

Autotuning regulátorů pro systémy s dopravním zpožděním

Radim Pišan

Bakalářská práce
2006



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky

Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně

Fakulta aplikované informatiky

Ústav automatizace a řídicí techniky

akademický rok: 2005/2006

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Radim PIŠAN**

Studijní program: **B 3902 Inženýrská informatika**

Studijní obor: **Automatické řízení a informatika**

Téma práce: **Autotuning regulátorů pro systémy s dopravním zpožděním**

Zásady pro vypracování:

1. Studium vlivu dopravního zpoždění na řízený systém
2. Aproximace dopravního zpoždění známými metodami
3. Autotuning s využitím reléového experimentu
4. Algebraická syntéza regulátorů v okruhu $R(s)$
5. Implementace návrhu a simulace řízení v prostředí Matlab
6. Simulační porovnání průběhu řízení pro jednotlivé aproximační metody

Rozsah práce:

Rozsah příloh:

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

Seznam odborné literatury:

- [1] Balátě,J.: Automatické řízení. BEN- technická literatura, Praha,2003.
- [2] Kučera,V.: Diophantine equations in control- A survey. Automatica,29,6,1993.
- [3] Levine,W.S.: The Control Handbook. IEEE Press,USA,1996.
- [4] Prokop, R. a kol.: Návrh a ladění spjitých regulátorů. Automatizace,45,12,2002.
- [5] Vitečková,M.: Experimentální identifikace metodou relé. Automatizácia a informatizácia,Bravislava,2004.
- [6] Yu,Ch.Ch.: Autotuning of PID Controllers. Springer, London,1999.

Vedoucí bakalářské práce:

Ing. Jiří Korbek

Ústav automatizace a řídicí techniky

Datum zadání bakalářské práce:

14. února 2006

Termín odevzdání bakalářské práce:

16. června 2006

Ve Zlíně dne 14. února 2006

prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.
pověřený děkan



prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.
ředitel ústavu

ABSTRAKT

Předmětem této bakalářské práce je studium vlivu dopravního zpoždění na regulační obvod a jeho odstranění pomocí známých metod aproximace. Řízený systém vyššího řádu je pomocí reléového experimentu aproximován soustavou prvního řádu s dopravním zpožděním. Pro návrh regulátorů je zvolena algebraická metoda pomocí řešení Diofantických rovnic v okruhu ryzič a stabilních racionálně lomených funkcí R_{PS} . Pro ověření popisovaných algoritmů je vytvořen programový systém v prostředí Matlab-Simulink.

Klíčová slova:

Dopravní zpoždění, relé, aproximace dopravního zpoždění, algebraické metody, okruh R_{PS} .

ABSTRACT

The purpose of this bachelory thesis is the study of the influence that the transmission delay has on the regulatory circuit and its removal using the well-known methods of approximation. Using the relay experiment, the regulated high-order system is approximated with the first order system with transmission delay. The regulators are projected with the algebraic method that is utilizing solution of the diophantine formulas in the ring of genuine and stable fractional rational functions R_{PS} . The described algorithms were verified using the program component created in the Matlab-Simulink development environment

Keywords:

Transmission delay, relay, transmission delay approximation, algebraic model, R_{PS} circuits

Dovoluji si tímto poděkovat vedoucímu bakalářské práce panu Ing. Jiřímu Korbelovi, za odborné vedení, rady a za čas, který mi věnoval při zpracování této bakalářské práce

Ve Zlíně 16.6.2006

.....

Podpis diplomanta

OBSAH

ÚVOD	7
I TEORETICKÁ ČÁST	8
1 DOPRAVNÍ ZPOŽDĚNÍ A JEHO APROXIMACE	9
1.1 DOPRAVNÍ ZPOŽDĚNÍ.....	9
1.2 APROXIMACE DOPRAVNÍHO ZPOŽDĚNÍ	12
2 AUTOMATICKÉ NASTAVENÍ REGULÁTORŮ	14
2.1 VYUŽITÍ RELÉOVÉHO EXPERIMENTU.....	14
2.2 VYHODNOCENÍ RELÉOVÉHO EXPERIMENTU	18
3 SYNTÉZA REGULÁTORŮ	20
3.1 POPIS R_{ps}	20
3.2 ODVOZENÍ REGULÁTORU PRO SYSTÉM 1.ŘÁDU	22
II PRAKTICKÁ ČÁST	24
4 POPIS PROGRAMOVÉHO PROSŘEDÍ	25
5 SIMULAČNÍ VÝSLEDKY	30
5.1 PRVNÍ SOUSTAVA	30
5.2 DRUHÁ SOUSTAVA	35
ZÁVĚR	41
SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	42
SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK	43
SEZNAM OBRÁZKŮ	44
SEZNAM PŘÍLOH	46

ÚVOD

Tato bakalářská práce se zabývá studiem vlivu dopravního zpoždění na řízený systém. S dopravním zpožděním se v praxi setkáváme velmi často. Je to jev nežádoucí. Zhoršuje stabilitu regulačního obvodu. Proto se zde zabýváme také metodami pro zohlednění vlivu dopravního zpoždění, jeho aproximace, před vlastním návrhem regulátorů. Zde jsou popsány tři nejznámější. Také je zde uveden rozvětvený regulační obvod pro kompenzaci dopravního zpoždění, nazývaný Smithův prediktor.

Dále se práce zabývá automatickým nastavením - autotuningem. Pomocí reléového experimentu jsou automaticky odhadnuty parametry řízeného systému v podobě soustavy prvního řádu s dopravním zpožděním. Ve zpětné vazbě je použito nesymetrické relé s hysteresí.

Pro návrh regulátoru je použita algebraická metoda návrhu regulátoru. Tato metoda se zabývá řešením Diofantické rovnice. Obecným řešením je získáno nekonečné množství navrhovaných regulátorů. Výsledný regulátor je z této skupiny vybrán doplněním dalších podmínek jako je například podmínka asymptotického sledování referenčního signálu.

Výsledkem práce je vytvoření programového systému v prostředí Matlab a jeho grafického rozhraní GUIDE. Pro simulační ověření navržených algoritmů je použito nástavby programu Matlab, jde o Simulink.

I. TEORETICKÁ ČÁST

1 DOPRAVNÍ ZPOŽDĚNÍ A JEHO APROXIMACE

1.1 Dopravní zpoždění

Dopravní zpoždění se projeví zpožděním výstupního signálu vzhledem k časovému působení vstupního signálu a to právě o hodnotu T_d . Příklad regulované soustavy je zobrazen na Obr. 1, odpovídající přechodová charakteristika na Obr. 2. Je zřejmé, že dopravní zpoždění pouze časově posune přechodovou charakteristiku (výstupního signálu) o hodnotu T_d . Nemůže proto při působení dopravního zpoždění platit rovnice:

$$a_n y^{(n)}(t) + a_{n-1} y^{(n-1)}(t) + \dots + a_2 y''(t) + a_1 y'(t) + a_0 y(t) = u(t) \quad (1)$$

Upravíme ji tím, že za předpokladu nezměněného výstupního signálu uvažujeme posunutý vstupní signál $u(t-T_d)$, jak je čárkovaně zakresleno v Obr. 2. Dostaneme proto diferenciální rovnici regulované soustavy se setrvačností n -tého řádu s dopravním zpožděním.

$$a_n y^{(n)}(t) + a_{n-1} y^{(n-1)}(t) + \dots + a_2 y''(t) + a_1 y'(t) + a_0 y(t) = u(t - T_d) \quad (2)$$

Po Laplaceově transformaci pro nulové počáteční podmínky získáme rovnici:

$$(a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_2 s^2 + a_1 s + a_0) L\{y(t)\} = L\{u(t - T_d)\} \quad (3)$$

Použijeme-li větu o posunutí v originále

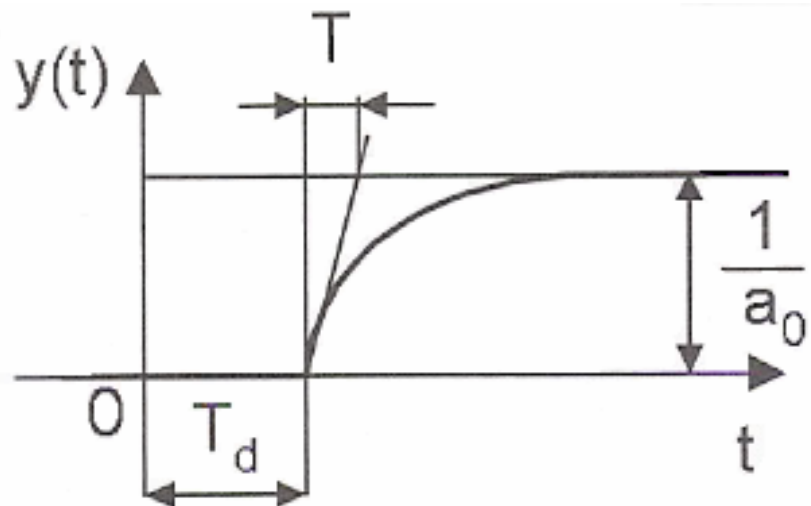
$$L\{f(t - a)\} = e^{-as} F(s) \quad (4)$$

rovnice (3) se změní na

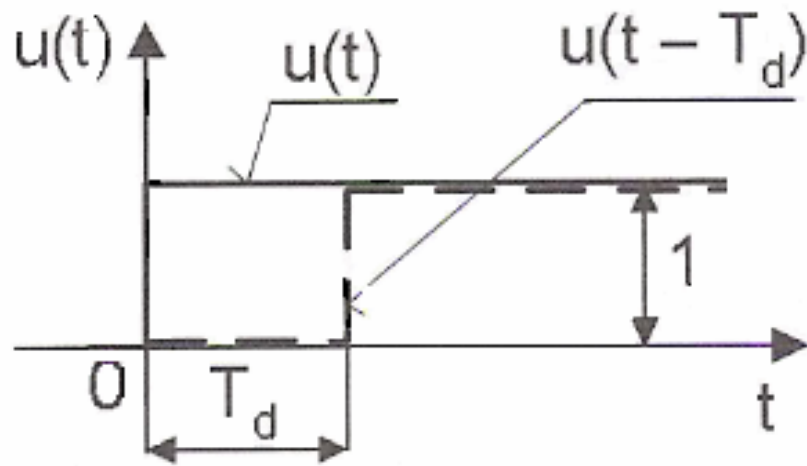
$$(a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_2 s^2 + a_1 s + a_0) Y(s) = e^{-T_d s} U(s) \quad (5)$$

ze které stanovíme přenos regulované soustavy s dopravním zpožděním

$$G_s^{T_d}(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{1}{a_0 + a_1 s + \dots + a_n s^n} e^{-T_d s} \quad (6)$$



Obr. 1. Příklad regulované soustavy s dopravním zpožděním



Obr. 2. Přejchodová charakteristika k regulované soustavě na Obr. 1

Z přenosu (6) vidíme, že jde ve skutečnosti o sériové zapojení přenosů regulované soustavy bez dopravního zpoždění $G_s(s)$ a vlastního dopravního zpoždění $G_{T_d}(s)$, takže

$$G_s^{T_d}(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = G_s(s)G_{T_d}(s) \quad (7)$$

Pro nakreslení kmitočtové charakteristiky si z přenosu (7) vyjádříme kmitočtový přenos a použijeme exponenciální tvar komplexního čísla dílčích přenosů

$$G_s^{T_d}(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{U(j\omega)} = G_s(j\omega)G_{T_d}(j\omega) = |G_s(j\omega)|e^{+j\varphi_s(\omega)}|G_{T_d}(j\omega)|e^{+j\varphi_{T_d}(\omega)} =$$

$$= |G_s(j\omega)| \cdot 1 \cdot e^{+j[\varphi_s(\omega) + \varphi_{T_d}(\omega)]} \quad (8)$$

Exponenciální tvar výsledného kmitočtového přenosu regulované soustavy s dopravním zpožděním, rov. (8), nám ukazuje praktický důsledek dopravního zpoždění, tj. modul výsledného přenosu se změní a fázový úhel se natočí o úhel $-T_d\omega$ (o záporný úhel):

$$|G_s^{T_d}(j\omega)| = |G_s(j\omega)|, \quad (9)$$

$$\varphi_s^{T_d}(\omega) = \varphi_s(\omega) + \varphi_{T_d}(\omega),$$

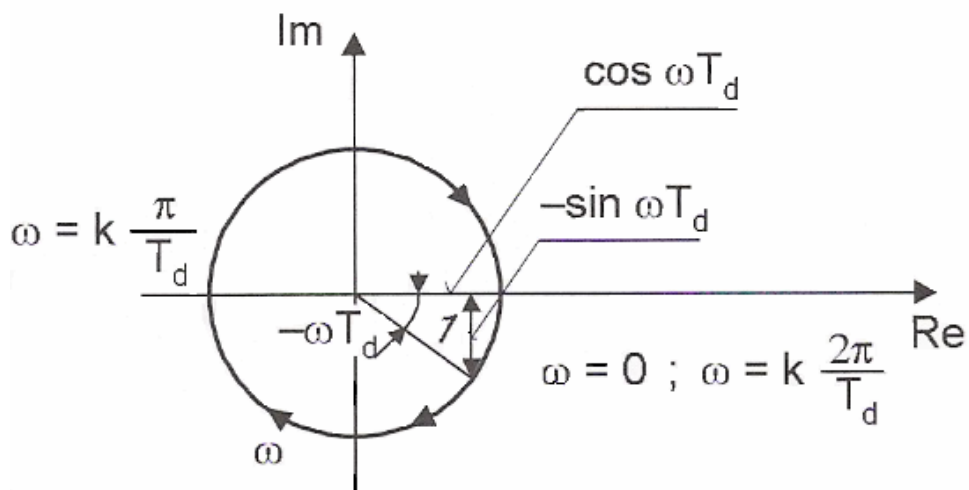
kde $\varphi_{T_d} = -T_d\omega$.

Kmitočtový přenos dopravního zpoždění je

$$G_{T_d}(j\omega) = e^{-jT_d\omega} \quad (10)$$

Kmitočtová charakteristika je jednotková kružnice Obr. 3, kterou koncový bod jednotkového vektoru proběhne nekonečněkrát při změně úhlového kmitočtu ω od 0 do ∞ , jak vyplývá z goniometrického tvaru komplexního čísla kmitočtového přenosu dopravního zpoždění

$$G_{T_d}(j\omega) = \cos \omega T_d - j \sin \omega T_d \quad (11)$$



Obr. 3. Kmitočtová charakteristika dopravního zpoždění

1.2 Aproximace dopravního zpoždění

Blokové schéma jednorozměrového rozvětveného regulačního obvodu pro kompenzaci dopravního zpoždění, které při své existenci v regulované soustavě velmi zhoršuje stabilitu obvodu je znázorněno na Obr. 4. Přenos řízení tohoto rozvětveného regulačního obvodu určíme z Obr. 4. použitím vztahu:

$$G(s) = \frac{\sum \text{celkových přenosů přímých větví}}{1 \pm \sum \text{celkových přenosů uzavřených smyček}}, \quad (12)$$

pak

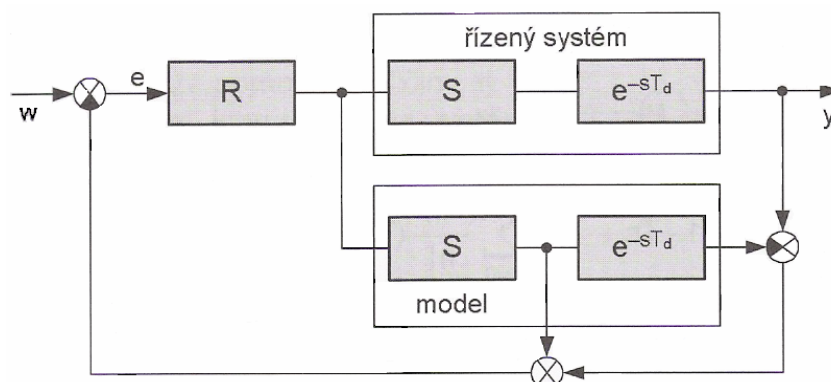
$$\begin{aligned} G_W(s) &= \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_R(s)G_S(s)e^{-sT_d}}{1 + G_R(s)G_S(s)e^{-sT_d} - G_R(s)G_S(s)e^{-sT_d} + G_R(s)G_S(s)} = \\ &= \frac{G_R(s)G_S(s)e^{-sT_d}}{1 + G_R(s)G_S(s)} \end{aligned} \quad (13)$$

Charakteristická rovnice rozvětveného jednorozměrového uzavřeného regulačního obvodu s modelem regulované soustavy, se strukturou regulačního obvodu znázorněnou na Obr. 4,

$$1 + G_S(s)G_R(s) = 0 \quad (14)$$

neobsahuje člen s dopravním zpožděním a je stejná jako u obvodu bez dopravního zpoždění. Způsob zapojení podle Obr. 4 je nazýván jako kompenzace podle Smitha, resp. Smithův kompenzátor (regulátor, resp. prediktor). Nevýhodou tohoto vtipného zapojení je obtížná realizace spojitého modelu dopravního zpoždění s přenosem

$$G_{T_d}(s) = e^{-sT_d} \quad (15)$$



Obr. 4. Rozvětvený obvod s modelem regulované soustavy pro kompenzaci dopravního zpoždění

Nabízí se využití tzv. Padeho aproximace, je vyjádřena poměrem

$$e^{-Ts} \approx \frac{P_n(s)}{Q_n(s)} \quad (16)$$

kde značí

$$\begin{aligned} P_n(s) &= 1 - \frac{sT}{2} + \frac{n(n-1)}{2n(2n-1)} \frac{s^2 T^2}{2!} - \dots + \frac{(-1)^n n!}{(2n)!} s^n T^n, \\ Q_n(s) &= 1 + \frac{sT}{2} + \frac{n(n-1)}{2n(2n-1)} \frac{s^2 T^2}{2!} + \dots + \frac{n!}{(2n)!} s^n T^n. \end{aligned} \quad (17)$$

Volbou n lze ovlivnit přesnost aproximace. Nejčastěji se používá Padeho aproximace ve zjednodušeném tvaru:

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

Další způsoby aproximace dopravního zpoždění:

Taylorova aproximace čitatele:

$$e^{-Ts} = (1 - Ts + \dots) \approx \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n!} (Ts)^n \quad (19)$$

pro $n = 1, 2, 3, \dots$

Taylorova aproximace jmenovatele:

$$e^{-Ts} = \frac{1}{(1 + Ts + \dots)} \approx \frac{1}{\sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} (Ts)^n} \quad (20)$$

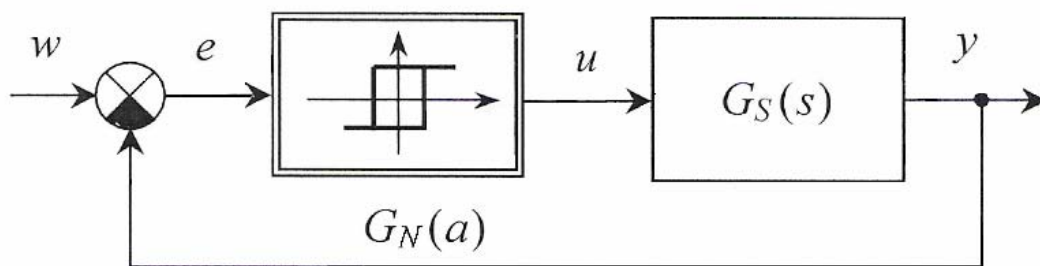
pro $n = 1, 2, 3, \dots$

2 AUTOMATICKÉ NASTAVENÍ REGULÁTORŮ

2.1 Využití reléového experimentu

Metoda relé byla původně použita pro identifikaci a teprve později pro samočinné seřízení regulátorů – autotuning. Je uvažováno dvoupolohové symetrické relé s hysterezí

Při experimentální identifikaci pomocí relé se předpokládá, že relé je zapojeno místo regulátoru v souladu s Obr. 5, kde e , w , u a y jsou regulační odchylka, žádaná, akční a regulovaná veličina, $G_S(s)$ – přenos regulované soustavy, $G_N(a)$ – ekvivalentní přenos dvoupolohového relé Obr. 6, s – komplexní proměnná v L-transformaci, a – amplituda harmonických kmitů vstupujících do relé



Obr. 5. Obvod s relé

Úlohou relé je způsobit stabilní kmitání obvodu na Obr. 5, tj. způsobit vznik stabilního mezního cyklu. Ekvivalentní přenos relé $G_N(a)$ lze považovat za komplexní zesílení závislé na amplitudě a harmonických kmitů a úhlovým kmitočtem ω

$$e(t) = a \sin \omega t \quad (21)$$

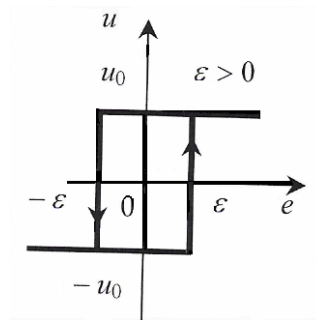
přicházejících na vstup relé, a proto s ním lze pracovat podobně jako s obyčejným přenosem. Podmínka vzniku stabilního mezního cyklu u obvodu na Obr. 5 má jednoduchý tvar:

$$G_S(j\omega) = -\frac{1}{G_N(a)} \quad (22)$$

který je podobný s podmínkou pro mez stability u lineárních regulačních obvodů

$$G_O(j\omega) = -1 \quad (23)$$

kde $G_s(j\omega)$ je kmitočtový přenos regulované soustavy, $G_o(j\omega)$ - kmitočtový přenos otevřeného lineárního regulačního obvodu.



Obr. 6. Dvoupolohové symetrické relé s hysterezí

Ze srovnání vztahů (22) a (23) je zřejmé, že výraz $-1/G_N(a)$ plní podobnou úlohu jako u lineárních regulačních obvodů kritický bod -1 , a proto se také nazývá kritická charakteristika.

Pro dvoupolohové symetrické relé s hysterezí ($\varepsilon > 0$, Obr. 6) ekvivalentní přenos odpovídající kritická charakteristika mají tvar:

$$G_N(a) = \begin{cases} \frac{4u_0}{\pi a} \left[\sqrt{1 - \left(\frac{\varepsilon}{a}\right)^2} - j\frac{\varepsilon}{a} \right] & \text{pro } 0 \leq \varepsilon < a \\ 0 & \text{pro } 0 \leq a < \varepsilon \end{cases} \quad (24)$$

$$-\frac{1}{G_N(a)} = \begin{cases} A_N(a)e^{j\varphi_N(a)} & \text{pro } 0 \leq \varepsilon < a \\ 0 & \text{pro } 0 \leq a \leq \varepsilon \end{cases} \quad (25)$$

$$A_N(a) = \frac{\pi a}{4u_0}, \quad (26)$$

$$\varphi_N(a) = -\pi + \arctg \frac{\varepsilon}{\sqrt{a^2 - \varepsilon^2}}, \quad (27)$$

kde 2ε je šířka hystereze, u_0 – amplituda relé (maximální hodnota akční veličiny u), $A_N(a)$ – modul kritické charakteristiky, $\varphi_N(a)$ – fáze kritické charakteristiky.

Protože ekvivalentní přenos (24) uvažuje na výstupu relé pouze první harmonickou, proto metoda ekvivalentního přenosu je metodou přibližnou, která dává tím přesnější výsledky, čím více se vlastnosti vyjádřené přenosem $G_s(s)$ blíží vlastnostem dolnoproustného filtru.

Podmínka (22) představuje komplexní rovnici, kterou pro kmitočtový přenos regulované soustavy ve tvaru

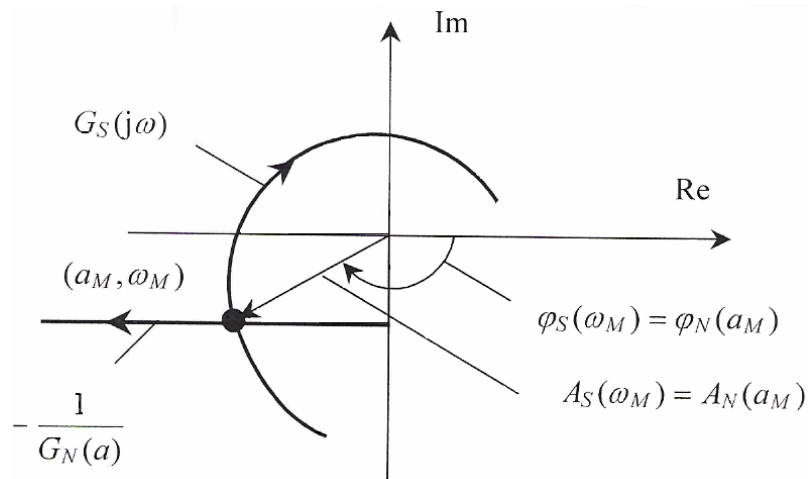
$$G_S(j\omega) = A_S(\omega)e^{j\varphi_S(\omega)} \quad (28)$$

je vhodné zastoupit dvěma obecně nelineárními rovnicemi

$$\begin{aligned} A_S(\omega) &= A_N(a), \\ \varphi_S(\omega) &= \varphi_N(s) \end{aligned} \quad (29)$$

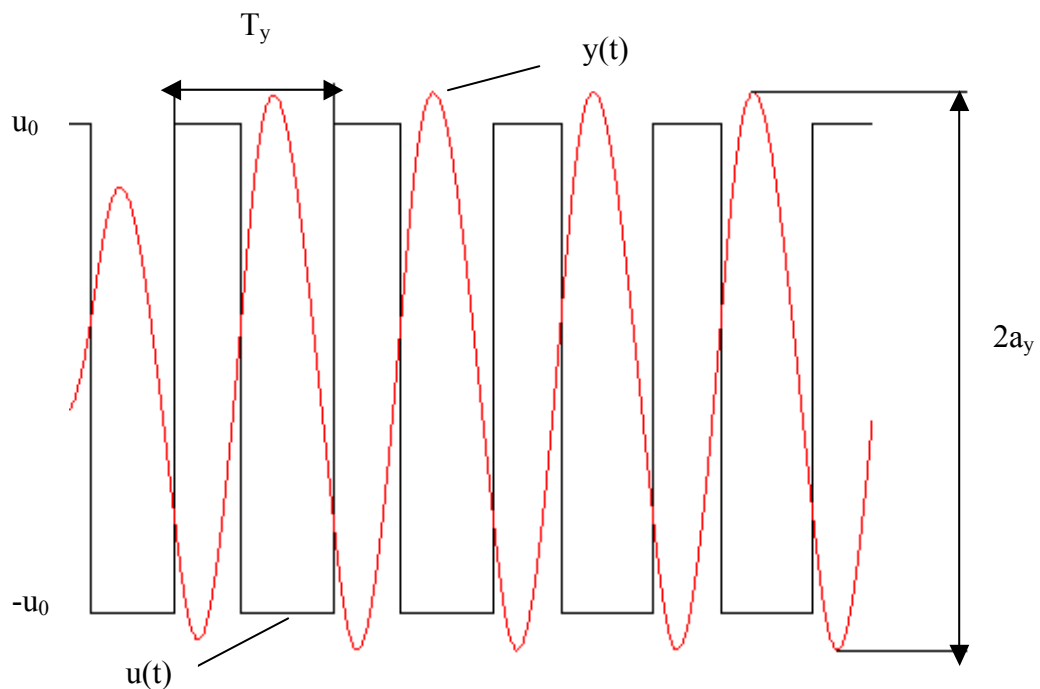
kde $A_S(\omega)$ je modul a $\varphi_S(\omega)$ – fáze kmitočtového přenosu regulované soustavy (28), jejichž řešením se obdrží amplituda a_M a úhlový kmitočet ω_M . Pokud získané veličiny a_M a ω_M jsou reálné a kladné, pak v obvodu na Obr. 5 vznikne stabilní mezní cyklus s amplitudou na vstupu relé a_M a úhlovým kmitočtem ω_M .

Geometrická interpretace řešení komplexní rovnice (22) nebo soustavy dvou rovnic (29) je na Obr. 7. Šipky u křivek kmitočtového přenosu $G_S(j\omega)$ a kritické charakteristiky (25), (26), (27) ukazují směr růstu úhlového kmitočtu ω a amplitudy harmonických kmitů na vstupu relé a (21).



Obr. 7. Geometrická interpretace metody relé

Vznikne-li v obvodu na Obr.5 stabilní mezní cyklus, pak ze změřených veličin a_M a ω_M lze na základě soustavy rovnic (29) získat dva neznámé parametry přenosu regulované soustavy $G_S(s)$, viz Obr. 8.



Obr. 8. Průběhy výstupní veličiny relé $u(t)$ a výstupní veličiny regulované soustavy $y(t)$ při vzniku mezního stabilního cyklu

Protože pro $w(t) = 0$ výstupní veličina regulované soustavy $y(t)$, až na znaménko, je vstupní veličinou $e(t)$ do relé, tj. platí

$$a_M = a_y \quad (30)$$

a úhlový kmitočet ω_M je stejný pro všechny veličiny obvodu a určí se ze vztahu

$$\omega_M = \frac{2\pi}{T_y}. \quad (31)$$

Použití relé s hysterezí je vhodné v případě existence šumu. Doporučuje se, aby šířka hystereze 2ε byla větší než je dvojnásobek amplitudy šumu a amplitudy relé u_0 byla taková, aby amplituda vstupních kmitů regulované soustavy a_y byla nejméně trojnásobkem amplitudy šumu. Mezi amplitudou výstupních kmitů a_y a amplitudou relé u_0 platí přímá úměra.

U relé s hysterezí úhlový kmitočet (31) je menší než při použití relé bez hystereze.

Z Obr.7 vyplývá, že uvedená metoda relé je vhodná pro proporcionální soustavy a integrační regulované soustavy prvního řádu se setrvačností. Koefficient přenosu u těchto soustav je vhodné určit např. z ustáleného stavu, příp. jiným odpovídajícím způsobem.

2.2 Vyhodnocení reléového experimentu

Metodou relé pro proporcionální regulovanou soustavu aproximovanou přenosem

$$G_s(s) = \frac{k_1}{(T_i s + 1)^i} e^{-T_{di}s} \quad (32)$$

je třeba určit časovou konstantu T_i a dopravní zpoždění T_{di} za předpokladu, že koeficient přenosu regulované soustavy k_1 a její řád i jsou známy.

Pro výpočet zesílení k_1 je použit vztah:

$$k_1 = \frac{\int_0^{iT_y} y(t) dt}{\int_0^{iT_y} u(t) dt} \quad (33)$$

pro $i = 1, 2, 3, \dots$

Pro regulovanou soustavu (32) platí

$$G_S(j\omega) = \frac{k_1}{(jT_i\omega + 1)^i} e^{-jT_{di}\omega} = A_S(\omega) e^{j\varphi_S\omega}, \quad (34)$$

$$A_S(\omega) = \frac{k_1}{(1 + \omega^2 T_i^2)^{\frac{i}{2}}}, \quad (35)$$

$$\varphi_S(\omega) = -(\omega T_{di} + i \operatorname{arctg}(\omega T_i)). \quad (36)$$

Za předpokladu, že z experimentálně získaného periodického průběhu výstupní veličiny $y(t)$ byla získána amplituda kmitů a_y a perioda T_y viz Obr. 8, na základě vztahů (26), (27), (29), (30), (35) a (36) se pro $a = a_M = a_y$ a $\omega = \omega_M$ dostaneme

$$T_i = \frac{T_y}{2\pi} \sqrt{i \sqrt{\frac{16k_1^2}{\pi^2 a_y^2} - 1}}, \quad (37)$$

$$T_{di} = \frac{T_y}{2\pi} \left[\pi - i \operatorname{arctg} \frac{2\pi T_i}{T_y} - \operatorname{arctg} \frac{\varepsilon}{\sqrt{a_y^2 - \varepsilon^2}} \right]. \quad (38)$$

Pro proporcionální regulovanou s přenosem

$$G_s(s) = \frac{k_1}{(T_1 s + 1)} e^{-T_{d1}s} \quad (39)$$

se ze vztahů (37), (38) pro $i = 1$ obdrží

$$T_1 = \frac{T_y}{2\pi} \sqrt{\frac{16k_1^2}{\pi^2 a_y^2} - 1}, \quad (40)$$

$$T_{d1} = \frac{T_y}{2\pi} \left[\pi - \operatorname{arctg} \frac{2\pi T_1}{T_y} - \operatorname{arctg} \frac{\varepsilon}{\sqrt{a_y^2 - \varepsilon^2}} \right]. \quad (41)$$

3 SYNTÉZA REGULÁTORŮ

3.1 Popis R_{PS}

Pro algebraickou teorii lineárního řízení má základní význam charakteristická rovnice uzavřeného obvodu, ve které jsou známými hodnotami polynomy čitatele a jmenovatele přenosu a neznámými polynomy přenosu regulátoru. Návrh regulátoru se zde redukuje na řešení Diofantických rovnic. Základní matematickou rovnicí v okruhu $P(s)$ je lineární Diofantická rovnice typu

$$AX + BY = C \quad (42)$$

Rovnice (42) má řešení právě tehdy, když největší společný dělitel A, B v daném okruhu dělí C . Společným dělitelem prvků A, B libovolného okruhu nazýváme takový nenulový prvek D , pro který platí $A = A_0D, B = B_0D$. Pro prvky daného okruhu platí, že jsou nesoudělné, pokud je jejich společným dělitelem pouze jednotkový prvek. U okruhu polynomů jsou soudělné polynomy pokud mají společné kořeny. Pro racionálně lomené funkce v okruhu R_{PS} , že jsou soudělné, pokud mají společné kořeny čitatele v nestabilní části oblasti a to včetně imaginární osy a nul v nekonečnu.

Jsou-li X_0, Y_0 partikulárním řešením předešlé Diofantické rovnice, potom každá dvojice

$$\begin{aligned} X &= X_0 + BT \\ Y &= Y_0 - AT, \end{aligned} \quad (43)$$

kde T je libovolný prvek daného okruhu, se stává opět řešením rovnice (42).

Při návrhu regulátorů pomocí Diofantických rovnic lze využít vztahu (43) pro parametrizaci regulátorů (tento fakt se nazývá Youla-Kučerova parametrizace). Z této skutečnosti plyne hlavní nevýhoda polynomů, neboť lze snadno odvodit, že při řešení Diofantických rovnic v okruhu P nelze obecného řešení využít a to z důvodu, že v obecném řešení přestává být regulátor ryzí. Další nevýhodou hovořící proti řešení v okruhu polynomů je skutečnost, že v $P(s)$ nelze zavést normy, které jsou jakožto měřítko vzdálenosti mezi dvěma systémy hlavním nástrojem pro studium robustnosti regulátorů. Proto je výhodnější využít zlomkové reprezentace, přenosy vyjádřit jako podíl dvou prvků R_{PS} . Přenos ve zlomkové reprezentaci má tvar:

$$G(s) = \frac{b(s)}{a(s)} = \frac{\frac{b(s)}{m(s)}}{\frac{a(s)}{m(s)}} = \frac{B(s)}{A(s)} \quad (44)$$

kde $b, a \in P; B, A \in R_{PS}; m(s) \in P_S; \deg(m) = \deg(a)$

Pochopitelně polynom $m(s)$ je stabilní, obvykle ve tvaru $m(s) = (s+m_0)^n$, $m_0 > 0$. Nutno poznamenat, že skalární parametr m_0 hraje ve zlomkové reprezentaci velmi důležitou roli, neboť vhodnou volbou tohoto parametru lze významně ovlivnit chování celého regulačního obvodu a jeho robustnost.

Řešením Diofantických rovnic v okruhu racionálně lomených funkcí R_{PS} není obecně totožné s řešením v okruhu polynomů. V okruhu R_{PS} jsou stabilizující regulátory dány všemi řešeními Diofantické rovnice

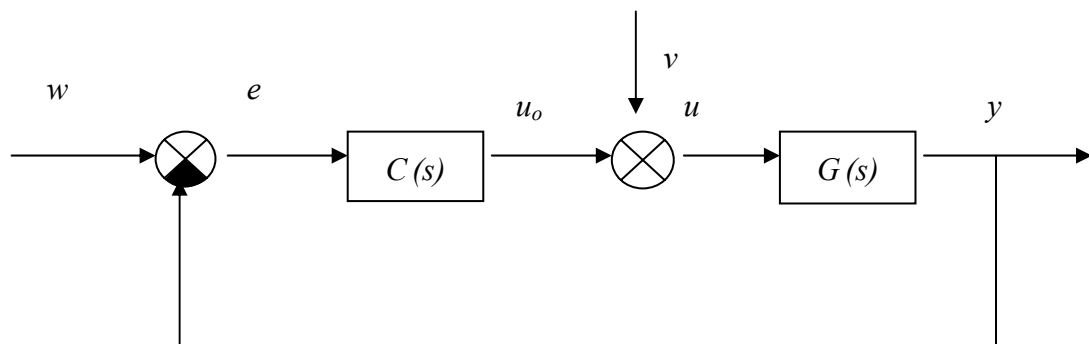
$$AX + BY = 1 \quad (45)$$

Tato rovnice má v R_{PS} řešení tehdy, pokud A, B jsou nesoudělné. Pokud je tato podmínka splněna, potom po dosazení řešení tuto Diofantickou rovnici ve tvaru:

$$\frac{a(s)}{m(s)} \cdot \frac{x(s)}{n(s)} + \frac{b(s)}{m(s)} \cdot \frac{y(s)}{n(s)} = 1 \quad (46)$$

Roznásobením této rovnice jmenovatelem ji lze řešit jako rovnici polynomiální.

Nejčastější úlohou v teorii řízení pro daný systém G najít stabilizující regulátor C , který má určité vlastnosti a splňuje další požadavky (konvergence regulační odchylky k nule, atd.). Základní schéma regulačního obvodu se zpětnovazební částí je na Obr.9



Obr. 9. Regulační obvod

Pro tento typ regulačního obvodu a pro akční $u_0(t)$ a regulovanou $y(t)$ veličinu platí:

$$\begin{aligned}
 y &= \frac{B}{A}(u_0 + v) \\
 u_0 &= \frac{Q}{P}(w - y)
 \end{aligned}
 \tag{47}$$

Signál $v(t)$ je porucha na výstupu regulované veličiny, $w(t)$ je žádaná veličina a $A, B, P, Q, \varepsilon \in R_{PS}$. Stabilita je posuzována jako jedna z nejdůležitějších vlastností systémů. Klasickým přístupem při zkoumání stability systémů bylo sledování stability na základě volné odezvy systému na nenulový počáteční stav. V průběhu posledních let se pro studium stability uplatňuje obecnější pohled, podle kterého se stabilním systémem nazývá takový systém, jehož odezva na omezený vstup je omezený výstup. Prvním důsledkem tohoto pojetí je skutečnost, že systém je BIBO stabilní, pokud přenos patří do okruhu S . Druhým důsledkem je, že systém je BIBO stabilní, patří-li charakteristický jmenovatel všech přenosových funkcí regulačního obvodu do R_{PS} . Jinak řečeno zpětnovazební systém je BIBO stabilní, pokud

$$AP + BQ = 1 \tag{48}$$

Řešením této rovnice jsou potom stabilizující regulátory s přenosem

$$\frac{Q}{P} = \frac{Q_0 - AT}{P_0 + BT} \tag{49}$$

Kde Q_0, P_0 jsou partikulárními řešeními rovnice (48) a patří do okruhu S a T je libovolným nenulovým členem v R_{PS} .

3.2 Odvození regulátoru pro systém 1.řádu

Vychází se z přenosu v R_{PS} ve tvaru

$$G(s) = \frac{\frac{b_0}{(s + m_0)}}{\frac{a_1 s + a_0}{(s + m_0)}} \tag{50}$$

Diofantická rovnice pro stabilizující regulátory $AP + BQ = 1$ má tvar

$$\begin{aligned} \frac{a_1 s + a_0}{(s + m_0)} p_0 + \frac{b_0}{(s + m_0)} q_0 &= 1 \\ (a_1 s + a_0) p_0 + b_0 q_0 &= s + m_0 \end{aligned} \quad (51)$$

Metodou neurčitých koeficientů se získá partikulární řešení

$$\begin{aligned} s^1 : a_1 p_0 &= 1 \Rightarrow p_0 = \frac{1}{a_1} \\ s^0 : a_0 p_0 + q_0 b_0 &= m_0 \Rightarrow q_0 = \frac{m_0 - \frac{a_0}{a_1}}{b_0} \end{aligned} \quad (52)$$

Podmínka pro nulovou regulační odchylku pak vede na vyjádření

$$\begin{aligned} \tilde{P} &= p_0 + \frac{b_0}{s + m} t_0 = \frac{p_0 s + p_0 m_0 + b_0 t_0}{s + m_0} \quad \text{F dělí } P \quad p_0 m_0 + b_0 t_0 = 0 \Rightarrow t_0 = -\frac{p_0 m_0}{b_0} \\ \tilde{Q} &= q_0 - \frac{a_1 s + a_0}{s + m_0} t_0 = \frac{q_0 s + q_0 m_0 + ((a_1 p_0 m_0) / b_0) s + (a_0 p_0 m_0) / b_0}{s + m_0} \\ \frac{\tilde{Q}}{\tilde{P}} &= \frac{\frac{\tilde{q}_1 s + \tilde{q}_0}{s + m_0}}{\frac{\tilde{p}_1 s}{s + m_0}} \end{aligned} \quad (53)$$

substituce

$$\tilde{p}_1 = p_0$$

$$\tilde{q}_1 = q_0 + (a_1 p_0 m_0) / b_0$$

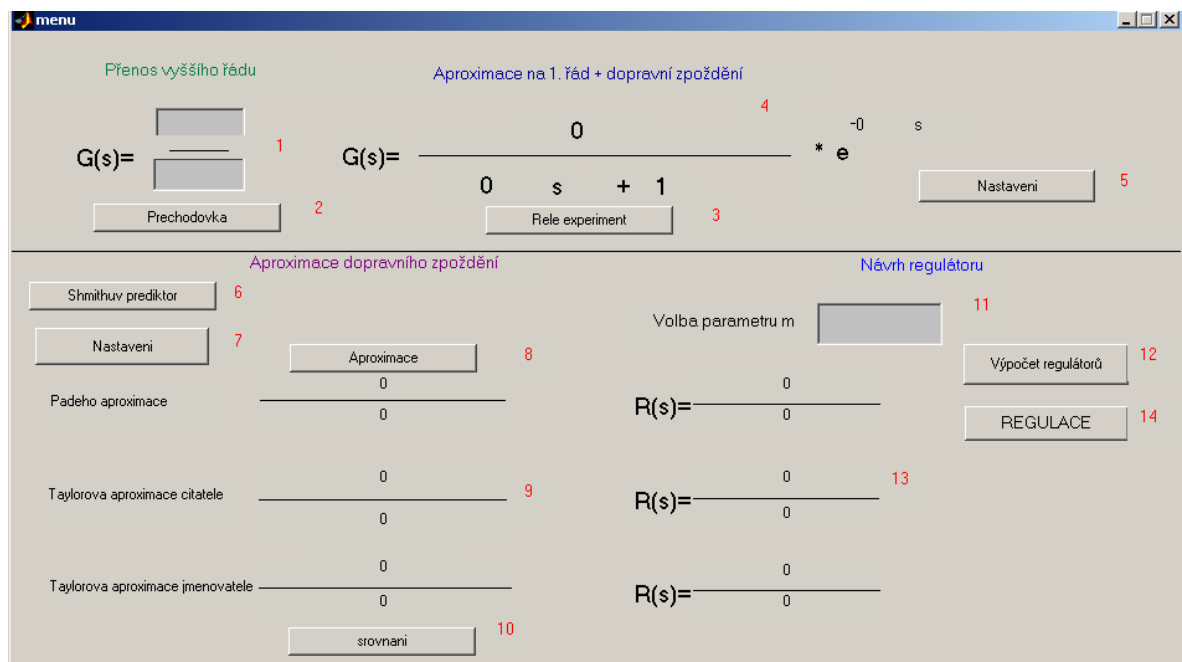
$$\tilde{q}_0 = q_0 m_0 + (a_0 p_0 m_0) / b_0$$

II. PRAKTICKÁ ČÁST

4 POPIS PROGRAMOVÉHO PROSŘEDÍ

Pro programové řešení bylo zvoleno programové prostředí MATLAB. Bylo využito jeho grafické rozhraní GUIDE.

Na Obr.10 můžete vidět úvodní menu programu. Menu se spouští příkazem menu z aktuálního adresáře, kde je program umístěn



Obr. 10 Programové menu

Na Obr. 10 můžeme vidět základní strukturu programu, červená čísla značí jednotlivé funkce, nebo výsledky programu, které budou dále popsány.

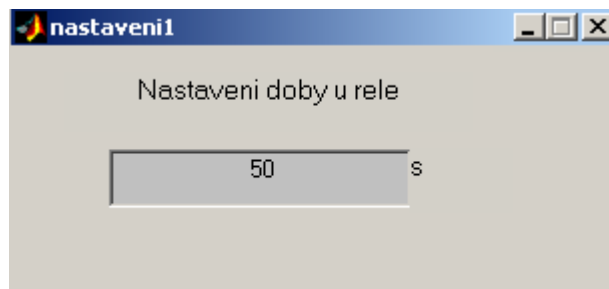
1- zde do dvou šedých buněk se zadává přenos soustavy. A to čítecitel přenosu horní buňka a jmenovatel přenosu dolní buňka. Přenos se zadává ve tvaru např. pro jmenovatel 1 3 3 1, což značí přenos $s^3 + 3s^2 + 3s + 1$, což odpovídá $(s + 1)^3$. Obdobně to platí i pro čítecitel. Pro soustavy typu $(s + 1)^n$ je pro jednotlivá n v příloze uveden Pascalův trojúhelník.

2- Zde je tlačítko pro zobrazení přechodové charakteristiky daného přenosu

3- Toto tlačítko provede reléový experiment, a vyhodnotí dopravní zpoždění podle vztahu (41) a časovou konstantu T_1 podle vztahu (40) a zesílení podle vztahu (33)

4- Zobrazení vyhodnoceného aproximovaného přenosu

5- Tlačítko k nastavení délky experimentu u relé viz Obr. 11. výchozí hodnota je nastavena na 50s.



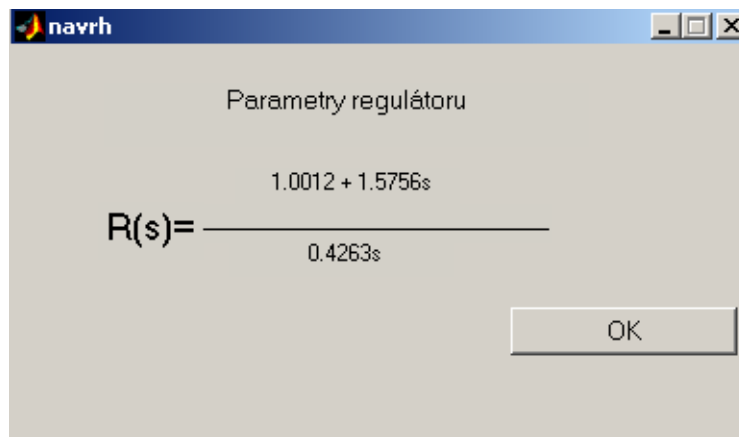
Obr. 11 Nastavení délky relé

6- Tlačítko Smithova prediktoru slouží k provedení simulace pomocí Smithova prediktoru, nejdříve se otevře okno pro zadání parametru m pro výpočet regulátoru Obr. 12.



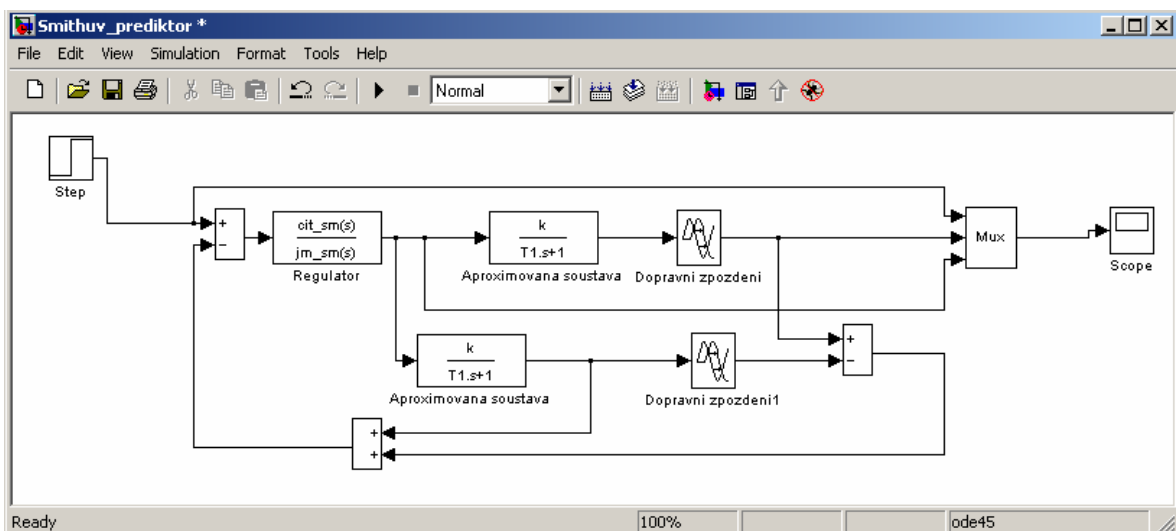
Obr. 12 Pole pro volbu parametru m

Po stisknutí tlačítka OK dojde k uzavření okna a k výpočtu parametrů regulátoru algebraickou metodou a toto řešení se zobrazí v novém okně Obr. 13. Bylo využito polynomial toolboxu a funkce `axbyc()`.



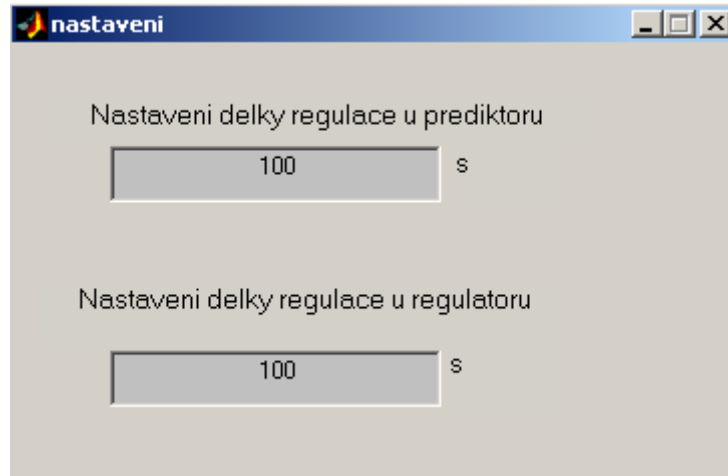
Obr. 13 Ukázka okna s vypočtenými parametry regulátoru

Po stisknutí tlačítka OK dojde k uzavření okna a k otevření regulačního schématu Smithova prediktoru Obr. 14



Obr. 14 Regulační schéma Smithova prediktoru

7- Tlačítko pro nastavení délky regulace u Smithova prediktoru a u regulace (tlačítko 14).
výchozí hodnota je nastavena pro oba stejně a to 100s



Obr. 15 Nastavení délky regulace

8- Tlačítko aproximace, provede aproximaci dopravního zpoždění metodami: Padeho aproximace, vztah (18), Taylorova aproximace čitatele vztah (19), Taylorova aproximace jmenovatele vztah (20)

9- Zde je možné vidět výsledek aproximací

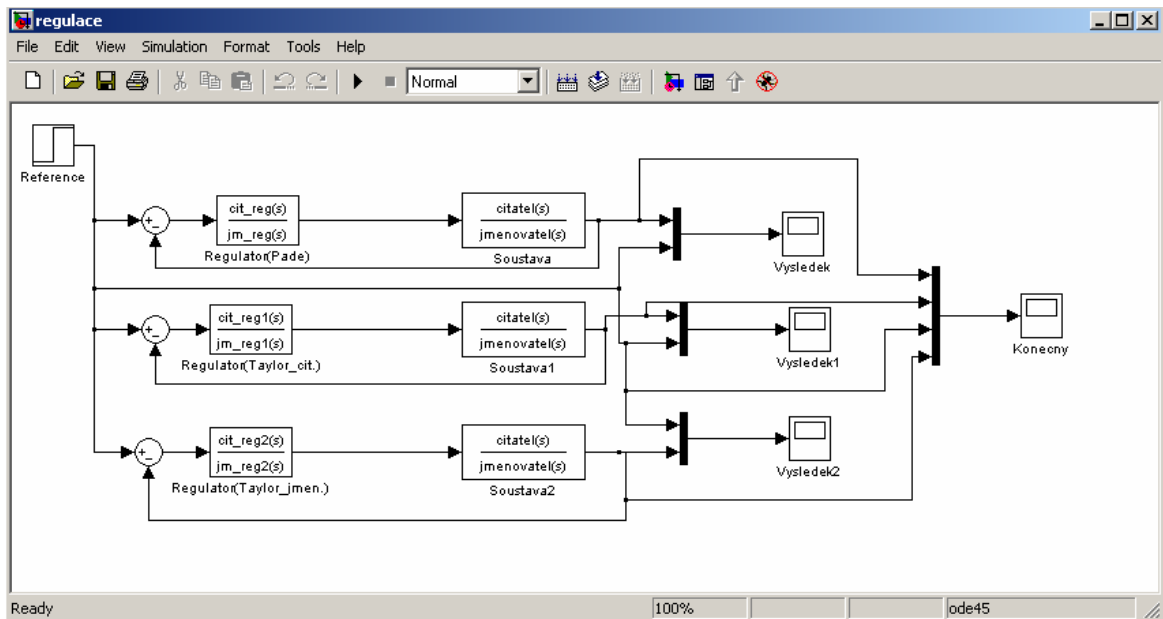
10- Tlačítko pro srovnání jednotlivých metod aproximace a systému s dopravním zpožděním.

11- Volba parametru pro návrh regulátoru pomocí algebraického návrhu. jde o parametr ve vztahu (43) pro $m(s) = (s+m_0)^n$, $m_0 > 0$, kde m_0 se volí.

12- Tlačítko pro výpočet regulátorů jednotlivých aproximačních metod. Pro výpočet bylo použito algebraického návrhu a to řešení Diofantické rovnice (48). Pro návrh bylo použito funkce polynomiál toolboxu `axbyc()`.

13- Na tomto místě je možné vidět výsledky návrhu regulátorů pro jednotlivé aproximační metody. Tyto tvary byly dále použity pro simulaci.

14- Tlačítko REGULACE slouží k otevření regulačního schéma na Obr. 16



Obr. 16 Schéma regulačního obvodu pro ověření návrhu regulátoru

Na závěr ukázka programu pro doplnění údajů, konkrétně pro přenos $1/(s^3 + 3s^2 + 3s + 1)$

Přenos vyššího řádu **Aproximace na 1. řád + dopravní zpoždění**

$G(s) = \frac{1}{1331}$ $G(s) = \frac{0.998779}{2.42128 s + 1} * e^{-1.30738 s}$

Buttons: **Prechodovka**, **Rele experiment**, **Nastaveni**

Aproximace dopravního zpoždění **Návrh regulátoru**

Shmithuv prediktor	Volba parametru m	1	Výpočet regulátorů
Nastaveni	Aproximace		REGULACE
Padeho aproximace	$\frac{0.9988 - 0.6529s}{1 + 3.0750s + 1.5828s^2}$	$R(s) = \frac{1.0012 + 2.7778s + 1.4049s^2}{1.8793s + 0.6318s^2}$	
Taylorova aproximace citatele	$\frac{0.9988 - 1.3058s}{1 + 2.4213s}$	$R(s) = \frac{1.0012 + 1.8818s}{1.4279s}$	
Taylorova aproximace jmenovatele	$\frac{0.998779}{1 + 3.7287s + 3.1655s^2}$	$R(s) = \frac{1.0012 + 3.1123s + 2.3628s^2}{0.8915s + 0.3159s^2}$	

Buttons: **Shmithuv prediktor**, **Nastaveni**, **Aproximace**, **Volba parametru m**, **Výpočet regulátorů**, **REGULACE**, **srovnani**

Obr. 17 Ukázka programu pro danou soustavu

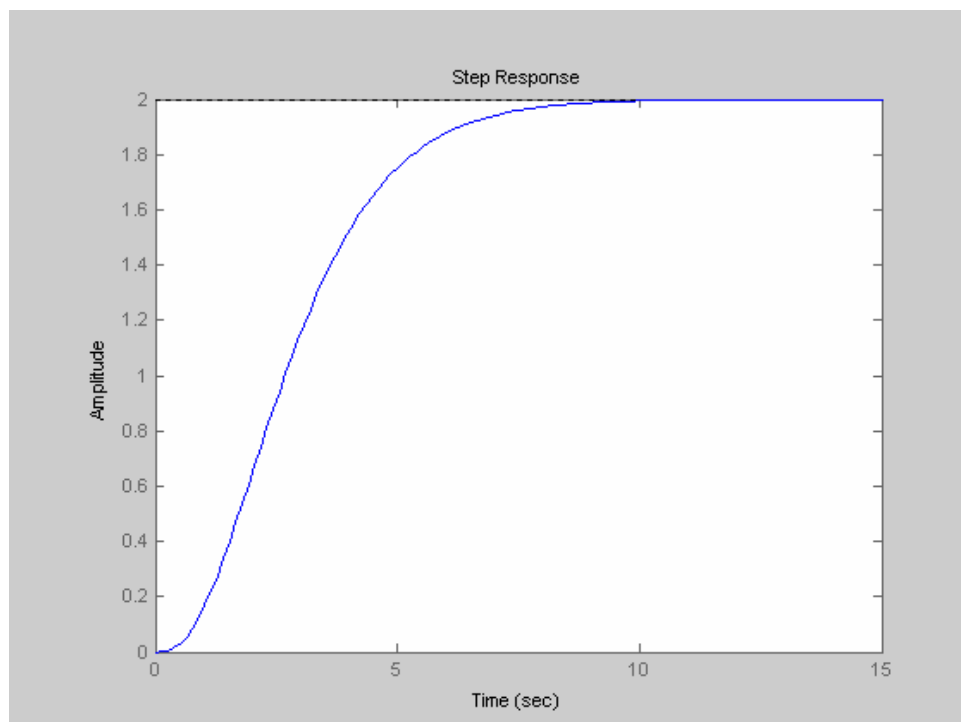
5 SIMULAČNÍ VÝSLEDKY

Nastavení relé je: dolní mez = -0.2, horní mez = 0.3, hystereze = 0.1

5.1 První soustava

Pro simulaci byla vybrána soustava $G(s) = \frac{2}{(s+1)^3} = \frac{2}{s^3 + 3s^2 + 3s + 1}$, tato soustava byla

zadána do programu na Obr. 18 je vidět přechodová charakteristika dané soustavy



Obr. 18 Přechová charakteristika dané funkce

Dále pomocí reléového experimentu byla daná soustava aproximována na tvar:

$$G(s) = \frac{1,9974}{2.88699s + 1} e^{-1,17739s}$$

Pro simulaci Smithova prediktoru byly voleny tyto parametry m , $m = 0.3$ a $m = 1.2$

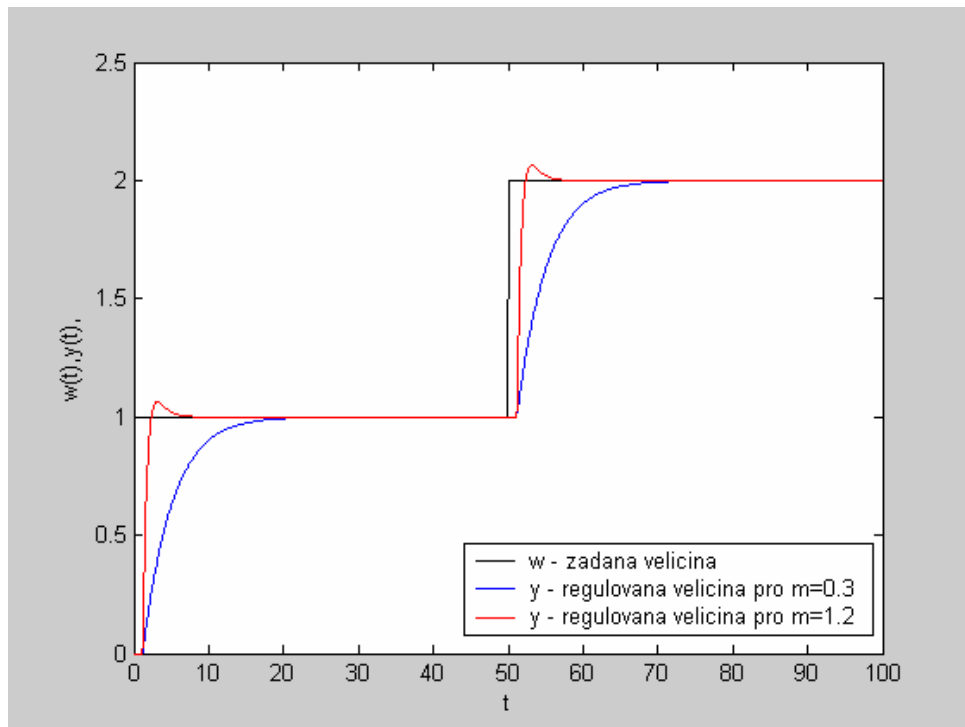
pro $m = 0.3$ byl vypočítán regulátor:

$$R(s) = \frac{0.0451 + 0.1270s}{0.3464s}$$

pro $m = 1.2$ byl vypočítán regulátor:

$$R(s) = \frac{0.7209 + 1.0281s}{0.3464s}$$

Výsledek simulace je na Obr. 19



Obr. 19 Simulace u Smithova prediktoru

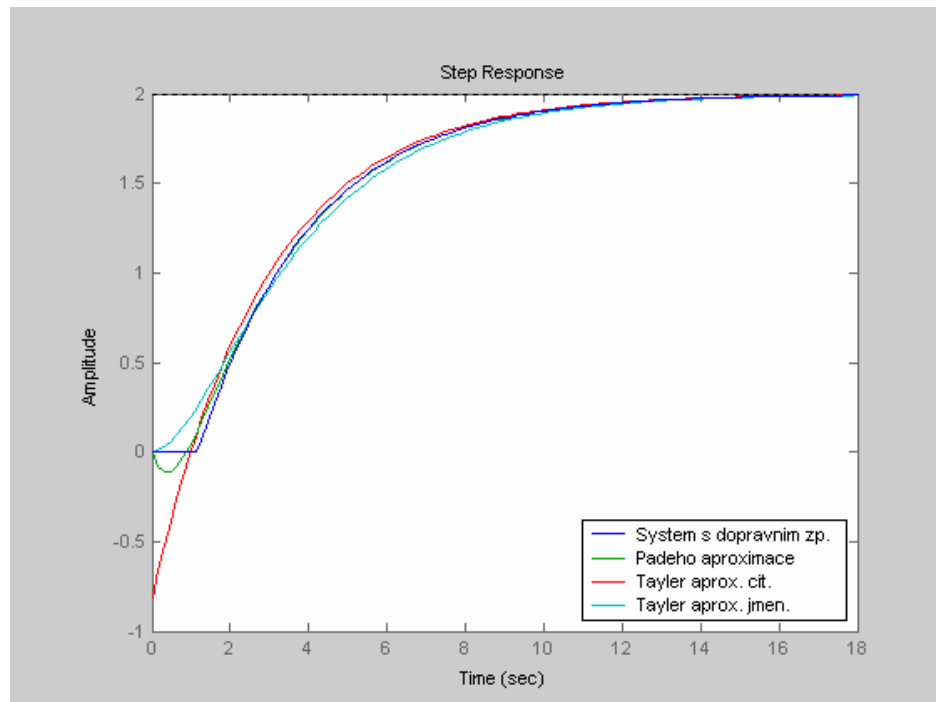
Dále byla provedena aproximace dopravního zpoždění známými metodami

Padeho aproximace:
$$G(s) = \frac{1.9974 - 1.1759s}{1 + 3.4757s + 1.6996s^2}$$

Taylorova aproximace čitatele:
$$G(s) = \frac{1.9974 - 2.3517s}{1 + 2.8870s}$$

Taylorova aproximace jmenovatele:
$$G(s) = \frac{1.9974}{1 + 4.0644s + 3.3991s^2}$$

Na Obr. 20 je srovnání metod aproximace



Obr. 20 Srovnání metod aproximace

Pro výpočet regulátorů v algebraickém návrhu volím parametr m a to $m = 0.7$ a $m = 1.5$

Návrh regulátoru pro Padeho aproximaci byl vypočítán takto:

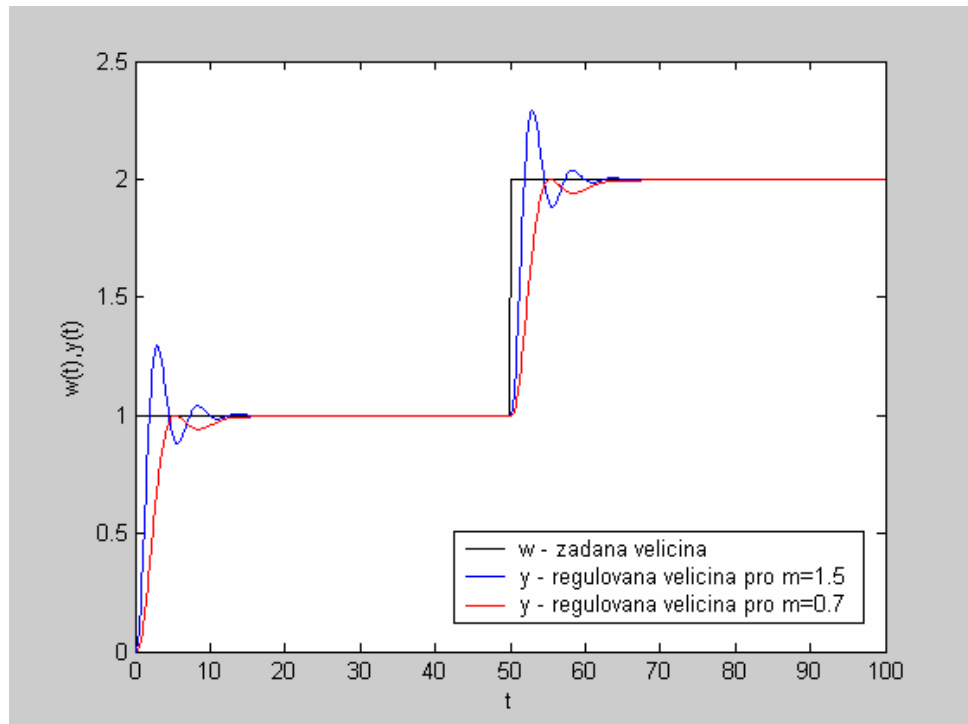
pro $m = 0.7$

$$R(s) = \frac{0.1202 + 0.4318s + 0.2988s^2}{0.6509s + 0.5884s^2}$$

pro $m = 1.5$

$$R(s) = \frac{2.5346 + 6.1384s + 2.7354s^2}{4.2195s + 0.5884s^2}$$

Na Obr. 21 je výsledek simulace pro zadanou soustavu s návrhem regulátoru pro Padeho aproximaci



Obr. 21 Simulace pro regulátor vycházející z Padeho aproximace

Návrh regulátoru pro Taylorovu aproximaci čitatele byl vypočítán takto:

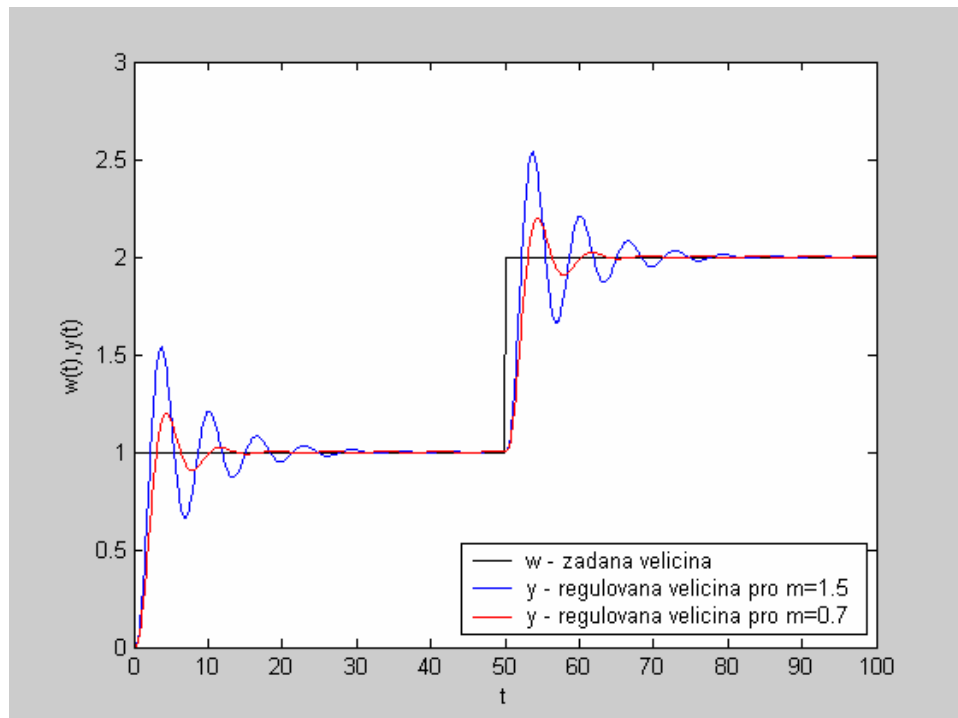
pro $m = 0.7$

$$R(s) = \frac{0.2453 + 0.5799s}{0.8187s}$$

pro $m = 1.5$

$$R(s) = \frac{1.1265 + 1.8858s}{1.8825s}$$

Na Obr. 22 je výsledek simulace pro zadanou soustavu s návrhem regulátoru pro Taylorovu aproximaci čitatele



Obr. 22 Simulace pro regulátor navržený pro Taylorovu aproximaci čitatele

Návrh regulátoru pro Taylorovu aproximaci jmenovatele byl vypočítán takto:

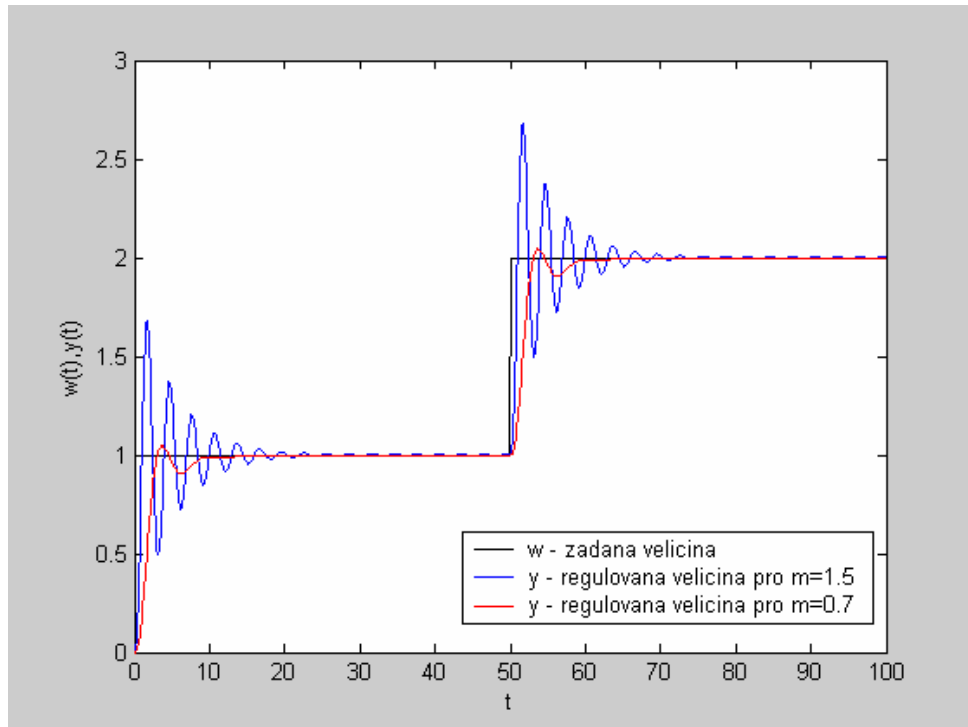
pro $m = 0.7$

$$R(s) = \frac{0.1202 + 0.4506s + 0.3642s^2}{0.4720s + 0.2942s^2}$$

pro $m = 1.5$

$$R(s) = \frac{2.5346 + 6.0512s + 3.7355s^2}{1.4134s + 0.2942s^2}$$

Na Obr. 21 je výsledek simulace pro zadanou soustavu s návrhem regulátoru pro Taylorovu aproximaci jmenovatele



Obr. 23 Simulace pro návrh regulátoru navržený pro Taylorovu aproximaci jmenovatele

5.2 Druhá soustava

Pro simulaci byla vybrána soustava:

$$G(s) = \frac{6s^2 + 8s + 3}{(s+1)^6} = \frac{6s^2 + 8s + 3}{s^6 + 6s^5 + 15s^4 + 20s^3 + 15s^2 + 6s + 1}$$

Tato soustava byla zadána do programu na Obr. 24 je vidět přechodová charakteristika dané soustavy

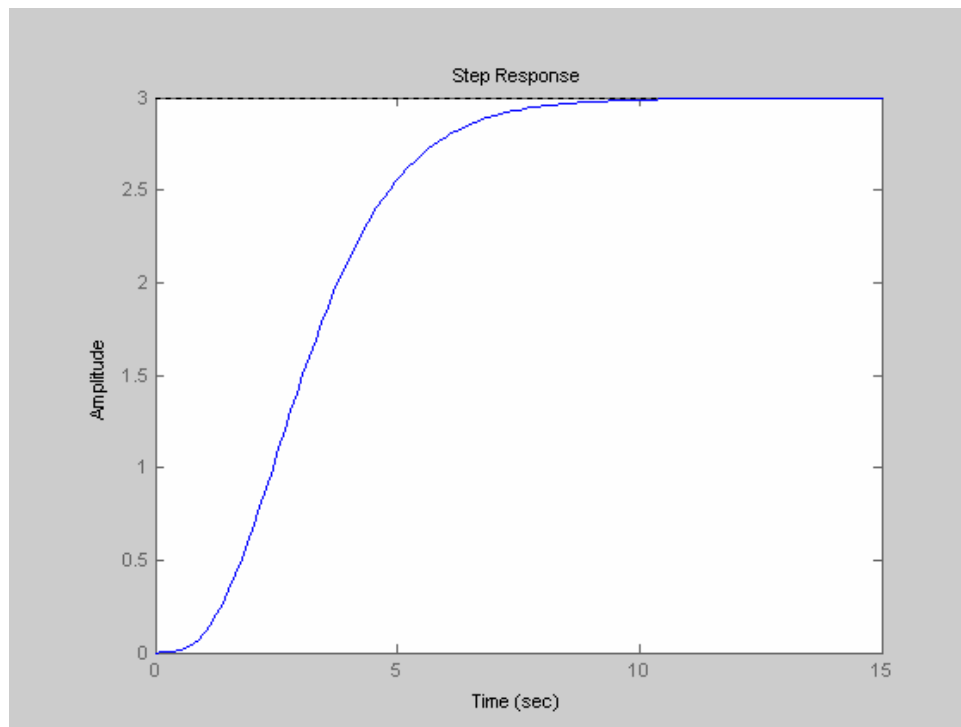
Dále pomocí reléového experimentu byla daná soustava aproximována na tvar:

$$G(s) = \frac{2.99882}{2.65166s + 1} e^{-1.61534s}$$

Pro simulaci Smithova prediktoru byly voleny tyto parametry m , $m = 0.4$ a $m = 1.4$

pro $m = 0.4$ byl vypočítán regulátor:

$$R(s) = \frac{0.0534 + 0.1410s}{0.3771s}$$



Obr. 24 Přechodová charakteristika dané soustavy

pro $m = 1.4$ byl vypočítán regulátor:

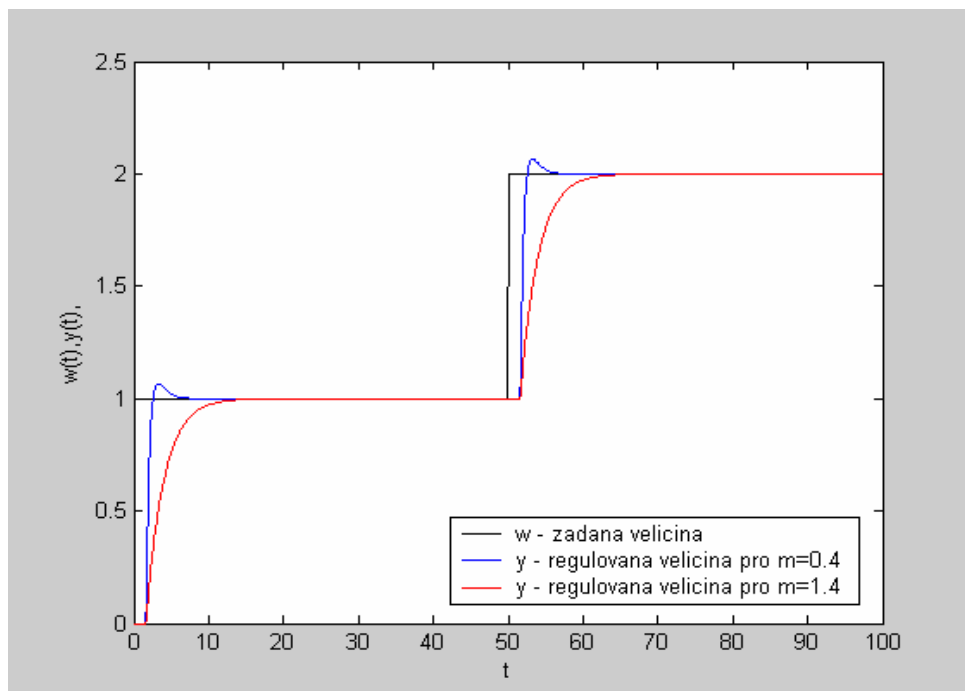
$$R(s) = \frac{0.6537 + 0.8081s}{0.3771s}$$

Výsledek simulace je na Obr. 25

Dále byla provedena aproximace dopravního zpoždění známými metodami

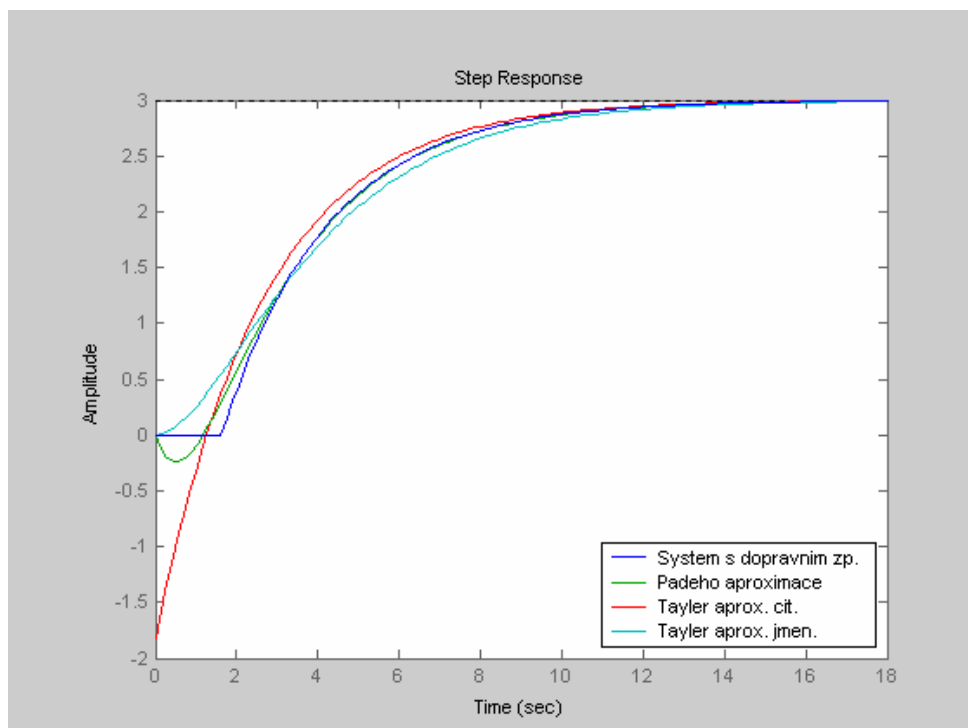
$$\text{Padeho aproximace: } G(s) = \frac{2.9982 - 2.4216s}{1 + 3.4593s + 2.1417s^2}$$

$$\text{Taylorova aproximace čitatele: } G(s) = \frac{2.9982 - 4.8431s}{1 + 2.6517s}$$



Obr. 25 Simulace u Smithova prediktoru

Taylorova aproximace jmenovatele: $G(s) = \frac{2.99822}{1 + 4.2670s + 4.2833s^2}$



Obr. 26 Srovnání metod aproximace

Pro výpočet regulátorů v algebraickém návrhu volím parametr m a to $m = 0.4$ a $m = 0.8$

Návrh regulátoru pro Padeho aproximaci byl vypočítán takto:

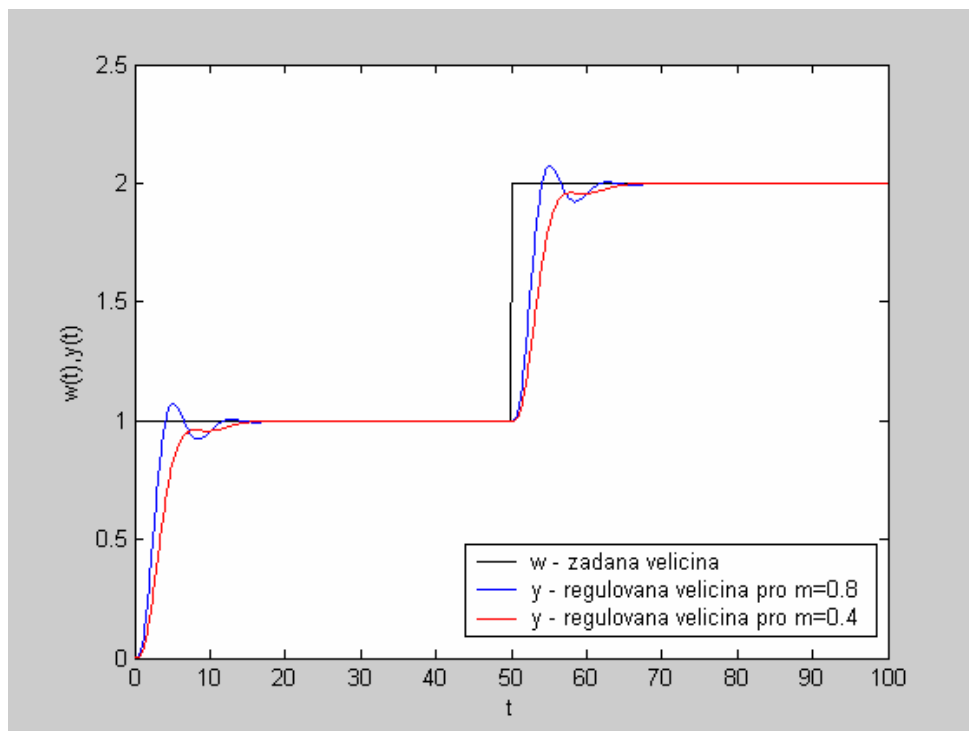
pro $m = 0.4$

$$R(s) = \frac{0.0085 + 0.0586s + 0.0955s^2}{0.1008s + 0.4669s^2}$$

pro $m = 0.8$

$$R(s) = \frac{0.1366 + 0.4436s + 0.2732s^2}{1.0488s + 0.4669s^2}$$

Na Obr. 27 je výsledek simulace pro zadanou soustavu s návrhem regulátoru pro Padeho aproximaci



Obr. 27 Simulace pro regulátor vycházející z Padeho aproximace

Návrh regulátoru pro Taylorovu aproximaci čitatele byl vypočítán takto:

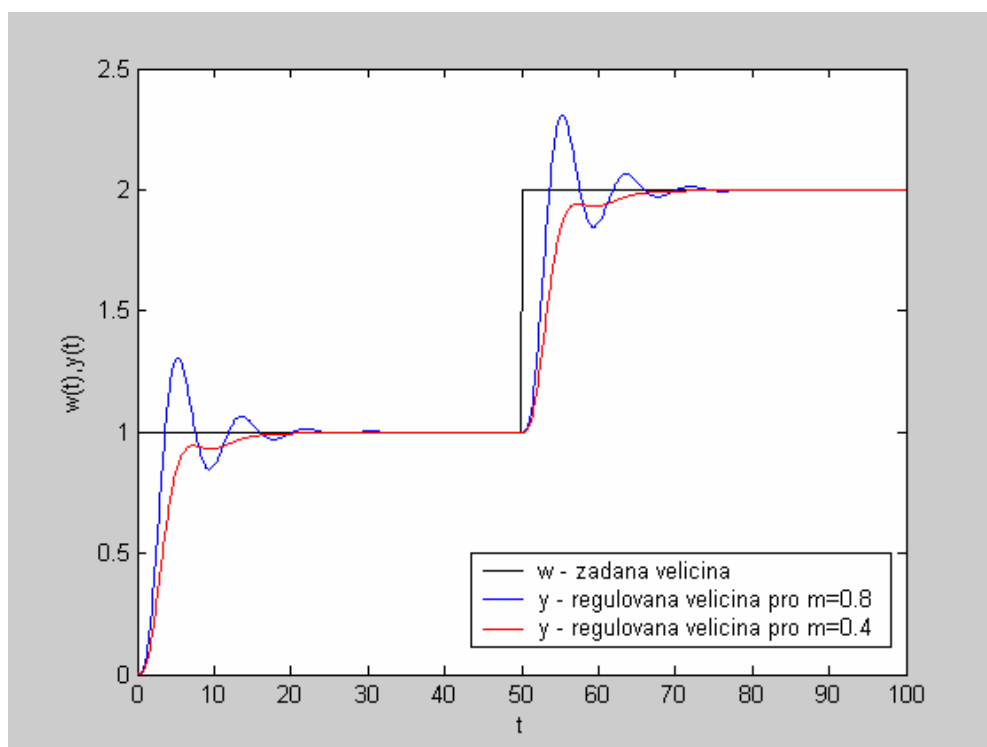
pro $m = 0.4$

$$R(s) = \frac{0.0534 + 0.1412s}{0.6351s}$$

pro $m = 0.8$

$$R(s) = \frac{0.2135 + 0.4677s}{1.2314s}$$

Na Obr. 28 je výsledek simulace pro zadanou soustavu s návrhem regulátoru pro Taylorovu aproximaci čitatele



Obr. 28 Simulace pro regulátor navržený pro Taylorovu aproximaci čitatele

Návrh regulátoru pro Taylorovu aproximaci jmenovatele byl vypočítán takto:

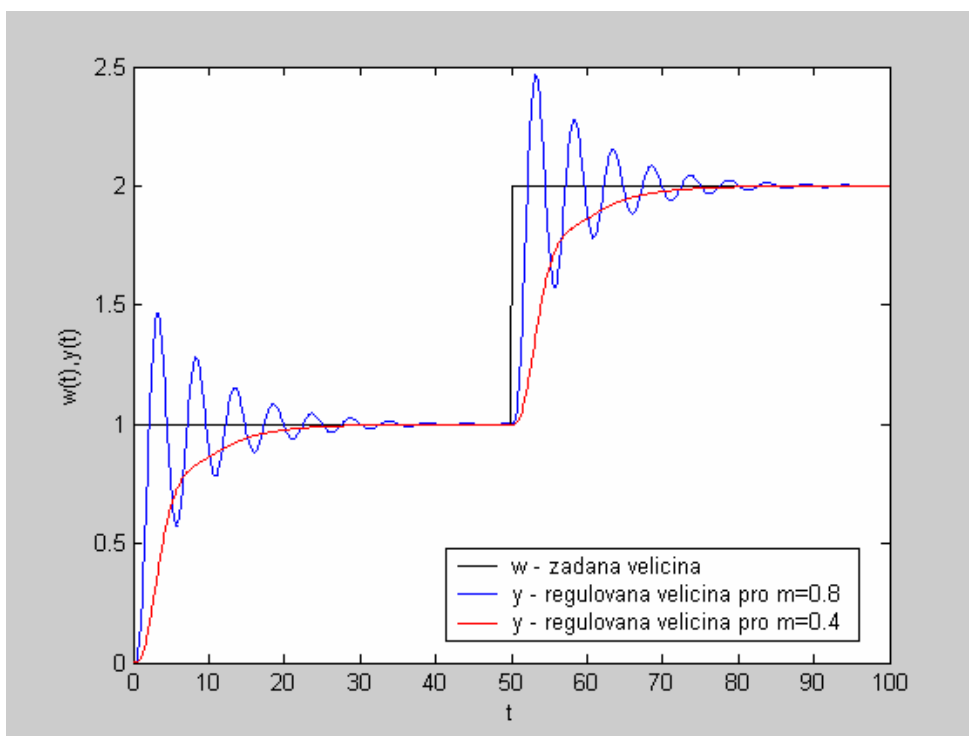
pro $m = 0.4$

$$R(s) = \frac{0.0085 + 0.0384s + 0.0417s^2}{0.1413s + 0.2372s^2}$$

pro $m = 0.8$

$$R(s) = \frac{0.1366 + 0.5115s + 0.4707s^2}{0.5145s + 0.2335s^2}$$

Na Obr. 29 je výsledek simulace pro zadanou soustavu s návrhem regulátoru pro Taylorovu aproximaci jmenovatele



Obr. 29 Simulace pro regulátor navržený pro Taylorovu aproximaci jmenovatele

ZÁVĚR

Cílem této bakalářské práce bylo seznámení se s dopravním zpožděním a metodami jeho aproximací. Byly použity metody: Padeho, Taylorova aproximace jmenovatele a Taylorova aproximace čitatele. Také zde byl zmíněn Smithův prediktor, který se v praxi těžko realizuje. Dále zde byl popsán reléový experiment. Tento experiment byl použit pro aproximaci řízených soustav vyšších řádů na soustavu prvního řádu s dopravním zpožděním. Pro návrh parametrů regulátoru byla použita algebraická metoda. Tato metoda používá pro návrh parametrů regulátoru obecné řešení Diofantických rovnic. Díky tomu je možné získat velké množství parametrů regulátoru. Důležitým faktorem je volba parametru m , jak je možno vidět z uvedených simulací. Volba parametru m ovlivňuje parametry regulátoru a tím i výsledek simulace.

Hlavním úkolem bylo vytvoření programového řešení tohoto problému. Program je součástí této práce nachází se na přiloženém CD. Jeho použití je pro systémy aperiodické. Lze ho využít pro aproximaci dopravního zpoždění i pro návrh regulátorů. Tento program používá pro řešení Diofantických rovnic nástavbu v podobě Polynomial Toolboxu.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] Balátě, J.: Automatické řízení . BEN – technická literatura, Praha, 2003
- [2] Kučera, V.: Diophantine equations in control – A survey, Automatica, 29,6,1993
- [3] Levine, W.S.: The control Handbook. IEEE Press, USA, 1996
- [4] Prokop, R. a kol.: Návrh a ladění spojitéch regulátorů. Automatizace, 45,12,2002
- [5] Prokop, R., Prokopová, Z.: Teorie automatického řízení II pro bakalářské studium, Vysoké učení technické v Brně, 2000
- [6] Vítečková, M.: Experimentální identifikace metodou relé. Automatizácia a informatizácia, Bratislava, 2004
- [7] Yu, Ch. Ch.: Autotuning of PID Controllers. Springer, London, 1999

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

$A(s), B(s)$	přenosy, racionální funkce
a	amplituda
deg	stupeň
$G_N(a)$	přenos dvoupolohového relé
$G_0(j\omega)$	kmitočtový přenos otevřeného lineárního obvodu
$G(s), G_s(s),$	přenos regulované soustavy
$G(j\omega)$	kmitočtový přenos
$G_w(s)$	přenos řízení
$P(s)$	okruh polynomů
$R(s)$	přenos regulátoru
R_{PS}	okruh racionálních a ryzích racionálních funkcí
T_d	dopravní zpoždění
ε	hystereze
ω	úhlový kmitočet

SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obr. 1. Příklad regulované soustavy s dopravním zpožděním</i>	10
<i>Obr. 2. Přejíhová charakteristika k regulované soustavě na Obr. 1</i>	10
<i>Obr. 3. Kmitočtová charakteristika dopravního zpoždění</i>	11
<i>Obr. 4. Rozvětvený obvod s modelem regulované soustavy pro kompenzaci dopravního zpoždění</i>	12
<i>Obr. 5. Obvod s relé</i>	14
<i>Obr. 6. Dvoupolohové symetrické relé s hysterezí</i>	15
<i>Obr. 7. Geometrická interpretace metody relé</i>	16
<i>Obr. 8. Průběhy výstupní veličiny relé $u(t)$ a výstupní veličiny regulované soustavy $y(t)$ při vzniku mezního stabilního cyklu</i>	17
<i>Obr. 9. Regulační obvod</i>	21
<i>Obr. 10 Programové menu</i>	25
<i>Obr. 11 Nastavení délky relé</i>	26
<i>Obr. 12 Pole pro volbu parametru m</i>	26
<i>Obr. 13 Ukázka okna s vypočtenými parametry regulátoru</i>	27
<i>Obr. 14 Regulační schéma Smithova prediktoru</i>	27
<i>Obr. 15 Nastavení délky regulace</i>	28
<i>Obr. 16 Schéma regulačního obvodu pro ověření návrhu regulátoru</i>	29
<i>Obr. 17 Ukázka programu pro danou soustavu</i>	29
<i>Obr. 18 Přejíhová charakteristika dané funkce</i>	30
<i>Obr. 19 Simulace u Smithova prediktoru</i>	31
<i>Obr. 20 Srovnání metod aproximace</i>	32
<i>Obr. 21 Simulace pro regulátor vycházející z Padeho aproximace</i>	33
<i>Obr. 22 Simulace pro regulátor navržený pro Taylorovu aproximaci čitatele</i>	34
<i>Obr. 23 Simulace pro návrh regulátoru navržený pro Taylorovu aproximaci jmenovatele</i>	35
<i>Obr. 24 Přejíhová charakteristika dané soustavy</i>	36
<i>Obr. 25 Simulace u Smithova prediktoru</i>	37
<i>Obr. 26 Srovnání metod aproximace</i>	37
<i>Obr. 27 Simulace pro regulátor vycházející z Padeho aproximace</i>	38
<i>Obr. 28 Simulace pro regulátor navržený pro Taylorovu aproximaci čitatele</i>	39

Obr. 29 Simulace pro regulátor navržený pro Taylorovu aproximaci jmenovatele..... 40

SEZNAM PŘÍLOH

P1 Pascalův trojúhelník

P2 CD obsahující práci ve formátu PDF a programové řešení v programu MATLAB

PŘÍLOHA P I: PASCALŮV TROJÚHELNÍK

1	0. řád
1 1	1. řád
1 2 1	2. řád
1 3 3 1	3. řád
1 4 6 4 1	4. řád
1 5 10 10 5 1	5. řád
1 6 15 20 15 6 1	6. řád
1 7 21 35 35 21 7 1	7. řád
1 8 28 56 70 56 28 8 1	8. řád
1 9 36 84 126 126 84 36 9 1	9. řád
1 10 45 120 210 252 210 120 45 10 1	10. řád