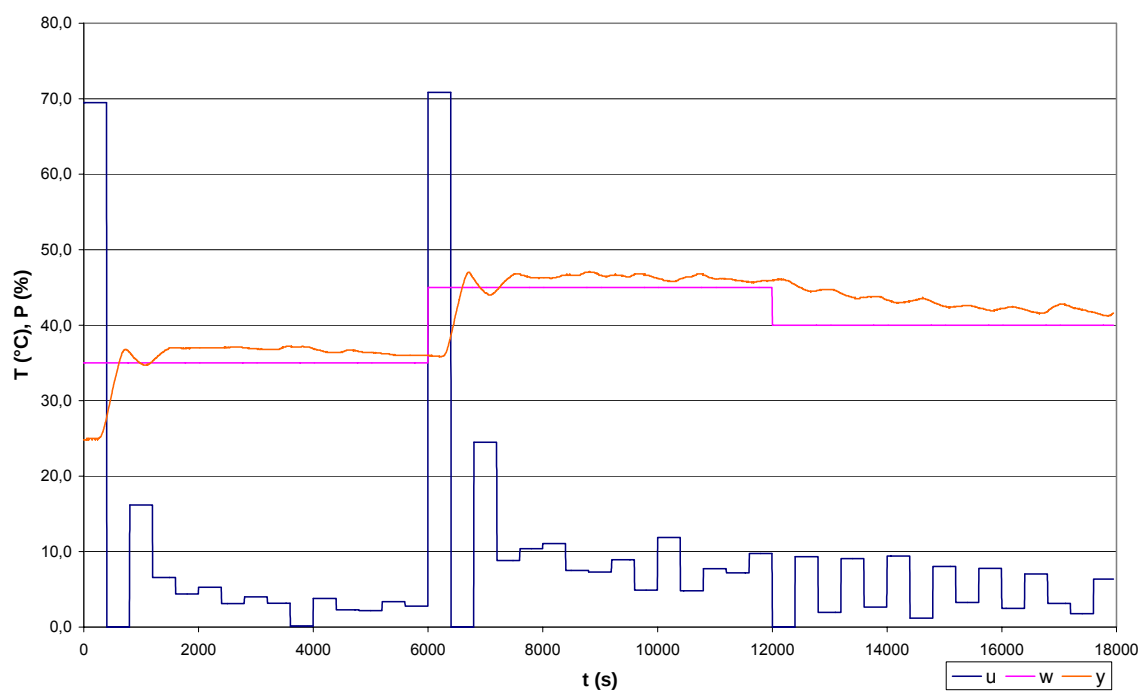
Pro simulační ověření v prostředí MATLAB/Simulink bylo zhotoveno jednoduché schéma:



Obr. 56. Schéma regulačního obvodu pro metodu DB2

Obr. 57. DB2, výsledky simulace pro jednotlivé periody vzorkování T_V , $T_d = 400$

Na reálném modelu bylo pro periodu vzorkování $T_V = 400$ naměřeno (program P13):

Obr. 58. DB2, naměřená data pro $T_V = 400$ s, $T_d = 400$

Závěr

Na měření se opět negativně podepsala teplotní roztažnost trojcestného ventilu. Výsledný regulační pochod má překmit o velikosti 2 °C a je nejspíš způsoben právě výše uvedeným problémem, který má za následek změnu parametrů přenosu modelu.

ZÁVĚR

Úkolem této práce bylo seznámit se z fyzickým řešením modelu pro řízení systémů s dopravním zpožděním a poté navrhnout a realizovat připojení modelu prostřednictvím jednotky CTRL V3 k řídicímu počítači.

V první fázi práce bylo provedeno zapojení elektrických komponent modelu (tj. ohřívače vody a čerpadla s regulací otáček) do svorkovnice rozvaděče. Poté byly výstupy z čidel Pt100 připojeny do převodníků na unifikovaný signál $0 \div 10 \text{ V}$, výstup z převodníku byl zapojen do konektoru pro připojení měřicí jednotky CTRL V3 a model byl oživen.

V další fázi proběhlo naměření několika přechodových charakteristik, ohřívač vody byl trvale zapnut, maximální teplota vody na výstupu byla nastavena pomocí termostatu umístěného na čelním panelu tohoto ohřívače, jímž lze volit teplotu výstupu do $70 \text{ }^{\circ}\text{C}$. Cílem této fáze bylo zjištění vlivu otáček čerpadla a polohy trojcestného ventilu na velikost dopravního zpoždění a hlavně zajištění komunikace jednotky CTRL a řídicího počítače prostřednictvím programu Matlab 6.5 Release 13 přes komunikační rozhraní RS 232.

Aby bylo možné realizovat naměření přechodových charakteristik, z nichž by bylo možné určit parametry přenosu modelu, bylo zapotřebí jednotkou CTRL ovládat výkon ohřívače vody. K tomuto účelu byla využita šířková modulace, nejprve ale bylo nutné vytvořit funkci pro podmíněné časové řízení digitálního výstupu, která nebyla součástí funkcí dodávaných s jednotkou CTRL. Funkce byla nazvána „set_do“, spínání ohřívače bylo realizováno pomocí TTL spínače COSMO.

Poté již započalo samotné měření na modelu. Nejdříve byly naměřeny přechodové charakteristiky modelu, data z měření byly následně zpracovány v programu Excel a výsledné parametry přenosu modelu s dopravním zpožděním byly použity pro výpočet parametrů regulátorů. K řízení bylo použito metod požadovaného modelu a metody regulace za konečný počet kroků (deadbeat). K tomuto účelu byly nejprve vytvořeny programy na výpočet parametrů regulátorů, které byly na to odzkoušeny v prostředí programu Matlab/Simulink a nakonec proběhlo měření na fyzickém modelu. Postup při návrhu regulátorů pro jednotlivé metody, včetně dosažených výsledků, je vložen do konceptu vzorových úloh k modelu.

K regulaci bylo použito tří metod, řízení probíhalo pro dvě velikosti dopravního zpoždění. Z výsledků regulace vyplývá, že vhodnější metodou pro tento model je metoda požadovaného modelu, která si poradila s oběmi velikostmi DZ. Dalším výhodou této metody je snadný výpočet parametrů regulátoru a regulační odchylky. Pro řízení metodou deadbeat vychází velká perioda vzorkování, které odpovídají také větší regulační zásahy na počátku regulace, což má za následek kmity výstupní veličiny. Tuto metodu bych proto doporučil spíše pro řízení systému s menší časovou konstantou.

Během práce s modelem nastalo několik různých úskalí které bylo třeba vyřešit. Mezi nejzávažnější patřil problém s expanzní nádobou, kdy vlivem špatného tlaku v této nádobě, docházelo k velkému rozkmitu měřených parametrů modelu. Tento problém byl nakonec vyřešen odpojením této nádoby ze systému a nahrazením expanzní nádobkou s atmosférickým tlakem. Mezi další patřil problém v komunikaci mezi řídicím PC a měřicí jednotkou CTRL způsobený nedostatečným výkonem PC určeném k řízení modelu. Tento problém byl vyřešen odstraněním chybových kontrol při čtení z jednotky CTRL V3 ve funkci „get_analOut“.

SEZNAM POUŽITÝCH ZDROJŮ

- (1) Balátě, J.: Automatické řízení. ISBN 80-7300-020-2, BEN – technická literatura, 2003
- (2) Vítečková, M.: Seřízení regulátorů metodou požadovaného modelu . Skriptum VŠB – TU Ostrava, 1998, ISBN 80-7078-628-0
- (3) Šulc, B., Vítečková, M.: Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů. Vydavatelství ČVUT, Praha, 2004
- (4) Staňková, M.: Využití polynomiální metody v návrhu regulátorů pro řízení s dopravním zpožděním. Diplomová práce Zlín 2002
- (5) Matušů, R.: Řízení systémů s dopravním zpožděním. Diplomová práce Zlín 2002
- (6) Bambuch, J.: Web vizualizace a řízení modelu tepelných soustav. Diplomová práce Zlín 2003
- (7) Kozák, Š.: Lineární číslicové systémy I. Skriptum STU Bratislava, 1993

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

d	diskrétní dopravní zpoždění
DZ	dopravní zpoždění
$G(s)$	přenos systému
$G_S(s)$	přenos systému s dopravním zpožděním
$G_R(s)$	přenos regulátoru
$G_{Td}(s)$	přenos dopravního zpoždění
$G_W(s)$	přenos řízení rozvětveného regulačního obvodu
K	zesílení systému
k	relativní diskrétní čas
k_{od}	zesílení otevřeného regulačního obvodu
k_p	zesílení číslicového regulátoru
PCH	přechodová charakteristika
s	komplexní proměnná v L - transformaci
T	časová konstanta
T_d	dopravní zpoždění
T_D	derivační časová konstanta
T_I	integrační časová konstanta
T_V	perioda vzorkování
u	akční veličina
w	žádaná hodnota
y	výstupní veličina
z	komplexní proměnná v Z - transformaci
ξ_0	poměrné tlumení
κ	relativní překmit

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1. Systém S DZ	9
Obr. 2. Smithův predikátor	10
Obr. 3. Vliv DZ na přechodovou charakteristiku	11
Obr. 4. Vliv DZ na frekvenční charakteristiku	12
Obr. 5. Srovnání přechod. odezvy nom. soustavy a soustavy se zanedbáním DZ	14
Obr. 6. Srovnání přechod. odezvy nom. soustavy a aproximované soustavy v čitateli	15
Obr. 7. Srovnání přechod. odezvy nom. soustavy a aprox. soustavy ve jmenovateli	16
Obr. 8 Srovnání přechodové odezvy nominální soustavy a Padého aproximace	17
Obr. 9. Schéma modelu	18
Obr. 10. Technologické schéma procesu	19
Obr. 11. Čerpadlo WILO RS 25/4	19
Obr. 12. Průtokoměr Bonega	20
Obr. 13. Tlakoměr Cewal TRP 80 VI	20
Obr. 14. Ohřívač vody ISEA	20
Obr. 15. Cosmo KSD210AC8	21
Obr. 16. Jednotka CTRL V94	23
Obr. 17. Nová jednotka CTRL V3 se svorkovnicí	24
Obr. 18. Připojení jednotky CTRL V3 k počítači	24
Obr. 19. Vývojový diagram snímání PCH kartou Adventech PCI-1711	32
Obr. 20. Statická charakteristika systému, ventil v pozici 7	33
Obr. 21. Princip činnosti šířkové impulsové modulace	34
Obr. 22. Vývojový diagram principu šířkové modulace	34
Obr. 23. Přechodová charakteristika pro výkon 10 %	35
Obr. 24. Odečtení dopravního zpoždění z PCH pro výkon 10 %	36
Obr. 25. Výsledek aproximace PCH pro výkon 10 %	36
Obr. 26. Odečtení dopravního zpoždění z PCH pro výkon 10 %	37
Obr. 27. Výsledek aproximace PCH pro výkon 10 %	38
Obr. 28. Odečtení dopravního zpoždění z PCH pro výkon 15 %	38
Obr. 29. Výsledek aproximace PCH pro výkon 15 %	39
Obr. 30. Odečtení dopravního zpoždění z PCH pro výkon 20 %	39
Obr. 31. Výsledek aproximace PCH pro výkon 20 %	40
Obr. 32. Regulační obvod	42
Obr. 33. Rozložení pólů na jednotkové kružnici v komplexní rovině z	45
Obr. 34. Přechodové charakteristiky uzavřeného regulačního obvodu s DZ	46
Obr. 35. Schéma regulačního obvodu pro metodu požadovaného modelu	51
Obr. 36. Výsledky simulací pro jednotlivé relativní překmity, $T_d = 225$	52
Obr. 37. Naměřená data pro relativní překmit 0 %	52
Obr. 38. Naměřená data pro relativní překmit 25 %	53
Obr. 39. Naměřená data pro relativní překmit 50 %	53
Obr. 40. Schéma regulačního obvodu pro metodu požadovaného modelu	54
Obr. 41. Výsledky simulací pro jednotlivé relativní překmity, $T_d = 400$	55
Obr. 42. Naměřená data pro relativní překmit 25 %, $T_d = 400$	55
Obr. 43. VD pro výpočet parametrů regulátoru metodou požadovaného modelu	56
Obr. 44. Vývojový diagram programu řízení modelu metodou požadovaného modelu	57
Obr. 45. DB, schéma regulačního obvodu pro metodu deadbeat control	69
Obr. 46. DB, výsledky simulace pro jednotlivé T_v , $T_d = 225$	69
Obr. 47. DB, naměřená data pro $T_v = 200$ s, $T_d = 225$	70

Obr. 48. DB, naměřená data pro $T_V = 250$ s, $T_d = 225$	70
Obr. 49. DB, naměřená data pro $T_V = 300$ s, $T_d = 225$	71
Obr. 50. Schéma regulačního obvodu pro metodu deadbeat control.....	73
Obr. 51. DB, výsledky simulace pro jednotlivé periody vzorkování $T_V, T_d = 400$	73
Obr. 52. DB, naměřená data pro $T_V = 300$ s, $T_d = 400$	73
Obr. 53. DB, naměřená data pro $T_V = 400$ s, $T_d = 400$	74
Obr. 54. Vývojový diagram pro výpočet parametrů regulátoru metodou DB	75
Obr. 55. Vývojový diagram pro řízení modelu metodou DB	76
Obr. 56. Schéma regulačního obvodu pro metodu DB2	78
Obr. 57. DB2, výsledky simulace pro jednotlivé periody vzorkování $T_V, T_d = 400$	79
Obr. 58. DB2, naměřená data pro $T_V = 400$ s, $T_d = 400$	79

SEZNAM TABULEK

Tabulka I. Vypočtené parametry modelu soustavy s DZ.....	40
Tabulka II. Typy regulátorů.....	42
Tabulka III. Výsledné aproximace pro různé d	44
Tabulka IV. Hodnoty koeficientů α a β pro různé κ	46
Tabulka V. Hodnoty stavitelných parametrů číslicových regulátorů	48
Tabulka VI. Vypočtené parametry PS regulátoru pro různé κ :	51
Tabulka VII. Parametry přenosu řízení v závislosti na velikosti T_V	68
Tabulka VIII. Parametry regulátoru v závislosti na T_V	69

SEZNAM PŘÍLOH

- P 1 : Zapojení pinů konektoru a svorkovnice CTRL V3
- P 2 : Zapojení pinů konektoru multifunkční karty Adventech PCI-1711
- P 3 : Funkce na ovládání digitálních výstupů CTRL V3
- P 4 : Funkce na načtení analogových vstupů CTRL V3
- P 5 : Program na výpočet parametrů regulátoru metodou požadovaného modelu
- P 6 : Program na řízení modelu metodou požadovaného modelu
- P 7 : Program na výpočet parametrů regulátoru metodou konečného počtu kroků regulace
- P 8 : Program na řízení modelu metodou konečného počtu kroků regulace
- P 9 : Program na měření PCH modelu kartou Adventech PCI-1711 a Real Time Toolboxu
- P 10 : Vývojový diagram měření přechodové charakteristiky jednotkou CTRL V3
- P 11 : Program na měření PCH měřicí jednotkou CTRL V3
- P 12 : Program na výpočet parametrů regulátoru metodou DB2
- P 13 : Program na řízení modelu metodou DB2

P 1: Zapojení pinů konektoru a svorkovnice CTRL V3

Strana modelu:

PIN	Signál konektoru, signál konektoru	Signál svorkovnice	Fyzický model
1	Analogový vstup 0 (0 – 10 V)	A0	Pt100 1
2	Analogový vstup 1 (0 – 10 V)	A1	Pt100 2
3	Analogový vstup 2 (0 – 10 V)	A2	Pt100 3
4	Analogový vstup 3 (0 – 10 V)	A3	Pt100 4
5	N.C.		
6	V – (napájení adaptéru 12 V nestab.)	VE	
7	GND (společná signálová zem)	0V	
8	GND (společná signálová zem)	0V	GND
9	GND (společná signálová zem)	0V	
10	Číslicový vstup 3	I3	
11	Číslicový vstup 2	I2	
12	Číslicový vstup 1	I1	
13	Číslicový vstup 0	I0	COSMO
14	V + (napájení adaptéru 12 V nestab.)	V+	COSMO
15	Číslicový výstup 0	S0	
16	Číslicový výstup 1	S1	
17	Číslicový výstup 2	S2	
18	Číslicový výstup 3	S3	
19	Analogový výstup 0 (0 – 10V, 50 mA)	N0	
20	Analogový výstup 1 (0 – 10V, 50 mA)	N1	
21	+ 5 V (stabil.)	5V	
22	GND (společná signálová zem)	0V	
23	GND (společná signálová zem)	0V	
24	GND (společná signálová zem)	0V	
25	GND (společná signálová zem)	0V	

Strana RS 232 (opticky odděleno)

PIN	Signál konektoru
2	RxD
3	TxD
7	GND

P 2: Zapojení konektoru multifunkční karty Advantech PCI – 1711

PIN	Signál konektoru	PIN	Signál konektoru
1	+ 5 V	35	+ 12 V
2	EXT_TRG	36	CNT0_GATE
3	TRG_GATE	37	CNT0_OUT
4	PACER_OUT	38	CNT0_CLK
5	DGND	39	DGND
6	DO 15	40	DO 14
7	DO 13	41	DO 12
8	DO 11	42	DO 10
9	DO 9	43	DO 8
10	DO 7	44	DO 6
11	DO 5	45	DO 4
12	DO 3	46	DO 2
13	DO 1	47	DO 0
14	DGND	48	DGND
15	DI 15	49	DI 14
16	DI 13	50	DI 12
17	DI 11	51	DI 10
18	DI 9	52	DI 8
19	DI 7	53	DI 6
20	DI 5	54	DI 4
21	DI 3	55	DI 2
22	DI 1	56	DI 0
23	AOGND	57	AOGND
24	AO1_OUT	58	AO0_OUT
25	AO1_REF	59	AO0_REF
26	AIGND	60	AIGND
27	AI 15	61	AI 14
28	AI 13	62	AI 12
29	AI 11	63	AI 10
30	AI 9	64	AI 8
31	AI 7	65	AI 6
32	AI 5	66	AI 4
33	AI 3	67	AI 2
34	AI 1	68	AI 0

P 3: Funkce na ovládání digitálních výstupů CTRL V3

```

function set_do(s,index,pocetImpulsu,sirkaImpulsu,mezera,koncStav)
% Nastavení digitálních výstupů CTRL V3
% s ... serial port objekt
% index ... číslo digitálního výstupu 0-3
% sirkaImpulsu ... šířka impulsů (3..255 x10ms)
% pocetImpulsu ... počet impulsů (1..255)
% mezera ... šířka mezery (2..255 x10ms)
% koncStav ... koncový stav (0,1)

if sirkaImpulsu>=0.03 & sirkaImpulsu<=2.55 & (index==0 | index==1 | index==2 | index==3)
    & pocetImpulsu>=1 & pocetImpulsu<=255 & mezera>=0.02 & mezera<=2.55 & (koncStav==0 |
koncStav==1)

    prikaz=['@01 J',num2str(index),' ',num2str(pocetImpulsu),' ',num2str(sirkaImpulsu*100),' ',
num2str(mezera*100),' ',num2str(koncStav)];

    % Zapiš příkaz na port a přidej terminátor
    fprintf(s,'%s\n',prikaz);

    % Přečti odpověď z portu bez terminátoru
    odpoved=fgetl(s);

    % Otestuj odpověď
    if not(strcmp(odpoved,'#01 OK')),
        fprintf(1,'%s %s\n','Chybná odpověď funkce set_do:',odpoved),
    end
else
    fprintf(1,'%s\n','Chybné volání funkce set_do')
end

```

P 4: Funkce na načtení analogových vstupů CTRL V3

```

function [ya]=get_analOut(s)
% Přečte analogové vstupy CTRL
% ya... vektor analogových hodnot
% s...serial port objekt
odpoved=fgetl(s);
% otestuj odpověď
if not(strcmp(odpoved(1:5),'^#01 ')) |
    not(strcmp(odpoved(end-2:end),' OK'))
    fprintf(1,'s %s\n','Chybná odpověď funkce get_analOut:',odpoved)
    ya=1;
end

else
    % Vyhledej pozice analogových hodnot
    p=[strfind(odpoved,'N1'); strfind(odpoved,'A0');
strfind(odpoved,'A1'); strfind(odpoved,'A2'); strfind(odpoved,'A3')];
    % Indexy začátku
    z=[48; p+3];
    % Indexy konců
    k=[p-2; length(odpoved)-3];
    ya=[str2num(odpoved(z(3):k(3))); str2num(odpoved(z(4):k(4)));
str2num(odpoved(z(5):k(5))); str2num(odpoved(z(6):k(6)))]/100;
end

```

P 5: Program na výpočet parametrů regulátoru metodou požadovaného modelu

```

% Přenos regulované soustavy s dopravním zpožděním má tvar
%          k1
% Gs(s) = -----e-Tds
%          s + a1fa

K=input('Zadej zesílení soustavy K: ');
T=input('Zadej velikost časové konstanty T(s): ');
Td=input('Zadej velikost dopravního zpoždění Td(s): ');
Tv=input('Zadej periodu vzorkování Tv(s): ');

% Výpočet integrační konstanty
Ti=((exp(-Tv/T))/(1-(exp(-Tv/T))))*Tv

disp('Překmit k lze volit: 0 0.05 0.1 0.15 0.2 0.25 0.3 0.35 0.4 0.45 0.5');
p=input('Zadej velikost překmitu k: ');

if p==0    alfa=1.282;    beta=2.718; end
if p==0.05 alfa=0.984;    beta=1.944; end
if p==0.1  alfa=0.884;    beta=1.72;  end
if p==0.15 alfa=0.832;    beta=1.561; end
if p==0.2  alfa=0.763;    beta=1.437; end
if p==0.25 alfa=0.697;    beta=1.337; end
if p==0.3  alfa=0.669;    beta=1.248; end
if p==0.35 alfa=0.64;     beta=1.172; end
if p==0.4  alfa=0.618;    beta=1.104; end
if p==0.45 alfa=0.599;    beta=1.045; end
if p==0.5  alfa=0.577;    beta=0.992; end

% Výpočet parametru a
a=1/(alfa*Tv+beta*Td)

% Parametry regulátoru
r0=a*Ti/K
q0=r0*(1+Tv/Ti)
q1=-r0

% Přenos regulátoru
% disp('      q0 + q1z-1 ');
% disp('Gr = ----- ');
% disp('      1 - z-1 ');

```

```
% Parametry regulátoru
q0=3.4969;
q1=-3.4928;

% Počáteční podmínky
w=zeros(pocet_vzorku+1,1); % žádaná hodnota
u=zeros(pocet_vzorku+1,1); % velikost akčního zásahu
y=u; % velikost výstupu
e=w-y; % regulační odchylka
t1=zeros(pocet_vzorku+1,1); % Pt100 1
t2=zeros(pocet_vzorku+1,1); % Pt100 2
t3=zeros(pocet_vzorku+1,1); % Pt100 3
t4=zeros(pocet_vzorku+1,1); % Pt100 4
cas=zeros(pocet_vzorku+1,1);

% Parametry regulace
pocet_vzorku=3600;
perioda=5;
time=0;

%Vytvoření průběhu žádané hodnoty
for k=1:pocet_vzorku
    if k<((pocet_vzorku+1)/3)
        w(k)=45;
    else
        if k>((pocet_vzorku+1)*2/3)
            w(k)=50;
        else
            w(k)=55;
        end
    end
end
end

% Vytvoř serial port objekt, nastav jeho parametry a spoj s CTRL V3
s=open_port('COM1');

% Vypnutí topení před spuštěním programu
set_do(s,0,1,0.5,0.05,1)
disp('Zapni model a poté stiskni klávesu pro spuštění programu');
pause;

% Nastav Timeout pro čtení
set(s,'Timeout',perioda*5);

% Nastav interval posílání zpráv
set_t(s,perioda);

% Regulační pochod
for i=2:pocet_vzorku

    % Počkej a přečti analogové vstupy
    [yd]=get_analOut(s);

    % Uložení naměřených dat do vektoru
    cas(i,1)=time;
    t1(i,1)=yd(1)*10;
    t2(i,1)=yd(2)*10;
    t3(i,1)=yd(3)*10;
    t4(i,1)=yd(4)*10;
```

```
% Výpočet akčního zásahu
y(i)=t3(i,1);
e(i)=w(i)-y(i);
u(i)=u(i-1)+q0*e(i)+q1*e(i-1);

if u(i)<0
    u(i)=0;
elseif u(i)>100
    u(i)=100;
end

% Uložení parametrů procesu do vektoru teploty
teploty=[cas u w y t1 t2 t3 t4];
time=time+perioda;

% Casová délka pulsu na výstupu (= doba zapnutí ohříváče)
puls=(u(i)/100)*perioda
konStav=1; % Koncový stav binárního výstupu

if pulz<0.03
    % nespínej
else dobaVyp=0.05;
    % Zaokrouhlení na 2 desetinná místa pro Ctrl V3
    dobaSep=(round((puls)*100))/100
    % dobaSep - délka zapnutí ohříváče (s)

    if dobaSep<2.5
        % Nastavení binárního výstupu - jeden puls
        set_do(s,0,1,dobaVyp,dobaSep,konStav);
    end

    if dobaSep>=2.5 & dobaSep<4.9
        % Nastavení binárního výstupu - Dva pulsy
        dobaSep=(round((puls)*100))/200
        set_do(s,0,2,dobaVyp,dobaSep,konStav);
    end

    if dobaSep>=4.9
        % Nast. b. výst.- 1 puls s koncovým stavem sepnuto
        dobaVyp=5-dobaSep+0.03;
        set_do(s,0,1,dobaVyp,1,0);
    end
end

% Uložení naměřených dat do souboru data.txt
save data.txt teploty -ascii
disp('Data uložena');
end

% Vypni posílání zpráv
set_t(s,0)
% Odpoj serial port objekt od zařízení a odstran z paměti
close_port(s)
```

P 7: Program na výpočet parametrů regulátoru metodou konečného počtu kroků regulace

```
% Přenos regulované soustavy s dopravním zpožděním má tvar
%          k1
% Gs(s) = -----e-Tds
%          s + a1fa
```

```
% Načtení parametrů soustavy
k1=input('Zadej zesílení soustavy k: ');
T1=input('Zadej velikost časové konstanty T1 (alfa): ');
Td=input('Zadej velikost dopravního zpoždění Td: ');
Tv=input('Zadej periodu vzorkování Tv: ');
```

```
% Tvar přenosu po Padého aproximaci v čitateli a jmenovateli
%          b1s + b0
% Gs(s) = -----
%          a2s2 a1s + a0
```

```
% Výpočet parametrů Padého aproximace
b1=-k1*Td/2
b0=k
a2=T1*Td/2
a1=T1+(Td/2)
a0=1;
```

```
% Převod parametrů do diskretní oblasti
[b,a]=c2dm([b1 b0],[a2 a1 a0],Tv,'zoh')
```

```
% Výpočet parametrů regulátoru DB
a0z=a(1)
a1z=a(2)
a2z=a(3)
b0z=b(1)
b1z=b(2)
b2z=b(3)
```

```
% Výsledné parametry klasického DB regulátoru
q0=1/(b0z+b1z+b2z)
q1=a1z*q0
q2=a2z*q0
p1=b1z*q0
p2=b2z*q0
```

```
% Přenos regulátoru
% disp('          q0 + q1z-1 + q2z-2 ');
% disp('Gr = ----- ');
% disp('          1 - p1z-1 - p2z-2 ');
```

P 8: Program na řízení modelu metodou konečného počtu kroků regulace DB

```
% parametry regulátoru
q0=10.0412;
q1=-10.5535;
q2=1.0257;
p1=0.2306;
p2=0.7694;

% Počáteční podmínky
pocet_vzorku=3600;
perioda=5; % Perioda načítání teplot z čidel Tv1
perioda2=250; % Perioda výpočtu akčního zásahu Tv2
w=zeros(pocet_vzorku,1); % Žádaná hodnota
ww=zeros(pocet_vzorku*(perioda/perioda2)+5,1); % Velikost žádané hodnoty při Tv2
u=zeros(pocet_vzorku*(perioda/perioda2)+5,1); % Velikost akčního zásahu při Tv2
uz=zeros(pocet_vzorku,1); % Výstupní veličina pro Tv1
y=u; % Velikost výstupu
e=ww-y; % Regulační odchylka
k=3;
time=0;
j=1;
t1=zeros(pocet_vzorku,1); % Vektor teploty z Pt100 1
t2=zeros(pocet_vzorku,1); % Vektor teploty z Pt100 2
t3=zeros(pocet_vzorku,1); % Vektor teploty z Pt100 3 = y
t4=zeros(pocet_vzorku,1); % Vektor teploty z Pt100 4
cas=zeros(pocet_vzorku,1);

konStav=1; % Koncový stav binárního výstupu

%Vytvoření průběhu žádané hodnoty
for m=1:pocet_vzorku
    if m<((pocet_vzorku+1)/3)
        w(m)=35;
    else
        if m>((pocet_vzorku+1)*2/3)
            w(m)=40;
        else
            w(m)=45;
        end
    end
end
end

% Vytvoř serial port objekt, nastav jeho parametry a spoj s CTRL V3
s=open_port('COM1');

% Vypnutí topení před spuštěním programu
set_do(s,0,1,0.5,0.05,1)
disp('Zapni model a poté stiskni klávesu pro spuštění programu');
pause;

% Nastav Timeout pro čtení
set(s,'Timeout',perioda*5);

% Nastav interval posílání zpráv
```

```

set_t(s,perioda);
% Regulační pochod
for i=1:pocet_vzorku

    % Počkej a přečti analogové vstupy
    [yd]=get_analOut(s);

    % Uložení naměřených dat do vektoru
    cas(i,1)=time;
    t1(i,1)=yd(1)*10;
    t2(i,1)=yd(2)*10;
    t3(i,1)=yd(3)*10;
    t4(i,1)=yd(4)*10;

    if j==1
        % Výpočet akčního zásahu
        ww(k)=w(i);
        y(k)=t3(i,1);
        e(k)=ww(k)-y(k);
        u(k)=q0*e(k)+q1*e(k-1)+q2*e(k-2)+p1*u(k-1)+p2*u(k-2);

        if u(k)<0
            u(k)=0;
        elseif u(k)>100
            u(k)=100;
        end

        % Časová délka pulsu na výstupu (= doba zapnutí ohřívače)
        puls=(u(k)/100)*perioda
        k=k+1;
    end

    j=j+1;
    uz(i,1)=u(k);

    % Čekání na začátek periody Tv2
    if j==(perioda2/perioda)+1
        j=1;
    end

    % Uložení parametrů procesu do vektoru teploty
    teploty=[cas uz w t1 t2 t3 t4];

    time=time+perioda;

    % Nastavení digitálního výstupu
    if puls<0.03
        % Nespínej
        if konStav==0;
            konStav=1;
            set_do(s,0,1,0.6,0.03,konStav);
        end

    else dobaVyp=0.05; % dobaVyp - délka zapnutí ohřívače (s)
        % dobaSep - délka zapnutí ohřívače (s)
        % Zaokrouhlení na 2 desetinná místa pro Ctrl V3
        dobaSep=(round((puls)*100))/100;

        if dobaSep<2.5

```

```
konStav=1;
% Nastavení binárního výstupu - jeden puls
set_do(s,0,1,dobaVyp,dobaSep,konStav);
end

if dobaSep>=2.5 & dobaSep<4.9
    % Nastavení binárního výstupu - dva pulsy
    konStav=1;
    dobaSep=(round((puls)*100))/200
    set_do(s,0,2,dobaVyp,dobaSep,konStav);
end

if dobaSep>=4.9
    % Nast. b. výst.- 1 puls s koncovým stavem sepnuto
    if konStav==0
        else
            konStav=0;
            dobaVyp=5-dobaSep+0.03;
            set_do(s,0,1,dobaVyp,1,konStav);
        end
    end
end

end
% Uložení naměřených dat do souboru data.txt
save dataDB_Tv250.txt teploty -ascii
disp('Data uložena');
% Vypni posílání zpráv
set_t(s,0)
% Odpoj serial port objekt od zařízení a odstraň z paměti
close_port(s)
```

P 9: Program na měření PCH modelu multimediální kartou Adventech PCI-1711

```

T1 = 5;           % Perioda vzorkování
T2 = 0.05;        % Perioda zápisu
N = 3000;         % Počet vzorků
procTop = 20;     % Procenta topení (délka impulsu)
time=0;
port=open_port('COM1')

% Načtení driveru karty Advantech PCI 1711
rtload('pci1711',9,[0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0]);
rtdef(1,'out',T2,1); % Definování výstup. proc
rtdef(2,'in',T1,1);  % Definování vstupního procesu

rtstart all;        % Start všech procesů

for k = 1 : N
    while (rtrd(2,'t') < k) % Čekaj na další vzorek
        end;

        a0=get_y(port,'a',0); % Načte analogový vstup číslo 0
        teplota0nova=a0*10;   % Převod na teplotu
        a1=get_y(port,'a',1); % Načte analogový vstup číslo 1
        teplota1=a1*10;       % Převod na teplotu
        a2=get_y(port,'a',2); % Načte analogový vstup číslo 2
        teplota2=a2*10;       % Převod na teplotu
        a3=get_y(port,'a',3); % Načte analogový vstup číslo 4
        teplota3=a3*10;       % Převod na teplotu

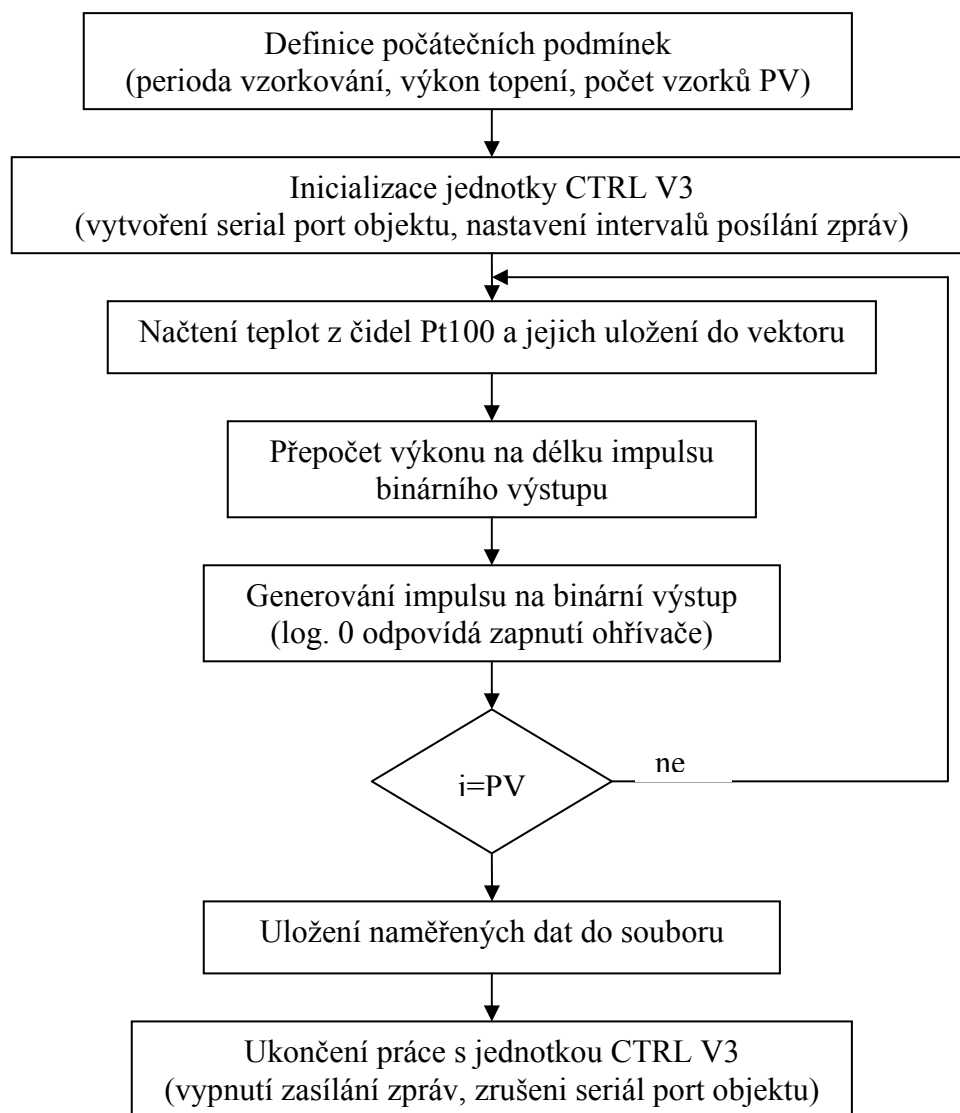
        % Uložení teplot snímačů do vektoru
        P_teplot(k,1)=teplota0nova;
        P_teplot(k,2)=teplota1;
        P_teplot(k,3)=teplota2;
        P_teplot(k,4)=teplota3;
        P_teplot(k,5)=cas;
        cas=cas+T1;

        % K údajům časovače připočti procTop
        timer=rtrd(1,'t')+procTop;

        for imp=1:procTop
            while (rtrd(1,'t'))<timer
                % Nastav analogový výstup na 5 V
                rtwr(1,'y',1);
            end
            % Nastav analogový výstup na 0
            rtwr(1,'y',-1);
        end
    end
end
% Uložení dat a zrušení všech procesů
save advantech1.txt teploty -ascii
disp('Data uložena');
rtclear all;
rtunload;
close_port(port);

```

P 10: Vývojový diagram měření přechodové charakteristiky měřicí jednotkou CTRL V3



P 11: Program na měření PCH měřicí jednotkou CTRL V3

```

% Definice počátečních podmínek
pocet_vzorku=7000;
perioda=5;
time=0;
dobaSep=0.25; % Doba sepnutí odpovídající výkonu topení
t1=zeros(pocet_vzorku,1); % Definice vektorů pro ukládání dat
t2=zeros(pocet_vzorku,1);
t3=zeros(pocet_vzorku,1);
t4=zeros(pocet_vzorku,1);
cas=zeros(pocet_vzorku,1);

% Vytvoř serial port objekt, nastav jeho parametry a spoj se zařízením
s=open_port('COM1');

% Vypnutí topení před spuštěním programu
set_do(s,0,1,0.5,0.05,1)
disp('Zapni model a poté stiskni klávesu pro spuštění programu');
pause;

% Nastav Timeout pro čtení
set(s,'Timeout',perioda*5);

% Nastav interval posílání zpráv
set_t(s,perioda);

% Změř regulační pochod
for i=1:pocet_vzorku

    % Počkej a přečti zprávu
    [yd]=get_analOut(s);

    % Uložení naměřených dat do vektoru
    cas(i,1)=time;
    t1(i,1)=yd(1)*10;
    t2(i,1)=yd(2)*10;
    t3(i,1)=yd(3)*10;
    t4(i,1)=yd(4)*10;
    teploty=[cas t1 t2 t3 t4];

    plot(cas(:,1),t1(:,1),cas(:,1),t4(:,1),cas(:,1),t3(:,1))

    time=time+perioda;

    % Nastavení výstupu
    set_do(s,0,1,1,dobaSep,1)
end

% Uložení naměřených dat do souboru data.txt
save data.txt teploty -ascii
disp('Data uložena');
% Vypni posílání zpráv
set_t(s,0)
% Odpoj serial port objekt od zařízení a odstraň z paměti
close_port(s)

```

P 12: Program na výpočet parametrů regulátoru metodou DB2

% Přenos regulované soustavy s dopravním zpožděním má tvar

% $G(s) = \frac{K}{s + a_1} e^{-T_d s}$

% Načtení parametrů soustavy

k=input('Zadej zesílení soustavy k: ');
T1=input('Zadej velikost časové konstanty T1 (alfa): ');
Td=input('Zadej velikost dopravního zpoždění Td: ');
Tv=input('Zadej periodu vzorkování Tv: ');

% Z - přenos

% $G(s) = \frac{b_0}{a_1 s + a_0} z^{-d}$

b0=k;
a1=T;
a0=1;
d=Td/Tv

% Převod do Z

[b,a]=c2dm(b0,[a1 a0],Tv,'zoh')

% Výpočet parametrů regulátoru DB

a0z=a(1)
a1z=a(2)
b0z=b(1)
b1z=b(2)

% Přenos regulátoru

% $G(s) = \frac{qA - qB \cdot z^{-1}}{1 - qC \cdot z^{-2}}$

q0=1/b1z
qA=q0*a0z
qB=q0*a1z
qC=q0*b1z

P 13: Program na řízení modelu metodou DB2

```

% parametry regulátoru
qA=6.8106;
qB=-6.164;
qC=1;

% Počáteční podmínky
pocet_vzorku=3600;
perioda=5;           % Perioda načítání teplot z čidel Tv1
perioda2=250;        % Perioda výpočtu akčního zásahu Tv2
w=zeros(pocet_vzorku,1); % Žádaná hodnota
ww=zeros(pocet_vzorku*(perioda/perioda2)+5,1); % Velikost žádané hodnoty při Tv2
u=zeros(pocet_vzorku*(perioda/perioda2)+5,1); % Velikost akčního zásahu při Tv2
uz=zeros(pocet_vzorku,1); % Výstupní veličina pro Tv1
y=u;                 % Velikost výstupu
e=ww-y;              % Regulační odchylka
k=3;
time=0;
j=1;
t1=zeros(pocet_vzorku,1); % Vektor teploty z Pt100 1
t2=zeros(pocet_vzorku,1); % Vektor teploty z Pt100 2
t3=zeros(pocet_vzorku,1); % Vektor teploty z Pt100 3 = y
t4=zeros(pocet_vzorku,1); % Vektor teploty z Pt100 4
cas=zeros(pocet_vzorku,1);

konStav=1;           % Koncový stav binárního výstupu

% Vytvoření průběhu žádané hodnoty
for m=1:pocet_vzorku
    if m<((pocet_vzorku+1)/3)
        w(m)=35;
    else
        if m>((pocet_vzorku+1)*2/3)
            w(m)=40;
        else
            w(m)=45;
        end
    end
end
end

% Vytvoř serial port objekt, nastav jeho parametry a spoj s CTRL V3
s=open_port('COM1');

% Vypnutí topení před spuštěním programu
set_do(s,0,1,0.5,0.05,1)
disp('Zapni model a poté stiskni klávesu pro spuštění programu');
pause;

% Nastav Timeout pro čtení
set(s,'Timeout',perioda*5);

% Nastav interval posílání zpráv
set_t(s,perioda);

```

```

% Regulační pochod
for i=1:pocet_vzorku

    % Počkej a přečti analogové vstupy
    [yd]=get_analOut(s);

    % Uložení naměřených dat do vektoru
    cas(i,1)=time;
    t1(i,1)=yd(1)*10;
    t2(i,1)=yd(2)*10;
    t3(i,1)=yd(3)*10;
    t4(i,1)=yd(4)*10;

    if j==1
        % Výpočet akčního zásahu
        ww(k)=w(i);
        y(k)=t3(i,1);
        e(k)=ww(k)-y(k);
        u(k)=qA*e(k)+qB*e(k-1)+qC*u(k-2);

        if u(k)<0
            u(k)=0;
        elseif u(k)>100
            u(k)=100;
        end

        % Časová délka pulsu na výstupu (= doba zapnutí ohříváče)
        puls=(u(k)/100)*perioda
        k=k+1;
    end

    j=j+1;
    uz(i,1)=u(k);

    % Čekání na začátek periody Tv2
    if j==(perioda2/perioda)+1
        j=1;
    end

    % Uložení parametrů procesu do vektoru teploty
    teploty=[cas uz w t1 t2 t3 t4];

    time=time+perioda;

    % Nastavení digitálního výstupu
    if puls<0.03
        % Nespínej
        if konStav==0;
            konStav=1;
            set_do(s,0,1,0.6,0.03,konStav);
        end

    else dobaVyp=0.05; % dobaVyp - délka zapnutí ohříváče (s)
        % dobaSep - délka zapnutí ohříváče (s)
        % Zaokrouhlení na 2 desetinná místa pro Ctrl V3
        dobaSep=(round((puls)*100))/100;

        if dobaSep<2.5

```

```
konStav=1;
% Nastavení binárního výstupu - jeden puls
set_do(s,0,1,dobaVyp,dobaSep,konStav);
end

if dobaSep>=2.5 & dobaSep<4.9
    % Nastavení binárního výstupu - dva pulsy
    konStav=1;
    dobaSep=(round((puls)*100))/200
    set_do(s,0,2,dobaVyp,dobaSep,konStav);
end

if dobaSep>=4.9
    % Nast. b. výst.- 1 puls s koncovým stavem sepnuto
    if konStav==0
        else
            konStav=0;
            dobaVyp=5-dobaSep+0.03;
            set_do(s,0,1,dobaVyp,1,konStav);
        end
    end
end

end
% Uložení naměřených dat do souboru data.txt
save dataDB2_Tv400.txt teploty -ascii
disp('Data uložena');
% Vypni posílání zpráv
set_t(s,0)
% Odpoj serial port objekt od zařízení a odstraň z paměti
close_port(s)
```