

Řízení systémů s dopravním zpožděním

Controller design for continuous-
time delay systems

Bc. Vendolský Libor

Diplomová práce
2005



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta Technologická

Vložit oficiální zadání diplomové/bakalářské práce

Dovoluji si tímto poděkovat vedoucímu své diplomové práce prof. Ing. Romanu Prokopovi, CSc. Za jeho ochotnou pomoc, odborné vedení, rady a připomínky, kterých se mi dostalo během řešení mé práce.

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

Ve Zlíně, 13. 06. 2005

.....

Bc. Vendolský Libor

Abstrakt

Diplomová práce se zabývá analýzou a návrhem regulátorů pro systémy s dopravním zpožděním. Je zde předvedeno několik aproximací dopravního zpoždění. Návrh regulátorů je založen na algebraické metodě, která je založena na řešení diofantické rovnice. Simulace a simulační program byly vytvořeny v programu Matlab + Simulink. Metody byly použity na simulaci reálného tepelného systému. Model byl identifikován jako systém prvního řádu a byl řízen regulátory navrženými popisovanou metodikou v simulačním prostředí i reálném čase.

Abstract

The work is focused on the analysis and controller design for continuous-time delay systems. There are several approximation for time delay terms. The control design is based on algebraic approach by a general solution of diophantine equations. The simulation and automatic control design program was developed in the Matlab + Simulink environment. The methodology was applied to real time heating (radiator) system. The controlled system was identified as a first order one with a time delay term. The identified system was then controlled by various controllers generated by developed methodology.

OBSAH

ÚVOD.....	6
1 SYSTÉMY S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM.....	8
1.1 ALGEBRAICKÉ METODY NÁVRHU REGULÁTORŮ.....	8
1.1.1 Diofantická rovnice.....	8
1.1.2 Popis lineárních systémů v RPS.....	8
1.1.3 Dělitelnost v okruhu RPS	9
1.2 SYSTÉMY S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM.....	9
1.2.1 Aproximace dopravního zpoždění	10
2 SYNTÉZA ŘÍZENÍ.....	17
2.1 STRUKTURA OBVODŮ.....	17
2.2 FORMULACE SYNTÉZY ŘÍZENÍ.....	19
2.3 SATURACE REGULÁTORŮ.....	20
3 PROGRAMOVÉ PROSTŘEDÍ.....	22
3.1 PROSTŘEDÍ MATLAB + SIMULINK.....	22
3.2 POLYNOMIAL TOOLBOX.....	23
3.3 PROGRAMOVÁ IMPLEMENTACE.....	25
3.3.1 Popis programu.....	26
3.4 ANTI-WINDUP ÚPRAVA.....	29
4 REÁLNÝ OBJEKT.....	31
4.1 POPIS ZAŘÍZENÍ.....	31
4.2 IDENTIFIKACE SOUSTAVY	32
5 ŘÍZENÍ SYSTÉMŮ S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM.....	34
5.1 SIMULAČNÍ A OVĚŘOVACÍ EXPERIMENTY.....	34
5.1.1 Řízení systému s anti-windup.....	40
5.1.2 Řízení identifikované soustavy v simulačním prostředí.....	42
5.1.3 Řízení reálného objektu.....	44
ZÁVĚR.....	46
SEZNAM POUŽITÝCH ZDROJŮ.....	47
SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	48
SEZNAM OBRÁZKŮ.....	49

ÚVOD

Nejúčinnější způsob, jak změnit dynamiku daného systému je zpětná vazba. Zpětnovazební řízení a regulátory patří za poslední století k významným úspěchům lidského poznání a vyspělé techniky. Bez účinného automatického řízení si v dnešní době nelze představit naprostou většinu technologických procesů, ale i řízení vozidel, lodí, letadel a dalších objektů. Od 30.let minulého století k nejfrekventovanějším zpětnovazebním regulátorům patří PID regulátory. Tyto mají složky proporcionální, derivační a integrační. Udává se, že téměř 90 % technologických regulačních smyček je osazeno právě PID regulátory. Tedy pro efektivní a účinnou funkci takového regulátoru je potřeba nastavit (naladit) tyto tři parametry, proporcionální, derivační a integrační. Postup, jakým se to udělá, s nazývá syntézou regulátoru.

V průběhu mnoha desetiletí se hledaly postupy a algoritmy, jak nalézt správné a přijatelné hodnoty pro nastavení parametrů regulátorů. Existuje několik desítek těchto metod. Mezi nimi dominují metody nesoucí označení, jména Ziegler a Nichols.. Jejich výjimečnost je dána dvěma vlastnostmi. V první řadě nepotřebují znalost přenosu řízeného objektu, v druhé řadě nepotřebují komplikované odvození

Tradiční metody návrhu regulátorů nejsou mnohdy schopny pokrýt soustavy jako například procesy s integračním chováním, nestabilní a nelineární systémy. Mezi tyto systémy spadají i systémy s dopravním zpožděním, proto je třeba hledat a odvozovat nové, moderní metodiky návrhů, které budou obecně řešit i složitější případy z praxe. Od dobře navržených regulátorů se očekává dobrá reakce na poruchy v obvodu a robustní odolnost vůči změně řízeného objektu.

Tato práce se zabývá syntézou regulátorů pro systémy s dopravním zpožděním. Přístupů k řízení systémů s dopravním zpožděním je mnoho. Mezi nejstarší patří tzv. Smithův prediktor, obsahující model řízeného objektu ve zpětné vazbě. V moderní teorii řízení však stále významnější místo zaujímají algebraické metody, založené na řešení diofantických rovnic. V této práci je ukázán návrh regulátorů v R_{PS} (který vyžaduje aproximaci zpožďujícího členu). Jsou zde ukázány různé aproximace dopravního zpoždění, návrhy 1DOF a 2DOF obvodu, vlivy použití anti-windup v regulačním obvodu.

Byl vypracován uživatelský programový systém v prostředí Matlab Simulink (s využitím Polynomial Toolboxu) pro simulaci výše uvedených přístupů, pro systémy které mohou být stabilní, nestabilní nebo na hranici stability. Programový systém umožňuje výběr z několika možných aproximací dopravního zpoždění a výběru struktury obvodu. Všechny metodiky jsou doprovázeny řadou simulačních pochodů.

Jedna z kapitol popisuje praktickou aplikaci navrženého regulátoru na reálnou soustavu regulovanou spojitým PI regulátorem. Jedná se o tepelnou soustavu s dopravním zpožděním vytvořenou pro výukové účely.

1 SYSTÉMY S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM

1.1 Algebraické metody návrhu regulátorů

Moderním přístupem při návrhu řídicích systémů je použití algebraické teorie řízení, která na rozdíl od klasických metod umožňuje provést parametrizaci regulátorů. To znamená, že pro danou soustavu nedostane jeden, ale určitou množinu regulátorů splňující určité podmínky. Při použití algebraických metod návrhu lze pracovat nejen v okruhu polynomů $P(s)$ ale i v okruhu racionálně lomených funkcí $R_{ps}(s)$. Okruh racionálně lomených funkcí rovněž umožňuje zavedení skalárního parametru, jímž lze snadno ovlivňovat robustnost regulátorů tak i celkové chování regulačních obvodů.

Cílem této části je vypracovat metodiku návrh spojitých regulátorů pro systémy s dopravním zpožděním.

1.1.1 Diofantická rovnice

V algebraických strukturách řízení mají základní vliv lineární rovnice nazývané diofantické. Stručně řečeno, jedná se o rovnici s 2 neznámými. Konkrétně lze diofantickou rovnici formulovat takto: Jsou dány prvky okruhu A, B, C a cílem je nalézt všechny dvojice X, Y (opět z daného okruhu), které splňují:

$$AX + BY = C \quad (1)$$

Řešení rovnice (1) existuje právě tehdy, jestliže největší společný dělitel A, B dělí C .

Definice: d je dělitelem A, b právě tehdy když $A=A_0d$ a $B=B_0d$. Pro největšího společného dělitele platí: $D = \text{NSD}(A,B)$ jestliže všechna d dělí D .

Jestliže tomu tak je, lze tímto D rovnici vydělit na tvar

$$A_0X + B_0Y = C_0 \quad (2)$$

kde A_0 a B_0 jsou nesoudělné. Rovnice (2) má pak nekonečně mnoho řešení, která jsou dána:

$$\begin{aligned} X &= X_0 + BT \\ Y &= Y_0 - AT \end{aligned} \quad (3)$$

kde T je libovolný prvek okruhu a X_0, Y_0 jsou partikulární řešení rovnice (2). Partikulární řešení je možné získat např. pomocí Euklidova algoritmu nebo metodou neurčitých koeficientů.

1.1.2 Popis lineárních systémů v R_{ps}

Popis lineárního dynamického je standardně vyjádřen diferenciální rovnicí nebo jejím přenosovým ekvivalentem v Laplaceově transformaci, tedy

$$G(s) = \frac{b(s)}{a(s)} \quad (4)$$

Tento způsob je obvyklý, ale pro účely robustního řízení není vhodný. Je nutné přejít k vyjádření v okruhu R_{PS} .

Okruh R_{PS} je množina všech ryzích a stabilních racionálních funkcí. Ryzost funkce (někdy označovaná jako fyzikální realizovatelnost) znamená že stupeň čitatele je menší nebo maximálně roven stupni jmenovatele. Stabilita je zajištěna umístěním pólů v levé komplexní polorovině mimo imaginární osu. Přepis z polynomiální reprezentace do okruhu R_{PS} je triviální záležitostí. Znamená čitatele i jmenovatele přenosu, vydělit stabilním polynomem vhodně vysokého stupně

$$G(s) = \frac{b(s)}{a(s)} = \frac{\frac{b(s)}{(s+m)^n}}{\frac{a(s)}{(s+m)^n}} = \frac{B(s)}{A(s)} \quad (5)$$

kde $m > 0$ je libovolný parametr a $n = \max \{ \deg a(s), \deg b(s) \}$.

1.1.3 Dělitelnost v okruhu R_{PS}

Definice dělitelnosti v okruhu R_{PS} : X dělí Y právě tehdy, když všechny nestabilní nuly X , včetně imaginární nuly a nekonečna, jsou také nestabilními nulami Y . Přenos má nekonečnou nulu, když stupeň čitatele je menší než stupeň jmenovatele. Její násobnost je dána relativním řádem.

Předpokládejme následující přenosy v R_{PS} :

$$X = \frac{s+1}{(s+2)^2} \quad Y_1 = \frac{1}{s+3} \quad Y_2 = \frac{s-1}{(s+2)^2} \quad Y_3 = \frac{s-1}{s+5} \quad (6)$$

Z uvedené definice dělitelnosti platí: X dělí Y_1 a Y_2 , ale nedělí Y_3 .

Pro přehlednost se prvky okruhu polynomů označují malými písmeny $a(s)$, $b(s)$, $w(s)$ atd. a prvky okruhu R_{PS} velkými písmeny $A(s)$, $B(s)$, $W(s)$ atd.

1.2 Systémy s dopravním zpožděním

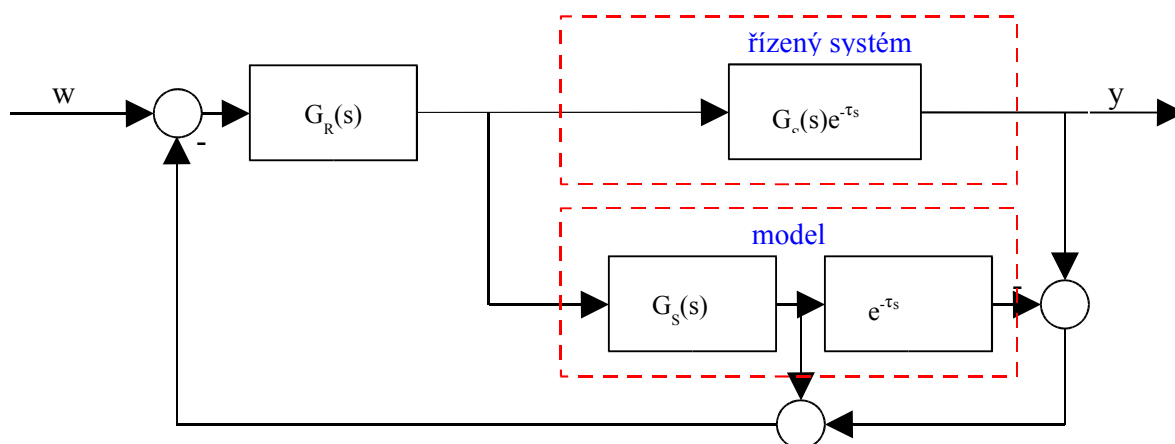
Řízení systémů s dopravním zpožděním je mnoho let ožehavým problémem teorie řízení a mnoho klasických metod syntézy při návrh regulátoru pro takový proces havaruje. Dopravní zpoždění je však typickou a velmi častou vlastností technologických procesů. Projevuje se zpožděním výstupního signálu vzhledem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

Přítomnost dopravního zpoždění má negativní vliv na stabilitu a kvalitu řízení technologických procesů.

Klasickým řešením pro kompenzaci dopravního zpoždění byl Smithův prediktor obr.1 , který byl různě vylepšován a modifikován. Jistou nevýhodou všech Smithových prediktorů je nutnost přítomnosti celého modelu systému ve zpětné vazbě.



Obr. 1 Smithův prediktor

Pomocí blokové algebry lze odvodit přenos řízení rozvětveného regulačního obvodu

$$G_w(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_R(s)G_s(s)e^{-\tau_s}}{1 + G_R(s)G_s(s)e^{-\tau_s} - G_R(s)G_s(s)e^{-\tau_s} + G_R(s)G_s(s)} \quad (7)$$

po úpravě získáme charakteristickou rovnici uzavřeného obvodu bez dopravního zpoždění

$$1 + G_R(s)G_s(s) = 0 \quad (8)$$

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

1.2.1 Aproximace dopravního zpoždění

Obsahuje-li nominální přenos člen dopravního zpoždění $e^{-\tau s}$, 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

$$G(s) = \frac{K}{s + \alpha} e^{-\tau s} \quad (9)$$

kde změnou konstanty α se mění základní vlastnost soustavy, tedy stabilita, a to následujícím způsobem. Je-li $\alpha > 0$ soustava je stabilní, $\alpha < 0$ soustava se stává nestabilní, pro $\alpha = 0$ získává soustava integrační chování. Pro další konstanty z rovnice přenosu (9) předpokládejme $K \neq 0$, $\tau > 0$.

Všechny uváděné modely lze po aproximaci zapsat v linearizovaném tvaru

$$G(s) = \frac{K}{s + \alpha} e^{-\tau s} \approx \frac{b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} \quad (10)$$

Aproximace dopravního zpoždění, které budou popsány v této kapitole, jsou graficky porovnány na třech nominálních soustavách. Grafy na obr.2, obr.4, obr.6 prezentují přechodové charakteristiky soustavy a k nim příslušné aproximace. Na obr.3, obr.5, obr.7 jsou zobrazeny frekvenční charakteristiky.

Nominální soustavy jsou :

$$G_1(s) = \frac{5}{s+3} e^{-2s}$$

$$G_2(s) = \frac{6}{(s+2)(s+3)} e^{-2s}$$

$$G_3(s) = \frac{0.3s+1}{s^2+s+1} e^{-2s}$$

Zanedbání dopravního zpoždění

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

$$G(s) = \frac{K}{s + \alpha} \quad (11)$$

Taylorův rozvoj

Z matematiky známý Taylorův rozvoj lze s úspěchem aplikovat i na aproximaci členu $e^{-\tau s}$.

Obecný tvar Taylorova rozvoje v okolí bodu u_0

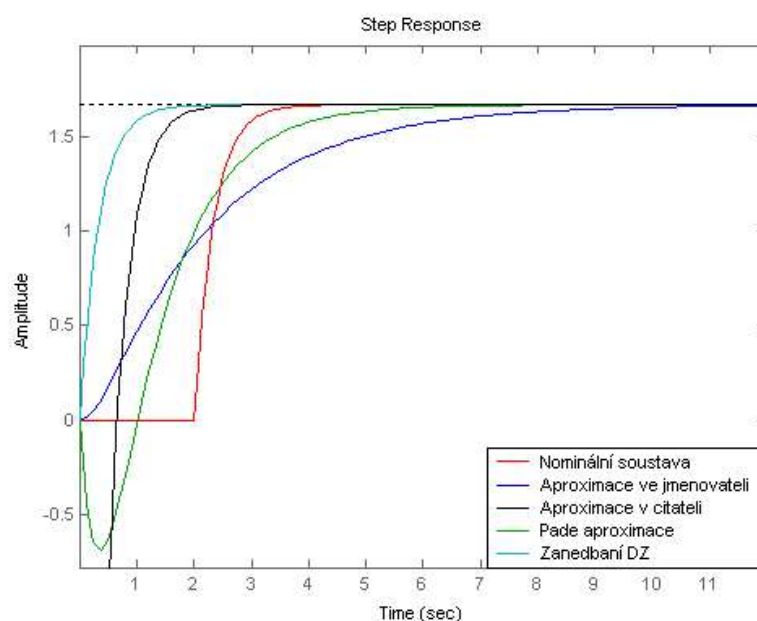
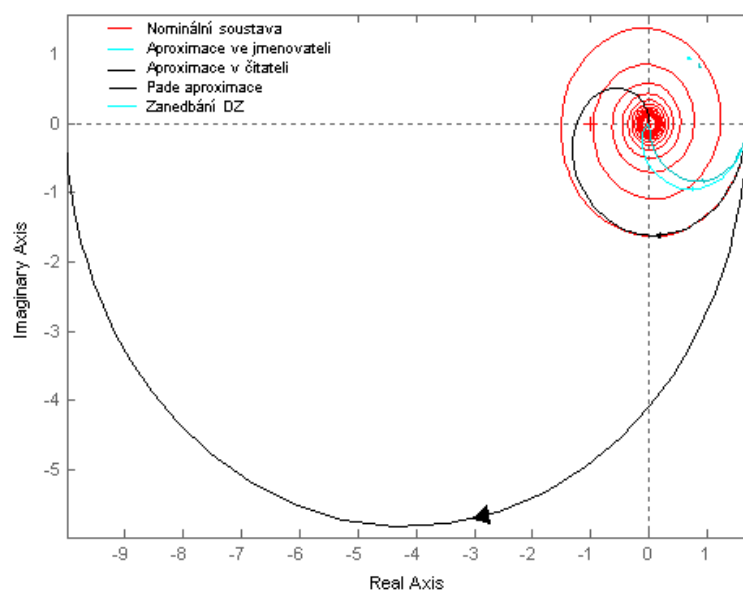
$$y \approx f(u_0) + \frac{\partial f}{\partial u} \frac{(u - u_0)}{1} + \frac{\partial^2 f}{\partial u^2} \frac{(u - u_0)^2}{2} + \dots + \frac{\partial^{(n)} f}{\partial u^{(n)}} \frac{(u - u_0)^n}{n!} \quad (12)$$

Rozvoj exponenciální funkce $e^{-\tau s}$ pro první člen získá tvar

$$e^{-\tau s} \approx 1 - \tau s \quad (13)$$

Taylorova aproximace v čitateli

Zásadní nevýhodou Taylorovy aproximace v čitateli (13) 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. 2 Srovnání přechodové charakteristiky nominální soustavy $G_1(s)$ a aproximací DZObr. 3. Srovnání frekvenčních charakteristik nominální soustavy $G_1(s)$ a aproximací DZ
Aproximace Taylorovým členem v čitateli je následující

$$G(s) = \frac{K}{s + \alpha} e^{-\tau s} \approx \frac{K(1 - \tau s)}{(s + \alpha)} = \frac{-K\tau s + K}{\tau s + \alpha} = \frac{b_1 s + b_0}{s + \alpha} \quad (14)$$

provedená substituce

$$b_1 = -K\tau$$

$$b_0 = K$$

$$a_1 = 1$$

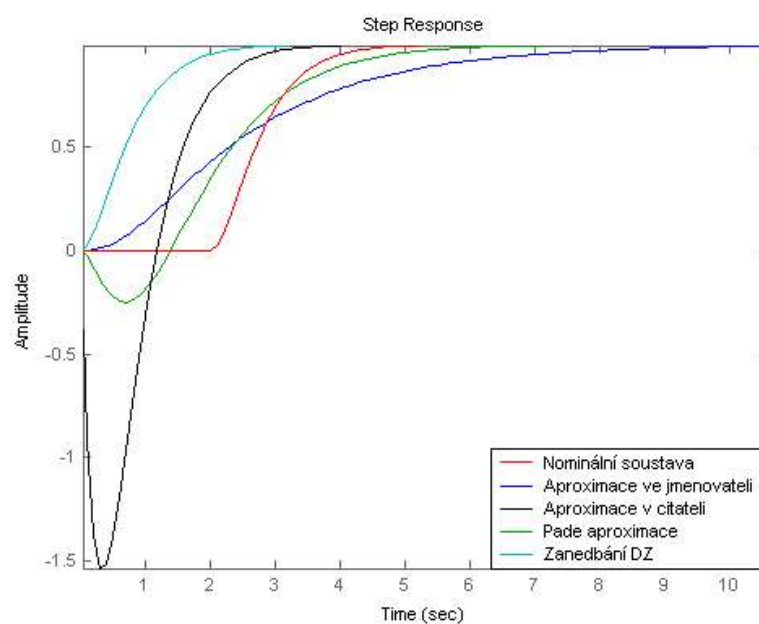
$$a_0 = \alpha$$

Nevýhodou je neminimální fázový přenos aproximované soustavy.

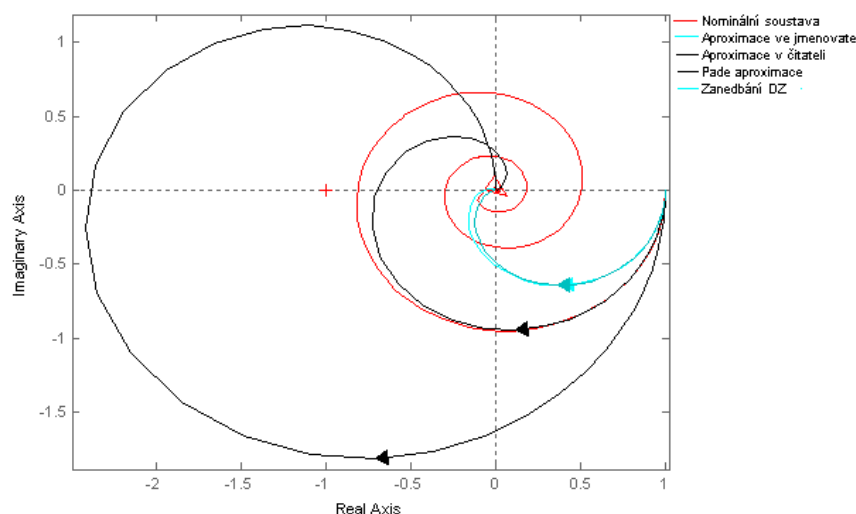
Taylorova aproximace ve jmenovateli

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

$$e^{\tau s} \approx 1 + \tau s \quad (15)$$



Obr. 4 Srovnání přechodové charakteristiky nominální soustavy $G_2(s)$ a aproximací DZ



Obr. 5 Srovnání frekvenčních charakteristik nominální soustavy $G_2(s)$ a aproximací DZ
 Naznačíme-li nahrazení Taylorovým členem ve jmenovateli

$$G(s) = \frac{K}{(s+\alpha)(1+\tau s)} = \frac{K}{\tau s^2 + s(\alpha\tau + 1) + \alpha} = \frac{\frac{K}{\tau}}{s^2 + s\left(\frac{1}{\tau} + \alpha\right) + \frac{\alpha}{\tau}} = \frac{b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} \quad (16)$$

po substituci platí

$$b_0 = \frac{K}{\tau}$$

$$a_2 = 1$$

$$a_1 = \frac{1}{\tau} + \alpha$$

$$a_0 = \frac{\alpha}{\tau}$$

Padého aproximace

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

$$e^{-\tau s} = \frac{e^{-\frac{\tau}{2}s}}{e^{\frac{\tau}{2}s}} \approx \frac{1 - \frac{\tau s}{2} + \dots + \frac{(-1)^n \left(\frac{s\tau}{2}\right)^n}{n!}}{1 + \frac{\tau s}{2} + \dots + \frac{\left(\frac{s\tau}{2}\right)^n}{n!}} \quad (17)$$

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

$$e^{-\tau s} \approx \frac{1 - \frac{\tau s}{2}}{1 + \frac{\tau s}{2}} \quad (18)$$

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

$$G(s) = \frac{K}{s + \alpha} e^{-\tau s} \approx \frac{K \left(1 - \frac{\tau}{2}s\right)}{(s + \alpha) \left(1 + \frac{\tau}{2}s\right)} = \frac{-\frac{\tau}{2}Ks + K}{\frac{\tau}{2}s^2 + s\left(\frac{\alpha\tau}{2} + 1\right) + \alpha} = \frac{-Ks + \frac{2K}{\tau}}{s^2 + s\left(\frac{2}{\tau} + \alpha\right) + \frac{2\alpha}{\tau}} = \frac{b_1s + b_0}{s^2 + a_1s + a_0} \quad (19)$$

po substituci platí

$$b_0 = \frac{2K}{\tau}$$

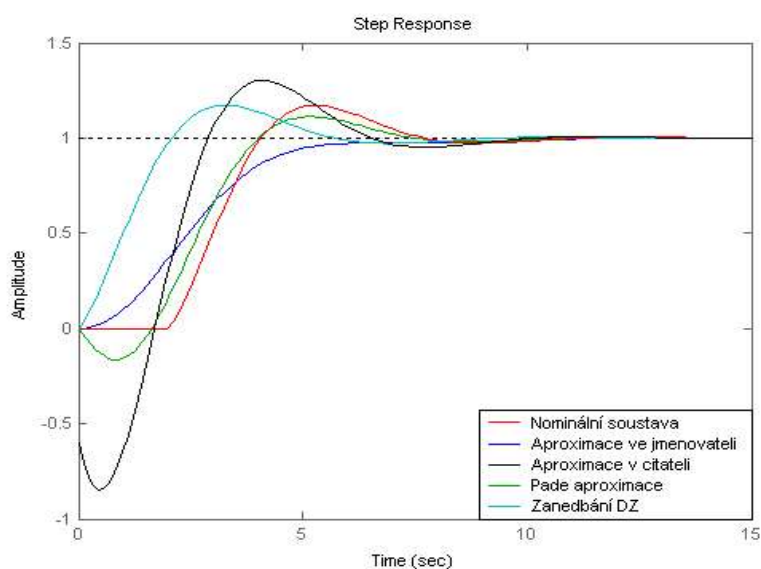
$$b_1 = -K$$

$$a_2 = 1$$

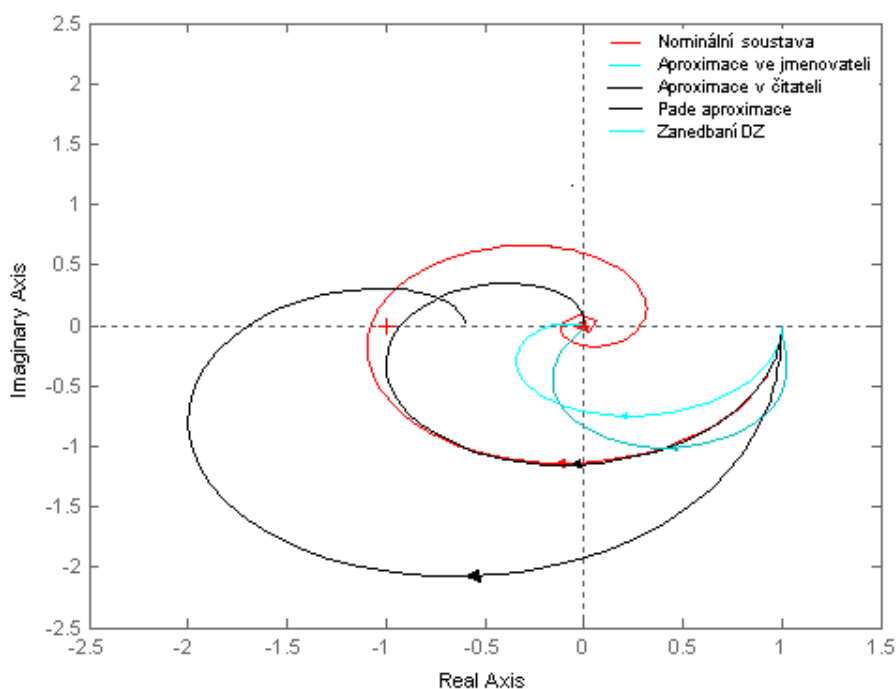
$$a_1 = \frac{2}{\tau} + \alpha$$

$$a_0 = \frac{2\alpha}{\tau}$$

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



Obr. 6 Srovnání přechodové charakteristiky nominální soustavy $G_3(s)$ a aproximací DZ



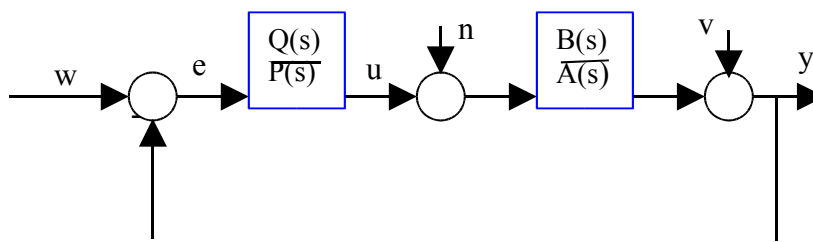
Obr. 7 Srovnání frekvenčních charakteristik nominální soustavy $G_3(s)$ a aproximací DZ

Z uvedených aproximací je zřejmé, že nejlepší shody se dosáhne Padé aproximací a to v časové i frekvenční oblasti. Nutno však poznamenat, že i „špatná“ aproximace může generovat „dobrý“ regulátor pro nominální systém. Při návrhu regulátoru pro nominální systém (s dopravním zpožděním) je totiž aproximace uvažována jako přenos (v syntéze). Při velké neshodě nominálního a aproximovaného přenosu vhodný regulátor stabilizuje velmi širokou množinu perturbovaných systémů kolem aproximovaného a tím zajišťuje vysokou robustnost, což je často velmi oceňováno.

2 SYNTÉZA ŘÍZENÍ

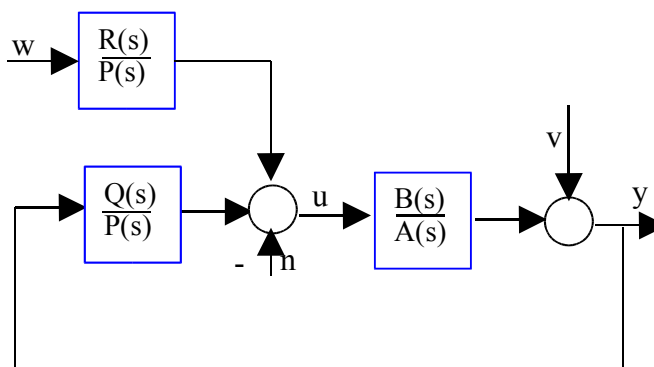
2.1 Struktura obvodů

V této části se budeme zabývat dvěma nejběžnějšími zapojeními regulačního obvodu a to obvodu se zpětnovazební smyčkou, často označované také jako FeedBack (FB) nebo také obvod s jedním stupněm volnosti (1 DOF) je na obr.8



Obr. 8 Schéma 1 DOF konfigurace regulačního obvodu

Druhou uvažovanou alternativou je zpětno-přímo vazební zapojení často označované také jako FeedBack-FeedforWard (FBFW), nebo také jako zapojení se dvěma stupni volnosti (2 DOF) je na obr. 9



Obr. 9 Schéma 2 DOF konfigurace regulačního obvodu

Pro oba uvedené regulační obvody platí toto:

Blok s přenosem:

$\frac{B(s)}{A(s)}$ regulovaná soustava

$\frac{Q(s)}{P(s)}$ zpětnovazební regulátor

$\frac{R(s)}{P(s)}$ přímovazební regulátor

Signály:

y regulovaná veličina

n porucha na akční zásah

w žádaná hodnota

- v porucha na výstupu soustavy
 u akční zásah
 e regulační odchylka

Žádaná veličina w – byl zvolen jednotkový skok má, který má v R_{ps} přenos

$$w = \frac{G_w}{F_w} = \frac{\frac{1}{s+m}}{\frac{s}{s+m}} \quad (20)$$

Porucha ovlivňující výstup ze systému v_1 – harmonický signál, v_2 – rampa zapsaná v R_{ps}

$$v_1 = \frac{G_v}{F_v} = \frac{\frac{1}{(s+m)^2}}{\frac{s^2 + \omega^2}{(s+m)^2}} \quad v_2 = \frac{G_v}{F_v} = \frac{\frac{1}{s^2}}{\frac{(s+m)^2}{(s+m)^2}} \quad (21)$$

Porucha působící na akční zásah n – je opět jednotkový skok zapsaný v R_{ps}

$$n = \frac{G_n}{F_n} = \frac{\frac{1}{s+m}}{\frac{s}{s+m}} \quad (22)$$

Pro 2DOF zapojení platí následující vztahy

$$y = \frac{B}{A}u + v \quad u = \frac{R}{P} - \frac{Q}{p}y \quad (23)$$

Pak lze odvodit (pro $v = n = 0$)

$$y = \frac{BR}{AP + BQ} \frac{G_w}{F_w}$$

$$e = \left(1 - \frac{BR}{AP + BQ}\right) \frac{G_w}{F_w} \quad (24)$$

Rovností $Q=R$ ve 1DOF obvodu bude pro regulační odchylku platit upravený vztah (pro $v = n = 0$)

$$e = \frac{AP}{AP + BQ} \frac{G_w}{F_w} \quad (25)$$

2.2 Formulace syntézy řízení

Cílem syntézy řízení je ke známému přenosu B/A a pro signály w , n , v nalézt takové přenosy regulátoru Q/P a R/P aby, systém byl asymptoticky stabilní a regulační odchylka konvergovala nule.

Prvním krokem syntézy robustního regulátoru je řešení diofantické rovnice (26) nebo (27), podle typu poruchy. Základní diofantická rovnice má v R_{PS} tvar

$$AP_0 + BQ_0 = 1 \quad (26)$$

Rovnice (26) vhodná pro řešení obvodů ve kterých jsou zanedbány všechny poruchy ovlivňující regulační obvod. Při zanedbání poruch dochází použitím rovnice (26) ke komplikaci s přeúčením soustavy rovnic. Následující rovnice (27) tento problém odstraňuje, neboť zavádí do partikulárního řešení také jmenovatele přenosů poruchových veličin:

$$AF_v F_n P_0 + BQ_0 = 1 \quad (27)$$

Cílem řešení je nalezení členů P_0 , Q_0 při znalosti členů A, B, F_v, F_n .

Rovnice pro řešení přímovazební části regulačního obvodu má tvar

$$F_w Z + BR = 1 \quad (28)$$

Řešením diofantické rovnice (26) jsou potom stabilizující regulátory s přenosem:

$$\frac{Q}{P} = \frac{Q_0 - AT}{P_0 + BT} \quad (29)$$

nebo v případě uvažovaných poruch

$$\frac{Q}{P} = \frac{Q_0 - AF_v F_n T}{P_0 + BT} \quad (30)$$

kde T je libovolný prvek z okruhu R_{PS} .

Důležitou podmínkou sledování referenčního signálu v uzavřeném regulačním obvodu je dělitelnost součinu AP jmenovatelem referenčního signálu F_w . Pro kompenzaci poruchy ovlivňující výstup ze systému musí být obdobně zajištěna dělitelnost součinu AP jmenovatelem poruchy F_v . Pro současné asymptotické sledování referenčního signálu a potlačení poruchy musí být zajištěna dělitelnost $F_v F_w$ dělí AP . V obvodu typu 2DOF musí pro sledování referenčního signálu platit, že F_w dělí výraz $1 - BR$.

Výpočet prvku T může, ale nemusí, být vždy jednoduchý. Nejjednodušší volba $T = 0$ obvykle způsobí trvalou nenulovou regulační odchylku. Pro kompenzace poruch a nulovost regulační odchylky je nutné zajistit dělitelnost jmenovatele zpětnovazební regulátoru všemi jmenovateli signálů w , n , v .

2.3 Saturace regulátorů

Saturace regulátoru je nepříjemný praktický důsledek použití zákonů řízení typu PID při omezení akčního zásahu $u \in \langle u_{\min}, u_{\max} \rangle$.

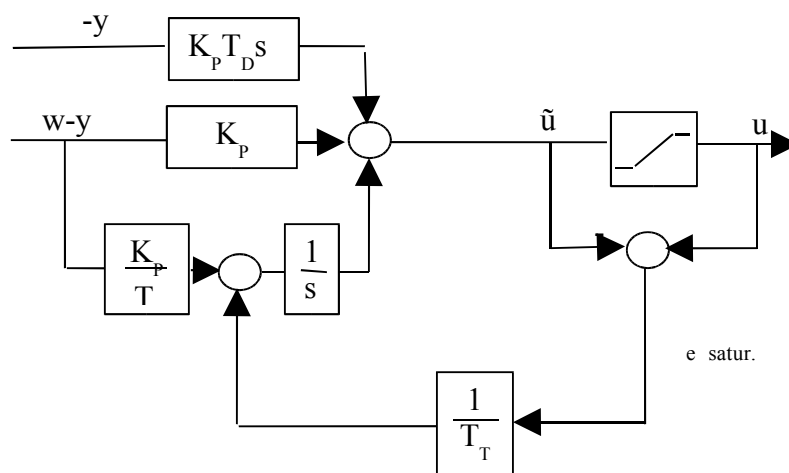
Překročení tohoto intervalu a jeho následné omezení na hranici přípustného intervalu má za následek obvykle zpomalení konvergence regulační odchylky. Integrovaná složka regulátoru tuto regulační odchylku kumuluje a neustále zvětšuje fiktivní hodnotu akčního zásahu, který se tímto neustále vzdaluje od přípustného intervalu. Po jistém čase regulační odchylka přeskočí nulovou hodnotu, ale fiktivní integrovaná hodnota je vysoká a dochází pouze k pomalému návratu k přípustnému intervalu. Dochází tak k neúměrnému prodlužování regulačního pochodu, k jeho kmitavému průběhu, případně i nestabilit regulačního pochodu.

Existuje velmi omezený počet způsobů odstranění tohoto jevu:

1. Zavést omezení na rychlost žádané veličiny (tento způsob je neúčinný proti poruchám)
2. Použití Inkrementálních (rychlostních) algoritmů PID:

$$\frac{du}{dt} = K_p \left(\dot{e} + \frac{1}{T_I} e + T_D \ddot{e} \right) \quad (31)$$

3. Poslední způsob je vypínání integrační složky PID regulátoru při překročení mezi přípustného intervalu.
4. Zavedení speciální a dodatečné zpětné vazby do PID algoritmu (Tzv. Back – calculation neboli zpětný propočet). Jedná se pravděpodobně o prakticky nejfrekventovanější způsob. Dodatečná zpětná vazba integrací zmenšuje fiktivní hodnotu původního akčního zásahu, ale pouze v případě, že dojde k překročení přípustného intervalu.



Obr. 10. Řešení saturace regulátoru způsobem back calculation

Na obr.10 je blokové schéma zapojení zpětné vazby do PID algoritmu regulátoru. Časová konstanta náběhu se doporučuje volit $T_r = \sqrt{T_I T_D}$. V kapitole 5.1.1 je ukázáno řízení a chování akčního zásahu s použitím tohoto zapojení.

3 PROGRAMOVÉ PROSTŘEDÍ

3.1 Prostředí Matlab + Simulink

MATLAB® je velmi výkonný programátorský prostředek pro technické výpočty. V uživatelsky jednoduchém prostředí spojuje výpočtovou část, vizualizační a programátorskou. Typické použití je možné vidět v následujících oblastech:

- Matematika a numerické výpočty
- Vývoj algoritmů
- Modelování a simulace
- Analýza dat, trendy a vizualizace
- Vědecká a inženýrská grafika
- Vývoj aplikací včetně tvorby grafického interface

Matlab je interaktivní systém, jehož data nepotřebují statickou definici typu a rozměru. Tím je umožněno řešit širokou škálu technických problémů, zvláště těch, které počítají s vektory a maticemi. Struktura je podobná jazyku C.

Pojmenování Matlab vzniklo z názvů **Matrix** **laboratory**. Původně byl Matlab určen pro maticové výpočty, stále se vyvíjí a je přizpůsobován požadavkům uživatelů. Stal se standardním nástrojem pro matematiku, inženýrství a vědu. Je vysoce efektivním nástrojem k výzkumu, vývoji a analýzy v různých průmyslových odvětvích.

Matlab podporuje cíleně zaměřené aplikační nástroje, nazývané toolboxy. Velmi důležitým faktem je skutečnost, že tyto toolboxy umožňují uživateli je použít na jeho řešený problém. Toolbox je obsáhlý prostředek skládající se z matlabovských funkcí, tzv. M-file. Dostupnými toolboxy jsou např. zpracování signálů, fuzzy logika a pro účely teorie řízení nejdůležitější Simulink, simulační nástroj regulací.

Matlab se skládá z pěti nejdůležitějších částí:

1. vývojové prostředí – sada nástrojů které zjednoduší použití Matlabovských funkcí a souborů. Mnoho z nich má grafické a uživatelské rozhraní. Je zde obsaženo příkazové okno, historie použitých příkazů, prohlížeč souborů, pracovní prostor.
2. knihovna matematických funkcí – rozsáhlá knihovna matematických funkcí od funkcí jako suma, sinus až k mnohem složitějším funkcím typu inverzních matic, vlastních hodnot matic atd..
3. jazyk Matlab – kvalitní maticový (vektorový) jazyk kontrolující funkce, struktury dat apod. podporují orientované programování. Také umožňuje vytvářet malé aplikace tak jako velké programy

4. handle Graphics – grafický systém Matlabu obsahující vysoce výkonné příkazy pro dvou a tří rozměrnou vizualizaci dat, zpracování obrázků a animace. Nedílnou součástí jsou i jednodušší příkazy plně podporující uživatelské přizpůsobení vzhledu grafických výstupů, stejně jako přípravu kompletního grafického rozhraní pro aplikace v Matlabu
5. Simulink – je softwarovým nástrojem pro modelování, simulování a analýzu dynamických systémů. Podporuje lineární i nelineární systémy, modelované ve spojitém, stejně jako diskrétní soustavy nebo jejich kombinace. Jednotlivé součásti systému mohou být vzorkovány i s různou periodou.

Pro modelování Simulink poskytuje grafické uživatelské prostředí (GUI – Graphic User Interface) pro sestavování modelů jako blokových diagramů. Simulink obsahuje velkou knihovnu zdrojových signálů, lineárních a nelineárních členů a spojení. Uživatel si může libovolně upravovat nebo dokonce tvořit své nové bloky. Po vytvoření modelu je možné spustit simulaci zvolenou numerickou metodou přímo ze Simulinku nebo příkazem z Matlabu.

3.2 Polynomial Toolbox

Polynomial Toolbox je nástroj pro analýzu a návrh systémů, signálů a řízení založený na pokročilých polynomiálních metodách. Obsahuje více než 200 m-souborů v Matlab kódu a je jednoduše použitelný.

Polynomial Toolbox implementuje nový originální algoritmus, který je rychlý a spolehlivý.

Velký počet převodních algoritmů dovoluje přímou spolupráci s Control System Toolboxem a Symbolic Math Toolboxem.

Hlavní vlastnosti:

- Jednoduché zadávání, manipulace a zobrazení polynomů a polynomiálních matic založené na novém polynomiálním maticovém objektu
- Podpora polynomiálních matic s komplexními koeficienty pro aplikace ve zpracování signálů.
- Modely spojitých a diskrétních systémů a signálů založené na polynomiálních maticových zlomcích.
- Klasická a robustní analýza lineárních systémů a filtrů.

- Nástroje pro klasický a optimální návrh regulátorů : metoda umístění pólů, všechny stabilizující regulátory, dead-beat, kvadratická kritéria (H_2 a LQG).
- Robustní řízení s parametrickými neurčitostmi.

Funkce AXBYC

Parametry regulátoru k zadané nominální soustavě jsou řešeny obecně pomocí diofantické rovnice $AX + BY = C$. Pro její řešení je použita funkce AXBYC, která má syntaxi:

$$[X0, Y0] = \text{AXBYC}(A, B, C) \quad (32)$$

Funkce vyhledá k zadaným polynomům A, B a C partikulární řešení $X0$ a $Y0$ dané diofantické rovnice. Pokud neexistuje řešení, je hodnota $X0$ a $Y0$ rovna NaN.

Další možné syntaxe:

$$\begin{aligned} [X0, Y0] &= \text{AXBYC}(A, B, C, \text{DEGREE}) && \text{- řešení } X0 \text{ a } Y0 \text{ je stupně DEGREE} \\ [X0, Y0] &= \text{AXBYC}(A, B, C, \text{'minx'}) && \text{- řešení } X0 \text{ je minimálního stupně} \\ [X0, Y0] &= \text{AXBYC}(A, B, C, \text{'miny'}) && \text{- řešení } Y0 \text{ je minimálního stupně} \end{aligned}$$

Příklad:

Zadaný přenos v okruhu R_{ps} :

$$G(s) = \frac{4}{s+4} = \frac{\frac{4}{s+2}}{\frac{s+5}{s+2}} = \frac{B}{A}$$

Parametry regulátoru vyřešíme z rovnice $AP + BQ = 1$

$$\frac{s+5}{s+2}p + \frac{4}{s+2}q = 1 \Rightarrow (s+5)p + 4q = s+2$$

Řešení získáme takto:

pinit

$$a = s+5; b = 2; c = s+3$$

$$[p, q] = \text{axbyx}(a, b, c)$$

Constant polynomial matrix: 1-by-1

$$p = 1$$

$$q = -0.75$$

Funkce MAT2POL

Polynomy v Matlabu se standardně zapisují jako řádkové vektory koeficientů v pořadí klesajících mocnin s . Polynomial Toolbox pracuje s polynomy, které jsou zadány jako koeficienty v pořadí rostoucích mocnin s . Z tohoto důvodu je nutné polynomy zadané ve formátu Matlabu převést do formátu Polynomial Toolboxu. K tomu nám složí funkce MAT2POL, která má syntaxi

$$P = \text{MAT2POL}(M) \quad (33)$$

Tato funkce převede polynom M zadaný ve formátu Matlabu na polynom P ve formátu Polynomial Toolboxu.

Příklad:

Převedeme vektor M na polynom P

$$M = [1 \quad 2 \quad 2 \quad 1]$$

$$P = \text{mat2pol}(M)$$

$$P =$$

$$1 + 2s + 2s^2 + s^3$$

Funkce POL2MAT

Jelikož jsou vypočtené parametry regulátoru následně simulačně ověřovány v prostředí Matlab-Simulink, je nutné vypočtené polynomy převést z formátu Polynomial Toolboxu do formátu Matlabu. K tomu slouží funkce POL2Mat, která má syntaxi:

$$M = \text{POL2MAT}(P) \quad (34)$$

Tato funkce převede polynom P ve formátu Polynomial Toolboxu na polynom M ve formátu Matlabu (řádkový vektor koeficientů v pořadí klesajících mocnin s).

Příklad:

Polynom P převedeme na vektor M

$$P = 4s^4 + 3s^3 + 2s^2 + 1s + 1$$

$$P =$$

$$1 + s + 2s^2 + 3s^3 + 4s^4$$

$$M = \text{pol2mat}(P)$$

$$M =$$

$$4 \quad 3 \quad 2 \quad 1 \quad 1$$

3.3 Programová implementace

K jednoduchému získání parametrů regulátorů a ověřování funkčnosti navrhovaných regulátorů pro systémy s dopravním zpožděním, byl vytvořen program v prostředí Matlab + Simulink (verze 6.5) s využitím Polynomial Toolboxu.

Program využívá GUI (Graphic User Interface) rozhraní pro jednoduché zadání nominálního i perturbovaného přenosu soustavy, vstupních podmínek simulačního experimentu, umožňuje jednoduché zobrazení přechodových a frekvenčních charakteristik jednotlivých přenosů, včetně jejich dopravního zpoždění.

Program umožňuje navrhnout regulátory pro stabilní, integrační ale také i pro nestabilní soustavy. Nominální i perturbovaná soustava může být jakéhokoli řádu s dopravním zpožděním.

3.3.1 Popis programu

Program se spouští z příkazového řádku Matlabu, příkazem *start*.

Po spuštění programu se zobrazí hlavní okno programu obr.11 na jehož základě je celý program postaven.

Main Menu

ROBUST CONTROL DESIGN WITH TIME DELAY

Nominal plant

$$G(s) = \frac{[1 \ 1]}{[1 \ 1 \ 1]} \cdot e^{-1s}$$

Perturbed plant

$$G'(s) = \frac{[1 \ 1]}{[1 \ 1 \ 1]} \cdot e^{-1s}$$

Approximation of time: Taylor approximation in denominator

Tuning parameter m	Value	Control loop structure	Controller properties
User defined	0.5	1 DOF (FB)	Reference tracking

Disturbances

☐ Harmonic

Amplitude: 0.5

Frequency: 1

Phase: 0

☐ Ramp

Slope: 1

Start time: 20

Init. output: 0

Parameters for simulation experiment

Simulation time: 100

Initial reference value: 1

Upper limit for u: 100

Load disturbance: -0.5

Final reference value: 3

Lower limit for u: -100

Results

☐ Compare poles position

☐ Show minimized function

☐ Compare step responses

☐ Compare Nyquist plots

GO
Exit

Obr. 11 Hlavní okno programu

Hlavní okno je rozděleno do pěti částí:

1. V této části zadáváme přenos nominální soustavy s dopravním zpožděním a perturbované soustavy.

Přenos perturbované soustavy může, ale nemusí být totožný s přenosem nominální soustavy. Chceme-li přiřadit shodné parametry nominálního systému perturbované soustavě zmáčkne tlačítko ->.

Polynomy $b(s)$ a $a(s)$ se zadávají jako řádkové vektory koeficientů v pořadí klesajících mocnin s .

V menu Aproximation of Time vybereme jednu ze čtyř aproximací:

- Zanedbání dopravního zpoždění
- Taylorova aproximace ve jmenovateli
- Taylorova aproximace v čitateli
- Padého aproximace

Regulátor je vypočten z aproximovaného přenosu, pro řízení a simulaci je opět použit perturbovaný systém se zpožděním.

2. V této části volíme ladící parametr m , jeho hodnotu, dále strukturu obvodu a vlastnosti regulátoru.

V programu jsou uvedeny tři možnosti volby parametru m :

- definované uživatelem
- získané minimalizací citlivostní funkce
- získané minimalizací podmínky robustní stability

Hodnota parametru m :

- v případě definování uživatelem je to libovolné kladné číslo
- v případě minimalizací je to interval hodnot, ve kterém je prováděna minimalizace. Interval hodnot se zadává ve tvaru *minimum:krok:maximum*.

Volba struktury regulačního obvodu:

- 1DOF (FB) : Obvod se zpětnovazebním regulátorem
- 2DOF (FBFW) : Obvod s přímovazebním a zpětnovazebním regulátorem

Vlastnosti regulátoru:

- sledování žádané hodnoty (bez kompenzace poruchy)
- sledování žádané hodnoty s kompenzací poruchy

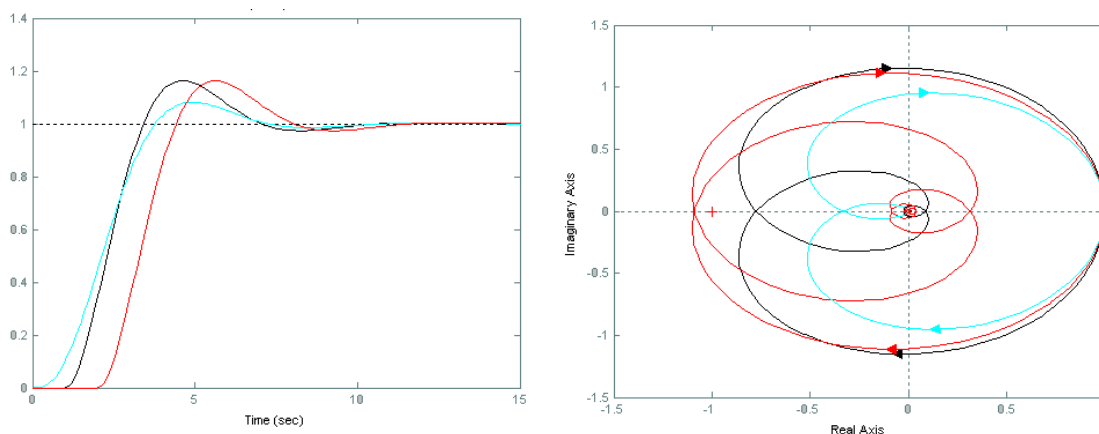
3. Zde je možno nastavit poruchy vstupující do regulačního obvodu. Je možné si vybrat ze dvou variant:

- harmonický signál a jeho parametry (amplituda, frekvence a fáze)
- rampa a její parametry (sklon, čas začátku působení, počáteční výstup)

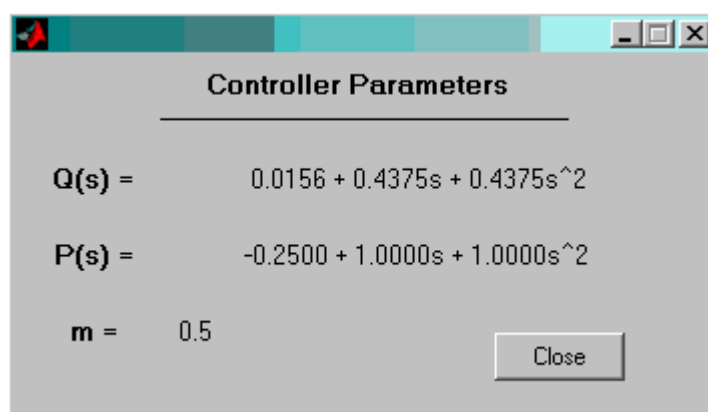
4. V této části okna se dají nastavit simulační parametry experimentu. Nastavíme délku simulace, velikost poruchy na vstupu soustavy (skoková změna v 1/3 simulačního času), hodnoty žádané veličiny (počáteční a koncová hodnota) a meze pro akční zásah.
5. Nakonec si lze vybrat různá grafická zobrazení.
 - porovnání umístění pólů uzavřeného regulačního obvodu pro nominální
 - aproximovaný a perturbovaný systém.
 - zobrazení průběhu minimalizované funkce
 - grafické porovnání přechodové charakteristiky nominální, aproximované a perturbované soustavy obr.12
 - grafické porovnání frekvenční charakteristiky nominální, perturbované a aproximované soustavy obr.12

Tlačítko *Go* spouští výpočet parametrů regulátoru. Po ukončení výpočtu je zobrazeno okno s parametry regulátoru a aktuální hodnotou parametru m , dále se otevře schéma regulačního obvodu obr.14 v Simulinku.

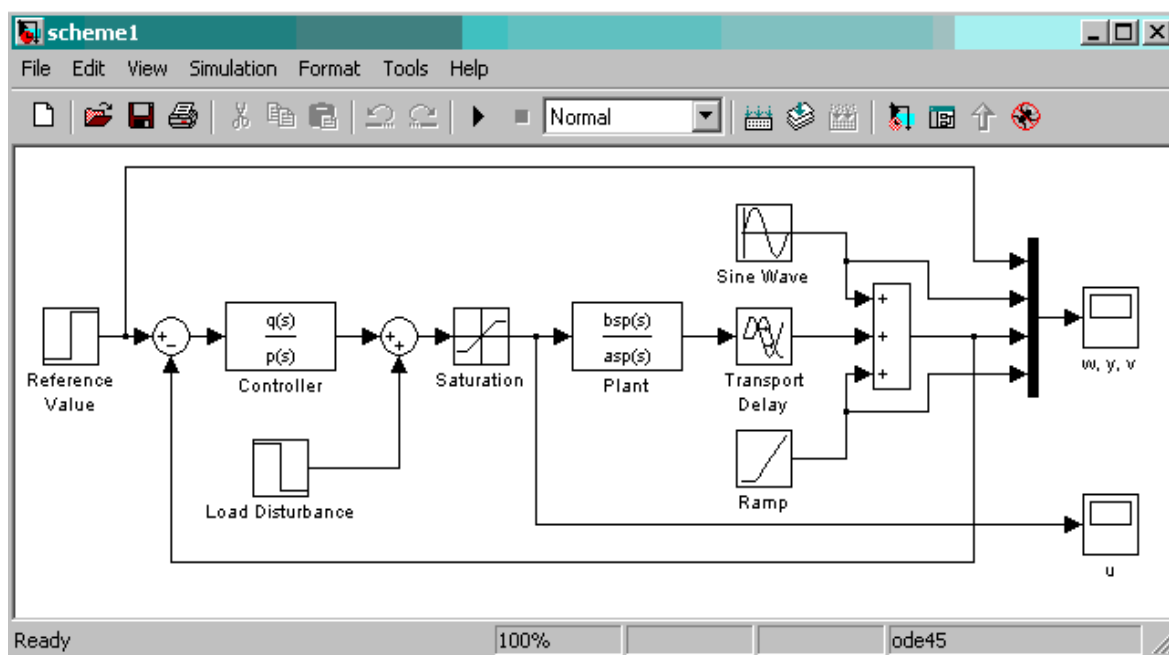
Tlačítko *Exit* ukončí program a odstraní všechny proměnné z Workspace .



Obr. 12 Grafické zobrazení přechodové a frekvenční charakteristiky



Obr. 13 Zobrazení parametrů regulátoru

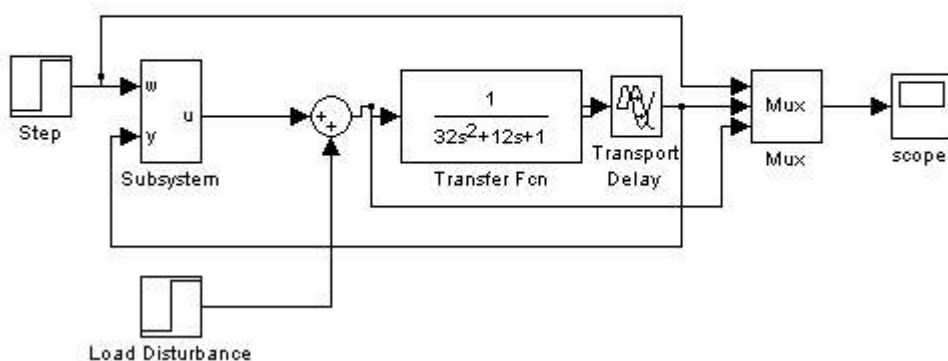


Obr. 14 Schéma regulačního obvodu v programu Simulink

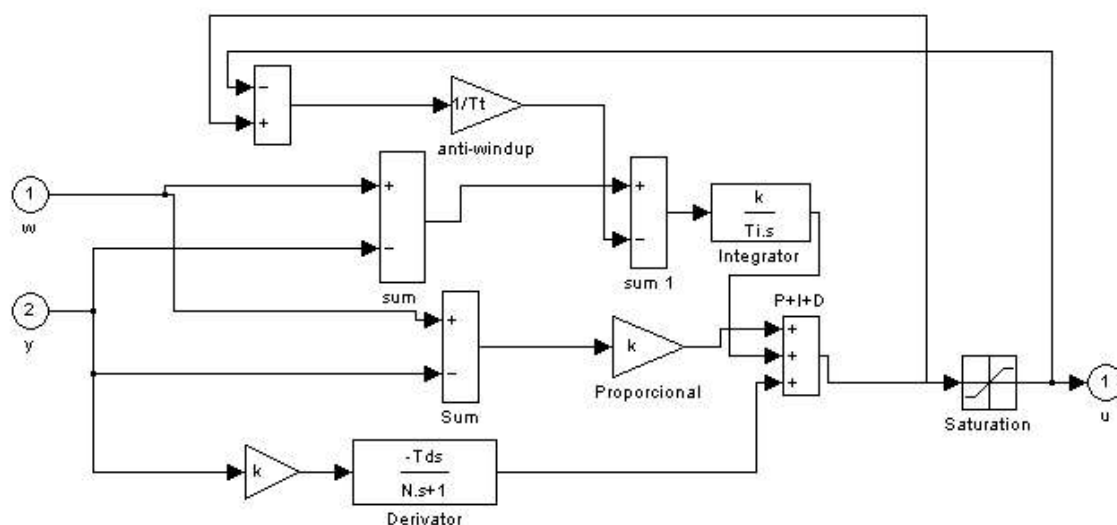
3.4 Anti-windup úprava

Anti-windup použití je popsáno v kapitole 2.3 Saturace regulátoru.

V anglosaské literatuře a řídicích software je označován problém saturace regulátoru jako windup. Problém odstranění tohoto nežádoucího jevu u regulátorů se tudíž nazývá anti-windup.



Obr. 15 Schéma regulačního obvodu



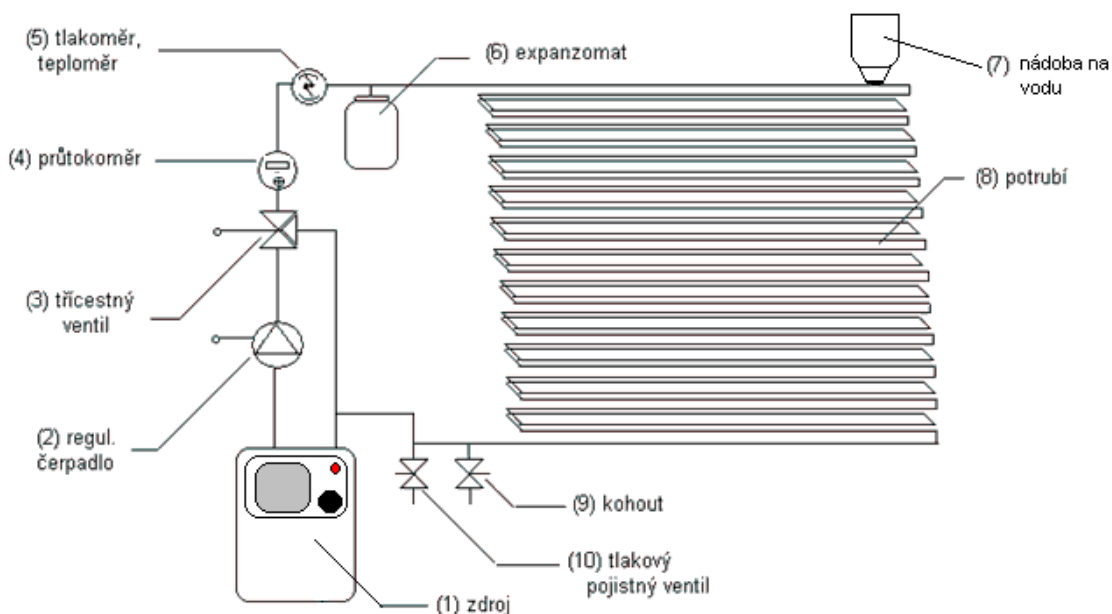
Obr. 16 PID regulátor se zapojením back - calculation

V prostředí Matlab - Simulink byl vytvořen zpětnovazební obvod se subsystémem obr.15, který odstraňuje saturaci regulátoru. Jedná se o dodatečnou zpětnou vazbu v PID algoritmu. Obr.16 ukazuje PID obvod s back - calculation. Simulační schéma lze jednoduše nastavit, zadáním parametrů PID regulátoru (K , T_I , T_D), omezením u a přenosem soustavy.

4 REÁLNÝ OBJEKT

4.1 Popis zařízení

K ověření funkčnosti navržených algoritmů bylo také provedeno řízení reálné soustavy. Reálným objektem byl model soustavy s dopravním zpožděním obr. 17. Je konstruován na rám o ploše 1x1x0,5m.

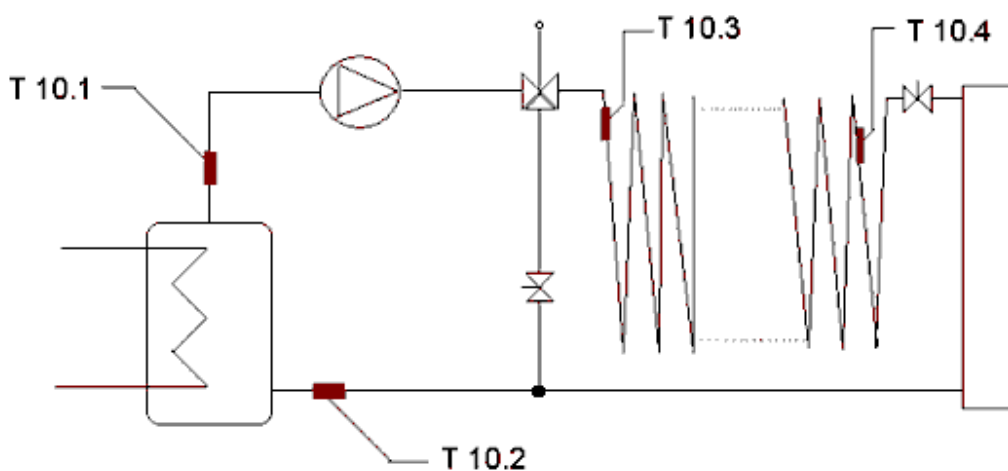


Obr. 17 Sestava modelu

Model je 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

Technologické schéma je na obr. 18



Obr. 18 Technologické schéma modelu

Model s dopravním zpožděním obsahuje zdroj teplé vody (TV) s elektrickým ohřevem. Výstup TV ze zdroje jde přes čerpadlo s proměnnými otáčkami na trojcestný ventil. Zde se proud rozděluje na vratnou spojku a do potrubní soustavy a k výměníku. Potrubí je složeno s několika meandrů. Výměník má možnost vytvářet proměnný odvod tepla, je možno tvořit i poruchy. Z výměníku se vrací tok vratnou větví. Schéma modelu je znázorněno na obr. 17.

Model je osazen snímači:

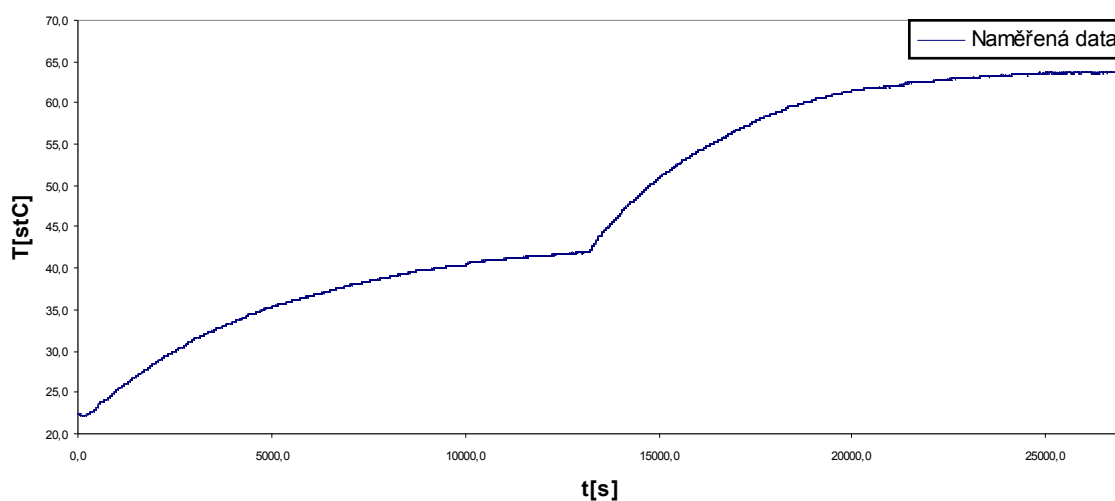
- čtyři snímače teploty – jsou zde použity platinové odporové teploměry Pt100.

Pro řízení soustavy byl použit mikroprocesorový regulátor APOSYS 10 firmy A.P.O.-ELMOS. Regulátor APOSYS 10 je kompaktní univerzální regulační systém, určený k monitorování a řízení technologických procesů. Vstupní část regulátoru je osazena univerzálním šestnáctibitovým převodníkem, který umožňuje připojit na vstupní svorky snímače (Pt100), unifikovaný proudový (4-20mA) nebo napěťový (0-10V) signál. Regulační spojitý analogový výstup je v rozsahu 4-20mA.

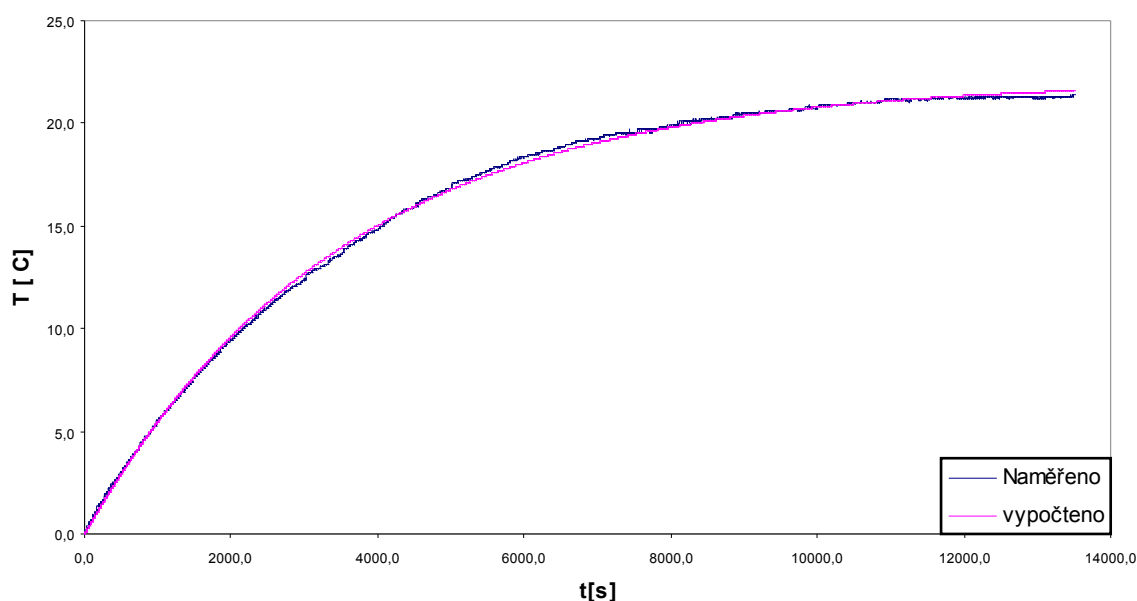
Sběr a ukládání dat do PC zajišťuje jednotka CTRL V3. Ukládání dat bylo prováděno v prostředí MATLAB 6.5.

4.2 Identifikace soustavy

Z ustáleného stavu akčního zásahu 5% se změřila odezva na skokovou změnu akčního zásahu 20%.



Obr. 19 Přejímová odezva na skok akčního zásahu z 5% na 15%



Obr. 18 Přejchodová odezva na skok akčního zásahu z 5% na 15% a její porovnání s modelem 1. řádu

Identifikací dvou parametrovým modelem jsme získali dva parametry K a T v přenosu

$G(s) = \frac{K}{Ts + 1}$. Hodnota časové konstanty $T \approx 3498$ a zesílení soustavy $k = 2,2$.

Aproximovaný matematický model byl stanoven jako model 1.řádu s dopravním zpožděním

$$G(s) = \frac{2.2}{3498s + 1} e^{-250s} \quad (35)$$

Reálný tepelný systém se z hlediska identifikace jeví jako systém 1. řádu (bez inflexního bodu, bez překmitu) s dopravním zpožděním. Je přirozené, že jde o relativně „pomalý“ systém s časovou konstantou 3498s a s dopravním zpožděním kolem 4 minut.

5 ŘÍZENÍ SYSTÉMŮ S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM

5.1 Simulační a ověřovací experimenty

V této kapitole budou ilustrovány regulační odezvy pro všechny metody, které jsou uvedeny v této práci. Tyto simulace slouží k ověření funkčnosti získaných algoritmů a umožňují jejich orientační porovnání

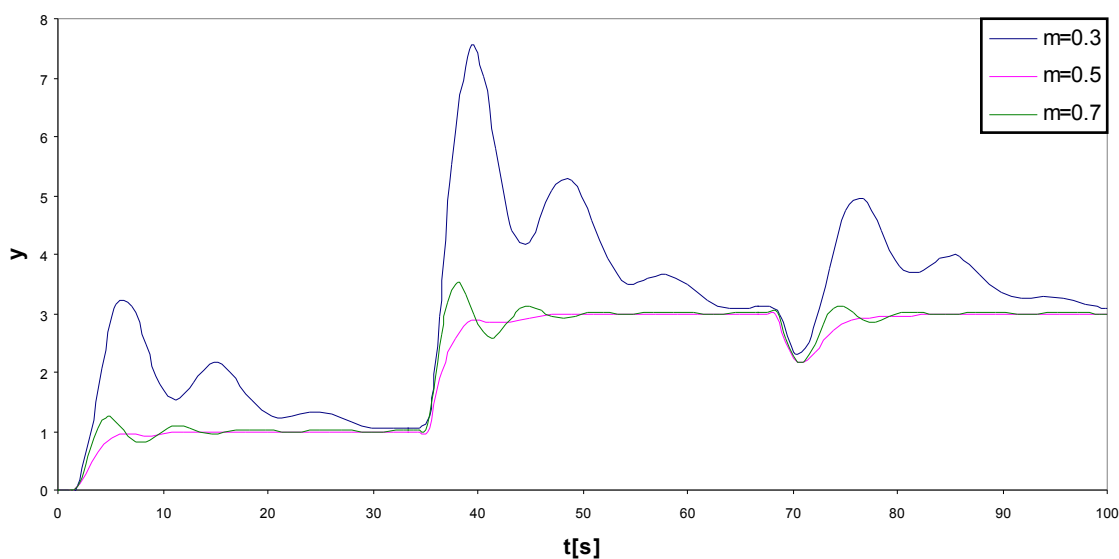
Pokud není uvedeno jinak platí následující parametry:

- délka simulace 100s
- porucha na akční zásah ve 2/3 simulačního času o velikosti -0.5
- změna žádané hodnoty v 1/3 simulačního času z hodnoty 1 na 3

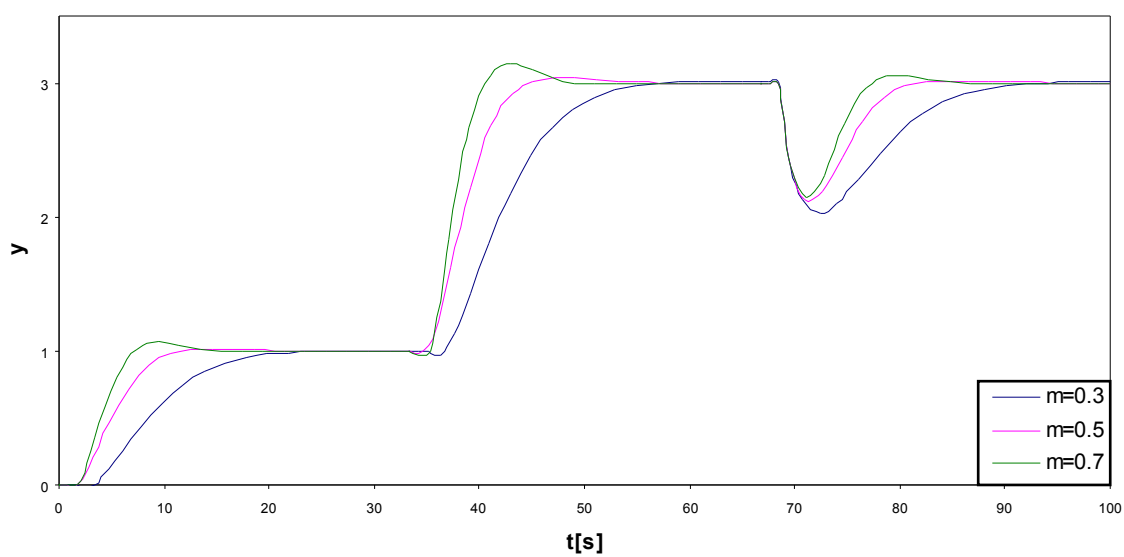
Stabilní soustava 1.řádu

Nominální soustava je $G(s) = \frac{2}{s+1} e^{-2s}$

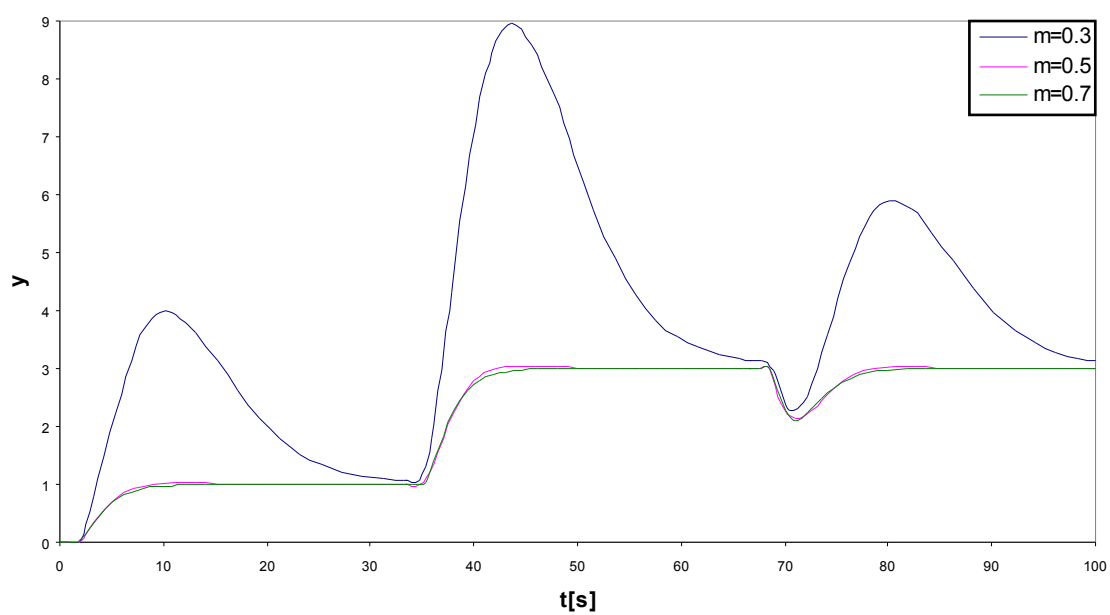
Následující grafy ukazují jaký vliv má volba aproximace dopravního zpoždění, parametru m a struktura regulačního obvodu na regulační pochod stabilní soustavy 1. řádu.



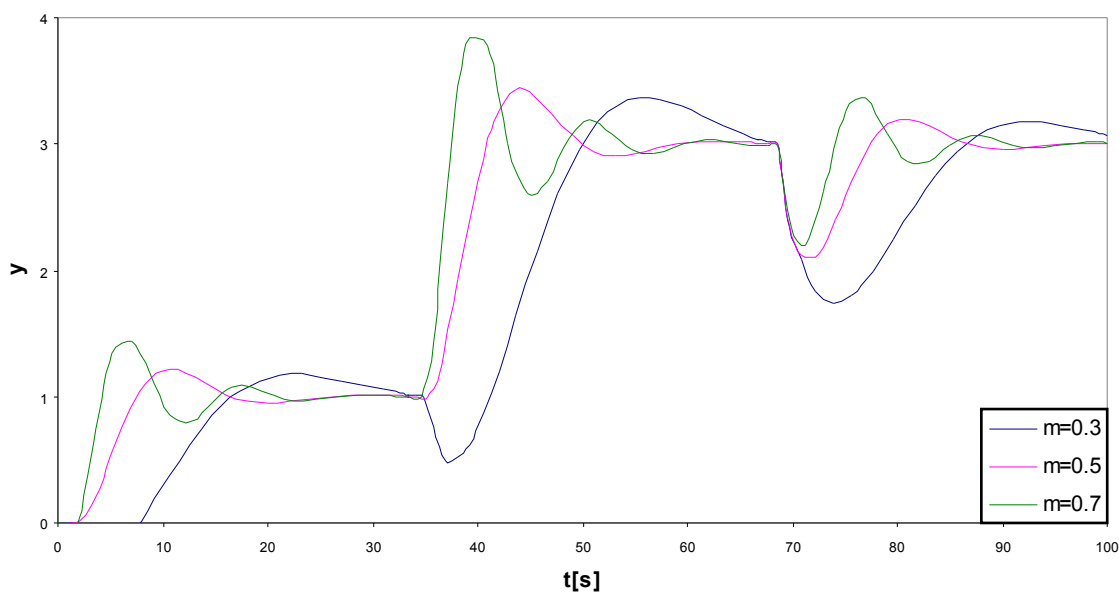
Obr. 19 Srovnání regulačních průběhů v 1DOF struktuře stabilní soustavy, s Taylorovou aproximací ve jmenovateli, pro různé hodnoty m



Obr. 20 Srovnání regulačních průběhů v 1DOF struktuře stabilní soustavy, s Taylorovou aproximací v čitateli, pro různé hodnoty m



Obr. 21 Srovnání regulačních průběhů v 1DOF struktuře stabilní soustavy, s Padého aproximací, pro různé hodnoty m



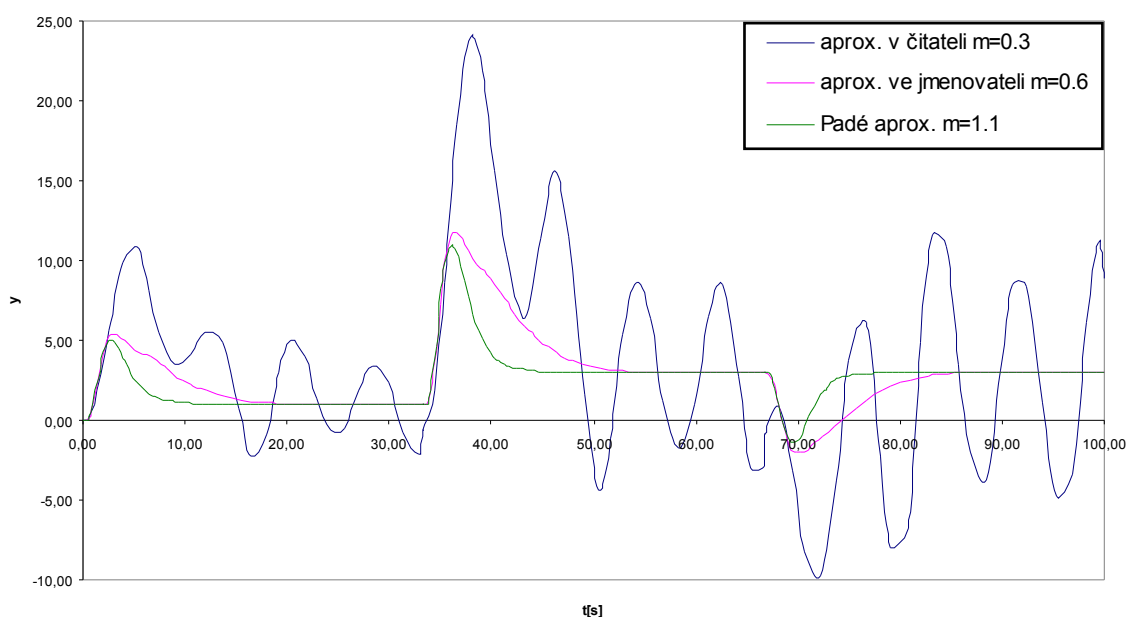
Obr. 22 Srovnání regulačních průběhů v 1DOF struktuře stabilní soustavy se zanedbáním
dop. zpoždění pro různé hodnoty m

Z předložených simulačních pochodů je zřejmé, že při změnách ladícího parametru m se mění i regulační pochody. Při nevhodném zvolení parametru m může dojít k velmi „špatné“ simulační odezvě a naopak.

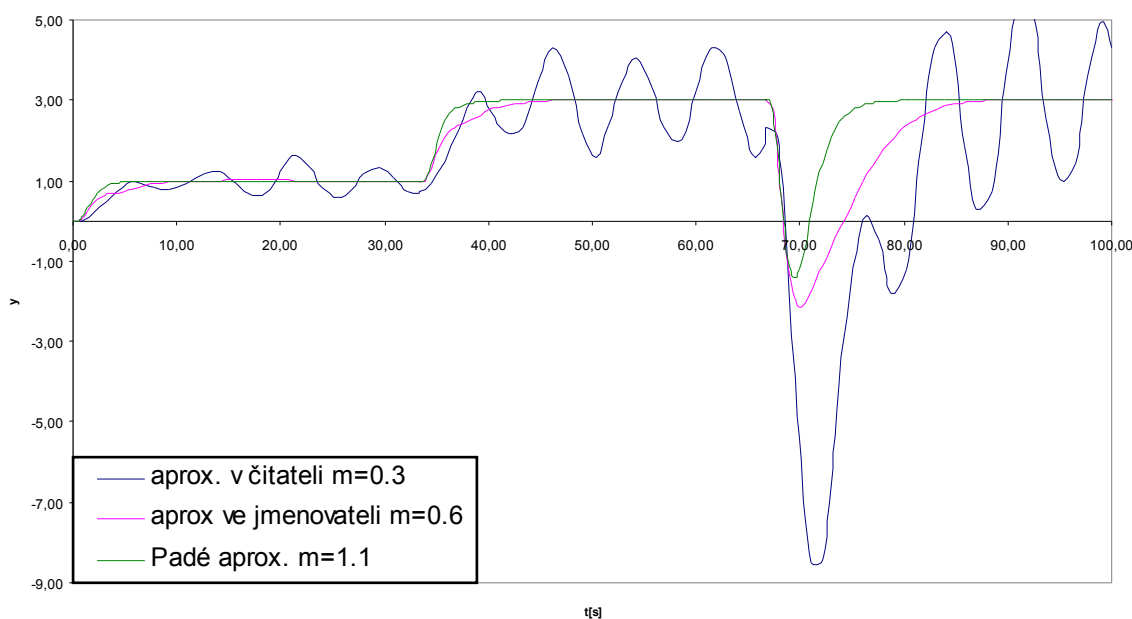
Nestabilní soustava 1. řádu

Nominální soustava je $G(s) = \frac{3}{s - 1.2} e^{-0.6s}$

Následující grafy ukazují jaký vliv mají různé aproximace na regulační pochod nestabilní soustavy 1.řádu.



Obr 23 Srovnání regulačních průběhů v 1DOF struktuře, nestabilní soustavy

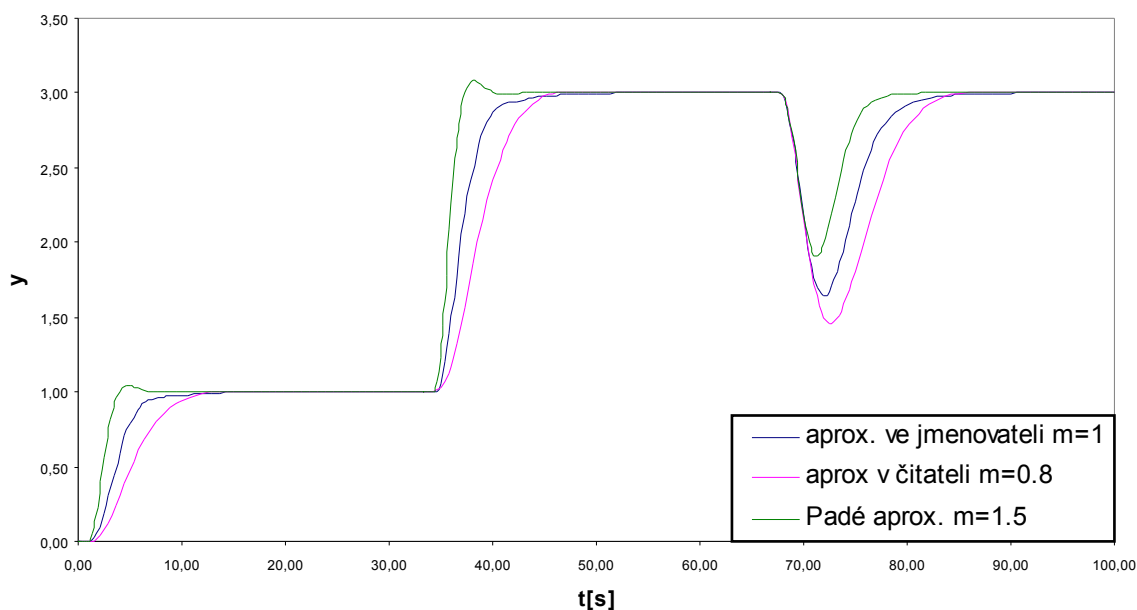


Obr 24 Srovnání regulačních průběhů v 2DOF struktuře, nestabilní soustavy

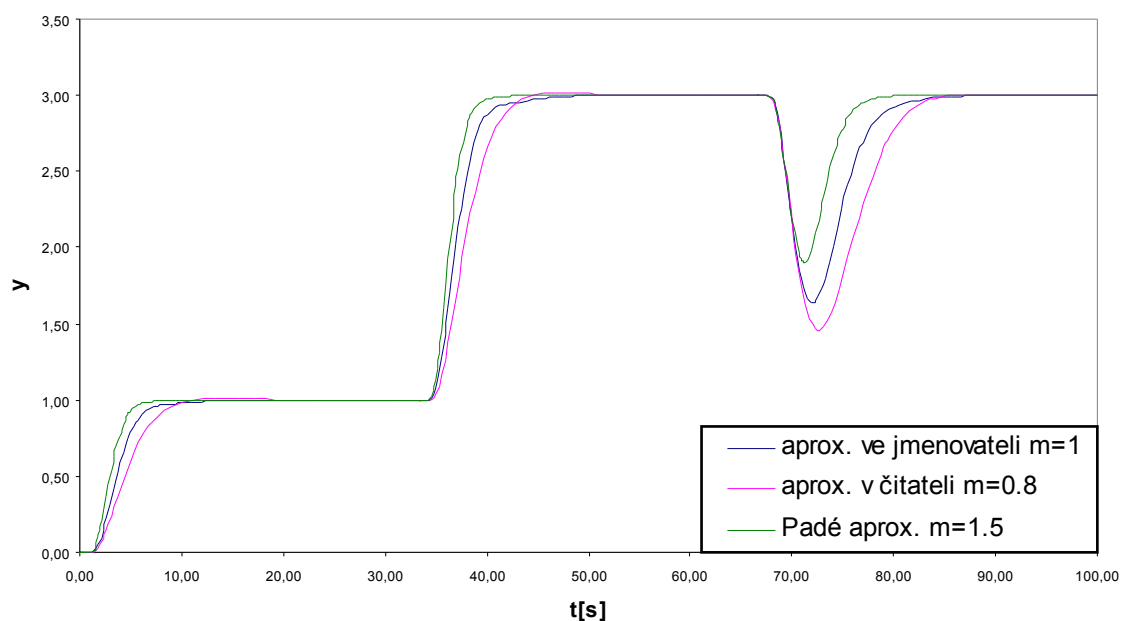
Z regulačních průběhů je patrné, že nejlepší regulační výsledky má Padé aproximace jak v 1DOF tak i 2DOF. Z předložených simulací je vidět i rozdíl mezi regulačními odezvami ve struktuře 1DOF a 2DOF. U struktury 2DOF aproximace ve jmenovateli a Padé aproximace je simulační pochod rychlý bez překmitu.

Stabilní soustava 3.řádu

Nominální soustav $G(s) = \frac{2}{s^3 + 3s^2 + 3s + 1} e^{-0.6s}$



Obr 25 Srovnání regulačních průběhů v 1DOF struktuře, stabilní soustavy 3. řádu

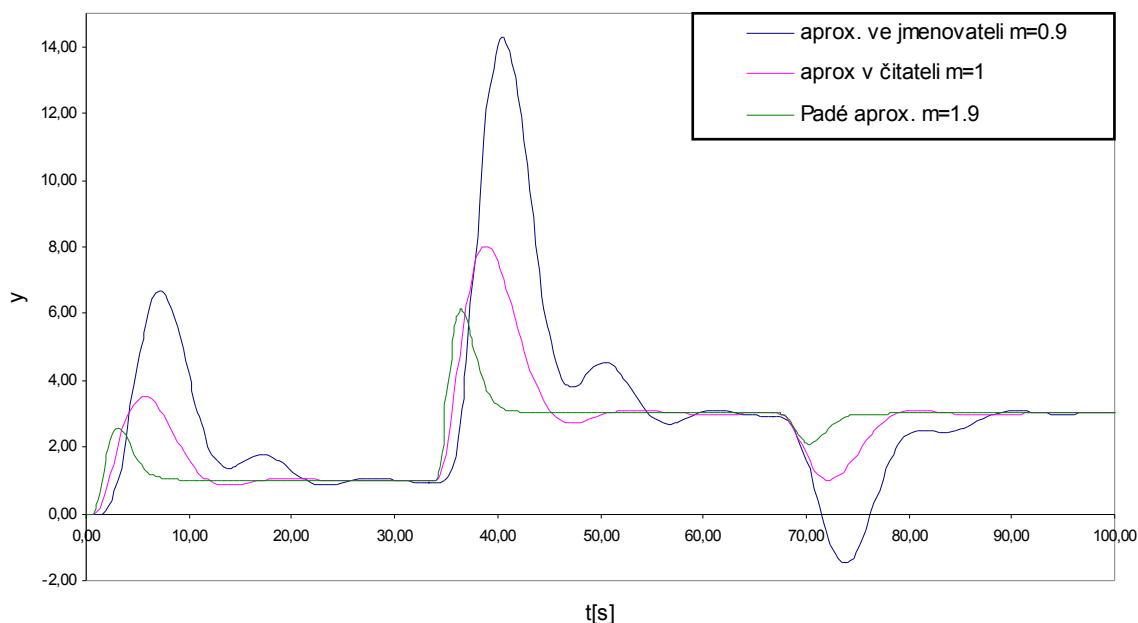


Obr. 26 Srovnání regulačních průběhů v 2DOF struktuře, stabilní soustavy 3. řádu

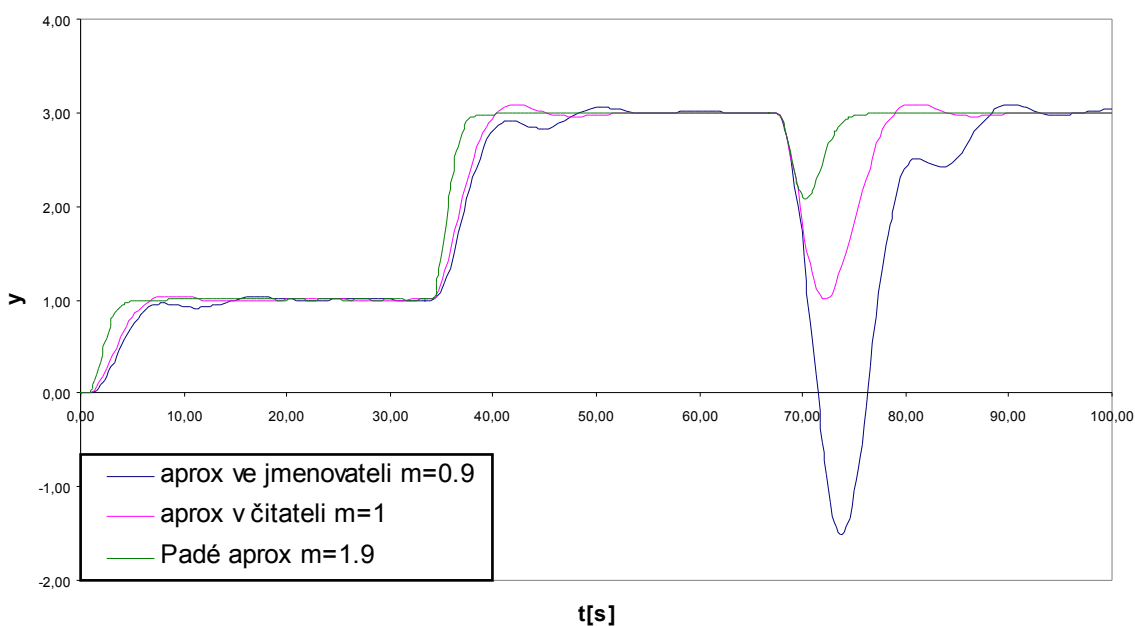
U stabilních systémů 3. řádu nelze jednoznačně říci, která z uvedených aproximací má nejlepší regulační pochod jak ve struktuře obvodu 1DOF tak 2DOF. Odezvy všech aproximací mají podobné regulační děje.

Nestabilní soustava 3. řádu

Nominální soustava
$$G(s) = \frac{2}{s^3 + 3s^2 + 3s - 2} e^{-0.6s}$$



Obr. 27 Srovnání regulačních průběhů v 1DOF struktuře, nestabilní soustavy 3. řádu



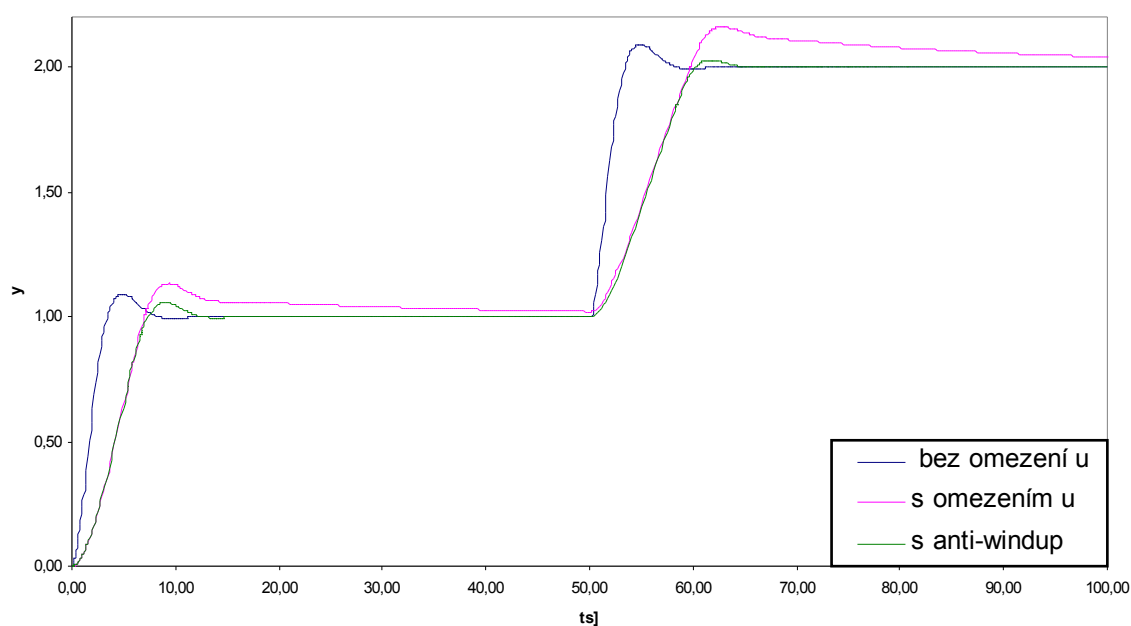
Obr. 28 Srovnání regulačních průběhů v 2DOF struktuře, nestabilní soustavy 3. řádu
Průběhy ve struktuře 2DOF jsou bez překmitů, dosažení žádané hodnoty je rychlé. Nejlepší výsledky u nestabilních systémů 3. řádu má Padé aproximace jak v 1DOF struktuře tak i v 2DOF obvodu.

5.1.1 Řízení systému s anti-windup

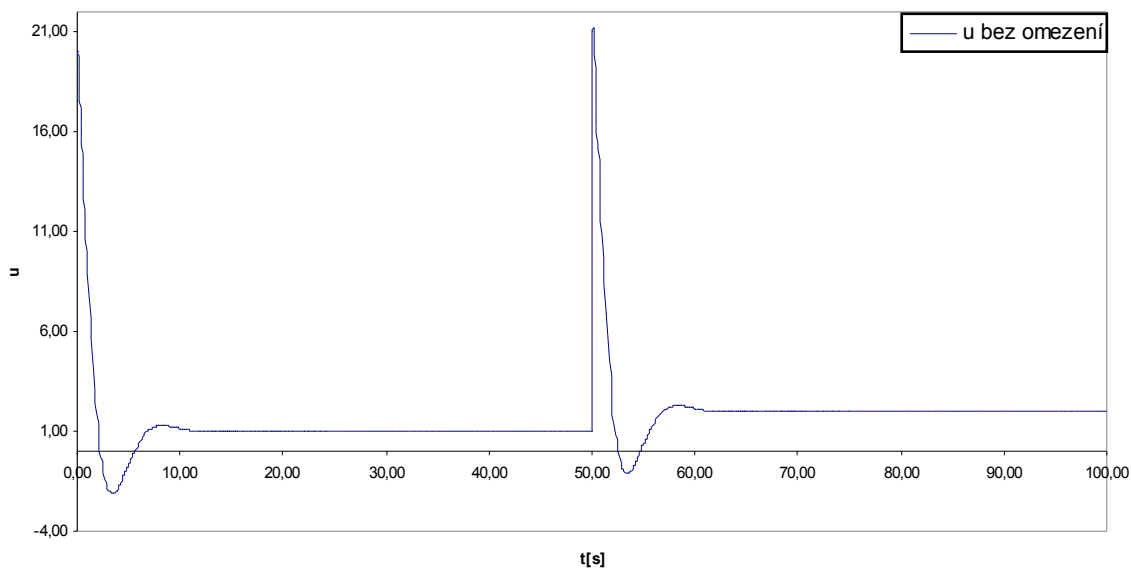
- délka simulace 100s
- změna žádané hodnoty v 1/2 simulačního času z hodnoty 1 na 2
- akční zásah omezen na $u \in \langle 0,3 \rangle$

Následující grafy ukazují jaký vliv má omezení akčního zásahu a použití anti-windup na

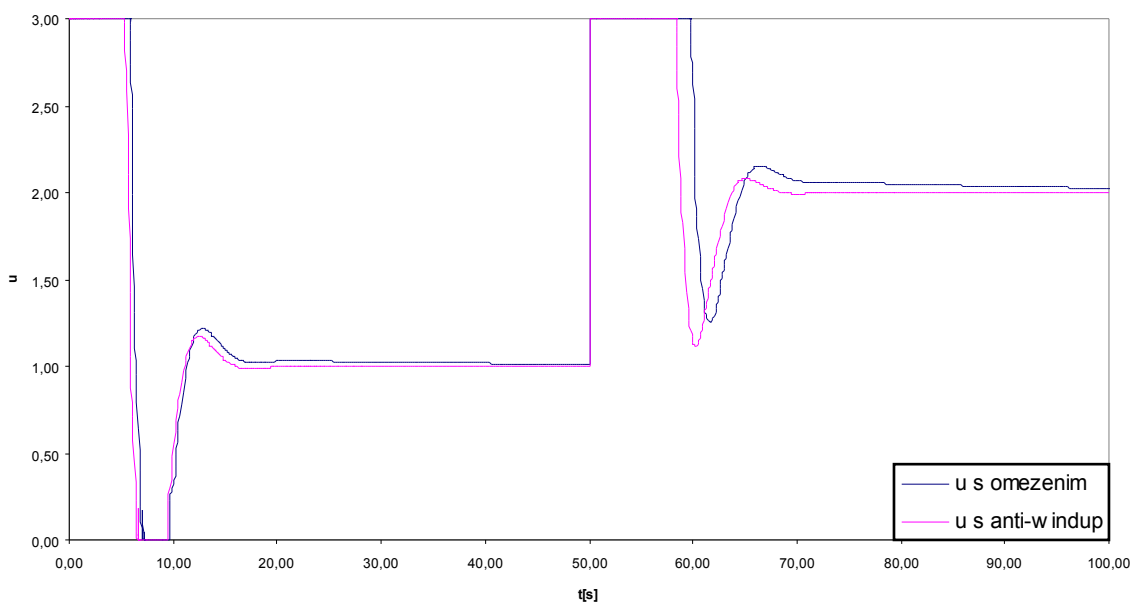
regulační pochod, stabilního systému 2.řádu $G(s) = \frac{1}{32s^2 + 12s + 1}$. Parametry PID regulátoru jsou $K=20$, $T_I=30s$, $T_D=0.95s$.



Obr. 29 Srovnání regulačních průběhů s omezením i bez omezení akčního zásahu



Obr. 30 Akční zásah bez omezení



Obr. 31 Porovnání akčního zásahu s omezením a anti-windup

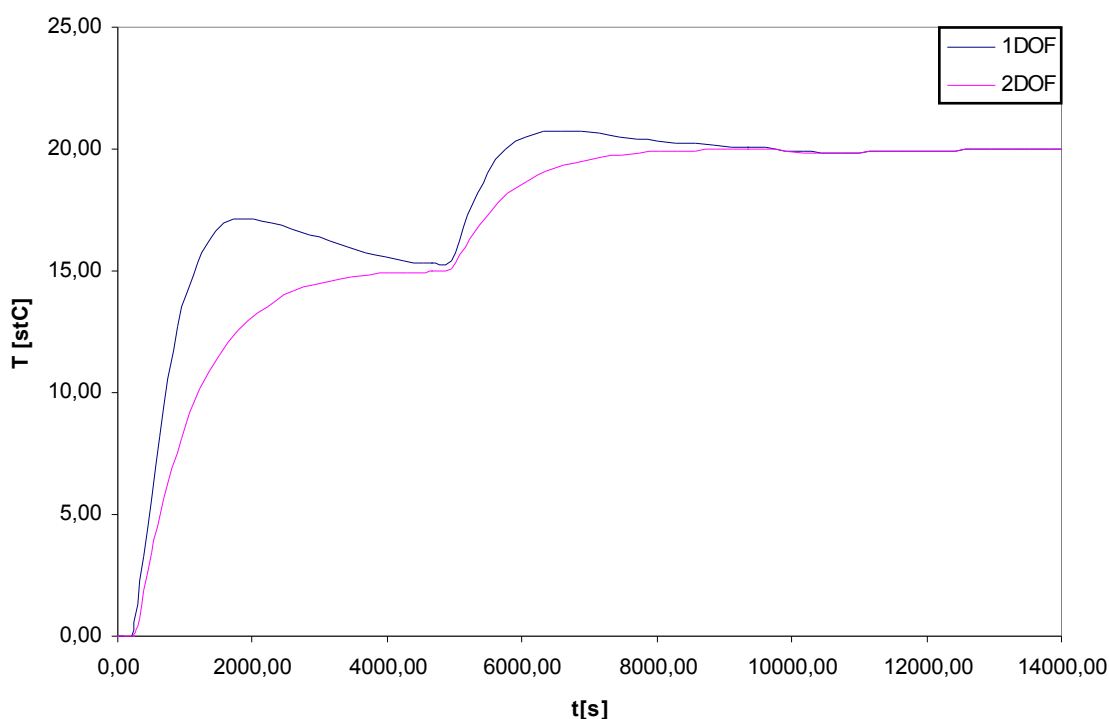
Při použití anti-windup, jak je vidět z obr.29, dojde k malému překmitu regulované veličiny a k rychlému ustálení na žádané hodnotě. Při omezení akčního zásahu dochází k prodloužení regulačního pochodu a pomalému ustálení na žádané hodnotě. Při neomezeném akčním zásahu je regulace rychlá, za cenu velkých akčních zásahů.

5.1.2 Řízení identifikované soustavy v simulačním prostředí

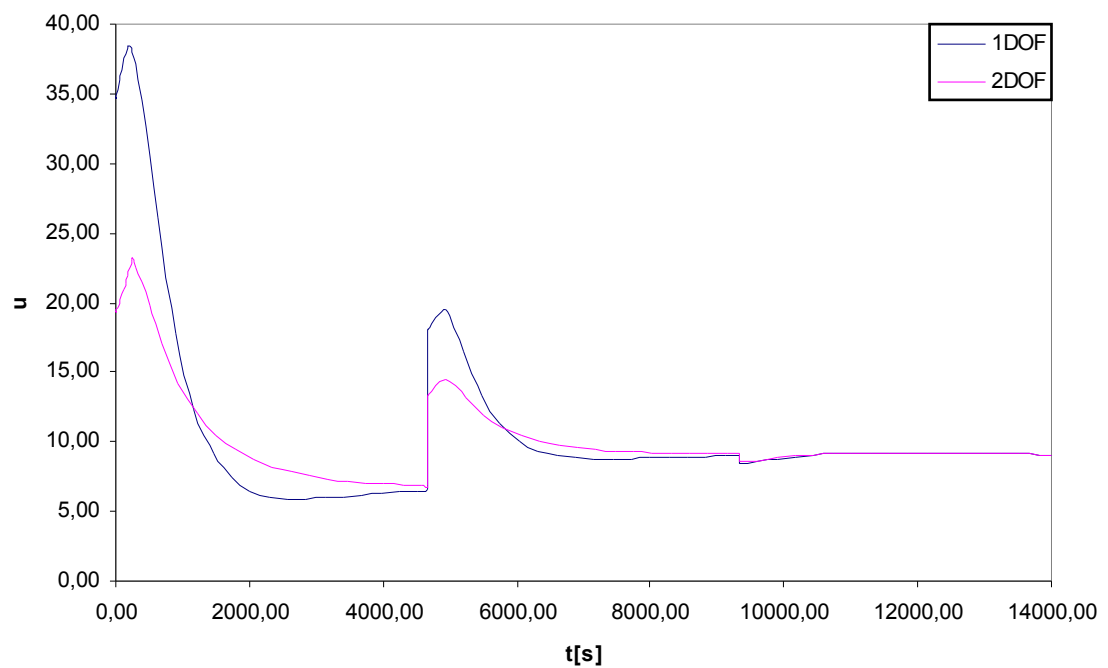
Identifikovanou soustavu jsme simulačně testovali v programu Matlab - Simulink. Soustava byla aproximována taylorovým rozvojem ve jmenovateli a v čitateli.

Každá aproximace je testována pro $m=0.0015$ a pro struktury obvodu 1DOF a 2 DOF.

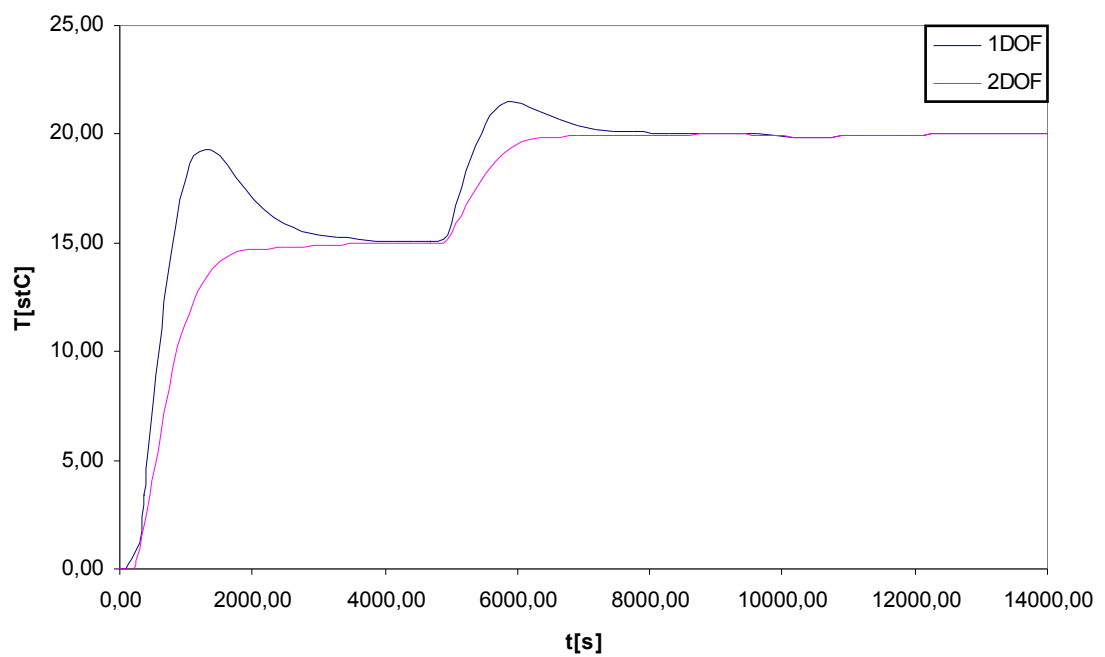
- délka simulace 14000s
- porucha na akční zásah ve 2/3 simulačního času o velikosti -0.5
- změna žádané hodnoty v 1/3 simulačního času z hodnoty 15 na 20
- $u \in \langle 0,50 \rangle$



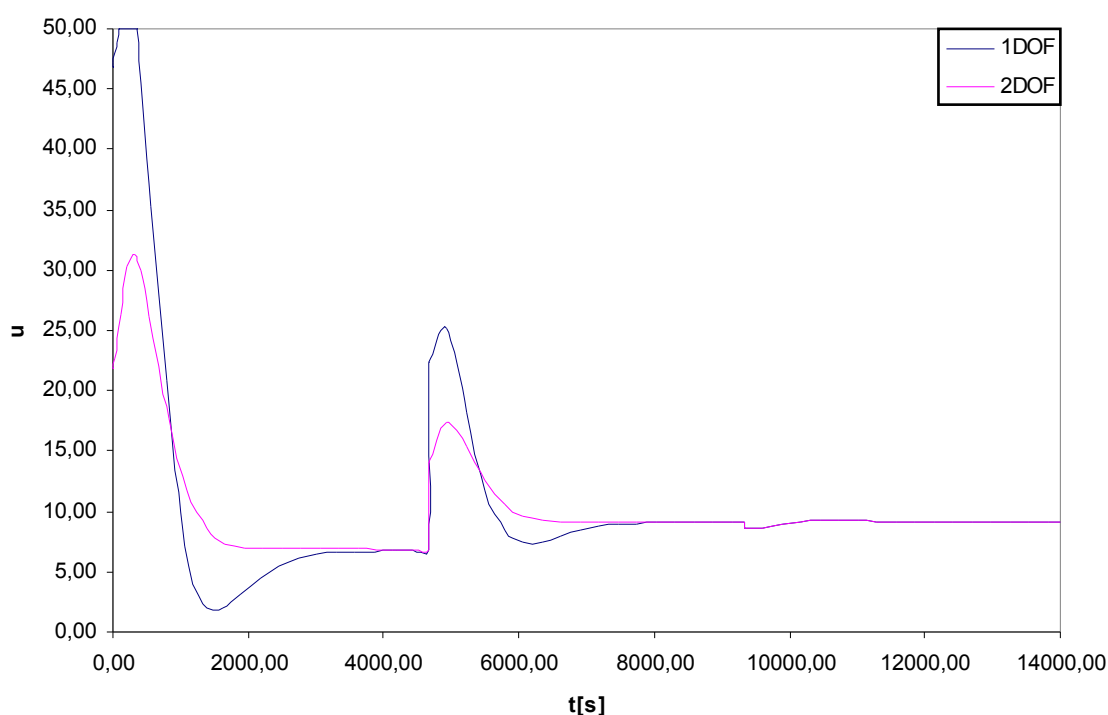
Obr. 32 Srovnání regulačních odezev 1DOF a 2DOF Taylorovy aproximace ve jmenovateli



Obr. 33 Srovnání akčních zásahů 1DOF a 2DOF Taylorovy aproximace ve jmenovateli



Obr. 34 Srovnání regulačních odezev 1DOF a 2DOF Taylorovy aproximace v čitateli



Obr. 35 Srovnání akčních zásahů 1DOF a 2DOF Taylorovy aproximace v čitateli
Regulace reálného systému v simulačním prostředí je u použité aproximace v čitateli „rychlá“. Při zapojení obvodu 1DOF teplota překmitne o 5 stupňů požadovanou hodnotu a akční zásah je omezen, ale u 2DOF struktury je již regulační pochod bez překmitu. U regulace, kdy byl systém aproximován Taylorovou aproximací ve jmenovateli je regulace „pomalejší“ a překmit v 1DOF struktuře je o 2 stupně vyšší než je požadovaná hodnota. I zde je patrné, že 2DOF struktura má „lepší“ regulační pochod i co se akčního zásahu týká.

5.1.3 Řízení reálného objektu

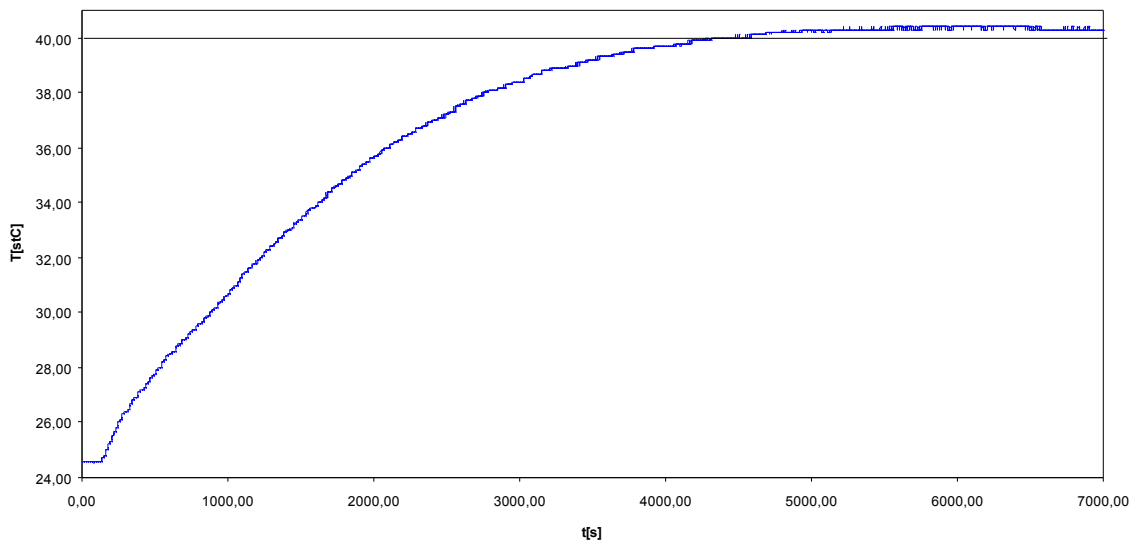
Pro účely ověření chování uvedených algoritmů byly navrženy dva regulátor pro řízení tepelné soustavy. Dopravní zpoždění je proti časové konstantě relativně malé proto bylo zanedbáno, regulátor je navržen pro systém bez dopravního zpoždění a tudíž výsledný regulátor je typu PI. Druhý z nich používá aproximaci Taylorovým rozvojem v čitateli a tedy regulátor je opět typu PI.

Systém na obr.36 byl regulován na žádanou hodnotu 40 °C. Na obr.37 je skoková změna žádané veličiny ze 40 °C na 45 °C.

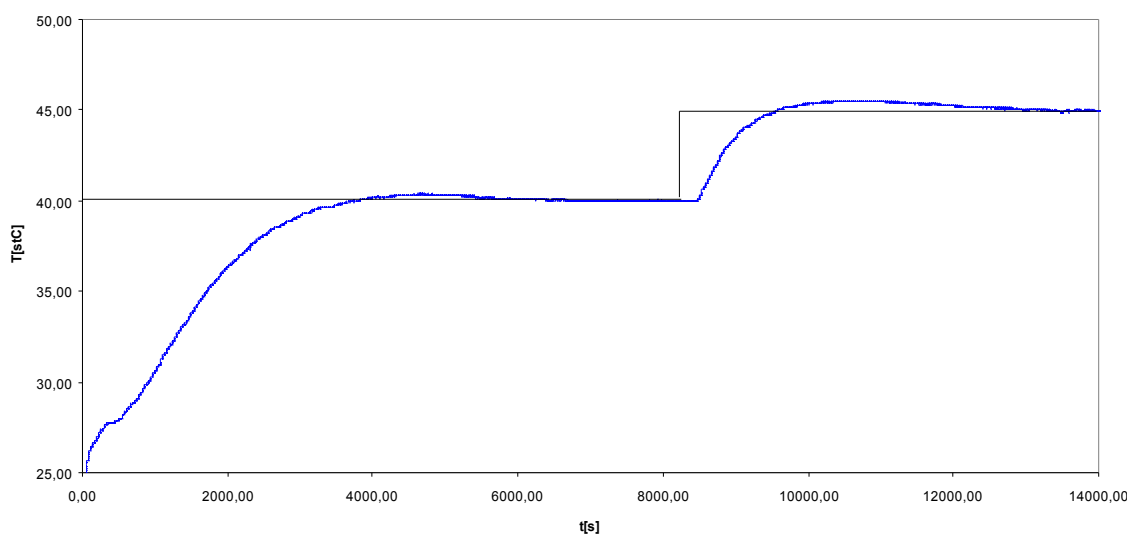
Hodnota ladícího parametru byly nalezeny v následujících hodnotách:

- regulátor navržený při zanedbání DZ: $m=0.0009$ a parametry regulátoru jsou $r_0 = 2.14$ a $T_1 = 1853s$

- regulátor navržený s využitím aproximace dopravního členu v čitateli:
 $m=0.0015$ a parametry regulátoru jsou $r_0 = 2.58$, $T_I = 1172s$



Obr. 36 Řízení reálné soustavy při zanedbání DZ



Obr. 37 Řízení reálné soustavy aproximací čitatele

Na obr.36, obr.37 je ukázáno řízení reálné tepelné soustavy se dvěma různými PI regulátory. Oba experimenty poskytly plně vyhovující regulační odezvu, čímž se prokázala i aplikovatelnost těchto algoritmů na reálnou soustavu.

ZÁVĚR

Práce je věnována řízení systémů s dopravním zpožděním, které mohou být stabilní, nestabilní nebo na hranici stability. Návrh regulátorů je realizován algebraickými metodami v okruhu R_{PS} . Syntéza spočívá v řešení diofantických rovnic v okruhu R_{PS} . Diplomová práce popisuje způsoby výpočtu těchto rovnic. Pro účely výpočtu lineární diofantické rovnice je nutno člen dopravního zpoždění nějakým vhodným způsobem nahradit. V práci je uvedena čtveřice různých metod, jak lze tuto aproximaci provést.

Výsledky popisované metodiky návrhu regulátorů poskytují řídicí zákony pro obě nejběžnější zapojení regulačních obvodů, s klasickou zpětnovazební strukturou (typ 1DOF) nebo se strukturou zpětnovazební doplněnou o přímou vazbu (typ 2DOF). Ze způsobů návrhu plyne existence skalárního parametru $m > 0$, kterým lze ovlivňovat stabilitu, chování regulačního obvodu.

Výsledné algoritmy pro návrh regulátorů byly zahrnuty do jednoho uceleného programového nástroje, pracujícím v matematickém prostředí MATLAB Version 6.5. Tento program umožňuje uživatelsky jednoduchý automatický návrh regulátoru ze zadaných parametrů soustavy a zvoleného typu aproximace dopravního zpoždění. Součástí programu je i možnost simulačního ověření vlastností regulátorů včetně porovnání s regulační odezvou pro perturbovanou soustavu. Regulátory byly odvozeny a simulačně ověřeny pro systémy stabilní i nestabilní.

Na základě provedených simulací je možno pro výběr vhodné aproximace dopravního zpoždění doporučit Padého aproximaci pro nestabilní soustavy pro obě popisované konfigurace regulačních obvodů.

Odvozené algoritmy řízení byly aplikovány na reálném zařízení. Popisovaná metodika návrhu regulátoru poskytla řídicí zákony, které byly použity k řízení reálné soustavy v reálném čase. Jednalo se o model tepelné soustavy s dopravním zpožděním, který byl sestaven pro výukové účely na Univerzitě Tomáše Bati, Fakultě technologické.

SEZNAM POUŽITÝCH ZDROJŮ

1. Husták, P.: Systémy s dopravním zpožděním a návrh robustních regulátorů pro jejich řízení, PhD.Thesis, FT UTB Zlín, 2003
2. Korbel, J.: Návrh robustních regulátorů pro kompenzaci poruch. Diplomová práce FT UTB Zlín, 2003
3. Latinák, L.: Modelování a řízení systémů se zpožděním. Diplomová práce, FT UTB Zlín, 2003
4. Morari, M., Zafiriou, E.: Robust Process Control. Englewood Cliffs. USA. 1989
5. Levine et al: The Kontrol Handbook. IEEE Press. 1995
6. Prokop, a kol.:Robust analysis of controllers for linear systems with time delays. In: MED 2000. Patra. Greece
7. Zítek, P.: Nelineární systémy a systémy se zpožděním. Praha, 1999.
8. Mathworks: Polynomial Toolbox Manual. Polyp Ltd, Praha, 1999
9. Åström, K.J., Hägglund T.: PID Controllers: Theory, design and tuning. Instr.Society of America, 1995

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

s	-operátor derivace (Laplaceovy transformace)
$A(s), B(s)$	-přenosy, racionální funkce
Rps	-okruhy racionálních a ryzích racionálních funkcí
m	-ladicí parametr regulátoru navrženého popisovanou metodou
P	-okruh polynomů
τ	-dopravní zpoždění
PI	-proporcinálně integrační regulátor
PID	-proporcionálně-integrační-derivační regulátor
DZ	-dopravní zpoždění
r_0, K, T_I, T_D	-parametry PID regulátoru
T_T	-časová konstanta

SEZNAM OBRÁZKŮ

OBR. 1 SMITHŮV PREDIKTOR.....	10
OBR. 2 SROVNÁNÍ PŘECHODOVÉ CHARAKTERISTIKY NOMINÁLNÍ SOUSTAVY G1(S) A APROXIMACÍ DZ.....	12
OBR. 3. SROVNÁNÍ FREKVENČNÍCH CHARAKTERISTIK NOMINÁLNÍ SOUSTAVY G1(S) A APROXIMACÍ DZ.....	12
OBR. 4 SROVNÁNÍ PŘECHODOVÉ CHARAKTERISTIKY NOMINÁLNÍ SOUSTAVY G2(S) A APROXIMACÍ DZ.....	13
OBR. 5 SROVNÁNÍ FREKVENČNÍCH CHARAKTERISTIK NOMINÁLNÍ SOUSTAVY G2(S) A APROXIMACÍ DZ	14
OBR. 6 SROVNÁNÍ PŘECHODOVÉ CHARAKTERISTIKY NOMINÁLNÍ SOUSTAVY G3(S) A APROXIMACÍ DZ.....	15
OBR. 7 SROVNÁNÍ FREKVENČNÍCH CHARAKTERISTIK NOMINÁLNÍ SOUSTAVY G3(S) A APROXIMACÍ DZ.....	16
OBR. 8 SCHÉMA 1 DOF KONFIGURACE REGULAČNÍHO OBVODU.....	17
OBR. 9 SCHÉMA 2 DOF KONFIGURACE REGULAČNÍHO OBVODU.....	17
OBR. 10. ŘEŠENÍ SATURACE REGULÁTORU ZPŮSOBEM BACK CALCULATION....	21
OBR. 11 HLAVNÍ OKNO PROGRAMU.....	26
OBR. 12 GRAFICKÉ ZOBRAZENÍ PŘECHODOVÉ A FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKY.....	28
OBR. 13 ZOBRAZENÍ PARAMETRŮ REGULÁTORU.....	28
OBR. 14 SCHÉMA REGULAČNÍHO OBVODU V PROGRAMU SIMULINK.....	29
OBR. 15 SCHÉMA REGULAČNÍHO OBVODU.....	29
OBR. 16 PID REGULÁTOR SE ZAPOJENÍM BACK - CALCULATION.....	30
OBR. 17 SESTAVA MODELU.....	31
OBR. 18 PŘECHODOVÁ ODEZVA NA SKOK AKČNÍHO ZÁSAHU Z 5% NA 15% A JEJÍ POROVNÁNÍ S MODELEM 1. ŘÁDU.....	33
OBR. 19 SROVNÁNÍ REGULAČNÍCH PRŮBĚHŮ V 1DOF STRUKTUŘE STABILNÍ SOUSTAVY, S TAYLOROVOU APROXIMACÍ VE JMENOVATELI, PRO RŮZNÉ HODNOTY M.....	34
OBR. 20 SROVNÁNÍ REGULAČNÍCH PRŮBĚHŮ V 1DOF STRUKTUŘE STABILNÍ SOUSTAVY, S TAYLOROVOU APROXIMACÍ V ČITATELI, PRO RŮZNÉ HODNOTY M.....	35
OBR. 21 SROVNÁNÍ REGULAČNÍCH PRŮBĚHŮ V 1DOF STRUKTUŘE STABILNÍ SOUSTAVY, S PADÉHO APROXIMACÍ, PRO RŮZNÉ HODNOTY M.....	35
OBR. 22 SROVNÁNÍ REGULAČNÍCH PRŮBĚHŮ V 1DOF STRUKTUŘE STABILNÍ SOUSTAVY SE ZANEDBÁNÍM DOP. ZPOŽDĚNÍ PRO RŮZNÉ HODNOTY M.....	36
OBR 23 SROVNÁNÍ REGULAČNÍCH PRŮBĚHŮ V 1DOF STRUKTUŘE, NESTABILNÍ SOUSTAVY.....	37
OBR 24 SROVNÁNÍ REGULAČNÍCH PRŮBĚHŮ V 2DOF STRUKTUŘE, NESTABILNÍ SOUSTAVY.....	37
OBR 25 SROVNÁNÍ REGULAČNÍCH PRŮBĚHŮ V 1DOF STRUKTUŘE, STABILNÍ SOUSTAVY 3. ŘÁDU.....	38

OBR. 26 SROVNÁNÍ REGULAČNÍCH PRŮBĚHŮ V 2DOF STRUKTUŘE, STABILNÍ SOUSTAVY 3. ŘÁDU.....	38
OBR. 27 SROVNÁNÍ REGULAČNÍCH PRŮBĚHŮ V 1DOF STRUKTUŘE, NESTABILNÍ SOUSTAVY 3. ŘÁDU.....	39
OBR. 28 SROVNÁNÍ REGULAČNÍCH PRŮBĚHŮ V 2DOF STRUKTUŘE, NESTABILNÍ SOUSTAVY 3. ŘÁDU.....	39
OBR. 29 SROVNÁNÍ REGULAČNÍCH PRŮBĚHŮ S OMEZENÍM I BEZ OMEZENÍ AKČNÍHO ZÁSAHU	40
OBR. 30 AKČNÍ ZÁSAH BEZ OMEZENÍ.....	41
OBR. 31 POROVNÁNÍ AKČNÍHO ZÁSAHU S OMEZENÍM A ANTI-WINDUP.....	41
OBR. 32 SROVNÁNÍ REGULAČNÍCH ODEZEV 1DOF A 2DOF TAYLOROVY APROXIMACE VE JMENOVATELI.....	42
OBR. 33 SROVNÁNÍ AKČNÍCH ZÁSAHŮ 1DOF A 2DOF TAYLOROVY APROXIMACE VE JMENOVATELI.....	43
OBR. 34 SROVNÁNÍ REGULAČNÍCH ODEZEV 1DOF A 2DOF TAYLOROVY APROXIMACE V ČITATELI.....	43
OBR. 35 SROVNÁNÍ AKČNÍCH ZÁSAHŮ 1DOF A 2DOF TAYLOROVY APROXIMACE V ČITATELI	44
OBR. 36 ŘÍZENÍ REÁLNÉ SOUSTAVY PŘI ZANEDBÁNÍ DZ.....	45
OBR. 37 ŘÍZENÍ REÁLNÉ SOUSTAVY APROXIMACÍ ČITATELE.....	45