

Metody identifikace a řízení systémů s využitím anizochronních modelů

The Methods for Identification and Systems Control with
Anisochronic Models Application

Bc. Petr Tomášek

Diplomová práce
2008



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky

*** nescannované zadání str. 1 ***

*** nescannované zadání str. 2 ***

ABSTRAKT

Tato diplomová práce se zabývá identifikací a řízením systémů anizochronních modelů. Pomocí metody postupné integrace jsou odvozeny vztahy pro odhady parametrů anizochronního modelu. Získané vztahy jsou dále ověřeny simulačně při identifikaci soustav vyšších řádů. Dále je vytvořen návrh regulátoru pomocí algebraické metody v okruhu R_{MS} . Veškeré postupy jsou implementovány do prostředí Matlab – Simulink a také je vytvořena jednoduchá uživatelská aplikace pro obecné použití.

ABSTRACT

This thesis deals with the identification and systems control with anisochronic models application. The equations for approximations anisochronic model parameters are derive with the assistance of successive integration method. Obtained equations were verified with simulation by identification with the higher-order systems. An algebraic method in R_{MS} is used for the proposal of controller. All principles were implemented into Matlab - Simulink environment and a user friendly control and simulation program was developed.

Touto cestou bych chtěl srdečně poděkovat svému vedoucímu diplomové práce Ing. Liboru Pekařovi za jeho cenné rady a ochotu ke spolupráci, za jehož odborného vedení byla práce dovedena do konečné podoby.

Prohlašuji, že jsem na diplomové práci pracoval samostatně a použitou literaturu jsem citoval. V případě publikace výsledků, je-li to uvolněno na základě licenční smlouvy, budu uveden jako spoluautor.

Ve Zlíně

.....
Podpis diplomanta

OBSAH

| | |
|---|-----------|
| ÚVOD | 7 |
| I TEORETICKÁ ČÁST | 8 |
| 1 ŘÍZENÍ SYSTÉMŮ SE ZPOŽDĚNÍM | 9 |
| 1.1 ZPOŽDĚNÍ V MODELECH SYSTÉMŮ | 9 |
| 1.2 POPIS MATEMATICKÉHO MODELU SE ZPOŽDĚNÍM..... | 9 |
| 1.2.1 Systémy dopravním zpožděním | 9 |
| 2 IDENTIFIKACE PARAMETRŮ MODELU | 11 |
| 2.1 IDENTIFIKACE SYSTÉMŮ SE ZPOŽDĚNÍM | 11 |
| 2.2 IDENTIFIKACE PARAMETRŮ MODELU PRVNÍHO ŘÁDU SE ZPOŽDĚNÍM POMOCÍ METODY POSTUPNÉ INTEGRACE | 12 |
| 3 ŘÍZENÍ SYSTÉMŮ SE ZPOŽDĚNÍM STAVOVOU ZPĚTNOU VAZBOU | 17 |
| 3.1.1 Návrh stavové zpětné vazby pro anizochronní model..... | 18 |
| 4 ALGEBRAICKÁ METODA PRO NÁVRH REGULÁTORU | 20 |
| 4.1 NÁVRH REGULÁTORU V OKRUHU R_{MS} | 20 |
| II PRAKTICKÁ ČÁST | 23 |
| 5 PROGRAMOVÁ IMPLEMENTACE ANIZOCHRONNÍCH MODELŮ | 24 |
| 5.1 METODA POSTUPNÉ INTEGRACE | 24 |
| 5.2 NUMERICKÉ METODY PRO APROXIMACI PŘECHODOVÝCH CHARAKTERISTIK | 28 |
| 5.2.1 Newton – Raphsonova metoda..... | 31 |
| 5.3 ŘÍZENÍ REGULAČNÍHO OBVODU V OKRUHU R_{MS} | 32 |
| 6 PROGRAMOVÁ REALIZACE SIMULAČNÍHO PROGRAMU V PROSTŘEDÍ MATLAB – SIMULINK | 36 |
| ZÁVĚR | 40 |
| SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY | 41 |
| SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK | 42 |
| SEZNAM OBRÁZKŮ | 44 |
| SEZNAM PŘÍLOH | 45 |

ÚVOD

V této diplomové práci je zpracována přehledová studie o jednorozměrných anizochronních modelech, která se zabývá jejich analýzou, identifikací a také řízením těchto systémů se zpožděními. Dopravní zpoždění lze chápat jako časové posunutí mezi určitou příčinou a jejím důsledkem. Dochází k němu, jestliže přenos informace nebo energie mezi funkčními částmi řízeného objektu a řídicím automatem potřebuje ke svému uskutečnění dobu, která se uplatňuje v dynamice řízení. Rovněž se v této práci poukazuje i na zpoždění ve zpětných vazbách. V těchto případech se dopravní zpoždění vyjadřuje posunutím časového argumentu jak u vstupní, tak i u výstupní veličiny. Takové to modely můžeme označit jako anizochronní.

Dále jsou pomocí metody postupné integrace (MPI) odvozeny vztahy pro odhad parametrů anizochronního modelu. Tato identifikační metoda umožňuje, že modely prvního řádu mohou sloužit pro aproximace modelů vyššího řádu. Odvozené vztahy metodou postupné integrace jsou nelineární, ale mohou být vyřešeny pomocí iterační metody. Iterační metoda může být použita proto, že pravé hodnoty mohou být odhadnuty již z tvaru skokové odezvy. Jako iterační metoda je použita Newton–Raphsonova metoda, která je schopna za dobrého odhadu parametru konvergovat i za velmi obecných podmínek.

Tato práce se dále zabývá návrhem regulátoru s využitím algebraické metody v okruhu R_{MS} . Tento přístup je založený na řešení diofantických rovnic, které jsou vhodné i pro řešení regulace anizochronních modelů.

V prostředí Matlab Simulink byl vytvořen program pro uživatelské rozhraní, ve kterém jsou simulovány výše uvedené metody.

I. TEORETICKÁ ČÁST

1 ŘÍZENÍ SYSTÉMŮ SE ZPOŽDĚNÍM

1.1 Zpoždění v modelech systémů

Dopravní zpoždění je časové posunutí mezi určitou příčinou a jejím důsledkem. Dochází k němu, jestliže přenos informace nebo energie či média mezi funkčními částmi procesu či řízeného objektu a řídicím automatem potřebuje ke svému uskutečnění dobu, která se uplatňuje v dynamice řízení. Zpoždění snižuje přípustné hodnoty parametrů regulace, dovoluje jen pomalejší zásahy řízení a především ohrožují stabilitu řízení zpětnou vazbou a mají vliv na frekvenční charakteristiku. Při řízení se zpoždění ve zpětných vazbách také projevuje zhoršením podmínek řízení a závažným omezením v jeho dosažitelné kvalitě. Systémy se zpožděním se mohou vyskytovat v řízení jako např. v procesech přenosu tepla a hmoty, při dálkovém ovládní objektů, přepravě tekutin a sypkých materiálů apod.

1.2 Popis matematického modelu se zpožděním

V matematickém modelu fenomén zpoždění znamená časové posunutí, proto obvyklým modelem systémů se zpožděním jsou diferenciální rovnice s posunutím v argumentu. Dopravní zpoždění můžeme jednoduše vyjádřit posunutím argumentu, což je případ soustředěného zpoždění nebo také pomocí integrálů konvolučního typu, kde se jedná o rozložené zpoždění. Příkladem soustředěného zpoždění může být doba čekání na ukončení operace a příkladem zpoždění rozloženého spojitý ohřev proudícího média. Při vytváření modelu nějakého systému se dynamika objektů dělí na část akumulární a zpoždovací. Akumulární část se vyjadřuje derivacemi modelu a zpoždovací posouváním argumentu. Na tomto přístupu je založena zobecněná anizochronní stavová formulace.

1.2.1 Systémy dopravním zpožděním

Soustavy s dopravním zpožděním se velmi obtížně regulují, a proto se v praxi snažíme dopravní zpoždění zmenšit na minimum a pokud je to možné zvětšit setrvačnost soustavy tak, aby časová konstanta byla větší než dopravní zpoždění. Jako jedním z možných modelů popisující zpoždění jsou jednorozměrné spojitě lineární dynamické systémy (LSDS). Tyto jednorozměrné spojitě lineární dynamické systémy s dopravním zpožděním jsou popsány obecnou lineární diferenciální rovnicí se zpožděním u vstupní veličiny

$$\begin{aligned}
 y^{(n)}(t) + a_{n-1}y^{(n-1)}(t) + \dots + a_1y'(t) + a_0y(t) = \\
 = b_m u^{(m)}(t - \tau) + \dots + b_1u'(t - \tau) + b_0u(t - \tau),
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

kde $m < n$ a znamená ryzost nebo kauzalitu. Pro LSDS nejsou počáteční podmínky až tak podstatné, jsou důležité jen pro jednoznačné řešení diferenciální rovnice. Při nulových počátečních podmínkách má pak odpovídající přenos systému následující tvar

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{(b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0) e^{-\tau s}}{(s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0)} = \frac{B(s)}{A(s)} e^{-\tau s}
 \tag{2}$$

kde $A(s)$ a $B(s)$ jsou polynomy. Tento obecný tvar přenosu lze charakterizovat jako podíl zpoždění, jenž je shrnut do jednoho bloku dopravního zpoždění, a který je sériově spojen s dalším modelem s výhradně akumulací strukturou. Toto zpoždění zahrnuje veškerý účinek různých zpoždění, latencí, rozložených parametrů, apod. do působení vstupu zpožděného o τ . Při popisu systému s dopravním zpožděním vycházím ze zdroje [4] uvedeného v seznamu použité literatury.

2 IDENTIFIKACE PARAMETRŮ MODELU

Tato část se zabývá skutečností, že modely prvního řádu mohou sloužit k popisu řízených soustav, jejichž dynamika bývá klasifikována jako vyššího řádu. Pro tuto identifikaci mohou sloužit například metody – postupné integrace skokové odezvy procesu a metoda zpětnovazebního reléového experimentu. Obě metody upomínají na praktické zaměření uvedeného přístupu. Parametry níže uvedeného modelu (3) mají narušit od modelů vyššího řádu jasné spojení s přechodovými vlastnostmi popisované řízené soustavy. Uvedený přístup může být použit jak pro aproximace obvyklých modelů vyššího řádu, tak pro identifikaci dobře proveditelných modelů, které jsou obzvlášť vhodné pro procesy s rozloženými parametry, procesy s následky a hereditárními jevy obecně. Získané modely nižšího řádu se zpožděním mohou být přímo využity pro návrh kontrolního systému, jenž zahrnuje implementaci programovatelných regulátorů.

2.1 Identifikace systémů se zpožděním

Řízení zapříčiněné vlivem značného zpoždění je nepříjemná součást mnoha systémů. Zpoždění se také uplatňují i ve zpětných vazbách. Je-li zpoždění i ve zpětné vazbě, tak je systém modelována umělým zvyšováním řádu systému. Tento řád ovšem nemá nic společného s uvažovaným počtem akumulací, nýbrž je jen náhradní aproximací vlivu vnitřních zpoždění. Proto jsou v procesním inženýrství obecně preferovány modely založené na obyčejných diferenciálních rovnicích (ODE) nebo na diferenčních rovnicích. U těchto rovnic se časové s posunutí argumentu vyskytuje i na levé straně rovnice, tedy u výstupní veličiny systému. Což znamená, že se zpožďující členy objeví i ve jmenovateli přenosu. Takové to přenosy se řeší transcendentní rovnicí. Pro popis (problémů) řízení dynamiky procesu mohou být považovány dva základní elementy (akumulace, zpoždění), které jsou nezbytné pro kompenzaci dynamiky řízené soustavy regulátorem a to v jakékoli části kontrolního systému. Nicméně ODE vylučují jevy zpoždění tím, že popisují skutečné chování řízené soustavy jako systému simultánních integrací, tj. bodových akumulací, které ve skutečnosti vzájemně interagují bez jakékoliv další dynamiky. Pokud jde o diskrétní řízení, tak navzdory užití zpožďujících členů periody vzorkování jsou široce využívané modely lineárních diferenčních rovnic obecně ekvivalentní s lineárními ODE modely.

Současná teorie systémů se zpožděním se vyznačuje různorodými matematickými přístupy zahrnujícími širokou škálu od obecných funkcionálních teorií, po rovnice se zpožděním, diferenčně-diferenciální rovnice, konvoluční rovnice a jiné nástroje modelování. Vycházím ze zdroje [1] uvedeného v seznamu použité literatury.

2.2 Identifikace parametrů modelu prvního řádu se zpožděním pomocí metody postupné integrace

Jeden z použitých přístupů používaných pro identifikaci modelu je metoda integrování dané odezvy nebo-li metoda postupné integrace (MPI). Přenosová funkce modelu prvního řádu se dvěma zpožděními je transcendentní meromorfní funkcí

$$G(s) = \frac{Ke^{-s\tau}}{Ts + e^{-s\vartheta}} \quad (3)$$

Následující funkcionální diferenciální rovnice prvního řádu se dvěma zpožděními je navržena jako model kauzální relace $u \rightarrow y$, za předpokladu že žádný další vstup nebo stavová proměnná neovlivňuje tento výstup

$$T \frac{dy(t)}{dt} + y(t - \vartheta) = Ku(t - \tau) \quad (4)$$

kde K je koeficient statické citlivosti. T je časová konstanta, která určuje nejrychlejší fázi přechodu. Dopravní zpoždění vstupu modelu je τ . A dopravní zpoždění výstupu ϑ zpožďuje zpětnou vazbu, což má za následek posouvání inflexního bodu přechodové charakteristiky, jenž odpovídá maximální rychlosti přechodu.

Předpokládejme, že je dána skoková odezva $y_0(t)$ tohoto modelu vycházející z jednotkového vstupu $u(t)$. Pro dané jednotkové skoky $y_0(t)$, $u_0(t)$ řízené soustavy zavedeme následující integrály proměnných

$$\begin{aligned}
y_I(t) &= \int_0^t [y_0(\infty) - y_0(\sigma)] d\sigma; & u_I(t) &= \int_0^t [u_0(\infty) - u_0(\sigma)] d\sigma \\
y_{II}(t) &= \int_0^t [y_I(\infty) - y_I(\sigma)] d\sigma; & u_{II}(t) &= \int_0^t [u_I(\infty) - u_I(\sigma)] d\sigma \\
y_{III}(t) &= \int_0^t [y_{II}(\infty) - y_{II}(\sigma)] d\sigma; & u_{III}(t) &= \int_0^t [u_{II}(\infty) - u_{II}(\sigma)] d\sigma
\end{aligned} \tag{5}$$

Přičemž platí vztah pro statickou citlivost

$$K = \frac{y_0(\infty)}{u_0(\infty)} \tag{6}$$

Po zavedení integrálů proměnných (5) může být pak rovnice (4) dále integrována od 0 do t . Zpoždění na levé straně rovnice má za následek následující integraci

$$\int_0^t (y_0(\infty) - y_0(\sigma - \vartheta)) d\sigma = y_{ID}(t) = \begin{cases} ty_0(\infty), & t < \vartheta \\ \vartheta y_0(\infty) + y_I(T - \vartheta), & t \geq \vartheta \end{cases} \tag{7}$$

a obdobně integrace na pravé straně je

$$\int_0^t K[1 - u_0(\sigma - \tau)] d\sigma = u_{ID}(t) = \begin{cases} ty_0(\infty), & t < \tau \\ \tau y_0, & t \geq \tau \end{cases} \tag{8}$$

Použitím těchto úprav získáme následující výsledek první integrace z (4) ve tvaru

$$T[y_0(t) - y_0(0)] - \vartheta y_0(\infty) - y_I(t - \vartheta) = -\tau y_0(\infty) \quad (9)$$

pro libovolné $t \geq \max(\tau, \vartheta)$. V limitě $t \rightarrow \infty$ tak dostáváme výsledek rovnice po první integraci

$$(T - \vartheta + \tau)y_0(\infty) = y_I(\infty) \quad (10)$$

Podobným způsobem můžeme provést i druhou integraci. Před touto integrací musí být zavedeny konečné hodnoty $y_0(\infty)$, $y_{ID}(\infty)$ za použití integrační funkce $y_{ID}(t)$ a $y_{II}(t)$ k dosažení konvergentních integrálů pro $t \rightarrow \infty$. Po nahrazení těchto dodatečných výrazů pro jakékoliv $t \geq \max(\tau, \vartheta)$ bude z dvojné integrace (4) plynout následující rovnice

$$\begin{aligned} & -T \int_0^t [y_0(\infty) - y_0(\sigma)] d\sigma + \int_0^t [y_{ID}(\infty) - y_{ID}(\sigma)] d\sigma = \\ & - \int_0^t [(T - \vartheta + \tau)y_0(\infty) - y_I(\sigma)] d\sigma + \int_0^t [\tau y_0(\infty) - Ku_{ID}(\sigma)] d\sigma \end{aligned} \quad (11)$$

v níž první výraz na pravé straně je roven nule podle vztahu (10). Pro limitu $t \rightarrow \infty$ tato rovnice dává následující tvar rovnice po druhé integraci

$$-Ty_I(\infty) + \frac{\vartheta^2}{2} y_0(\infty) + \vartheta y_I(\infty) + y_{II}(\infty) = \frac{\tau^2}{2} y_0(\infty) \quad (12)$$

Konečně třetí integrace používající integrál proměnných $y_{III}(t)$. I zde k dosažení konvergentních integrálů pro $t \rightarrow \infty$ musí být stejně jako v předchozích krocích před provedením integrace opět dosazena limita pro $t \rightarrow \infty$. Výsledný tvar trojné integrace je následující

$$\begin{aligned}
& T \int_0^t [y_I(\infty) - y_I(\sigma)] d\sigma - \int_0^t [y_{III}(\infty) - y_{III}(\sigma)] d\sigma = \\
& \int_0^t \left[T y_I(\infty) - \frac{\vartheta^2}{2} y_0(\infty) - \vartheta y_I(\infty) - y_{II}(\infty) + \frac{\vartheta^2}{2} y_0(\infty) \right] d\sigma - K \int_0^t [y_{III}(\infty) - u_{III}(\sigma)] d\sigma
\end{aligned} \tag{13}$$

Podle vztahu (12) je první integrant na pravé straně opět roven nule a z integrace pro $t \rightarrow \infty$ plyne rovnice po třetí integraci

$$T y_{II}(\infty) - \frac{\vartheta^2}{2} y_I(\infty) - \vartheta y_{II}(\infty) - \frac{\vartheta^3}{6} y_0(\infty) - y_{III}(\infty) = -\frac{\tau^3}{6} y_0(\infty) \tag{14}$$

Tímto způsobem získáme z trojice integrací ze vztahu (4) skupinu rovnic (10), (12) a (14), z níž obdržíme parametry modelu T , ϑ , τ . Výše zmíněná identifikační procedura dokazuje, že tento model je schopen adekvátně zachytit dynamiku vyššího řádu pouze prostředky prvního řádu. Rovnici (4) lze považovat za stavovou rovnici modelu pro stavovou proměnnou y , zatímco její stav v okamžiku t je dán následujícími segmenty: $\hat{y}\langle t - \vartheta, t \rangle, \hat{u}\langle t - \tau, t \rangle$. Z toho je patrné, že běžný model třetího řádu je také vhodný právě pro podmínky třetí integrace. V tomto smyslu může být model (4) považován za ekvivalentní modelu daném obyčejnou lineární diferenciální rovnicí třetího řádu. Avšak třída přechodových funkcí $y_0(t)$, které mohou být vyřešeny pomocí modelu (4), se značně liší od případu běžného modelu třetího řádu, zvláště pokud jde o oscilace, zpoždění a polohu inflexního bodu $y_0(t)$. S ohledem pouze na první řád není model (4) obzvláště vhodný pro slabě tlumené oscilační odezvy. Je však vhodný nejen pro monotónní $y_0(t)$, ale také pro silně tlumené oscilační skokové odezvy. Protože relace prvního řádu mají tu vlastnost, že mohou vyjádřit dynamiku vyššího řádu a pak mohou být určeny stavové a výstupní proměnné.

Rovnice (10), (12) a (14) jsou nelineární, ale mohou být vyřešeny pomocí iteračního přístupu zejména proto, že pravé hodnoty T , ϑ , τ mohou být odhadnuty již z tvaru skokové odezvy $y_0(t)$. Hodnota T může být odhadnuta z maximální rychlosti přechodu, τ z odezvy ztrátového času a ϑ z pozice inflexního bodu na příslušném skoku odezvy.

Ačkoliv podmínky pro časové konstanty (10), (12), a (14) správně určují parametry modelu (4) z $y_0(t)$, tak skoková odezva reálného přístroje je v reálné implementaci hůře dosažitelná (podle [2]).

3 ŘÍZENÍ SYSTÉMŮ SE ZPOŽDĚNÍM STAVOVOU ZPĚTNOU VAZBOU

Pro řízení systémů se stavovou zpětnou vazbou vycházíme z rozkladu řízeného modelu na stavovou formulaci. Pro lineární modely je stavová formulace vyjádřena

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t), \quad y(t) = Cx(t) \quad (15)$$

kde $u(t)$, $y(t)$, $x(t)$ jsou vektory vstupů, výstupů a stavových veličin. Matice koeficientů jsou A , B , C . Řízení stavové zpětné vazby se vstupem u do systému je ve tvaru

$$u(t) = -Kx(t) \quad (16)$$

kde K je vektor vazbových koeficientů. Stavová formulace (15) popisuje systém jen jako soustavu soustředěných akumulací bez dopravního zpoždění. Pro zavedení stavového popisu s dopravním zpožděním upravíme rovnici (15) na tvar

$$\frac{dx(t)}{dt} = \int_0^T dA(\tau)x(t-\tau) + \int_0^T dB(\tau)x(t-\tau) \quad (17)$$

kde $\tau \in \langle 0, T \rangle$ je proměnné zpoždění a T je jeho maximální délka. Z rovnice (17) vyplývá, že matice koeficientů A , B nyní už určují i příslušné zpoždění. Výhodou tohoto modelu je nižší počet stavových veličin a také možnost tento model navrhnout pro řízení systému se stavovými proměnnými. Při popisu řízení systémů stavovou zpětnou vazbou jsem čerpal ze zdroje [6], který je uvedený v seznamu použité literatury.

3.1.1 Návrh stavové zpětné vazby pro anizochronní model

Po zavedení stavové zpětné vazby je systém charakterizován rovnicí

$$\frac{dx(t)}{dt} = \int_0^T d[A(\tau) - B(\tau)K]x(t - \tau) \quad (18)$$

Rovnici (18) můžeme dále popsat transcendentální rovnicí, která má nekonečně mnoho řešení a je ve tvaru

$$M(s) = \det[sI - A(s) + B(s)K] = 0 \quad (19)$$

kde K je vektor vazbových koeficientů má rozměr $1 \times n$, kde n je řád systému (počet stavových veličin). Rovnice (19) má nekonečně mnoho pólů, ale dynamické vlastnosti jsou určeny jen několika póly nacházejícími se v blízkosti počátku komplexní roviny. Při syntéze stavové zpětné vazby je vhodné systém stabilizovat. Stabilitu můžeme ověřit tak, že by žádný z pólů neměl ležet napravo od imaginární osy komplexní roviny. Pro kontrolu stability se používá následujícího kritéria

$$\psi = \lim_{\omega \rightarrow \infty} \arg[M(s)]_{s=j\omega} = \frac{n\pi}{2} \quad (20)$$

Podle [3]. Klasické pojetí stavového modelu a stavové zpětné vazby vede u systémů s podstatnými zpožděními k aproximacím těchto zpoždění umělými stavovými veličinami, které je nutné pro implementaci stavové zpětné vazby odhadovat pomocí pozorovatele. Použití anizochronního stavového modelu odstraňuje tento problém tím, že díky zpoždění

v maticích modelu je možné za stavové proměnné považovat převážně měřitelné výstupy, od nichž se pak stavová zpětná vazba uzavírá přirozenějším způsobem.

Pro návrh stavové zpětné vazby pro anizochronní model jsem čerpal ze zdroje [5], [3].

4 ALGEBRAICKÁ METODA PRO NÁVRH REGULÁTORU

Algebraické metody využívající se pro návrhy regulátorů pracují například s množinami typu okruh, kde můžeme sčítat a násobit, ale už nelze obecně dělit, protože k libovolnému prvku neexistuje jeho inverze. Okruhů pro tento účel je více typů. Ku příkladu okruh polynomů R_P , okruh stabilních a ryzích racionálních funkcí R_{PS} , okruh stabilních a ryzích meromorfních funkcí R_{MS} apod. Tato kapitola se bude zabývat okruhem stabilních a ryzích meromorfních funkcí R_{MS} . Při návrhu regulátoru je hlavním cílem stabilizovat regulační obvod, sledování žádané hodnoty a kompenzaci poruch [4].

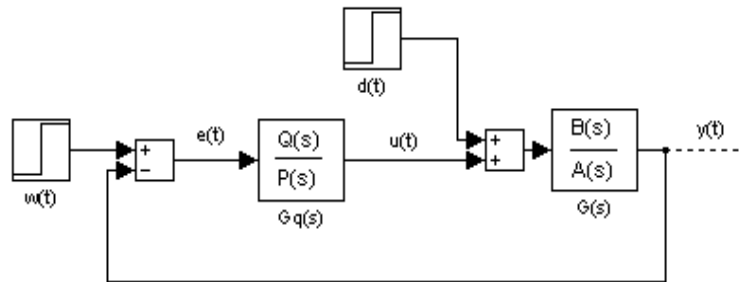
4.1 Návrh regulátoru v okruhu R_{MS}

Řízená soustava je popsána přenosem systému, jenž lze definovat jako poměr Laplaceových obrazů výstupní a vstupní veličiny při nulových počátečních podmínkách. Pro LSDS můžeme přenos vyjádřit jako podíl dvou polynomů

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{B(s)}{A(s)} \quad (21)$$

kde $A(s)$, $B(s)$ jsou polynomy a polynom $B(s)$ zahrnuje i dopravní zpoždění. Okruh R_{MS} je použitelný pro systémy se zpožděním. Tento okruh je tvořen množinou ryzích a stabilních meromorfních funkcí a neprovádí se v něm aproximace zpožďujících členů.

Návrh regulátoru je proveden pro regulační obvod typu 1DOF zobrazený na obr. 1. Jedná se o typ zpětnovazebního regulačního obvodu s jedním regulátorem.



Obr. 1. Regulační obvod typu 1DOF

Pro návrh regulátoru budeme tedy vycházet z přenosu soustavy (15) a pro přenos regulátoru použijeme vztah

$$G_Q(s) = \frac{Q(s)}{P(s)} \quad (22)$$

Stabilita obvodu tohoto regulátoru bude zjištěna pomocí vyřešení diofantické rovnice, která je ve tvaru

$$A(s)P(s) + B(s)Q(s) = 1 \quad (23)$$

kde $P(s)$ a $Q(s)$ je partikulární řešení (způsob řešení je metodou neurčitých koeficientů). Poté pro všechny stabilizující regulátory obdržíme vztah

$$\frac{\tilde{Q}(s)}{\tilde{P}(s)} = \frac{Q(s) - A(s)T(s)}{P(s) + B(s)T(s)} \quad (24)$$

V této rovnici nám vhodná volba parametru $T(s)$ zajistí další požadavky na kvalitu regulace. Pro zajištění sledování žádané hodnoty se hledá takové $T(s)$, aby výsledný regulátor vykazoval integrační chování. Obrazy poruchy a žádané hodnoty jsou ve vztahu

$$D(s) = \frac{H_D(s)}{F_D(s)}, \text{ resp. } W(s) = \frac{H_w(s)}{F_w(s)} \quad (25)$$

a obraz výstupní veličiny a regulační odchylky je dán rovnicí

$$Y(s) = \frac{B(s)Q(s)}{A(s)P(s) + B(s)Q(s)}W(s) + \frac{B(s)P(s)}{A(s)P(s) + B(s)Q(s)}D(s) \quad (26)$$

resp.

$$E(s) = \frac{A(s)P(s)}{A(s)P(s) + B(s)Q(s)}W(s) - \frac{B(s)P(s)}{A(s)P(s) + B(s)Q(s)}D(s) \quad (27)$$

II. PRAKTICKÁ ČÁST

5 PROGRAMOVÁ IMPLEMENTACE ANIZOCHRONNÍCH MODELŮ

5.1 Metoda postupné integrace

Pro programovou implementaci anizochronního modelu v prostředí Matlab-Simulink je použita metoda postupné integrace. Ukázaný postup MPI pro odvození potřebných vztahů, které poslouží pro odhad parametrů anizochronního modelu je popsán níže. Tento postup nevyžaduje definici stavových proměnných. Využijeme tedy linearity diferenciální rovnice odvozené z přenosu. Vybraný přenos prvního řádu se zpožděním je ve tvaru

$$G_s(s) = \frac{K \cdot (s + a \cdot e^{-\xi s}) \cdot e^{-\tau s}}{Ts + e^{-\tau s}} = \frac{K \cdot (s e^{-\tau s} + a \cdot e^{-(\xi + \tau)s})}{Ts + e^{-\tau s}} \quad (28)$$

Jemuž odpovídá diferenciální rovnice ve tvaru

$$Ty'(t) + y(t - \vartheta) = K \cdot [u'(t - \tau) + a \cdot u(t - \xi - \tau)] \quad (29)$$

kde $K \cdot a$ je koeficient statické citlivosti, T je časová konstanta a ϑ , τ a ξ jsou dopravní zpoždění. Postup metody spočívá v provedení integrace každého členu diferenciální rovnice tolikrát, kolikrát bude zapotřebí pro odhad neznámých parametrů.. Výsledný vztah se explicitně vyjádří jako $y(t)$ a ten potom můžeme snadno implementovat v prostředí Matlab-Simulink pomocí integračních, sumačních, zesilovacích a zpožďovacích bloků. Nejprve pro anizochronní model systému prvního řádu (28) při nulových počátečních podmínkách zavedeme integrální funkce

$$\begin{aligned}
y_I(t) &= \int_0^t [y_0(\infty) - y_0(\sigma)] d\sigma; & u_I(t) &= \int_0^t [u_0(\infty) - u_0(\sigma)] d\sigma \\
y_{II}(t) &= \int_0^t [y_I(\infty) - y_I(\sigma)] d\sigma; & u_{II}(t) &= \int_0^t [u_I(\infty) - u_I(\sigma)] d\sigma \\
y_{III}(t) &= \int_0^t [y_{II}(\infty) - y_{II}(\sigma)] d\sigma; & u_{III}(t) &= \int_0^t [u_{II}(\infty) - u_{II}(\sigma)] d\sigma
\end{aligned} \tag{30}$$

Podmínka pro statickou citlivost je dána vztahem

$$Ka = \frac{y_0(\infty)}{u_0(\infty)} \tag{31}$$

Po zavedení integrálních funkcí (30), pak diferenciální rovnice (29) může být integrována na levé i pravé straně od 0 do t . Tvar rovnice (29) pro integrování vypadá následovně

$$T \cdot [y_0(t) - y_0(0)] + \int_0^t y_0(\sigma - \vartheta) d\sigma = K \cdot \left[\int_0^t u_0(\sigma - \tau) d\sigma + a \cdot \int_0^t u_0(\sigma - \xi - \tau) d\sigma \right] \tag{32}$$

Použitím matematických úprav pro integrování získáme následující výsledek první integrace z (29) ve tvaru

$$Ty_0(t) - \vartheta y_0(\infty) - y_I(t - \vartheta) = K \cdot [u_0(t - \tau) + a \cdot (-u_I(t - \xi - \tau) - \xi u_0(\infty) - \tau u_0(\infty))] \tag{33}$$

V limitě $t \rightarrow \infty$ tak dostáváme první podmínku pro časové konstanty

$$(T - \vartheta + \tau + \xi) y_0(\infty) = K + y_I(\infty) \tag{34}$$

Obdobným způsobem můžeme provést i druhou integraci z (33). Tato rovnice bude po zintegrování ve tvaru

$$\begin{aligned}
 & ty_0(\infty)(T - \vartheta + \tau + \xi) - Ty_I(t) + y_{II}(t - \vartheta) - ty_I(\infty) + \vartheta y_I(\infty) + \frac{\vartheta^2}{2} y_0(\infty) = \\
 & K \left[tu_0(\infty) - \mathfrak{u}_0(\infty) - u_I(t - \tau) + \right. \\
 & \left. a \left(u_{II}(t - \xi - \tau) - tu_I(\infty) + \xi u_I(\infty) + \mathfrak{u}_I(\infty) + \frac{\xi^2}{2} u_0(\infty) + \xi \mathfrak{u}_0(\infty) + \frac{\tau^2}{2} u_0(\infty) \right) \right] \quad (35)
 \end{aligned}$$

v této rovnici je výraz podle vztahu (34) roven nule. A po zavedení limity pro $t \rightarrow \infty$ tak dostáváme následující tvar rovnice

$$\begin{aligned}
 & -Ty_I(\infty) + y_{II}(\infty) + \vartheta y_I(\infty) + \frac{\vartheta^2}{2} y_0(\infty) = \\
 & -K \mathfrak{u}_0(\infty) + \frac{\xi^2}{2} y_0(\infty) + \xi \mathfrak{y}_0(\infty) + \frac{\tau^2}{2} y_0(\infty) \quad (36)
 \end{aligned}$$

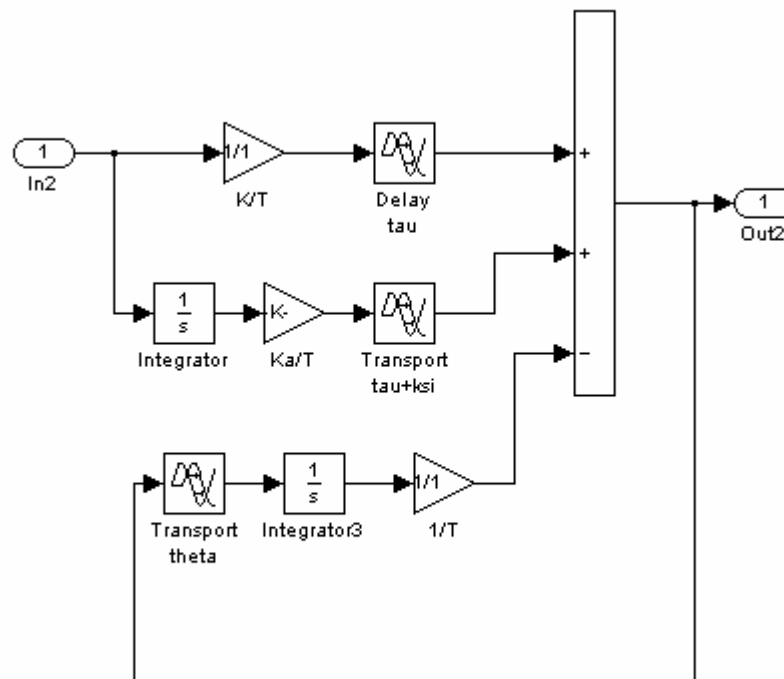
která nám udává druhou podmínku pro časové konstanty. Pro určení třetí integrace se postupuje stejně jako v předchozích krocích. Třetí integrace je provedena z rovnice (35) a po provedení integrace s využitím výrazu ze vztahu (36), který roven nule dostáváme

$$\begin{aligned}
 & Ty_{II}(t) - y_{III}(t - \vartheta) - \vartheta y_{II}(\infty) - \frac{\vartheta^2}{2} y_I(\infty) - \frac{\vartheta^3}{6} y_0(\infty) = \\
 & -K \left[-u_{II}(t - \tau) + (t - \tau)u_I(\infty) - \frac{\tau^2}{2} y_0(\infty) \right] \\
 & + Ka \left[-u_{III}(t - \xi - \tau) + (t - \xi - \tau)u_{II}(\infty) - \left(\xi \tau + \frac{\tau^2}{2} \right) u_I(\infty) + \left(-\frac{\xi^3}{6} - \frac{\xi^2 \tau}{2} - \frac{\xi \tau^2}{2} - \frac{\tau^3}{6} \right) u_0(\infty) \right] \\
 & - Ka \frac{t^2}{2} u_I(\infty) + Kat \xi u_I(\infty) + Kat \mathfrak{u}_I(\infty) \quad (37)
 \end{aligned}$$

Dále v limitě $t \rightarrow \infty$ tak dostáváme rovnici

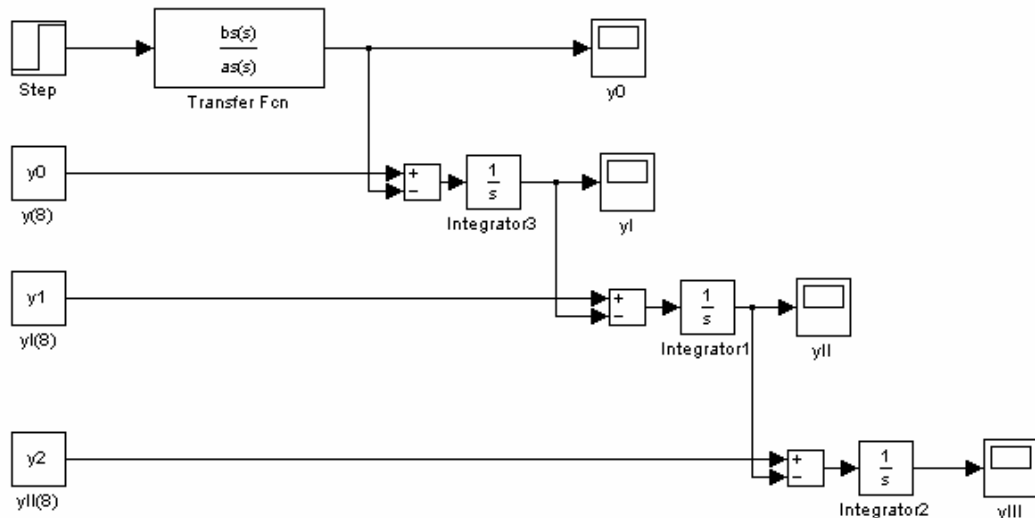
$$\begin{aligned}
 & +Ty_{II}(\infty) - y_{III}(\infty) - \vartheta y_{II}(\infty) - \frac{\vartheta^2}{2} y_I(\infty) - \frac{\vartheta^3}{6} y_0(\infty) = \\
 & + K \frac{\tau^2}{2} - \frac{\xi^3}{6} y_0(\infty) - \frac{\xi^2 \tau}{2} y_0(\infty) - \frac{\xi \tau^2}{2} y_0(\infty) - \frac{\tau^3}{6} y_0(\infty)
 \end{aligned} \tag{38}$$

Podobným způsobem by se mohlo postupovat i pro jiné modely systémů se zpožděním. Získaný výsledek lze pak snadno implementovat v prostředí Matlab-Simulink podle obr. 2.



Obr. 2. Blokové schéma modelu systému se zpožděním (28)

Schéma pro správnou identifikaci postupných integrací daného modelu v prostředí Matlab-Simulink je znázorněno na obr. 3.



Obr. 3. Blokové schéma modelu systému postupných integrací

5.2 Numerické metody pro aproximaci přechodových charakteristik

Numerické metody konvergují tím rychleji, čím blíže zadáme počáteční odhady hledaných parametrů odhadům konečným. V tomto případě jsou hledanými parametry statická citlivost Ka , časová konstanta soustavy T , a dopravní zpoždění τ . Předpokládejme, že máme k dispozici diskrétní hodnoty přechodové charakteristiky $y(t^i)$, kde $i = 1, 2, 3, \dots, n$ je index změřeného vzorku. Nyní hledáme inflexní bod, který se nachází na směrnici k přechodové charakteristice. Inflexní bod leží v místě s největší strmostí. V inflexním bodě je spojitá derivace rovna maximální hodnotě

$$\left[\frac{dy(t)}{dt} \right]_{t=t_m} = \max \quad (39)$$

Což znamená, že v diskrétní interpretaci hledáme maximální hodnotu poměru

$$\frac{y(t^i) - y(t^{i-1})}{t^i - t^{i-1}} = \max \quad (40)$$

Jelikož má přechodová charakteristika v okolí inflexního bodu tvar přímky, můžeme tak po jeho nalezení určit lineární regresí směrnici tečny v inflexním bodě. Takže při použití několika bodové lineární regrese, kdy jako střední bod uvažujeme inflexní bod, určíme směrnici tečny, která má tvar

$$y = At + B \quad (41)$$

S využitím pravoúhlého trojúhelníku na regresní přímce můžeme vyjádřit regresní koeficient A ve tvaru

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\Delta y}{\Delta t} = A \quad (42)$$

Průsečík přímky v čase t_{in} v inflexním bodě lze vyjádřit tvarem

$$y(t_{in}) = At_{in} + B \quad (43)$$

odtud pak lze vyjádřit regresní koeficient, který bude mít tvar

$$B = y(t_{in}) - At_{in} \quad (44)$$

Dále určíme dobu průtahu T_u (viz. obr. 4.) ze vztahu (41) a následně dosadíme $t = T_u$, $y = 0$ a výsledný tvar je

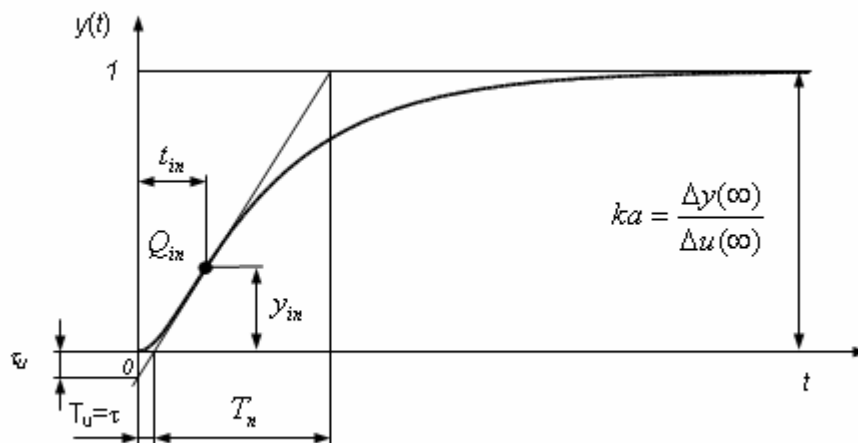
$$T_u = -\frac{B}{A} = \tau \quad (45)$$

Dobu náběhu T_n určíme ze vztahu (41), když položíme $t = T_n$, $y = Ka$ a tím získáme tvar rovnice

$$T_n = \frac{Ka - B}{A} \quad (46)$$

Takže časová konstanta T podle obr. 4. se vyjádří

$$T = T_n - T_u \quad (47)$$



Obr. 4. Přechodová charakteristika statické soustavy vyššího řádu

5.2.1 Newton – Raphsonova metoda

Newton–Raphsonova metoda (metoda tečen) je iterační metoda, která se používá k numerickému řešení soustav nelineárních rovnic. Při použití této metody vycházíme z vlastností inflexního bodu přechodové charakteristiky. Využívá první derivaci zadané funkce, proto je vhodná zejména pokud lze hodnoty derivací rychle počítat.

Pro přesné řešení $\bar{\xi}$ vyjádříme ve tvaru $\bar{\xi} = \bar{x} + \delta\bar{x}$. Hodnotu funkce v bodě vyjádříme pomocí Taylorovy věty, která je dána vztahem

$$f_i(\bar{x} + \delta\bar{x}) = f_i(\bar{x}) + \sum_{j=1}^n \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \delta x_j + O(\delta\bar{x}^2) \quad (48)$$

Dále systém rovnic linearizujeme v bodě $\bar{x}^{(k)}$, pro k -tý odhad řešení. Máme soustavu n lineárních rovnic o n neznámých

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_2}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \frac{\partial f_n}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \delta\bar{x}_1^{(k)} \\ \delta\bar{x}_2^{(k)} \\ \vdots \\ \delta\bar{x}_n^{(k)} \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} f_1(\bar{x}^{(k)}) \\ f_2(\bar{x}^{(k)}) \\ \vdots \\ f_n(\bar{x}^{(k)}) \end{pmatrix} \quad (49)$$

Předpis pro iteraci můžeme potom vyjádřit následovně

$$x_i^{(k+1)} = x_i^{(k)} + \delta x_i^{(k)}, \text{ kde } i=1,2,3,\dots,n \quad (50)$$

Pokud je funkce $f(x)$ vektorovou funkcí vektorového argumentu („z vektoru vypočte vektor“), lze předpis pro iteraci napsat následovně

$$\bar{x}^{(k+1)} = \bar{x}^{(k)} - [Jf(\bar{x}^{(k)})]^{-1} \cdot \vec{f}(\bar{x}^{(k)}) \quad (51)$$

kde matice J je Jacobiho matice, která obsahuje parciální derivace. Iteraci provádíme tak dlouho, dokud se odhadované parametry neustálí. Jestliže zvolený odhad parametrů je dostatečně dobrý, tak Newton–Raphsonova metoda je schopna konvergovat i za velmi obecných podmínek. Metodu lze modifikovat tak, aby se omezení nebezpečí příliš dlouhých kroků daleko od řešení. V \forall iteračních krocích se snažíme o pokles $\sum_{i=1}^n f_i^2$. Pokud k němu v některém kroku nedojde, místo kroku $\delta x_i^{(k)}$ Newtonovy metody užijeme vztah

$$x_i^{(k+1)} = x_i^{(k)} + \lambda \cdot \delta x_i^{(k)}, \text{ kde } \lambda \in (0,1). \quad (52)$$

Při popisu Newton–Raphsonovi metody vycházím ze zdroje [7] uvedeného v seznamu použité literatury.

5.3 Řízení regulačního obvodu v okruhu R_{MS}

Syntéza řízení anizochronního modelu strukturou 1DOF. Řízená soustava je opět popsána přenosem

$$G(s) = \frac{K(s + ae^{-\xi s})}{Ts + e^{-\tau s}} e^{-\tau s} \quad (53)$$

Jmenovatel stabilní RQ-meromorfní funkce je zvolen jako polynom podle prvního řádu modelu $(s + \lambda)$, poté je přenos soustavy v okruhu R_{MS} ve tvaru

$$G(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{Ke^{-\tau s} (s + ae^{-\xi s})}{Ts + e^{-\tau s}} \frac{(s + \lambda)}{(s + \lambda)} \quad (54)$$

Pomocí řešení diofantické rovnice

$$A(s)P(s) + B(s)Q(s) = 1 \quad (55)$$

najdeme stabilizující partikulární řešení

$$\frac{Ts + e^{-\tau s}}{(s + \lambda)} P(s) + \frac{Ke^{-\tau s} (s + ae^{-\zeta s})}{(s + \lambda)} Q(s) = 1 \quad (56)$$

Dále je zvoleno $Q(s) = 1$ a obdrží se řešení

$$P(s) = \frac{1 - \frac{Ke^{-\tau s} (s + ae^{-\zeta s})}{(s + \lambda)}}{\frac{Ts + e^{-\tau s}}{(s + \lambda)}} = \frac{(s + \lambda) - Ke^{-\tau s} (s + ae^{-\zeta s})}{Ts + e^{-\tau s}} \quad (57)$$

Díky stabilizujícímu regulátoru můžeme dosáhnout stabilizující řešení. Regulátor je ve tvaru

$$\frac{\tilde{Q}(s)}{\tilde{P}(s)} = \frac{Q(s) - A(s)T(s)}{P(s) + B(s)T(s)} \quad (58)$$

Pro zajištění sledování žádané hodnoty $w(t)$ a kompenzaci poruchy $d(t)$ je nutné vybrat řešení, splňující podmínku $\lim_{s \rightarrow 0} \tilde{P}(s) = 0$. Toto řešení je následující

$$\lim_{s \rightarrow 0} \tilde{P}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \left[\frac{(s + \lambda) - Ke^{-\tau s} (s + ae^{-\zeta s})}{Ts + e^{-\tau s}} - \frac{Ke^{-\tau s} (s + ae^{-\zeta s})}{(s + \lambda)} T(s) \right] = 0 \quad (59)$$

$T(s)$ volíme ve tvaru

$$T(s) = \frac{k(s + \lambda)}{Ts + e^{-\tau s}} \quad (60)$$

kde k je parametr vyhovující (59). A po dosazení dostáváme rovnici ve tvaru

$$\begin{aligned} \tilde{P}(s) &= \frac{(s + \lambda) - Ke^{-\tau s}(s + ae^{-\xi s})}{Ts + e^{-\tau s}} - \frac{Ke^{-\tau s}(s + ae^{-\xi s})}{(s + \lambda)} \cdot \frac{k(s + \lambda)}{Ts + e^{-\tau s}} = \\ &= \frac{(s + \lambda) - Ke^{-\tau s}(s + ae^{-\xi s}) - Ke^{-\tau s}(s + ae^{-\xi s})k}{Ts + e^{-\tau s}} = \\ &= \frac{s + \lambda - [Ke^{-\tau s}(s + ae^{-\xi s})](1 + k)}{Ts + e^{-\tau s}} = \frac{s[1 - Ke^{-\tau s}(1 + k)] + \lambda - aKe^{-(\xi + \tau)s}(1 + k)}{Ts + e^{-\tau s}} \end{aligned} \quad (61)$$

V okruhu R_{MS} se nabízí položit absolutní člen čitatele $\tilde{P}(s)$ roven

$$\begin{aligned} \lambda - aKe^{-(\xi + \tau)s}(1 + k) &= \lambda(1 - e^{-(\xi + \tau)s}) \\ \lambda - aKe^{-(\xi + \tau)s} - akKe^{-(\xi + \tau)s} &= \lambda(1 - e^{-(\xi + \tau)s}) \\ -akKe^{-(\xi + \tau)s} &= \lambda(1 - e^{-(\xi + \tau)s}) - \lambda + aKe^{-(\xi + \tau)s} \end{aligned} \quad (62)$$

$$k = \frac{\lambda - \lambda e^{-(\xi + \tau)s} - \lambda + aKe^{-(\xi + \tau)s}}{-aKe^{-(\xi + \tau)s}} = \frac{-e^{-(\xi + \tau)s}(\lambda - aK)}{-aKe^{-(\xi + \tau)s}} = \frac{\lambda - aK}{aK} = \frac{\lambda}{aK} - 1$$

Nyní lze stanovit konečný tvar regulátoru, který zajišťuje stabilitu regulačního obvodu, sledování žádané hodnoty $w(t)$ a kompenzaci poruchy $d(t)$

$$G_Q(s) = \frac{\tilde{Q}(s)}{\tilde{P}(s)} = \frac{1 + \frac{Ts + e^{-\tau s}}{(s + \lambda)} \frac{k(s + \lambda)}{Ts + e^{-\tau s}}}{\frac{(s + \lambda) - (s + ae^{-\xi s})Ke^{-\tau s}}{Ts + e^{-\tau s}} - \frac{(s + ae^{-\xi s})Ke^{-\tau s}}{(s + \lambda)} \cdot \frac{k(s + \lambda)}{Ts + e^{-\tau s}}} \quad (63)$$

a po dalších úpravách a dosazení výsledného vztahu z (63) dostáváme výsledný tvar regulátoru

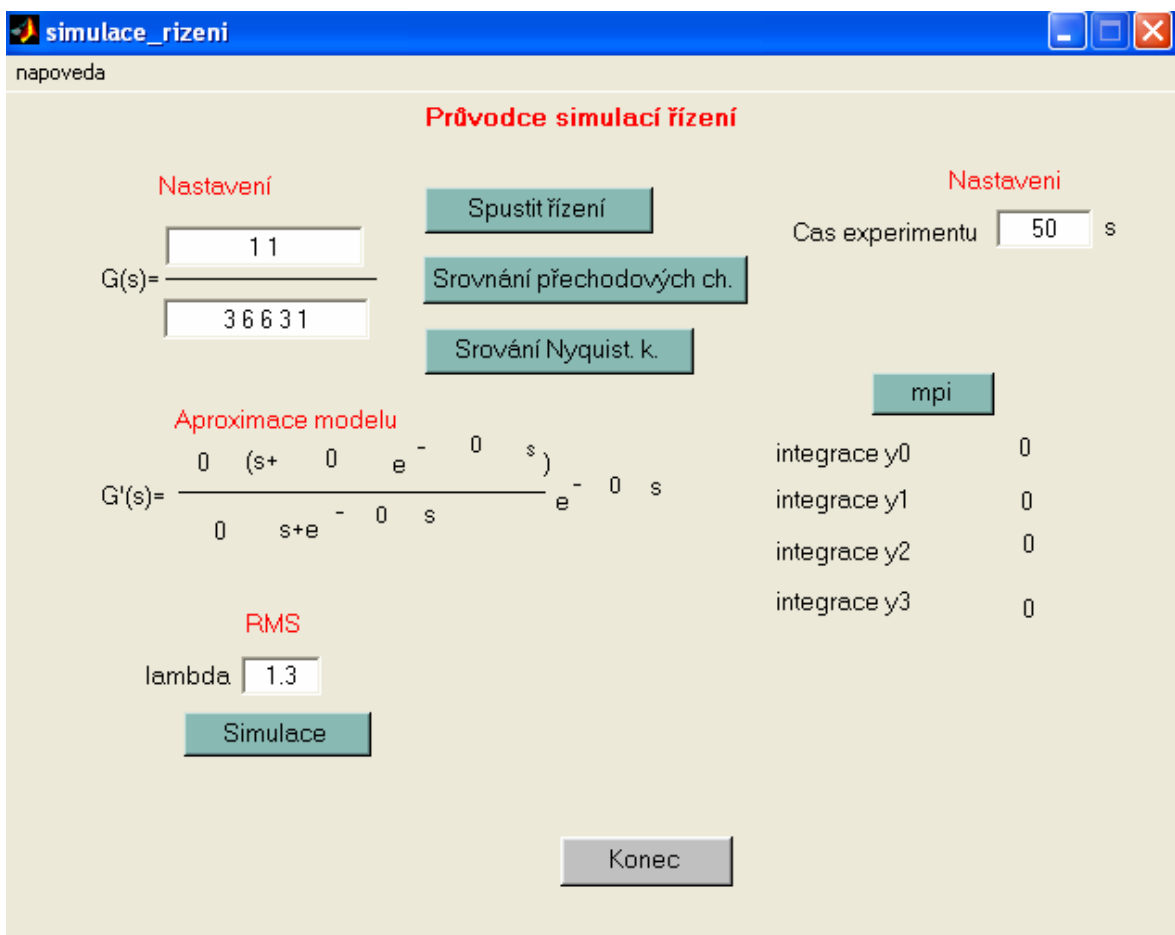
$$G_Q(s) = \frac{\lambda(Ts + e^{-\lambda s})}{K[s(a - \lambda e^{-\lambda s}) + a\lambda(1 - e^{-(\xi+\tau)s})]} \quad (64)$$

A zákon řízení tedy bude

$$\begin{aligned} U(s)\tilde{P}(s) &= \tilde{Q}(s)E(s) = \tilde{Q}(s)W(s) - \tilde{Q}(s)Y(s) \\ aKu'(t) - K\lambda u'(t - \tau) + aK\lambda u(t) - aK\lambda u(t - \xi - \tau) &= T\lambda e'(t) + \lambda e(t - \vartheta) \\ aKu(t) &= K\lambda u(t - \tau) - aK\lambda \int u(t)dt + aK\lambda \int u(t - \xi - \tau)dt + T\lambda e(t) + \lambda \int e(t - \vartheta)dt \quad (65) \\ u(t) &= \frac{\lambda}{a}u(t - \tau) - \lambda \int u(v)dv + \lambda \int u(v - \xi - \tau)dv + \frac{T\lambda}{aK}e(t) + \frac{\lambda}{aK} \int e(v - \vartheta)dv \end{aligned}$$

6 PROGRAMOVÁ REALIZACE SIMULAČNÍHO PROGRAMU V PROSTŘEDÍ MATLAB – SIMULINK

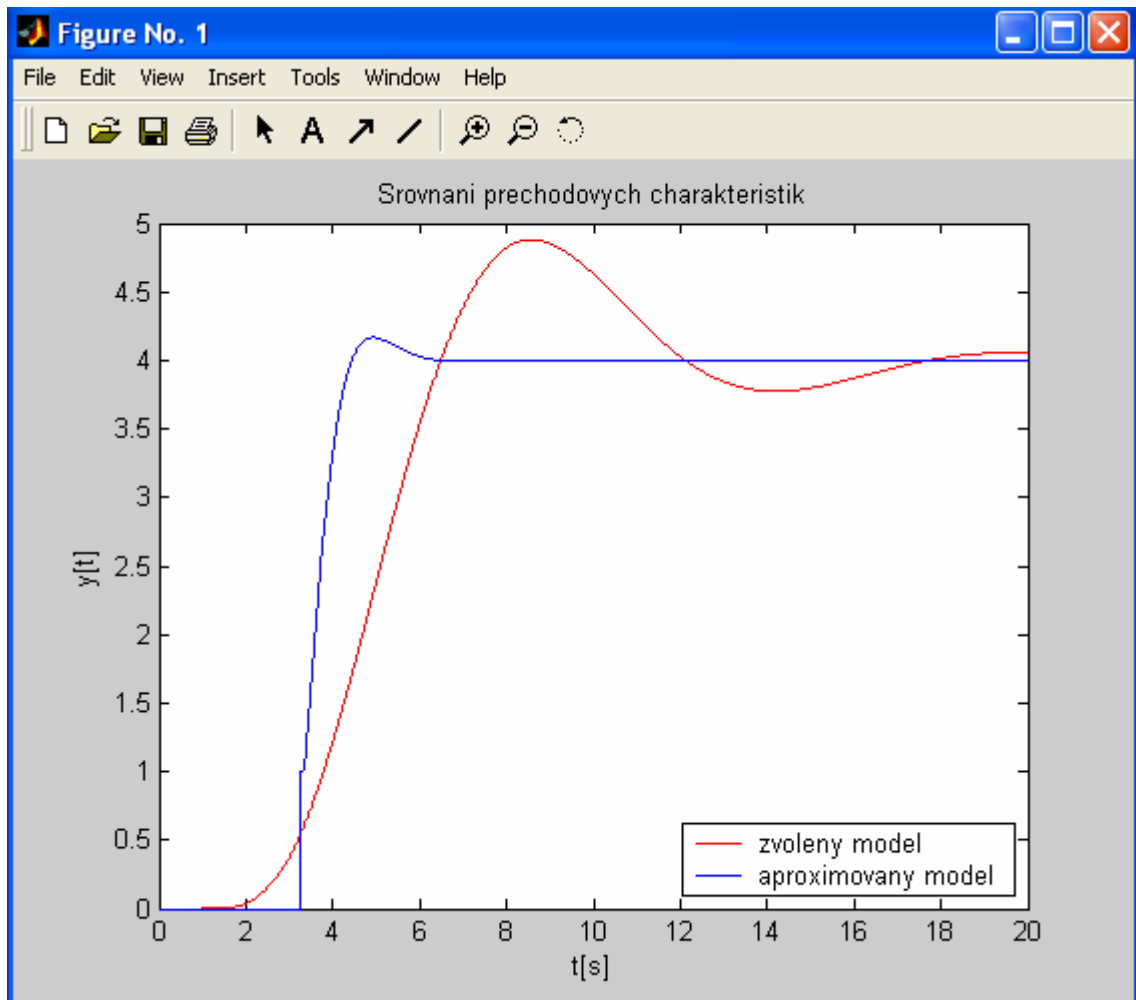
V programu Matlab – Simulink bylo vytvořeno jednoduché uživatelské prostředí pro simulační ověřování. Programové prostředí se spouští příkazem *simulace_rizeni.m*. Po odeslání příkazu se na obrazovce objeví úvodní okno, které je zobrazeno na obr. 5.



Obr. 5. Úvodní okno simulačního programu

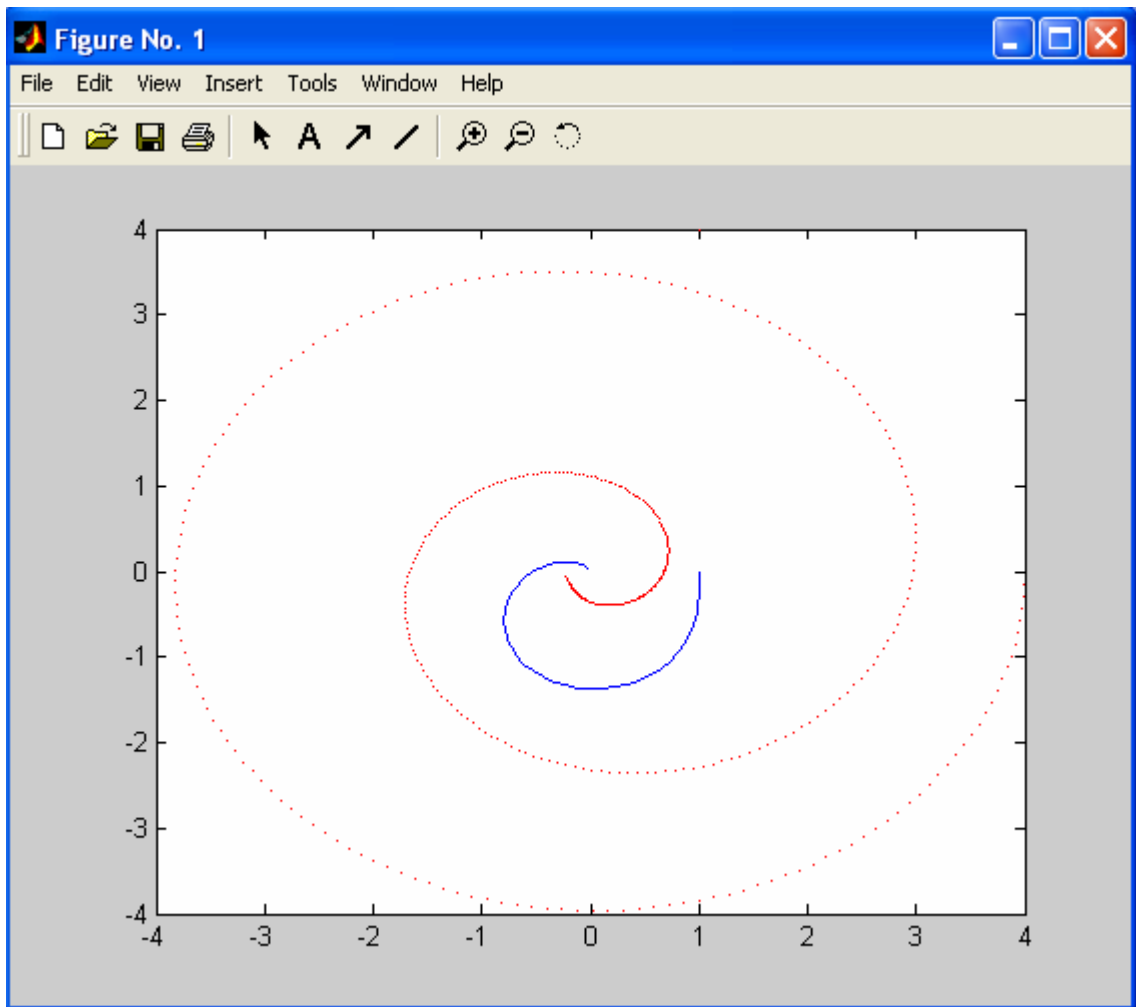
V okně podle obr. 5. lze na horní liště vyvolat nápovědu. Kliknutím na tlačítko *nápověda* se otevře nové okno se stručnou nápovědou pro uživatele. V nápovědě je obsažen popis funkcí jednotlivých oken.

V hlavním okně v sekci *nastavení* si uživatel dále může nastavit libovolný typ přenosu $G(s)$, který se zadává formou vektoru a dobu trvání experimentu. Úvodní okno nabízí spustit experiment pomocí metody postupné integrace. Kliknutím na tlačítko *mpi* proběhne experiment touto metodou, kdy systém bude aproximován podle nastaveného přenosu metodou MPI. Po ukončení simulačních výsledků se aproximovaný model zobrazí v přenosové funkci $G'(s)$. Nyní si uživatel může porovnat výsledky zvoleného modelu s modelem aproximovaným a to pomocí přechodové charakteristiky nebo nyquistovi křivky. Kliknutím na tlačítko *Srovnání přechodových ch.* se otevře nové okno, ve kterém se zobrazí graf zvoleného a aproximovaného modelu ve formě přechodové charakteristiky (viz obr. 6.).



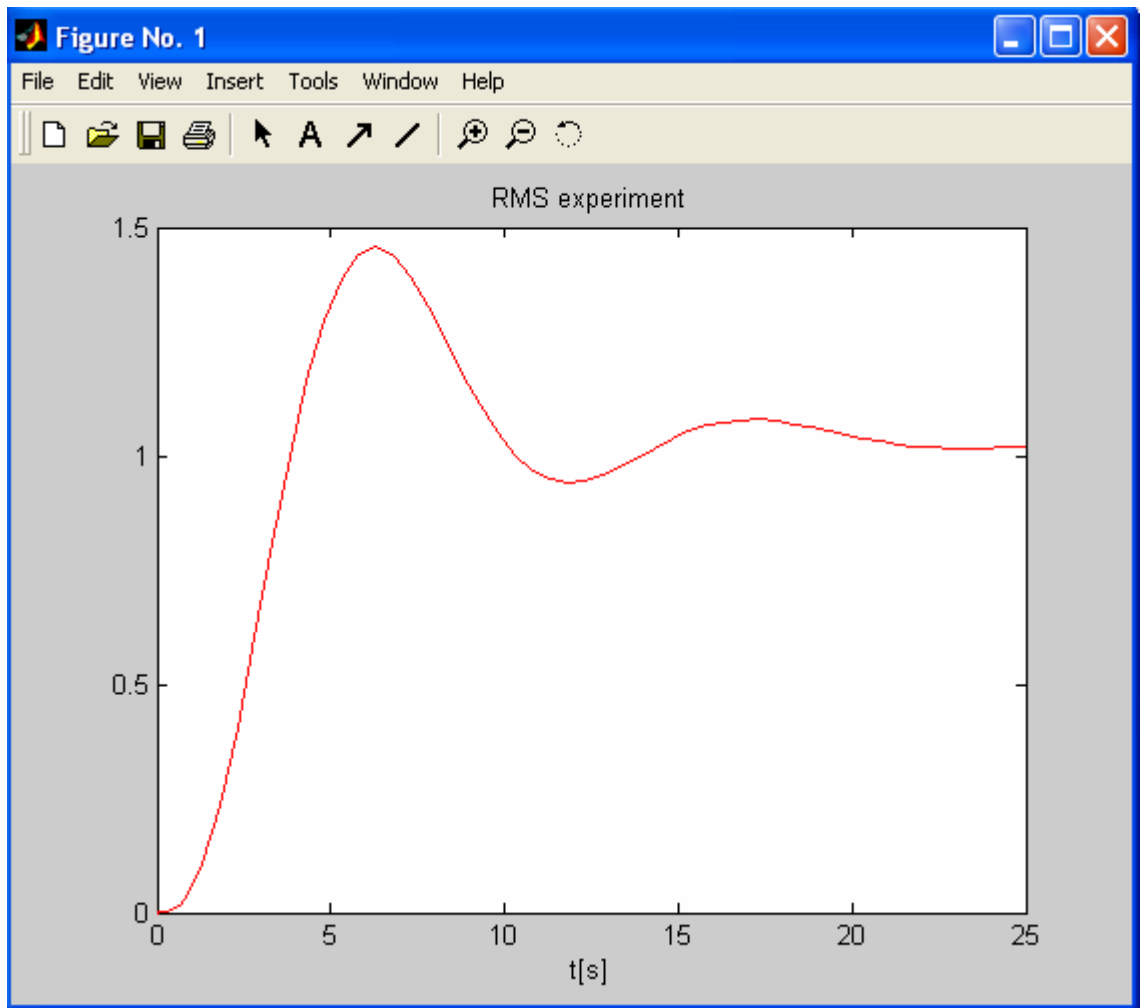
Obr. 6. Srovnání přechodových charakteristik zvoleného a aproximovaného modelu

Totéž se může provést pro srovnání nyquistových křivek po kliknutí na tlačítko *Srovnání nyquistových k.* (viz. obr. 7.)



Obr. 7. Srovnání nyquistových křivek zvoleného a aproximovaného modelu

V hlavním okně (obr 5.) si uživatel také může spustit řízení systému v okruhu R_{MS} . Syntéza řízení se spouští tlačítkem *spustit simulaci*. Před spuštěním simulace je možné si nastavit parametr λ . Po spuštění simulace se otevře nové okno, kterém je graficky zobrazen výsledek simulace (viz. obr. 8)



Obr. 8. Řízení systému v okruhu R_{MS}

Ukončení práce s programem se provede kliknutím na tlačítko konec.

ZÁVĚR

Tato práce se zabývá metodami identifikace a řízením systémů anizochronních modelů. Jelikož se zpoždění u anizochronních modelů vyskytuje i ve zpětných vazbách, jsou zpoždění modelovány posunutím časového argumentu u vstupní a výstupní veličiny, tedy i na levé straně diferenciální rovnice.

Nejdříve se pomocí metody postupné integrace odvodily vztahy pro odhad parametrů anizochronního modelu. Parametry modelu byly odhadnuty pomocí numerické metody pro aproximaci přechodových charakteristik. Tyto odhadnuté parametry se ověřily pomocí Newton–Raphsonovy iterační metody.

Metoda postupné integrace se ukázala jako vhodná pro aproximaci soustav vyššího řádu. Vhodnou volbou zpožďujících členů v čitateli a ve jmenovateli přenosu lze totiž docílit poměrně přesné aproximace přechodové charakteristiky soustavy vyššího řádu. Tato identifikační metoda také dokazuje, že je schopna adekvátně zachytit dynamiku vyššího řádu pouze prostředky prvního řádu.

Dále byl proveden návrh regulátoru s využitím algebraické metody v okruhu R_{MS} . V práci byla použita syntéza pro regulační obvod s jedním stupněm volnosti (1DOF).

Po ověření identifikací a řízení systémů je možno tvrdit, že anizochronní systémy mohou reprezentovat nebo aproximovat širokou třídu systémů bez zpoždění a to i vysokého řádu.

Pro programovou implementaci bylo nutné provést řadu výpočtů. Jako programový výsledek práce byl v prostředí Matlab – Simulink vytvořen uživatelský program. Tento program přehledným způsobem implementuje použité metody do automatického systému a umožňuje vytváření simulací regulačních pochodů.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] ZÍTEK, Pavel., VÍTEČEK, A. *Návrh řízení podsystémů se zpožděními a nelinearitami*. Nakladatelství ČVUT. Praha 1999.
- [2] ZÍTEK, Pavel., VYHLÍDAL, Tomáš. *Low order time delay approximation of conventional linear model*. In proceedings of 4th MathMod conference. [s.l.]: [s.n.], 2003. s. 28.
- [3] VYHLÍDAL, Tomáš., *Řízení systémů se zpožděním stavovou zpětnou vazbou* [online]. Dostupné z WWW:
<<http://www.fs.vsb.cz/akce/1999/asr99/Proceedings/papers/34/34.htm>>
- [4] PEKAŘ, Libor.: *Simulace a řízení systémů se zpožděním*. Diplomová práce. Zlín 2005.
- [5] ZÍTEK, Pavel. *Frequency-Domain Synthesis of Hereditary Control Systems via Anisochronic State Space*: Int. J. Control, 1997, Vol. 66, No. 4, s. 539 - 556.
- [6] ZÍTEK, Pavel. *Time Delay Control System Design Using Functional State Space*: CTU Reports, ČVUT Praha 1998, Vol. 2, No. 1, 93 s.
- [7] LIMPOUCH, J. *Newton-Raphsonova metoda pro systémy nelineárních rovnic* [online], poslední aktualizace: 2000-04-04 [cit. 2007-05-23]. Dostupné z WWW:
<<http://fluorescence.fjfi.cvut.cz/~limpouch/numet/nr/node15.html>>
- [8] BALÁTĚ, Jaroslav. *Automatické řízení* 1. vyd. Praha : BEN – technická literatura, 2004.664 s.

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

| | |
|--------------------------------------|---|
| 1DOF | struktury regulačních obvodů s jedním stupněm volnosti (One Degree of Freedom) |
| $\xi, \tau, \theta = \vartheta$ | časová zpoždění přímé a zpětné vazby |
| $K \cdot a$ | <i>koeficient statické citlivosti</i> |
| deg | stupeň příslušného polynomu |
| $d(t), D(s)$ | porucha na $u(t)$, resp. její obraz |
| $e(t), E(s)$ | regulační odchylka, resp. její obraz |
| s | komplexní proměnná |
| $u(t), U(s)$ | vstupní (akční) veličina, resp. její obraz |
| $w(t), W(s)$ | žádaná hodnota, resp. její obraz |
| $\mathbf{x}(t), \mathbf{X}(s)$ | vektor stavové proměnné, resp. jeho obraz |
| $y(t), Y(s)$ | výstupní veličina, resp. její obraz |
| $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$ | stavové matice a matice výstupu |
| $A(s), B(s)$ | (kvazi)polynomy v čitateli, resp. ve jmenovateli přenosu řízené soustavy |
| AFFCH | amplitudově fázová frekvenční charakteristika (Nyquistova křivka) |
| $F_D(s), F_W(s)$ | jmenovatel obrazu $d(t)$, resp. $w(t)$ |
| $G(s), G_R(s), G_Q(s)$ | přenos řízené soustavy, zpětnovazebního regulátoru |
| LSDS | lineární spojitý dynamický systém |
| ODE | obyčejná diferenciální rovnice |
| $P(s)$ | (kvazi)polynom ve jmenovateli přenosu regulátoru |
| P | okruh polynomů |
| $Q(s), R(s)$ | (kvazi)polynomy v čitateli přenosu zpětnovazebního, resp. přímovazebního regulátoru |
| R_{MS} | okruh ryzích a stabilních RQ-meromorfních funkcí |
| MPI | metoda postupné integrace |

T_u doba průtahu

T_n doba náběhu

SEZNAM OBRÁZKŮ

| | |
|--|----|
| Obr. 1. Regulační obvod typu 1DOF | 21 |
| Obr. 2. Blokové schéma modelu systému se zpožděním..... | 27 |
| Obr. 3. Blokové schéma modelu systému postupných integrací..... | 28 |
| Obr. 4. Přechodová charakteristika statické soustavy vyššího řádu | 30 |
| Obr. 5. Úvodní okno simulačního programu | 36 |
| Obr. 6. Srovnání přechodových charakteristik zvoleného a aproximovaného modelu | 37 |
| Obr. 7. Srovnání nyquistových křivek zvoleného a aproximovaného modelu | 38 |
| Obr. 8. Řízení systému v okruhu R_{MS} | 39 |

SEZNAM PŘÍLOH

P 1: CD-ROM s vytvořeným programovým rozhraním v programu Matlab – Simulink.