

**Počítačová podpora automatického řízení-  
Informační systém CAAC;  
Tématický okruh ANALÝZA**

Jiří Hubáček

---

Bakalářská práce

2006



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně  
Fakulta aplikované informatiky

---

**Vložit oficiální zadání diplomové/bakalářské práce**

Děkuji vedoucímu své bakalářské práce Ing. Pavlu Navrátilovi, Ph.D. za odborné vedení, podnětné připomínky a rady udílené při vypracování práce.

Souhlasím s tím, že s výsledky mé práce může být naloženo podle uvážení vedoucího bakalářské práce a ředitele ústavu. V případě publikace budu uveden jako spoluautor.

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

Ve Zlíně, 16. 6. 2006

.....

Jiří Hubáček

## **ABSTRAKT**

Prvním cílem této bakalářské práce bylo vypracovat literární rešerši na problematiku týkající se podpory elektronické formy výuky v oblasti automatického řízení se zaměřením především na tématický okruh ANALÝZA.

Dalším cílem bylo převzetí již existujícího návrhu informačního systému CAAC a naplnění vybraných základních submodulů, popřípadě upravení již existujících submodulů subsystému ANALÝZA v prostředí WWW stránek.

Součástí této práce bylo také vytvoření programu v MATLABu, který by sloužil pro analýzu, případně i syntézu regulačního obvodu, zařazení tohoto programu do informačního systému CAAC, včetně vytvořené informační www stránky o tomto programu.

Posledním cílem bylo zprovoznit vytvořené WWW stránky na Internetu.

Klíčová slova: ANALÝZA, MATLAB, CAAC

## **ABSTRACT**

The first goal of this bachelor thesis was to work up literature retrieval of problems dealing with support of electronic forms of education in the area of automatic control oriented especially on the circle ANALYSIS.

The next goal was to take over already exists suggestion of information system CAAC and was to load chosen basic submodules, eventually modify already exists submodules of subsystem ANALYSIS on the WWW pages.

The part of this paper work was to create the program in MATLAB, which would serve for analysis and synthesis of a control loop, and next inserting of this one, including creating information webpages to this program, into information system CAAC.

The last goal was to make accessible on WWW pages on the Internet.

Keywords: ANALYSIS, MATLAB, CAAC

## OBSAH

<b>1</b>	<b>ÚVOD</b> .....	<b>7</b>
<b>2</b>	<b>PŘEHLED SOUČASNÉHO STAVU PROBLEMATIKY</b> .....	<b>9</b>
<b>3</b>	<b>TVORBA WWW STRÁNEK</b> .....	<b>12</b>
	3.1.1 Nástroje pro tvorbu HTML dokumentů .....	13
	3.1.2 Kaskádové styly CSS .....	14
<b>4</b>	<b>POČÍTAČOVÁ PODPORA VÝUKY PRO OBLAST AUTOMATICKÉHO ŘÍZENÍ</b> .....	<b>15</b>
	4.1 ZÁKLADNÍ KONCEPCE A STRUKTURA INFORMAČNÍHO SYSTÉMU CAAC.....	16
	4.2 STRUKTURA INFORMAČNÍHO SYSTÉMU CAAC.....	17
	4.3 STROMOVÁ STRUKTURA SUBSYSTÉMU „ANALÝZA“ INFORMAČNÍHO SYSTÉMU CAAC .....	18
<b>5</b>	<b>ANALÝZA REGULAČNÍHO OBVODU</b> .....	<b>19</b>
	5.1 REGULAČNÍ OBVOD .....	19
	5.2 LAPLACEOVA TRANSFORMACE.....	20
	5.2.1 Přímá Laplaceova transformace .....	20
	5.2.2 Zpětná Laplaceova transformace .....	21
	5.2.3 Vlastnosti Laplaceovy transformace .....	22
	5.2.4 Použití Laplaceovy transformace .....	23
	5.3 POPIS STATICKÝCH A DYNAMICKÝCH VLASTNOSTÍ SYSTÉMU .....	24
	5.3.1 Vnější popis systému.....	24
	5.4 STABILITA .....	32
	5.4.1 Definice stability a obecné podmínky stability.....	32
	5.4.2 Kriteria stability .....	33
<b>6</b>	<b>SYNTÉZA REGULAČNÍHO OBVODU</b> .....	<b>36</b>
	6.1 REGULÁTORY S PEVNĚ DANOU STRUKTUROU .....	36
	6.1.1 Nastavení z přechodové charakteristiky (2. Ziegler - Nicholsova metoda).....	37
	6.1.2 Chien, Hrones a Reswickova metoda (CHR metoda).....	37
	6.1.3 Naslinova metoda.....	38
	6.1.4 Whiteleyovy standardní tvary .....	39
	6.2 ALGEBRAICKÉ METODY ŘÍZENÍ .....	42
	6.2.1 Polynomiální metoda - systém řízení se zpětnovazebním regulátorem (konfigurace 1DOF) .....	42
	6.2.2 Polynomiální metoda - systém řízení se zpětnovazebním a přímovazebním regulátorem (2DOF konfigurace).....	44
	6.2.3 Aproximace dopravního zpoždění .....	46
	6.2.4 Úloha umístění pólů .....	48
	6.3 KVALITA REGULACE.....	48
<b>7</b>	<b>VLASTNÍ NAPLŇOVÁNÍ INFORMAČNÍHO SYSTÉMU CAAC</b> .....	<b>50</b>
	7.1 OSNOVA WWW STRÁNEK.....	50
	7.1.1 Osnova WWW stránky subsystému.....	50
	7.1.2 Osnova WWW stránky základního submodulu .....	51

7.2	STRUKTURY ADRESÁŘŮ A UMÍSTĚNÍ SOUBORŮ V INFORMAČNÍM SYSTÉMU CAAC.....	51
7.2.1	Základní struktura adresářů a umístění souborů .....	52
7.3	INFORMAČNÍ SEZNAMY O STAVU ŘEŠENÍ JEDNOTLIVÝCH ČÁSTÍ INFORMAČNÍHO SYSTÉMU CAAC.....	52
<b>8</b>	<b>POPIS INTEGROVANÉHO VÝVOJOVÉHO PROSTŘEDÍ MATLAB.....</b>	<b>54</b>
<b>9</b>	<b>PROGRAM TAR-AS.....</b>	<b>57</b>
9.1	SROVNÁNÍ VYBRANÝCH METOD SYNTÉZY .....	58
9.1.1	Vyhodnocení vybraných metod syntézy .....	77
	<b>ZÁVĚR .....</b>	<b>80</b>
	<b>SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY.....</b>	<b>81</b>
	<b>PŘEHLED POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK.....</b>	<b>82</b>
	<b>SEZNAM OBRÁZKŮ .....</b>	<b>84</b>
	<b>SEZNAM TABULEK.....</b>	<b>85</b>
	<b>SEZNAM PŘÍLOH.....</b>	<b>86</b>

## 1 ÚVOD

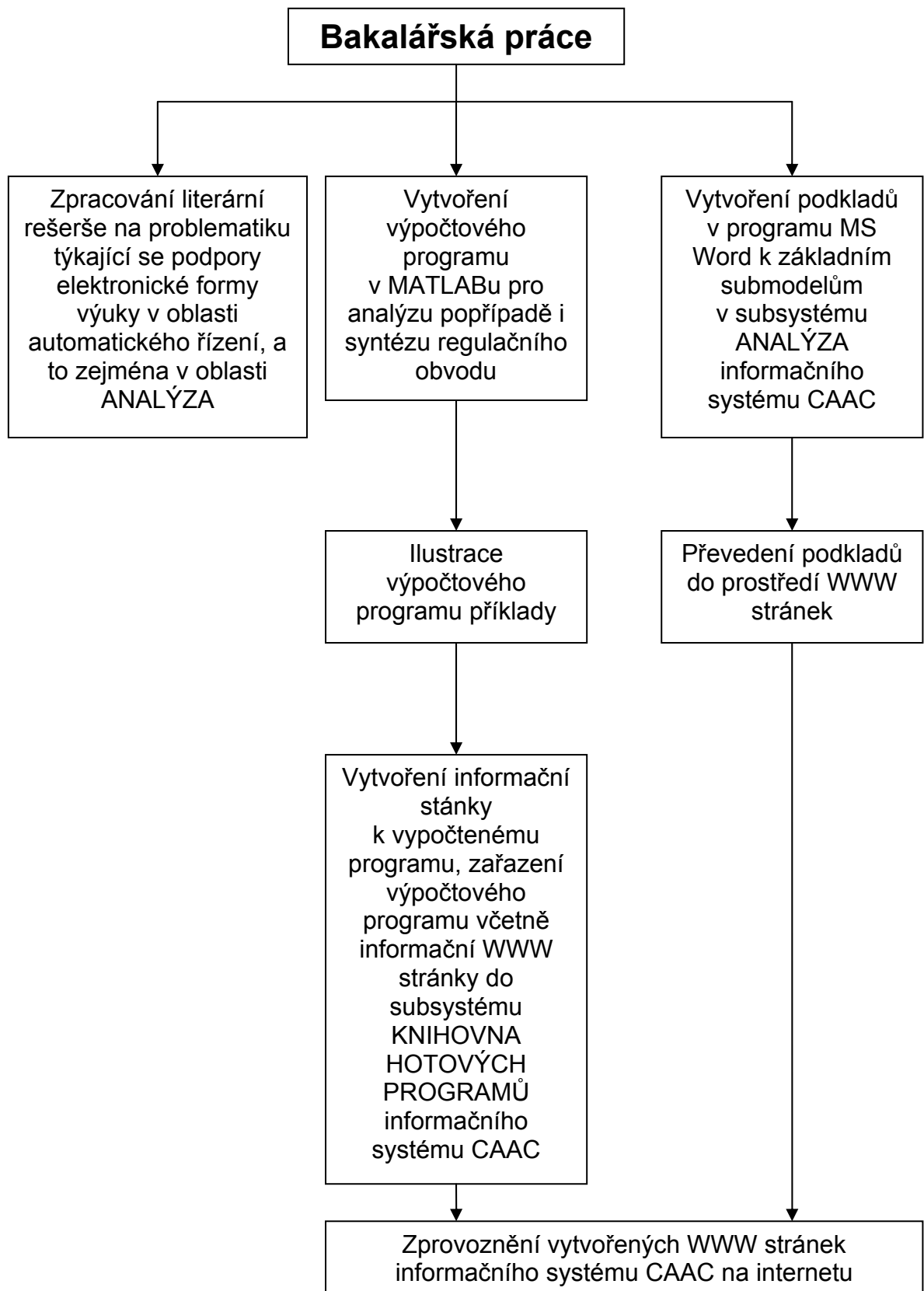
V současné době výpočetní technika významně zasahuje do všech odvětví lidského snažení. Je také důležitou pomůckou a hybnou silou v komplexním vývoji informačních technologií. Využívá se hlavně tam, kde by běžné metody zpracovávání dat byly časově a technicky velmi náročné a díky tomu i značně nákladné. Jsou to zejména grafické simulace průběhu procesu na základě vložených informací, složité výpočtové operace, rozsáhlé databáze dat a jiné operace, které by bez pomoci programů navržených pro tyto účely byly dnes již snad neřešitelné. Vývoj softwarového vybavení výpočetní techniky je již dnes na takové úrovni, že nám neslouží jen jako pomocné nástroje, ale jsou schopny samy zadané úlohy řešit nebo kontrolovat jejich navrhování, provoz, řízení a ovládání.

Automatizace a řízení je jeden z oborů, kde zastávají zmíněné technologie jednu z klíčových úloh, poněvadž zde člověka v některých fázích zcela úplně nahrazují. Usnadňují navrhování soustav a jejich parametrů, jako je volba typu regulátoru a jeho parametrů, struktury regulátoru atd. Je důležitá také při průběžné analýze, simulaci, monitorování, atd.

V tomto odvětví se používá velké množství programů, které provádějí činnosti zmiňované v předchozím odstavci např. regulaci měřené soustavy, simulaci regulačního pochodu, atd. Z tohoto velkého množství programů si uvedeme jeden z nejpoužívanějších, kterým je MATLAB. Tento program obsahuje velké množství nástrojů, pomocí kterých na základě vložených dat a parametrů provádí numerické či grafické řešení úloh, identifikaci systému, jeho řízení, optimalizaci a další. [3],[4]

Tato práce se podrobněji zabývá problematikou týkající se podpory elektronické formy výuky v oblasti automatického řízení a to zejména v tématickém okruhu ANALÝZA. Dále se zabývá naplněním vybraných základních submodulů, případně doplněním již existujících základních submodulů subsystému „Analýza“, která má již navrženou stromovou strukturu na obrázku (Obr. 4.3) informačního systému CAAC v prostředí WWW stránek a jejich zprovoznění na Internetu. Další částí je pak tvorba programu v programovém prostředí MATLABu pro analýzu případně i syntézu členů regulačního obvodu a dále pak zařazení tohoto programu, včetně vytvořené informační WWW stránky o tomto vytvořeném programu, do subsystému KNIHOVNA HOTOVÝCH PROGRAMŮ informačního systému CAAC. Součástí této práce je také srovnání vybraných metod syntézy, které byly použity ve výše zmíněném programu, pro vybraný přenos soustavy bez dopravního zpoždění a pro vybraný přenos soustavy s dopravním zpožděním. Poslední částí této práce je zprovoznění vytvořených WWW stránek na Internetu.

Na následujícím obrázku (Obr. 1.1) je zobrazena základní struktura bakalářské práce.



Obr. 1.1 Schéma bakalářské práce



## 2 PŘEHLED SOUČASNÉHO STAVU PROBLEMATIKY

Základním předpokladem a dnes již podmínkou uplatnění různých forem automatizace výrobních, inženýrských i řídicích procesů je založit a cílevědomě rozšiřovat počítačovou podporu všech těchto činností. Tato podpora je podmíněna aplikací adekvátního souběžného rozvoje hardwaru a softwaru, ale i dovedením této podpory do plné uživatelské formy.

V dnešní době se počítačová podpora výuky v jakékoliv oblasti, jako například automatizace, strojírenství, stavebnictví, energetika, bankovníctví, pojišťovnictví, atd., zahrnuje pod pojem eLearning nebo také E-learning, tzn. elektronická výuka. Jedná se o moderní způsob výuky podporovaný moderními informačními a komunikačními technologiemi, při němž studující přistupují ke vzdělávacím programům a kurzům ze svých počítačů pomocí internetových prohlížečů, jako je například Internet Explorer nebo Netscape Navigator, nebo přímo na počítačích z CD ROMů. V současnosti již nestačí pouze správnou informaci ve správný okamžik získat, ale je třeba též tuto informaci plně pochopit a dát si ji do patřičných souvislostí. To právě díky svým výukovým schopnostem přináší eLearning. E-learning se proto silně prosazuje nejen ve vzdělávání studentů, ale také jako prostředek, jak efektivně informovat zaměstnance nebo zákazníky a partnery o důležitých skutečnostech. Elektronické formy výuky lze tedy využít buď jako doplňku klasické formy výuky (knihy, kazety, atd.) nebo jako úplné náhrady klasické formy výuky, například u kombinované formy studia.[5]

Elektronickou výukou týkající se oblasti teorie automatického řízení se již delší dobu zabývají pracoviště ve světě, například na univerzitě v Marylandu, TU v Michiganu, případně TU v Tampere nebo univerzitě v Linköpingu. V posledních letech se však tímto druhem výuky začaly zabývat i pracoviště v České Republice, jako například na VŠB-TU Ostrava, na TU Liberec, na ČVUT v Praze a také i na naší univerzitě, tj. UTB ve Zlíně. Na všech těchto pracovištích mají vytvořeno několik elektronických publikací a to nejenom pro oblast automatického řízení.

Na VŠB-TU Ostrava, Fakultě strojní, Katedře automatizační techniky a řízení mají vytvořeno několik elektronických učebnic zaměřených také mimo jiné na teorii automatického řízení, konkrétně na analýzu regulačních obvodů, syntézu regulačních obvodů a na matematické metody v řízení. Stránky většinou obsahují popis problému, ukázkový příklad a v některých případech i jednoduché skripty.

Tyto tři elektronické učebnice, včetně dalších týkající se však jiných oblastí lze nalézt na internetové adrese [http://www.352.vsb.cz/uc\\_texty/Welcome.htm](http://www.352.vsb.cz/uc_texty/Welcome.htm).

Na TU Liberec, Fakultě mechatroniky, Katedře řídicí techniky mají vytvořeno několik WWW stránek, jež se zabývají oblastí automatizace a ve kterých je popisována analýza dynamických systémů, syntéza regulačních obvodů, identifikace a umělá inteligence. Tyto WWW stránky většinou obsahují odkaz na nějaký soubor (většinou ve formátu „\*.pdf“), který popisuje nějaký problém a který je možno si zkopírovat na vlastní disk. Tyto WWW stránky lze nalézt na internetové adrese [http://www.fm.vslib.cz/~krt/krt\\_cz/vyuka/text.htm](http://www.fm.vslib.cz/~krt/krt_cz/vyuka/text.htm).

Na ČVUT v Praze, Fakultě elektrotechnické, Katedře řídicí techniky mají vytvořeno několik WWW stránek zabývajících se analýzou systémů a syntézou regulačního obvodu. Tyto WWW stránky většinou obsahují stručný popis problému a ukázkový příklad a lze je nalézt na internetové adrese <http://dce.felk.cvut.cz/sri2/ss>.

Na naší univerzitě, na UTB ve Zlíně, Institutu informačních technologií, Ústavu teorie řízení je vytvořen modul zabývající se adaptivním řízením jednorozměrových diskretních systémů. Jedná se v podstatě o knihovnu samočinně se nastavujících regulátorů vytvořenou pro program MATLAB/SIMULINK. Na WWW stránce k tomuto modulu jsou ve stručnosti popsány jeho možnosti. Součástí této WWW stránky jsou i odkazy na archivy (soubory ve formátu „\*.zip“), které obsahují mimo jiné i podrobnější nápovědu (soubor v formátu „\*.pdf“) k jednotlivým souborům, vytvořeným pro konkrétní metody návrhu diskretních regulátorů, vyskytujícím se v knihovně samočinně se nastavujících regulátorů. Internetová adresa tohoto modulu je <http://www.utb.cz/stctool>.

Na univerzitě v Marylandu je vytvořeno okolo dvaceti menších modulů zabývajících se analýzou systémů, robustním řízením a zejména pak zpracováním signálů. WWW stránky těchto modulů většinou obsahují krátký text popisující daný problém, Java applet pro lepší pochopení řešeného problému a v některých případech také audio. Internetová adresa těchto WWW stránek je <http://www.jhu.edu/~signals>.

Na technické univerzitě v Michiganu mají vytvořeno také několik menších modulů zabývajících se oblastí analýzy a syntézy. WWW stránky těchto modulů obsahují popis řešeného problému, ukázkový příklad a v některých případech i Java applety sloužící k porozumění řešeného problému. Tyto WWW stránky lze najít na internetové adrese <http://www.chem.mtu.edu/~tbco/cm416/cm416.html>.

Na technické univerzitě v Tampere je vytvořen modul zabývající se oblastí syntézy, zejména pak nastavováním PID regulátorů. WWW stránky obsahují velmi krátkou teorii k danému řešenému problému a dále pak Java applety. Tyto WWW stránky lze nalézt na internetové adrese <http://ae.tut.fi/~juke/java/pidtuning/index.html>.

Na univerzitě v Linköpingu jsou vytvořeny WWW stránky s velkým množstvím zpracované teorie v oblastech analýzy, syntézy a identifikace. WWW stránky obsahují vždy nějaký text s popisem problému včetně odkazu na zdroj získaných informací. Tyto WWW stránky lze nalézt na internetové adrese <http://www.control.isy.liu.se/research>.

Velkou informační hodnotu mají také stránky s odkazy na různé další pracoviště zabývající se automatizací, jako například <http://www.352.vsb.cz/e-automatizace>, <http://www.theorem.net/control.html>, případně <http://www.control.isy.liu.se/related/index.html?showitem=s1>.

Pracoviště, které jsou zmíněné v této práci určitě nejsou jediné zabývající se počítačovou podporou v oblasti automatického řízení. U nás i ve světě zcela jistě existují další pracoviště zabývající se tímto způsobem výuky, z nichž některé mají tento problém zpracovaný lépe, jiné hůře. [3]

Důležitým požadavkem v dnešní době je možnost ověřit si pokud možno co nejdříve získané poznatky. Pro tento účel byly vytvořeny simulační programy, z nichž jedním z nejvíce používaných, zejména na vysokých školách je program MATLAB/SIMULINK. O jeho velkém využití svědčí i několik publikací vydaných k výuce tohoto programového systému, např. dvojskripta vytvořené na FEI STU v Bratislavě docentem Kozákem, kde jsou příkazy MATLABu uváděny ve spojitosti s identifikací. Další informace, případně příklady použití příkazů MATLABu lze najít na WWW stránkách Internetu, např. <http://www.mathworks.com>, což je stránka firmy která vytváří tento produkt, dále pak <http://www.engin.umich.edu/group/ctm/>, což je stránka která obsahuje kurz zaměřený na využití MATLABu v automatizaci.

Počítačová podpora výuky je součástí E-learningu, která neobsahuje zkoušení získaných vědomostí.

Souhrnně lze konstatovat, že elektronický způsob výuky pomocí Internetu je v současné době velmi rozšiřován.

### 3 TVORBA WWW STRÁNEK

Jednou z nejstarších technologií sloužící k vytváření webových stránek je HTML (HyperText Markup Language). Dnes je základem pro vytváření téměř všech webových stránek, i když existuje celá řada jeho inovací, jako např. XHTML (eXtensible HyperText Markup Language), atd. HTML dokument je tvořen textem, který si přejeme zobrazit a je umístěn mezi HTML příkazy neboli značky (tagy), které informují prohlížeč o tom, jakým způsobem má text zobrazit. Každý HTML dokument musí začínat počáteční značkou `<html>` a musí být ukončen odpovídající značkou `</html>`.

Ta informuje prohlížeč o tom, že daný dokument je napsán v jazyce HTML. HTML dokument obsahuje dvě části:

- záhlaví (head),
- tělo (body).

Text obsažený mezi značkami `<head>` a `</head>` se nezobrazuje na stránce prohlížeče. Tato část obsahuje informace o dokumentu (metainformace), např. jeho titulek. Na webové stránce se zobrazí pouze text obsažený mezi značkami `<body>` a `</body>`. HTML má také mnoho značek a atributů, které se používají pro další úpravy textu.

HTML dokumenty se můžou vytvářet několika způsoby:

- HTML editory
  - programy, které znají zpravidla všechny komponenty jazyka často používaný název je také WYSIWYG editor pocházející zkrácením anglických slov What You See Is What You Get (MS FrontPage, HomeSite, Macromedia Dreamweaver, aj.).
- Konvertory
  - programy sloužící k převodu jiných typů souborů (\*.doc, \*.txt) do jazyka HTML (MS Word, atd.).
- Přímá editace HTML stránek
  - stačí jakýkoliv ASCII editor (Poznámkový blok) a znalost jazyka HTML.

### Základní struktura HTML dokumentů

Každý vytvářený dokument v HTML jazyce by měl obsahovat následující strukturu, která je považována za základní:

<html>Začátek dokumentu

<head>Začátek hlavičky dokumentu

Obsahuje informace, které se na stránce nezobrazují, ale poskytují o ní doplňující informace (jméno autora, použitá znaková sada, titulek apod.)

<meta name="Author" content="Jan Novák">

<meta http-equiv="content-type" content="text/html; charset=windows-1250">

<title> Moje stránka</title>

</head>Konec hlavičky dokumentu

<body>Začátek vlastního těla dokumentu

Zde je místo pro vlastní předmět tvůrce stránky obsahující text, obrázky, tabulky aj.

</body>Konec vlastního těla dokumentu

</html>Ukončení dokumentu HTML

#### 3.1.1 Nástroje pro tvorbu HTML dokumentů

Jedná se přímo o programy, které jsou určeny k vytváření dokumentů v jazyce HTML. Často se nazývají také WYSIWYG editory, což je zkratka z anglického What You See Is What You Get. Tyto programy dokáží pomocí svých knihoven nástrojů spolehlivě vytvořit stránky na základě představ programátora o jejich vzhledu. V těchto dnes již programových sestavách jsou obsaženy přidružené programy například pro správu a editaci obrázků v různých formátech, tabulek, aj.

Jako příklad nástrojů pro podporu vytváření HTML dokumentů zde můžeme uvést např. Macromedia Dreamweaver, HomeSite, MS FrontPage, atd. [8]

Další skupinou pro tvorbu HTML dokumentů jsou tzv. konvertory. To jsou programy sloužící pro převod jiných typů souborů (\*.txt, \*.doc) do jazyka HTML (MS Word, aj.).

Stránky WWW lze však také napsat v prostém textovém editoru (Poznámkový blok, WordPad, atd.) a následně si jej prohlédnout v prohlížeči HTML dokumentů (Microsoft Internet Explorer, Netscape Navigator, Mozilla, Opera, aj.). Tato metoda je velmi náročná a pracná, avšak definice parametrů stránek je velmi přesná.

#### MS FrontPage

Microsoft FrontPage je program, který umožňuje rychlou a snadnou tvorbu a správu WWW stránek bez znalosti HTML jazyka. Zahrnuje nástroje vizuálního vytváření a úprav webových stránek, správy webů a práci s nimi.

Program zobrazuje všechny součásti stránky jako je text, obrázky, tabulky a formuláře stejným způsobem, jakým se zobrazí v prohlížeči. Při tvorbě stránky tak za nás FrontPage vytváří potřebný kód HTML. Stačí tedy pouze vytvářet stránky přímo v grafickém režimu tak, jak bychom chtěli, aby vypadali na webu. Program za nás převede veškeré formátování do HTML jazyka. Ve stránkovém zobrazení můžeme používat text různých stylů jazyka HTML, formátovat odstavce, měnit barvu a velikost textu, atd. Mezi pokročilejší možnosti tvorby stránek ve FrontPage patří tvorba formulářů, tabulek, rámců a vkládání ovládacích prvků ActiveX a appletů Javy.

Tento program také podporuje novější webové technologie CSS a DHTML. Do webové stránky můžeme také vkládat obrázky různých typů, které se převedou do formátu GIF nebo JPEG. [2],[6],[7],[8]

### 3.1.2 Kaskádové styly CSS

HTML je značkovací jazyk, ve kterém by se pomocí značek měl vyznačovat význam jednotlivých částí textu. V HTML existuje několik atributů a elementů, které ovlivňují pouze grafický vzhled. Použitím těchto atributů a elementů je sice možno získat graficky atraktivní stránku, má to však řadu nevýhod. Text stránky je mnohdy špatně strukturován, protože jednotlivé elementy jsou využívány účelově k dosažení určitých grafických efektů. Druhou velkou nevýhodou je velká pracnost, protože většina z vizuálních atributů musí být nastavována opakovaně u všech elementů. Obě tyto nevýhody odstraňují kaskádové styly - Cascading Style Sheets (CSS).

Kaskádové styly umožňují definovat způsob zobrazení (druh a velikost písma, barvu, zarovnání, velikost okraje, barvu posuvníků, apod.) každého elementu (existujícího, např.: „*H1*“, případně nově vytvořeného, např.: „*vlastni\_styl*“) na stránce. Styl však není přímo součástí textu stránky a tak může být zápis stránky přehlednější a dobře strukturovaný. Navíc styly umožňují definovat jednotný vzhled určitého elementu v celém dokumentu jedním zápisem, tzn., že není potřeba jej opakovat u každého elementu. Styly je možné definovat buď přímo v záhlaví HTML dokumentu nebo v externím souboru (soubor ve tvaru „\*.css“), což je nejčastější případ.

Výhodou definice stylů v externím souboru je to, že tento jeden externí soubor může být využíván více WWW stránkami. Při požadavku na změnu vzhledu WWW stránek stačí pouze upravit daný styl v tomto externím souboru a změny se pak automaticky promítnou do všech WWW stránek, které využívají daný externí soubor.

Velkou předností kaskádových stylů je i podpora jiných platform. Pomocí kaskádových stylů lze totiž nadefinovat rozdílný vzhled např. pro výstup na tiskárnu, pro mobilní telefony, atd. Využití kaskádových stylů při tvorbě HTML dokumentů je obdobné jako použití stylů v programu MS Word. [3]

## 4 POČÍTAČOVÁ PODPORA VÝUKY PRO OBLAST AUTOMATICKÉHO ŘÍZENÍ

Navržený informační systém CAAC je synonymní s termínem CADCS (Computer Aided Design in Control System), který je více rozšířený. Některé programové balíky CADCS poskytují počítačovou podporu v oblasti analýzy a syntézy lineárních i nelineárních systémů, jiné programové balíky zase umožňují počítačovou podporu v oblasti modelování, identifikace, simulace a optimalizace systémů.

Mimo MATLAB/SIMULINKu však existuje celá řada dalších simulačních nástrojů, jako například Modelica, ACSL (Advanced Continuous Simulation Language), Easy5, Maple, Mathematica, atd. Z české produkce je možno zmínit například simulační program SIPRO, který je vyvíjen na VŠB-TU Ostrava, Katedře automatizační techniky a řízení.

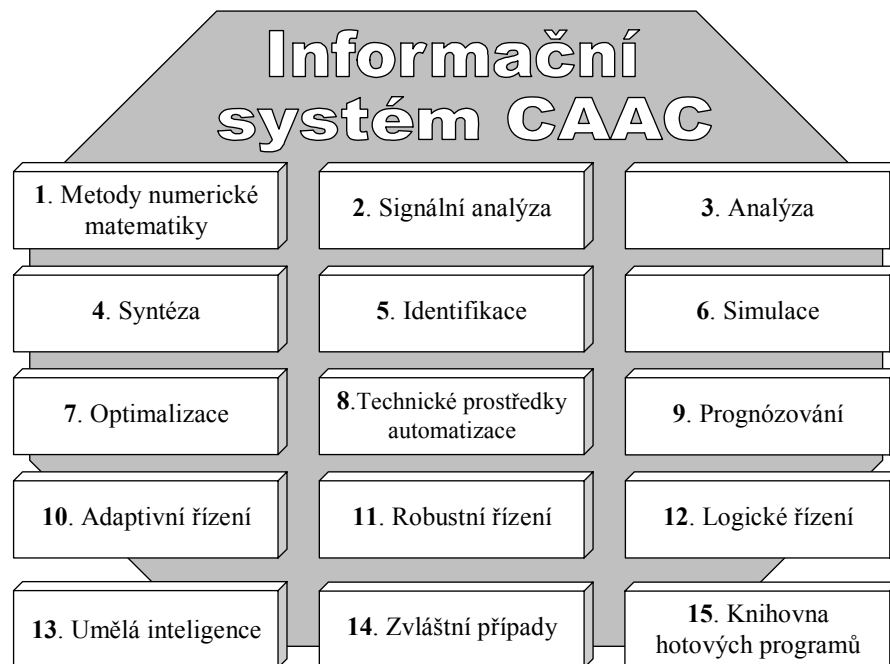
Aktuální informace týkající se simulačních programů a nástrojů lze najít v časopisech „Simulation News Europe“ (SNE), případně na internetových stránkách tohoto časopisu, jehož adresa je <http://www.argesim.org>.

Z uvedeného stručného přehledu je zřejmá snaha odborných pracovišť přiblížit teorii automatického řízení zájemců z technické veřejnosti.

Současná technologie přenosu informací tyto snahy umožňuje a díky snadné dostupnosti je k dispozici takřka každému. Elektronické vzdělávání automatického řízení prostřednictvím Internetu je směr mladý, avšak velmi dynamicky se rozvíjející. [3],[4]

#### 4.1 Základní koncepce a struktura informačního systému CAAC

Teorie automatického řízení je členěna do specializovaných tematických okruhů znázorněných níže (Obr. 4.1). Záměrem je modulární řešení konkrétního návrhu automatického řízení v technologickém procesu.



Obr. 4.1 Struktura informačního systému CAAC

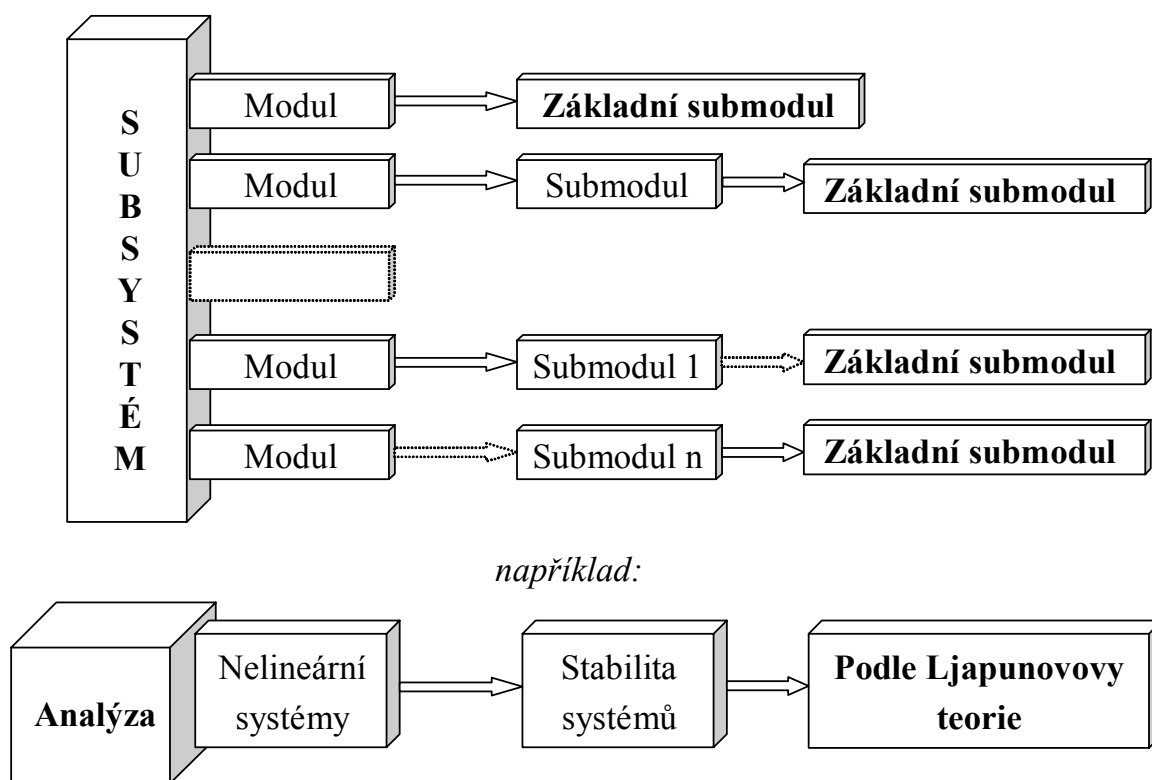
Zpracovávaný informační systém CAAC (Computer Aided Automatic Control) představuje průběžně tvořený, otevřený systém dílčích tematických okruhů, tzv. subsystémů pro počítačovou podporu teorie automatického řízení, který je neustále doplňován a upravován pro nejlepší názornost směrem ke studentům. V samotném závěru by měl informační systém CAAC být uceleným, komplexním nástrojem počítačové podpory automatického řízení. [3]



## 4.2 Struktura informačního systému CAAC

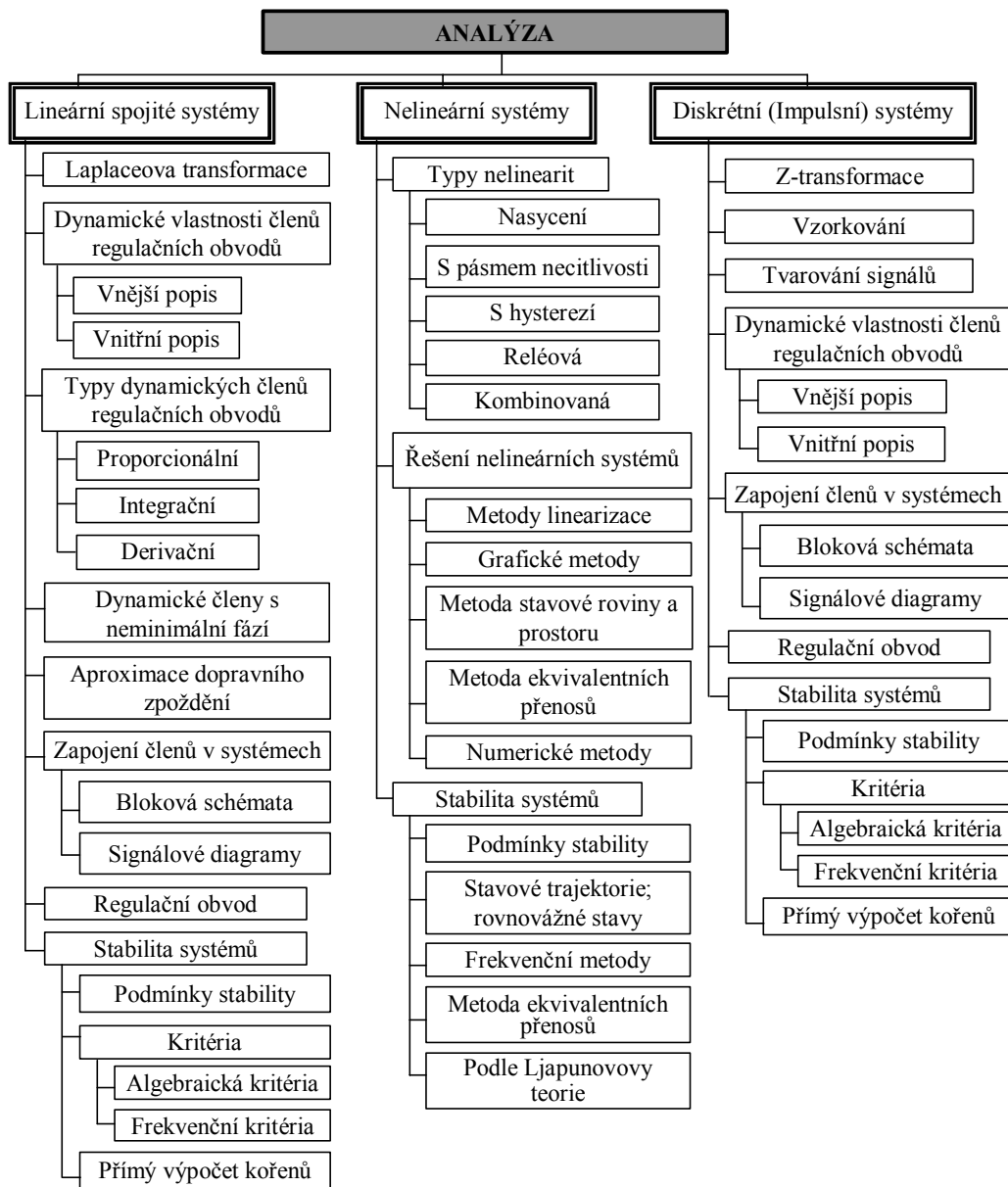
Ve všech výše zmiňovaných subsystémech systému CAAC (Obr. 5.1) je formulována tzv. problémová specifikace. Každý subsystém je rozčleněn na moduly, které se dále člení na submoduly až do základních submodulů (Obr. 4.2).

Základní submodul je nejnižší úroveň hierarchického uspořádání systému CAAC, který řeší konkrétní problém (např. algebraická kritéria stability) daného subsystému např. Analýza) a obsahuje odborný popis, ukázkový příklad, výpočetní program a použitou případně použitou literaturu. Výjimku tvoří pouze subsystém „Knihovna hotových programů“, kde základní submodul obsahuje výpočetní program napsaný pro konkrétní subsystém nebo subsystémy a dále pak popis tohoto programu. [3]



Obr. 4.2 Struktura subsystémů informačního systému CAAC

### 4.3 Stromová struktura subsystému „Analýza“ informačního systému CAAC



Obr. 4.3 Stromová struktura subsystému „Analýza“

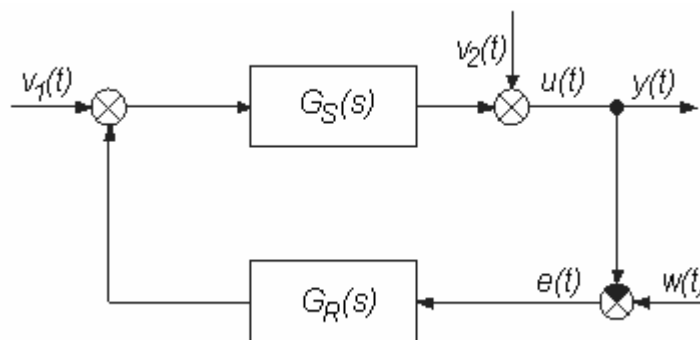
## 5 ANALÝZA REGULAČNÍHO OBVODU

V této kapitole je stručně zmíněna teorie, která byla potřebná pro tvorbu, případně úpravu vybraných základních submodulů subsystému „Analýza“ informačního systému CAAC.

Analýza regulačního obvodu je důležitou součástí takových oborů jako je identifikace, simulace a syntéza systémů. Analýzou regulačního obvodu se rozumí zjišťovat chování, charakteristiky a stability systému při znalosti jeho struktury a vlastností. Analýzu lze také vyložit jako rozbor vyšetřovaného systému s cílem specifikace jeho podstatných vlastností. Při analýze systém zůstává nezměněn.

### 5.1 Regulační obvod

Regulační obvod je chápán jako obecný soubor prvků určitých vlastností mezi nimiž existují vzájemné vazby a jako celek má dány vztahy k okolí. Pro začátek uvažujeme lineární spojitý jednorozměrný regulační obvod (Obr. 5.1).



Obr. 5.1 Základní blokové schéma regulačního obvodu

Popis jednotlivých proměnných vyskytujících se na výše uvedeném obrázku:

- $w(t)$  - žádaná hodnota,
- $e(t)$  - regulační odchylka,
- $u(t)$  - akční zásah při působení poruchy  $v_1(t)$ ,
- $y(t)$  - regulovaná veličina,
- $v_1(t)$  - porucha při vstupu do soustavy,
- $v_2(t)$  - porucha při výstupu ze soustavy,
- $G_R(s)$  - přenos regulátoru,
- $G_S(s)$  - přenos soustavy.

Lineární spojitý systém - dynamický systém, který je popsán lineární diferenciální rovnicí a všechny signály jsou v čase spojitě.

## 5.2 Laplaceova transformace

Laplaceova transformace patří do skupiny integrálních transformací a je v teorii automatického řízení základním nástrojem k popisu chování spojitéch lineárních dynamických systémů.

### 5.2.1 Přímá Laplaceova transformace

Přímá Laplaceova transformace nám převádí originál, neboli reálnou funkci definovanou v časové oblasti, na jeho obraz, neboli komplexní funkci definovanou v oblasti komplexní proměnné. Přímá Laplaceova transformace je definována vztahem:

$$F(s) = L\{f(t)\} = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st} dt \quad (5.1)$$

- kde:
- $f(t)$  - je originál, neboli reálná funkce definovaná v časové oblasti pro  $t \in (-\infty, \infty)$ ,
  - $F(s)$  - je obrazem originálu, neboli komplexní funkcí definovanou v oblasti komplexní proměnné,
  - $s = \alpha + j\omega$  - komplexní proměnná ( $\alpha$ =reálná složka komplexní proměnné  $s$ ,  $\omega$ =imaginární složka komplexní proměnné  $s$ ),
  - $t$  - je reálná proměnná (v našem případě čas),
  - $L$  - je operátor přímé Laplaceovy transformace,
  - $j = \sqrt{-1}$  - je imaginární jednotka.

Aby existoval obraz  $F(s)$  musí funkce  $f(t)$  splňovat následující podmínky:

1. Musí být nulová pro záporný čas.

$$f(t) = 0 \text{ pro } t < 0, \quad f(t) = f(t) \text{ pro } t \geq 0 \quad (5.2)$$

2. Musí být alespoň po částech spojitá.
3. Musí být funkcí exponenciálního řádu.

$$|f(t)| \leq M \cdot e^{\alpha_0 t} \quad (5.3)$$

kde  $M > 0$ ;  $\alpha_0 \in (-\infty, \infty)$ ;  $t \in (-\infty, \infty)$

### 5.2.2 Zpětná Laplaceova transformace

Zpětná Laplaceova transformace nám převádí obraz, neboli komplexní funkci definovanou v oblasti komplexní proměnné, na původní originál, neboli reálnou funkci definovanou v časové oblasti.

Zpětná (nepřímá) Laplaceova transformace je definována pomocí Bromwich – Wagnerova integrálu:

$$f(t) = L^{-1}\{F(s)\} = \frac{1}{2\pi \cdot j} \oint F(s) \cdot e^{st} ds \quad (5.4)$$

- kde:
- $f(t)$  - je originál, neboli reálná funkce definovaná v časové oblasti pro  $t \in (0, \infty)$ ,
  - $F(s)$  - je obrazem originálu, neboli komplexní funkci definovanou v oblasti komplexní proměnné,
  - $s = \alpha + j\omega$  - komplexní proměnná ( $\alpha$  = reálná složka komplexní proměnné  $s$ ,  $\omega$  = imaginární složka komplexní proměnné  $s$ ),
  - $t$  - je reálná proměnná (v našem případě čas),
  - $L^{-1}$  - je operátor zpětné Laplaceovy transformace,
  - $j = \sqrt{-1}$  - je imaginární jednotka.

Jelikož je však přímý výpočet dost obtížný určují se originály funkcí (přechodová, impulsní) pomocí jiných metod.

Originál funkce  $F(s)$  lze určit pomocí vztahů odvozených z Cauchyho věty o residuích, kdy se integruje po oblouku kružnice s poloměrem  $\rho \rightarrow \infty$  a integrál zpětné Laplaceovy transformace se určí jako součet residuí ve všech singulárních bodech obrazu  $F(s)$ .

Potom platí:

$$f(t) = \sum_i \operatorname{res}_{s=p_i} [F(s) \cdot e^{st}] \quad (5.5)$$

kde:  $s = s_i$  jsou póly přenosu  $F(s)$  a  $\operatorname{res} [F(s) \cdot e^{st}]$  jsou residua pro jednotlivé póly  $s_i$

a) nenásobný pól

$$\operatorname{res} [F(s) \cdot e^{st}] = \lim_{s \rightarrow p_i} [(s - p_i) \cdot F(s) \cdot e^{st}] \quad (5.6)$$

b)  $n$  - násobný pól

$$\operatorname{res}[F(s) \cdot e^{st}] = \frac{1}{(n_i - 1)!} \lim_{s \rightarrow p_i} \frac{d^{n_i-1}}{ds^{n_i-1}} [(s - p_i)^{n_i} \cdot F(s) \cdot e^{st}] \quad (5.7)$$

kde:  $n_i$  je násobnost (řád) singulárního bodu (pólu) obrazu  $F(s)$ .

Při určování originálu funkce  $f(t)$  z obrazu  $F(s)$  je-li funkce racionálně lomená, použijeme rozklad (přenosu soustavy) na parciální zlomky a to například:

- metodou neurčitých součinitelů
- použitím Heavisideova rozvoje

$$F(s) = \frac{M(s)}{N(s)} = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0}, \quad n < m \quad (5.8)$$

polynom jmenovatele je možno rozepsat:

$$N(s) = a_n (s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_n) \quad (5.9)$$

kde  $p_1, p_2, p_n$  jsou póly  $F(s)$

Pro dané parciální zlomky potom najdeme v operátorovém slovníku odpovídající originál.

### 5.2.3 Vlastnosti Laplaceovy transformace

1. Věta o derivování originálu

pro 1. derivaci:

$$L\left\{\frac{df(t)}{dt}\right\} = sF(s) - f(0) \quad (5.10)$$

pro  $n$ -tou derivaci:

$$\begin{aligned} L\{f^{(n)}(t)\} &= s^n F(s) - \sum_{i=1}^n s^{n-i} \cdot \frac{d^{i-1} f(0)}{dt^{i-1}} = \\ &= s^n F(s) - s^{n-1} f(0) - s^{n-2} f'(0) - s^{n-3} f''(0) - \dots - f^{(n-1)}(0) \end{aligned} \quad (5.11)$$

2. Věta o integrování originálu

$$L\left\{\int_0^t f(\tau) d\tau\right\} = \frac{1}{s} F(s) \quad (5.12)$$

3. Věta o počáteční a koncové hodnotě

$$f(0) = \lim_{t \rightarrow 0} f(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} sF(s) \quad (5.13)$$

$$f(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sF(s) \quad (5.14)$$

4. Věta o linearitě

$$L\{a_1 f_1(t) + a_2 f_2(t)\} = L\{a_1 f_1(t)\} + L\{a_2 f_2(t)\} = a_1 F_1(s) + a_2 F_2(s) \quad (5.15)$$

$$L^{-1}\{b_1 F_1(s) + b_2 F_2(s)\} = L^{-1}\{b_1 F_1(s)\} + L^{-1}\{b_2 F_2(s)\} = b_1 f_1(t) + b_2 f_2(t)$$

5. Věta o posunutí (zpoždění) originálu

$$L\{f(t-a)\} = e^{-as} F(s) \quad (5.16)$$

kde

$$a \geq 0 \quad a \quad f(t-a) = 0 \quad \text{pro } t < a$$

6. Věta o posunutí (útlumu) obrazu

$$L\{a^{-at} f(t)\} = F(s+a) \quad (5.17)$$

7. Věta o podobnosti (změně měřítka)

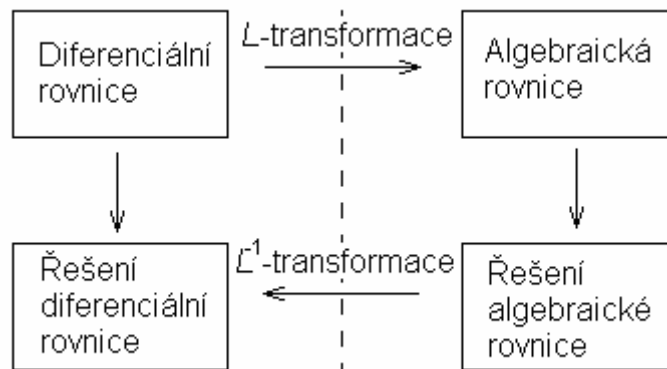
$$L\left\{f\left(\frac{t}{a}\right)\right\} = aF(as) \quad (5.18)$$

$$L^{-1}\left\{F\left(\frac{s}{a}\right)\right\} = af(at)$$

#### 5.2.4 Použití Laplaceovy transformace

Matematický popis spojitého lineárního dynamického systému je skrze diferenciální rovnici. Řešení této diferenciální rovnice může být velmi složité a zdlouhavé. Pro zjednodušení těchto výpočtů se používá právě zmiňovaná Laplaceova transformace, která převádí diferenciální rovnici na algebraickou, kterou je již snadné vyřešit. Pro získání skutečného řešení diferenciální rovnice použijeme, po získání řešení algebraické rovnice, zpětnou Laplaceovu transformaci. [1]

Schématicky to vypadá následovně:

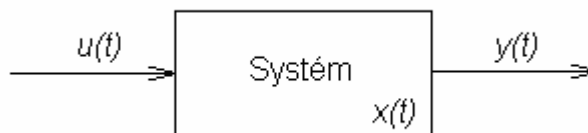


Obr. 5.2 Použití Laplaceovy transformace

### 5.3 Popis statických a dynamických vlastností systému

Systémy dělíme podle počtu vstupů a výstupů na systémy **jednorozměrné** a **mnohorozměrné**. Systém má obecně vstupní veličiny  $u(t)$ , výstupní veličiny  $y(t)$  a vnitřní (stavové) veličiny  $x(t)$ .

Lze ho znázornit schématicky:



Obr. 5.3 Jednorozměrný systém

Jednorozměrný systém má jednu vstupní a jednu výstupní veličinu, kdežto mnohorozměrný má více vstupních a výstupních veličin. Pro popis matematického modelu dynamických vlastností nám slouží několik způsobů, které lze obecně rozdělit do dvou velkých skupin:

- a) **Vnější popis systému**
- b) **Vnitřní popis systému**

#### 5.3.1 Vnější popis systému

Vnější popis systému vyjadřuje dynamické vlastnosti dějů mezi vstupem a výstupem systému. Při vnějším popisu systému považujeme systém za černou skříňku se vstupem a výstupem. Nevíme, co se děje uvnitř, nemusíme znát strukturu analyzovaného systému. Analyzujeme pouze reakci systému na vstupní signály. Jedná se o jednoduché a názorné způsoby, z nichž pro systém s jednou vstupní i výstupní veličinou si uvedeme:



- lineární diferenciální rovnici systému,
- přenos systému (v Laplaceově transformaci),
- nuly a póly přenosu systému,
- přechodovou funkci a charakteristiku,
- impulsní funkci a charakteristiku,
- frekvenční přenos,
- amplitudově-fázovou frekvenční charakteristiku v komplexní rovině (Nyquistovu křivku),
- frekvenční charakteristiku v logaritmických souřadnicích (Bodého křivky).

Zvláštním případem vnějšího popisu systému je **statická charakteristika**, což je grafická závislost výstupní veličiny na vstupní veličině systému v ustáleném stavu.

Ustálený stav systému je takový stav, kdy se výstupní veličina ustálí na žádané hodnotě, tedy po uplynutí přechodového děje mezi dvěma stavy.

Tzn.:

$$y(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sY(s) \quad (5.19)$$

v závislosti na:

$$u(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} u(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sU(s) \quad (5.20)$$

Platí:

$$y = f(u) \quad (5.21)$$

po zlinearizování získáme rovnici přímky ve tvaru:

$$y = k_0 u \quad (5.22)$$

kde:

- $k_0 = \frac{b_0}{a_0}$  - je koeficient přenosu za předpokladu, že  $a_0 \neq 0$   
 $(|k_0| > 1$  - zesílení,  $|k_0| < 1$  - zeslabení),
- $a_0, b_0$  - jsou koeficienty lineární diferenciální rovnice, která popisuje chování systému.

### Lineární diferenciální rovnice

Lineární diferenciální rovnice nám slouží k popisu chování spojitého systému. Pro jednorozměrný systém vypadá lineární diferenciální rovnice s konstantními koeficienty následovně:

$$a_n y^{(n)}(t) + a_{n-1} y^{(n-1)}(t) + \dots + a_1 y'(t) + a_0 y(t) = b_m u^{(m)}(t) + b_{m-1} u^{(m-1)}(t) + \dots + b_0 u(t) \quad (5.23)$$

- kde:
- $a_i, b_i$  - jsou konstantní koeficienty,
  - $u(t)$  - je vstupní veličina systému,
  - $y(t)$  - je výstupní veličina systému.

Musí zde být splněna podmínka fyzikální realizovatelnosti:

- $m \leq n$  - slabá realizovatelnost
- $m < n$  - silná realizovatelnost

V našem případě je postačující slabá realizovatelnost, to znamená, že stupeň nejvyšší derivace vstupní veličiny musí být menší nebo roven stupni nejvyšší derivace výstupní veličiny.

Pro řešení diferenciální rovnice musíme znát průběh vstupní veličiny  $u(t)$  a její počáteční podmínky  $u(0), u'(0), \dots, u^{(m-1)}(0)$  a počáteční podmínky  $y(0), y'(0), \dots, y^{(m-1)}(0)$ . Diferenciální rovnici můžeme řešit dvěma způsoby a to buď klasicky a nebo s využitím Laplaceovy transformace.

### Přenos systému

Přenos systému se získá z diferenciální rovnice a je definován jako poměr Laplaceova obrazu výstupní veličiny k Laplaceově obrazu vstupní veličiny při nulových počátečních vstupních i výstupních podmínkách jako u lineární diferenciální rovnice viz. výše.

Použitím Laplaceovy transformace na lineární diferenciální rovnici a splněním počátečních podmínek získáme rovnici ve tvaru:

$$\left[ a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 \right] \cdot Y(s) = \left[ b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0 \right] \cdot U(s) \quad (5.24)$$

Odtud lze získat přenos ve tvaru:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (5.25)$$

I zde jako u lineární diferenciální rovnice musí být splněna podmínka fyzikální realizovatelnosti, neboť se z ní vychází. Čítec i jmenovatel lze vyjádřit pomocí kořenů:

$$a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 = a_n \cdot \sum_{i=1}^n (s - p_i) \quad (5.26)$$

$$b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0 = b_m \cdot \sum_{j=1}^m (s - n_j) \quad (5.27)$$

kde: -  $p_i$  - jsou kořeny jmenovatele přenosu pro  $i=1,2,\dots,n$  a nazývají se póly přenosu,

-  $n_j$  - jsou kořeny čitatele přenosu pro  $j=1,2,\dots,m$  a nazývají se nuly přenosu,

-  $a_i, b_j$  - jsou konstantní koeficienty.

Pak výsledný přenos můžeme napsat pomocí nul a pólů ve tvaru:

$$G(s) = \frac{b_m \cdot \sum_{j=1}^m (s - n_j)}{a_n \cdot \sum_{i=1}^n (s - p_i)} \quad (5.28)$$

### Nuly a póly přenosu systému

V předchozí kapitole jsme si řekli, že póly jsou kořeny jmenovatele přenosu systému. Nuly jsou kořeny čitatele přenosu. Nuly a póly mohou být reálné, komplexně sdružené nebo ryze imaginární. Reálné póly způsobují periodicitu přechodového děje, kdežto póly komplexně sdružené zapříčiňují periodickou složku přechodového děje. Póly v počátku představují integrační charakter přechodového děje systému. Nuly v počátku určují derivační charakter přechodového děje systému.

Rozhodujícím faktorem pro nuly i póly je jejich poloha v komplexní rovině vzhledem k imaginární ose. Póly a nuly ležící nalevo od této osy jsou stabilní, kdežto ty co leží vpravo jsou nestabilní. Póly či nuly ležící na imaginární ose jsou tzv. na hranici stability.

Čím jsou póly dále vlevo od imaginární osy, tím více je přechodový děj systému tlumený. Nestabilní póly způsobují nestabilní přechodový děj. Bude-li některá nula blíže imaginární ose než ostatní póly, znamená to, že bude převládat v systému derivační složka přenosu.

### Přechodová funkce a charakteristika

Přechodová funkce  $h(t)$  je odezva na vstupní jednotkový (Heavisideův) skok při nulových počátečních podmínkách systému. Přechodová charakteristika je grafické znázornění přechodové funkce.

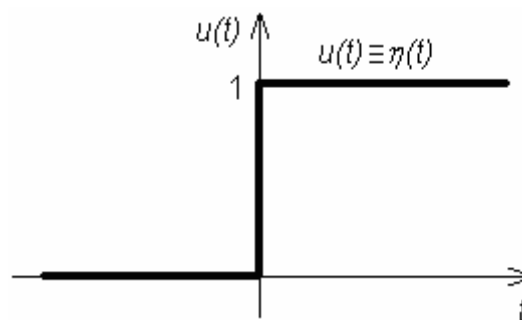
Jednotkový (Heavisideův) skok se označuje jako  $\eta(t)$  a je definován:

$$\eta(t) = 0 \quad \text{pro } t < 0$$

$$\eta(t) = 1 \quad \text{pro } t \geq 0$$

(5.29)

Graficky:



Obr. 5.4 Jednotkový (Heavisideův) skok

Laplaceův obraz vstupní veličiny je:

$$L\{u(t)\} = U(s) \equiv L\{\eta(t)\} = L\{1(t)\} = \frac{1}{s}$$

(5.30)

Laplaceův obraz přechodové funkce je:

$$L\{h(t)\} = H(s) = G(s) \cdot U(s) = \frac{G(s)}{s} \quad (5.31)$$

Hodnota přechodové funkce v čase  $t=0$  je  $h(0)=0$ , pokud je splněna silná podmínka fyzikální realizovatelnosti, tedy pokud je stupeň polynomu čitatele alespoň o jeden větší než je stupeň čitatele.

Hodnotu přechodové funkce v čase  $t=\infty$  získáme použitím věty o koncové hodnotě:

$$h(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} h(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot H(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{G(s)}{s} = \lim_{s \rightarrow 0} G(s) \quad (5.32)$$

U systémů s dopravním zpožděním  $T_d$  je přechodová funkce posunuta doprava právě o tento čas  $T_d$ .

### Impulsní funkce a charakteristika

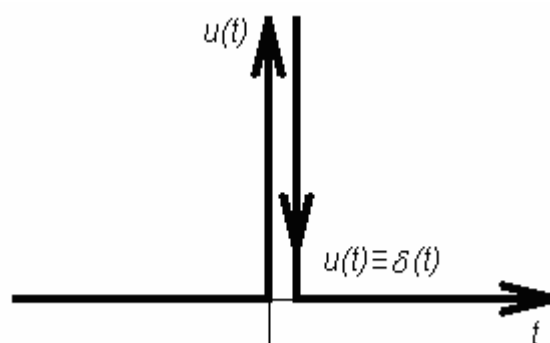
Impulsní funkci značíme  $i(t)$ . Definujeme ji jako odezvu na vstupní jednotkový (Diracův) impuls při nulových počátečních podmínkách systému. Impulsní charakteristika je grafické znázornění impulsní funkce.

Jednotkový (Diracův) impuls se označuje jako  $\delta(t)$  a je definován:

$$\delta(t) = 0 \quad \text{pro } t \neq 0 \quad (5.33)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1$$

Graficky:



Obr. 5.5 Jednotkový (Diracův) impuls

Jednotkový (Diracův) impuls je idealizovaná funkce, která je fyzikálně nerealizovatelná.

Laplaceův obraz vstupní veličiny je:

$$L\{u(t)\} = U(s) \equiv L\{\delta(t)\} = 1 \quad (5.34)$$

Laplaceův obraz impulsní funkce je:

$$L\{i(t)\} = I(s) = G(s) \cdot U(s) = G(s) \quad (5.35)$$

Hodnotu impulsní funkce v čase  $t=0$ , pokud je splněna slabá podmínka fyzikální realizovatelnosti, tedy pokud je stupeň polynomu čitatele stejný jako stupeň jmenovatele, získáme použitím věty o počáteční hodnotě:

$$i(0) = \lim_{t \rightarrow 0} i(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} s \cdot G(s) = \infty \quad \text{Pokud je stupeň čitatele roven stupni jmenovatele.}$$

$$i(0) = \lim_{t \rightarrow 0} i(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} s \cdot G(s) = \frac{b_{n-1}}{a_n} \quad \text{Pokud je stupeň čitatele o 1 menší než stupeň jmenovatele.}$$

$$i(0) = \lim_{t \rightarrow 0} i(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} s \cdot G(s) = 0 \quad \text{Pokud je stupeň čitatele o 2 a víc menší než stupeň jmenovatele.}$$

Hodnota impulsní funkce v čase  $t=\infty$  se získá z limity:

$$i(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} i(t) \quad (5.36)$$

U systémů s dopravním zpožděním  $T_d$  je impulsní funkce posunuta doprava právě o tento čas  $T_d$ .

Existuje přepočtový vztah mezi přechodovou a impulsní funkcí. Platí, že impulsní funkci získáme derivací přechodové funkce a naopak integrací impulsní funkce získáme přechodovou funkci.

### Frekvenční přenos

Frekvenční přenos označujeme  $G(j\omega)$  a je definován jako poměr výstupního signálu ku vstupnímu harmonickému signálu po odeznění přechodového děje neboli v takzvaném ustáleném stavu.

Pod pojmem vstupní harmonický signál  $u(t)$  si představujeme signál ve tvaru:

$$u(t) = u_0 \cdot \sin(\omega t) \quad (5.37)$$

kde: -  $u_0$  - je amplituda vstupního signálu,  
-  $\omega$  - je úhlová frekvence vstupního signálu.

Po ustálení neboli odeznění přechodového děje vzniknou na výstupu systému harmonické kmity  $y(t)$  ve tvaru:

$$y(t) = y_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (5.38)$$

kde: -  $y_0$  - je amplituda výstupního signálu, která je jiná než amplituda vstupního signálu,  
-  $\omega$  - je úhlová frekvence výstupního signálu, která je rovna úhlové frekvenci vstupního signálu,

- $\varphi$  - je fázový posuv mezi vstupním a výstupním signálem.

Po úpravách pomocí Eulerova vztahu lze vyjádřit vstupní a výstupní veličinu v komplexní rovině následovně:

$$u(t) = u_0 \cdot e^{j(\omega t)} \quad (5.39)$$

$$y(t) = y_0 \cdot e^{j(\omega t + \varphi)}$$

Potom výsledný frekvenční přenos bude:

$$G(j\omega) = \frac{y(t)}{u(t)} = \frac{y_0 \cdot e^{j(\omega t + \varphi)}}{u_0 \cdot e^{j(\omega t)}} = \frac{y_0}{u_0} \cdot e^{j\varphi} \quad (5.40)$$

kde: -  $\frac{y_0}{u_0}$  - je poměr amplitud vstupního a výstupního signálu, je nazýván

modulem,

- $\varphi$  - je fázové posunutí mezi vstupním a výstupním signálem, je nazýváno argumentem.

Jednoduše stačí v přenosu systému nahradit komplexní proměnnou  $s$  nahradit jinou proměnnou a to sice  $j\omega$ , tím vznikne frekvenční přenos:

$$G(j\omega) = G(s) \Big|_{s=j\omega} = \frac{b_m(j\omega)^m + b_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \dots + b_1 j\omega + b_0}{a_n(j\omega)^n + a_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + a_1 j\omega + a_0} \quad (5.41)$$

### Amplitudo-fázová frekvenční charakteristika

Amplitudo-fázová charakteristika je grafické znázornění hodnot frekvenčního přenosu v komplexní rovině. Abychom mohli tuto charakteristiku graficky znázornit je třeba frekvenční přenos upravit do složkového nebo exponenciálního tvaru.

Složkový tvar:

$$G(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega) = \operatorname{Re} G(j\omega) + j \operatorname{Im} G(j\omega) \quad (5.42)$$

Exponenciální tvar:

$$G(j\omega) = A(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)} \quad (5.43)$$

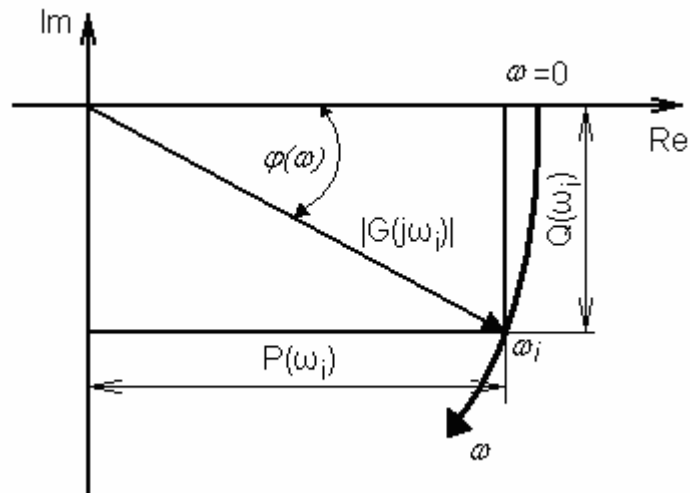
kde: -  $A(\omega)$  - je amplituda neboli modul frekvenčního přenosu,

$$A(\omega) = \operatorname{mod} G(j\omega) = |G(j\omega)| = \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)} \quad (5.44)$$

- $\varphi(\omega)$  - je fáze neboli argument frekvenčního přenosu.

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arg} G(j\omega) = \operatorname{arctg} \frac{Q(\omega)}{P(\omega)} \quad (5.45)$$

Amplitudo-fázová charakteristika znázorňuje frekvenční přenos v rozsahu pro  $\omega \in (0, \infty)$ . Říká se jí také Nyquistova křivka. Její zobrazení je zřejmé z následujícího obrázku:



Obr. 5.6 Nyquistova křivka

### Frekvenční charakteristiky v logaritmických souřadnicích

Je to opět grafické znázornění frekvenčního přenosu a to sice v logaritmických souřadnicích. Existují dva druhy těchto frekvenčních charakteristik:

- Logaritmická amplitudová charakteristika
- Logaritmická fázová charakteristika

Vychází se z frekvenčního přenosu:

$$G(j\omega) = A(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)} \quad (5.46)$$

který lze zlogaritmovat na tvar:

$$\ln G(j\omega) = \ln A(\omega) + j\varphi(\omega) = \ln |G(j\omega)| + j \arg G(j\omega) \quad (5.47)$$

Ve skutečnosti se však nepoužívá přirozený, ale dekadický logaritmus. Na osu x se u obou výše zmiňovaných charakteristik vynáší  $\log \omega$ . Na osu y se u logaritmické amplitudové vynáší amplituda v decibelech:

$$A[dB] = |G(j\omega)|_{dB} = 20 \cdot \log |G(j\omega)| \quad (5.48)$$

a u logaritmické fázové charakteristiky se na osu y vynáší fázový posuv  $\varphi$  ve stupních:

$$\varphi(\omega) = \arg G(j\omega) \quad (5.49)$$

Těmto logaritmickým charakteristikám se také často říká Bodeho křivky.

Důvodem k jejich zavedení bylo zjednodušení výpočtů složených systémů, neboť při sériovém zapojení, kdy dochází k násobení jednotlivých členů, nám u logaritmických charakteristik stačí sečíst charakteristiky jednotlivých členů:

$$G(j\omega) = G_1(j\omega) \cdot G_2(j\omega) = |G_1(j\omega)| \cdot e^{j\varphi_1(\omega)} \cdot |G_2(j\omega)| \cdot e^{j\varphi_2(\omega)}$$

$$20 \cdot \ln|G(j\omega)| = 20 \cdot \ln|G_1(j\omega)| + 20 \cdot \ln|G_2(j\omega)| \quad (5.50)$$

$$\varphi(\omega) = \arg G(j\omega) = \varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega)$$

Přenos systému je vlastně podíl polynomů, které můžeme napsat v součinném tvaru jednotlivých kořenových činitelů, kde nuly a póly jsou zapsány pomocí časových konstant. Časová konstanta je převrácená hodnota kořenu. Takže pokud budeme chtít sestavit amplitudovou charakteristiku přenosu, který má více takovýchto časových konstant, převedeme si je na úhlové frekvence  $\omega$ , pro které platí:

$$\omega = \frac{1}{T} \quad (5.51)$$

Získáme tím úhlové frekvence, ve kterých dochází k lomu asymptot. Pokud se časová konstanta nachází ve výsledné amplitudě přenosu v čitateli má asymptota sklon +20dB/dek, pokud ve jmenovateli tak -20dB/dek. Tedy při skládání výsledné charakteristiky postupujeme od nejnižší frekvence, které přiřadíme, pro danou časovou konstantu, asymptotu s požadovaným sklonem až do další frekvence, kde k předchozí přičteme sklon další asymptoty.

Pro sestavení výsledné logaritmické fázové charakteristiky je nutné zjistit fázové posuvy jednotlivých kořenových činitelů a sestavit jednotlivé fázové charakteristiky. Výslednou logaritmickou fázovou charakteristiku získáme součtem dílčích fázových charakteristik. [1]

## 5.4 Stabilita

### 5.4.1 Definice stability a obecné podmínky stability

Regulační obvod je stabilní, jestliže po vychýlení regulačního obvodu z rovnovážného stavu a odeznění vnějších sil, které tuto odchylku způsobily, se regulační obvod v průběhu času  $t$  znovu vrátí do původního rovnovážného stavu, tzn. stabilita je vlastnost regulačního obvodu setrvat v okolí rovnovážného stavu nebo se do něj vrátit po odeznění vnějších působících sil.

Rozhodující pro posouzení stability regulačního obvodu je lineární diferenciální rovnice:

$$a_n y^{(n)}(t) + a_{n-1} y^{(n-1)}(t) + \dots + a_1 y'(t) + a_0 y(t) = b_m u^{(m)}(t) + \dots + b_0 u(t) \quad (5.52)$$

- kde -  $a_i, b_j$  - jsou konstantní koeficienty,  
 -  $u(t)$  - je vstupní veličina,  
 -  $y(t)$  - je výstupní veličina systému.

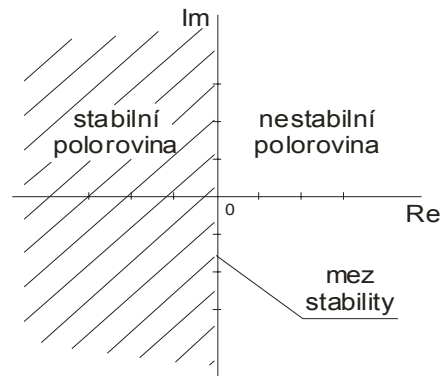
Pro stabilitu systému je důležitou částí této lineární diferenciální rovnice levá strana, jejíž řešením dostaneme tzv. charakteristickou rovnici:

$$a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 = 0 \quad (5.53)$$



Odtud pak získáme kořeny  $s_i$ , které mohou být reálné - určující aperiodické složky řešení nebo komplexně sdružené - určující řešení složky periodické.

Nutnou postačující podmínkou pro stabilitu lineárního regulačního obvodu je, aby všechny kořeny charakteristické rovnice obvodu měly zápornou reálnou část, tzn. aby ležely v levé polorovině komplexní roviny:



Obr. 5.7 Rozdělení komplexní roviny na stabilní a nestabilní pro kořeny charakteristické rovnice

Závěry, které lze vyvodit z uvedeného tvaru charakteristické rovnice

- 1) Nutnou, avšak nepostačující podmínkou je, aby všechny koeficienty charakteristické rovnice měly stejné znaménko, přičemž žádný nesmí být roven nule.
- 2) Je-li charakteristická rovnice druhého stupně a všechny tři koeficienty mají souhlasné znaménko, je regulační obvod vždy stabilní bez ohledu na hodnotu koeficientů  $a_n$ .
- 3) Je-li charakteristická rovnice třetího a vyššího stupně a všechny koeficienty jsou různé od nuly se souhlasným znaménkem, pak stabilita regulačního obvodu závisí na velikosti jednotlivých koeficientů a je nutné ji řešit pomocí některého z kritérií stability.

#### 5.4.2 Kriteria stability

Pomocí kritérií stability lineárních spojitých systémů můžeme určit stabilitu regulačního obvodu bez nutnosti výpočtu jeho pólů resp. charakteristických čísel.

##### Algebraická kriteria

Algebraická kriteria vycházejí z charakteristického polynomu regulačního obvodu, který je roven jmenovateli přenosu řízení nebo přenosu poruchové veličiny a má tvar:

$$f(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 \quad (5.54)$$

Algebraická kritéria lze použít při vyšetřování stability obvodů s dopravním zpožděním.

Při použití algebraických kritérií bychom však měli znát:

- z čeho kritérium vychází,
- algoritmus výpočtu,
- pravidlo pro rozhodnutí.

**Routh - Shurovo kritérium stability**

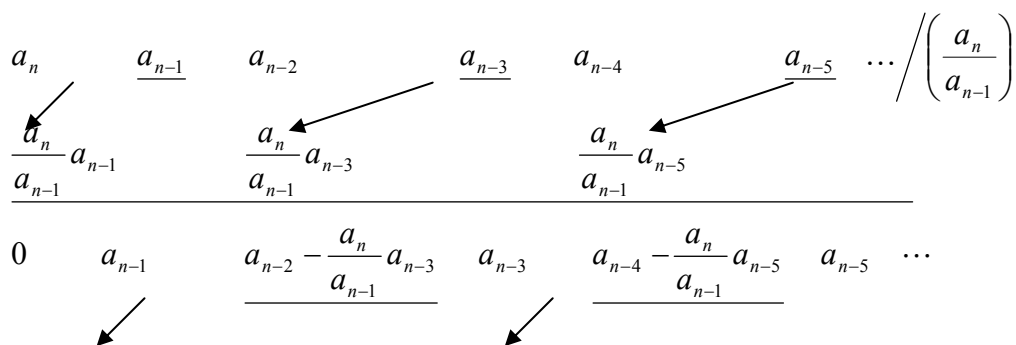
Vychází z charakteristického polynomu uzavřeného regulačního obvodu:

$$f(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 \tag{5.55}$$

musí být však splněny podmínky:  $a_0, a_1, \dots, a_n > 0$ .

Postup při použití kritéria:

- koeficienty charakteristického polynomu napíšeme vedle sebe a to od nejvyšší do nejnižší mocniny,
- tuto posloupnost koeficientů rozdělíme na část sudou a lichou (např. tak, že každý sudý koeficient podtrhneme),
- každý sudý koeficient násobíme podílem prvních dvou koeficientů a napíšeme pod předcházející řadu posunutou o jeden koeficient vlevo,
- tuto novou řadu koeficientů odečteme od předcházející,
- jsou-li všechny v nové posloupnosti kladné, opakujeme postup, čímž se zkrátí o jeden člen,
- jakmile se při některé redukci objeví některý koeficient záporný, skončíme výpočet, neboť lze učinit závěr, že charakteristická rovnice má nestabilní kořen, dospějeme-li postupnou redukcí až k řadě tří kladných koeficientů, můžeme učinit závěr, že charakteristická rovnice má všechny kořeny ve stabilní oblasti.



Obr. 5.8 Postup výpočtu při použití Routh-Schurova kritéria

### Hurwitzovo kritérium stability

Vycházíme z charakteristického polynomu, přičemž musí být splněny podmínky:  $a_0, a_1, \dots, a_n > 0$ . Pak je nutno z koeficientů charakteristické rovnice sestavit Hurwitzův determinant  $n$ -tého stupně ve tvaru:

$$H_{n-1} = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & \cdots & 0 \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & \cdots & 0 \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & a_0 \end{vmatrix} \quad (5.56)$$

Hurwitzova matice je stejného řádu jako stupeň charakteristického polynomu. Z Hurwitzovy matice pak hlavní rohové subdeterminanty jsou:

$$H_1 = a_{n-1}; H_2 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} \\ a_n & a_{n-2} \end{vmatrix}; H_3 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} \end{vmatrix}; \dots H_n = a_0 H_{n-1} \quad (5.57)$$

Podle Hurwitzova kritéria je regulační obvod stabilní právě tehdy, když hlavní rohové subdeterminanty jsou kladné.

Je-li některý z Hurwitzových determinantů roven nule, pak regulační obvod je nestabilní.

Pokud  $H_{n-1}=0$ , regulační obvod je na kmitavé mezi stability, tzn. charakteristická rovnice má dvojici ryze imaginárních kořenů.

Je-li koeficient charakteristické rovnice  $a_0=0$  a všechny rohové subdeterminanty jsou kladné, regulační obvod je na nekmitavé mezi stability, tzn. charakteristická rovnice má nulový kořen. [1]

**Poznámka:** Díky neustálému rozvoji výpočetní techniky a podpůrného software, který je k danému účelu vyvíjen, lze vyšetřovat stabilitu systému také přímým výpočtem kořenů. Řešení takového problému by však bez využití výpočetní techniky bylo náročné a zdlouhavé.

## 6 SYNTÉZA REGULAČNÍHO OBVODU

V této kapitole je stručně zmíněna teorie, která byla využita ve vytvořeném programu pro návrh parametrů regulátoru.

Syntézou regulačního obvodu se rozumí stanovení struktury a parametrů regulačního obvodu, aby byly splněny požadavky, které klademe na regulační pochod. Při návrhu regulačního obvodu vycházíme z provozních podmínek, které jsou pro funkci regulačního obvodu požadovány. Např.:

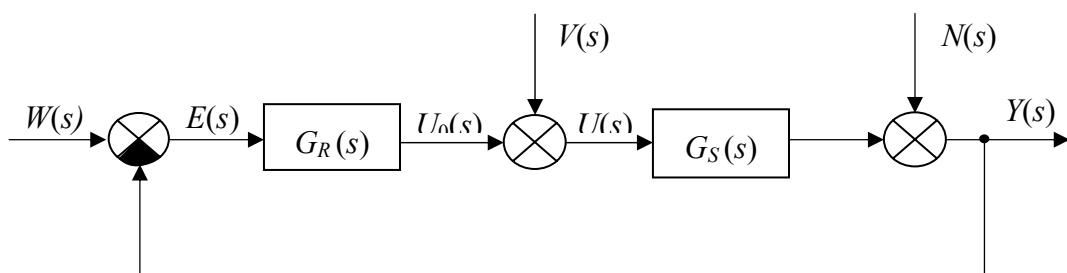
- požadavky na rozměry a hmotnost zařízení (zvláště u mobilních, zejména létajících objektů apod.),
- požadavky na pracovní prostředí (vlhkost, agresivita, nevýbušnost),
- požadavky na režim provozu (dlouhodobý, krátkodobý, nepřetržitý, intervalový),
- požadavky na typizaci s ohledem na jednoduchost údržby celého zařízení,
- požadavky na vlastnosti přístrojové základny.

Pro návrh regulačního obvodu nejsou zatím vypracovány žádné exaktní metody, avšak je zde zpracována celá řada dobře využitelných metod.

### 6.1 Regulátory s pevně danou strukturou

Regulátory s pevně danou strukturou mají předem známý tvar popsány rovnicí nebo přenosem, např. P, PI, PD, PID regulátor. Úkolem návrhu je výběr vhodného typu regulátoru a nastavení jeho parametrů.

Na následujícím obrázku je zobrazeno schéma uzavřeného regulačního obvodu, kde  $G_R(s)$  - přenos regulátoru,  $G_S(s)$  - přenos soustavy,  $W(s)$  - žádaná hodnota,  $V(s)$  - porucha na vstupu a  $N(s)$  - porucha na výstupu.



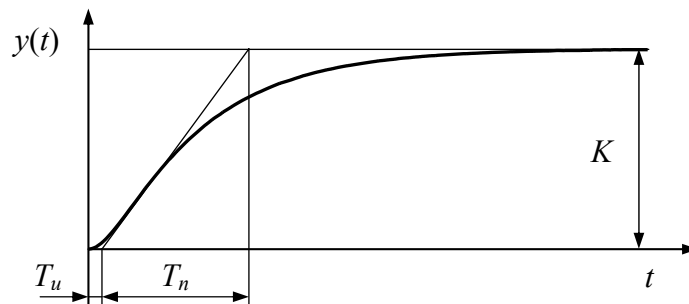
Obr. 6.1 Schéma regulačního obvodu

Přenos regulátoru  $G_R(s)$  bude uvažován v následujícím tvaru:

$$G_R(s) = k_P \left( 1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right), \text{ resp. } G_R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} + r_1 s \quad (6.1)$$

### 6.1.1 Nastavení z přechodové charakteristiky (2. Ziegler - Nicholsova metoda)

- Naměřit přechodovou charakteristiku regulované soustavy (aperiodického typu).
- Odečíst dobu průtahu  $T_u$ , dobu náběhu  $T_n$  a finální hodnotu  $K$ .
- Vypočítat parametr  $\gamma$ , platí  $\gamma = T_n / T_u$ .
- Ze získaných parametrů vypočítat z tabulky parametry regulátoru.



Obr. 6.2 Určení parametrů  $K$ ,  $T_u$  a  $T_n$  z přechodové charakteristika regulované soustavy

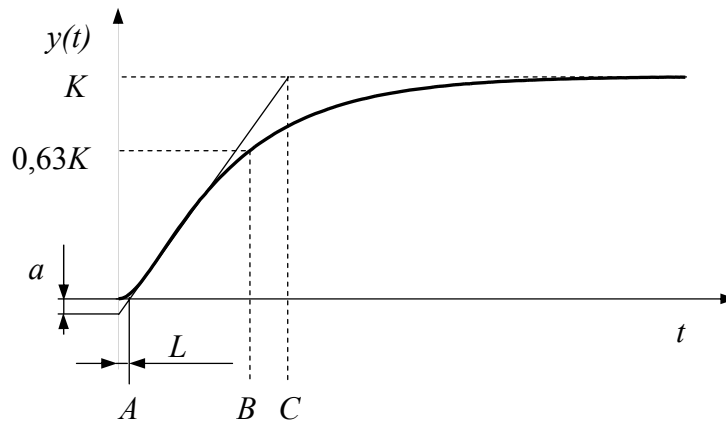
Tab. 6.1 Nastavení parametrů PID regulátoru ze získaných hodnot z přechodové charakteristiky

	$k_P$	$T_I$	$T_D$
<b>P</b>	$\gamma \frac{1}{K}$	-	-
<b>PI</b>	$0,9\gamma \frac{1}{K}$	$3,5 T_u$	-
<b>PD</b>	$1,2\gamma \frac{1}{K}$	-	$0,25 T_u$
<b>PID</b>	$1,25\gamma \frac{1}{K}$	$2 T_u$	$0,5 T_u$

### 6.1.2 Chien, Hrones a Reswickova metoda (CHR metoda)

Pro nastavení parametrů regulátoru je nutno určit následující parametry, a to parametr  $a$ ,  $L$  a  $T$ . Parametr  $T$  je časová konstanta, která lze určit dvěma způsoby. První možnost určení  $T$  je taková, že se tento parametr určí jako čas, kdy přechodová charakteristiky regulované soustavy dosáhne hodnoty  $0,63 K$  (vzdálenost  $AB$  - viz. následující obrázek), přičemž  $K$  je zesílení regulované soustavy.

Druhou možností získání parametru  $T$  vychází z určení doby náběhu  $T_n$ , pak platí  $T = T_n$  (vzdálenost  $AC$  - viz. následující obrázek).



Obr. 6.3 Určení parametrů  $a$ ,  $L$  a  $T$  z přechodové charakteristiky regulované soustavy

Tab. 6.2 Parametry regulátoru pro CHR metodu

Překmit	0%			20%		
	$k_P$	$T_I$	$T_D$	$k_P$	$T_I$	$T_D$
<b>P</b>	$\frac{0,3}{a}$			$\frac{0,7}{a}$		
<b>PI</b>	$\frac{0,35}{a}$	$1,2T$		$\frac{0,6}{a}$	$T$	
<b>PID</b>	$\frac{0,6}{a}$	$T$	$0,5L$	$\frac{0,95}{a}$	$1,4T$	$0,47L$

### 6.1.3 Naslinova metoda

Je dána charakteristická rovnice uzavřeného regulačního obvodu:

$$a_n s^n + \dots + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 = 0 \tag{6.2}$$

Pokud pro koeficienty charakteristické rovnice platí nerovnosti

$$a_i^2 \geq \alpha a_{i-1} a_{i+1} \text{ pro } i=1,2,\dots,(n-1), \tag{6.3}$$

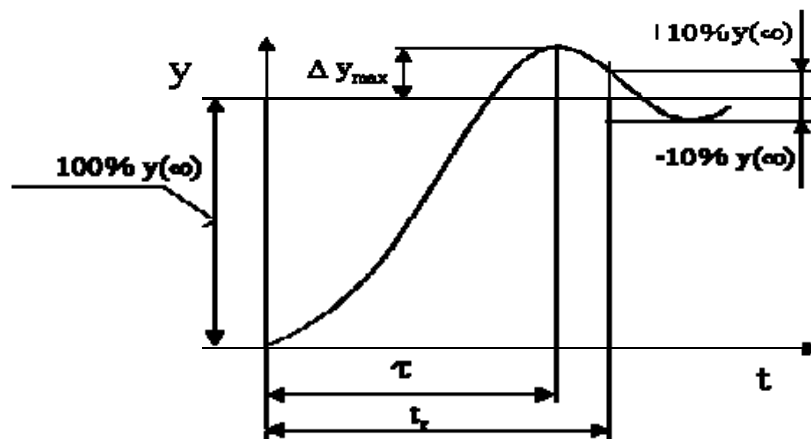
potom maximální přeregulování  $\Delta y_{\max}$  [%] (překmit) závisí na hodnotě  $\alpha$  (Tab. 6.3)

Tab. 6.3 Závislost  $\Delta y_{\max}$  na  $\alpha$  dle Naslina

$\alpha$	1,75	1,8	1,9	2	2,2	2,4
$\Delta y_{\max}$ [%]	16	12	8	5	3	1

### 6.1.4 Whiteleyovy standardní tvary

Metoda vychází z určitých vzorových typů přenosových funkcí uzavřeného regulačního obvodu, o kterých víme, že udávají vyhovující regulační pochod a podle nich upravuje seřazením parametrů regulátorů hodnoty koeficientů přenosové funkce v konkrétním případě tak, aby se koeficienty této konkrétní funkce a funkce vzorové navzájem rovnaly. Takové vzorové přenosové funkce zveřejnil Whiteley a nazval je standardními tvary přenosové funkce, která je poměrem obrazu veličiny výstupní a vstupní skokové funkce (řídící veličiny nebo poruchy). Standardní tvary zaručují, že při dodržení předepsaných koeficientů charakteristické rovnice (charakteristického mnohočlenu) pro daný typ přenosu regulačního obvodu se nepřekročí daná hodnota maximálního přeregulování, případně i dobu ustálení nebo jiné charakteristické veličiny regulačního pochodu.



Obr. 6.4- Regulační pochod odpovídající standardnímu tvaru

Předpokládáme přenos řízení ve tvaru

$$G_{w/y}(s) = \frac{b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} \quad (6.4)$$

pro který najdeme předepsané koeficienty  $\bar{a}_i$  standardního tvaru pro daný stupeň

$$G_{w/y}(q) = \frac{\bar{b}_0}{a_n q^n + \dots + a_1 q + a_0} \quad (6.5)$$

Obecně má přenos  $G_{w/y}(s)$   $a_n \neq 1$ ,  $a_0 \neq 1$ . Proto je nutno jej přetransformovat tak, aby  $a_n = a_0 = 1$ . Postup je takový, že nejprve podělíme čitatele i jmenovatele koeficientem  $a_0$  a potom použijeme substituci:

$$s = \left( \frac{a_0}{a_n} \right)^{\frac{1}{n}} q \quad (6.6)$$

a dostaneme přenos ve tvaru:

$$G_{w/y}(q) = \frac{b_0/a_0}{\frac{a_n}{a_0} \left(\frac{a_0}{a_n}\right)^{\frac{n}{n}} q^n + \dots + \frac{a_2}{a_0} \left(\frac{a_0}{a_n}\right)^{\frac{2}{n}} q^2 + \frac{a_1}{a_0} \left(\frac{a_0}{a_n}\right)^{\frac{1}{n}} q + 1} = \frac{\beta_0}{\alpha_n q^n + \dots + \alpha_1 q + \alpha_0} \quad (6.7)$$

Koeficientům  $\alpha_i$  přiřadíme tabelované hodnoty  $\bar{a}_i$  příslušného standardního tvaru z tabulky (Tab. 6.4) pro daný stupeň, tj.  $\bar{a}_i = \alpha_i$ . Tím získáme vztahy, ze kterých pak vypočítáme vyšetřované hodnoty stavitelných parametrů regulátoru, které jsou zahrnuty v koeficientech  $\alpha_i$ .

Tabelované časy  $\tau^{tab}$ ,  $t_r^{tab}$  se přepočítají na skutečné dle vztahů:

$$\tau = \tau^{tab} \sqrt[n]{\frac{a_n}{a_0}}, \quad t_r = t_r^{tab} \sqrt[n]{\frac{a_n}{a_0}} \quad (6.8)$$

Obdobným způsobem byly vypracovány tabulky koeficientů standardního tvaru pro přenosové funkce typu

$$G_{w/y}(s) = \frac{b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} \quad (6.9)$$

jsou uvedeny v tabulce (Tab. 6.5) a pro tvar přenosové funkce typu

$$G_{w/y}(s) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} \quad (6.10)$$

jsou uvedeny v tabulce (Tab. 6.6).

Tab. 6.4 Standardní tvary přenosové funkce typu (6.4)

Stupeň n	koeficienty							charakteristické hodnoty regulovaného pochodu		
	$\bar{a}_6$	$\bar{a}_5$	$\bar{a}_4$	$\bar{a}_3$	$\bar{a}_2$	$\bar{a}_1$	$\bar{a}_0$	$\tau^{tab}$ [s]	$t_r^{tab}$ [s]	$\Delta y_{max}$ [%]
2					1	1,4	1	2,65	7	5
3				1	2	2	1	3,35	9,5	8,7
4			1	2,6	3,4	2,6	1	4,25	15	11,7
5		1	3,2	5,2	5,2	3,2	1	4,95	>18	13
6	1	3,7	7,5	9,1	7,5	3,7	1	5,55		13,3



Tab. 6.5 Standardní tvary přenosové funkce typu (6.9)

Stupeň n	koeficienty							charakteristické hodnoty regulovaného pochodu		
	$\overline{a_6}$	$\overline{a_5}$	$\overline{a_4}$	$\overline{a_3}$	$\overline{a_2}$	$\overline{a_1}$	$\overline{a_0}$	$\tau^{tab} [s]$	$t_r^{tab} [s]$	$\Delta y_{max} [\%]$
2					1	2,5	1	2		10
3				1	5,1	6,3	1	4,1		10
4			1	7,2	16	12	1	5,5		10
5		1	9	29	38	18	1	6,8		10
6	1	11	43	83	73	25	1	8		10

Tab. 6.6 Standardní tvary přenosové funkce typu (6.10)

Stupeň n	koeficienty							charakteristické hodnoty regulovaného pochodu		
	$\overline{a_6}$	$\overline{a_5}$	$\overline{a_4}$	$\overline{a_3}$	$\overline{a_2}$	$\overline{a_1}$	$\overline{a_0}$	$\tau^{tab} [s]$	$t_r^{tab} [s]$	$\Delta y_{max} [\%]$
3				1	6,7	6,7	1	3,5		10
4			1	7,9	15	7,9	1	5,4		15
5		1	18	69	69	18	1	6,5		20
6	1	36	251	485	251	36	1	8		20

**Shrnutí:**

Metody zde popsané vychází buď ze znalosti přechodové charakteristiky regulované soustavy nebo ze znalosti přenosu regulované soustavy. V případě, že by zadaný přenos neodpovídal tvaru přenosu požadovaného zvolenou metodou syntézy, bylo by nutno nejprve zadaný přenos upravit na požadovaný tvar. Existuje několik způsobů jak získat parametry požadovaného tvaru přenosu, např. využít grafickou metodu vycházející z identifikace přechodové charakteristiky regulované soustavy (Obr. 6.3), příp. použít nějakou numerickou metodu identifikace.

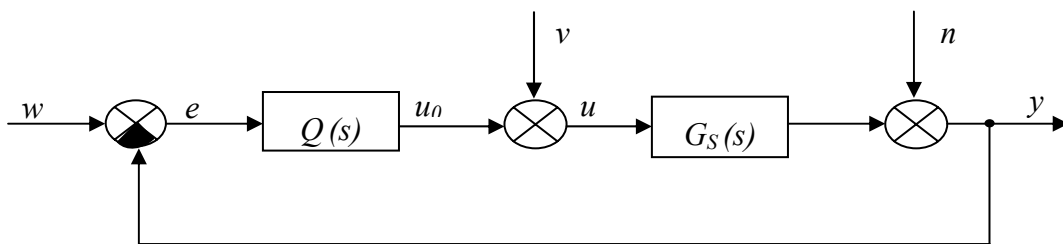
Některé přenosy regulované soustavy mohou obsahovat i dopravní zpoždění. Pokud chceme použít metody syntézy, která umožňují pouze nastavení regulátoru pro regulované soustavy bez dopravního zpoždění, je možné je použít, a to buď s využitím Smithova prediktoru nebo aproximací dopravního zpoždění.

## 6.2 Algebraické metody řízení

Na rozdíl od tradičních metod syntézy, kde většinou volíme nejprve typ regulátoru (P, PI, PD, PID) a následně na základě vybraného kritéria počítáme parametry regulátoru, aplikace algebraických metod umožňuje získat nejen strukturu vhodného regulátoru, ale i jeho parametry. Struktura regulátoru závisí na požadavcích kladených na systém řízení.

### 6.2.1 Polynomiální metoda - systém řízení se zpětnovazebním regulátorem (konfigurace 1DOF)

V další části se bude uvažovat s 1DOF (One-Degree-Of-Freedom) konfigurací systému řízení, tedy konfigurací se zpětnovazebním regulátorem (Obr. 6.5), kde  $Q(s)$  je přenos regulátoru,  $G_S(s)$  je přenos soustavy,  $w$  je žádaná hodnota,  $v$  je porucha na vstupu a  $n$  je porucha na výstupu.



Obr. 6.5 1DOF konfigurace systému řízení

Přenos soustavy (řízeného objektu):

$$G_S(s) = \frac{b(s)}{a(s)} \quad (6.11)$$

kde  $a(s)$ ,  $b(s)$  jsou nesoudělné polynomy u nichž je uvažováno, že  $\deg b \leq \deg a$ , tzn., že přenos (6.11) je ryzí.

Referenční signál a poruchy budou uvažovány ze třídy deterministických funkcí, jejichž obraz můžeme obecně popsat ve tvaru podílu dvou polynomů. Obrazy referenčního signálu a poruch jsou pak ve tvaru:

$$w(s) = \frac{h_w(s)}{f_w(s)} \quad (6.12)$$

$$v(s) = \frac{h_v(s)}{f_v(s)} \quad (6.13)$$

$$n(s) = \frac{h_n(s)}{f_n(s)} \quad (6.14)$$

Přenos regulátoru:

$$Q(s) = \frac{q(s)}{p(s)} \quad (6.15)$$

kde  $q(s), p(s)$  jsou nesoudělné polynomy.

Stabilizující zpětnovazební regulátor  $Q(s)$  je dán řešením diofantické rovnice:

$$ap + bq = d \quad (6.16)$$

Pro polynom čitatele regulátoru  $p(s)$  platí:

$$p(s) = f(s)\tilde{p}(s) \quad (6.17)$$

kde polynom  $f(s)$  je dělitelný současně všemi jmenovateli přenosů  $w(s)$ ,  $v(s)$  a  $n(s)$  (nebo všemi polynomy  $f_w, f_v$  a  $f_n$ ).

Diofantická rovnice (6.16) pak může být zapsána v tomto tvaru:

$$af\tilde{p} + bq = d \quad (6.18)$$

Výsledný přenos regulátoru  $Q(s)$  lze pak zapsat ve tvaru:

$$Q(s) = \frac{q}{f\tilde{p}} \quad (6.19)$$

Polynom  $f(s)$  určujeme tak, aby byl dělitelný  $f_w, f_v$  a  $f_n$  tzn. hledáme nejmenší společný násobek těchto tří polynomů, například:

$$f_w = s \quad f_v = s \quad f_n = s \quad \rightarrow \quad f = s$$

$$f_w = s^2 \quad f_v = s \quad f_n = s \quad \rightarrow \quad f = s^2$$

$$f_w = s \quad f_v = s^2 \quad f_n = s^2 + \omega^2 \quad \rightarrow \quad f = s^2 (s^2 + \omega^2)$$

$$f_w = s \quad f_v = 1 \quad f_n = 1 \quad \rightarrow \quad f = s \quad \text{na obvod nepůsobí žádná porucha}$$

### Určení stupňů jednotlivých polynomů

$$\deg q \leq \deg a + \deg f - 1 \quad (6.20)$$

$$\deg \tilde{p} \geq \deg a - 1 \quad (6.21)$$

$$\deg d \geq 2 \deg a + \deg f - 1 \quad (6.22)$$

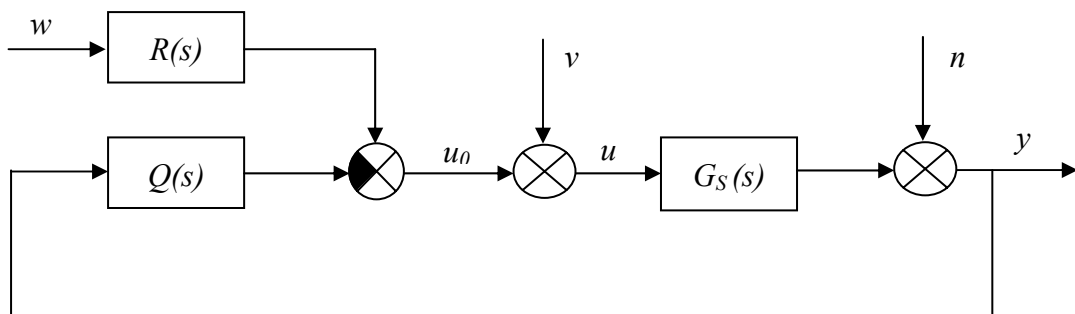
Parametry regulátoru  $Q(s)$ , jehož struktura je dána vztahy (6.20) - (6.22), se pak vypočítají metodou neurčitých koeficientů z polynomiální diofantické rovnice (6.18). Koeficienty polynomu  $d(s)$ , který vystupuje na pravé straně rovnice, se určí rozložením kořenů polynomu  $d(s)$ , resp. pólů přenosů.

**Poznámka:**

V případě, že soustava obsahuje i dopravní zpoždění je nutno nejprve toto zpoždění aproximovat. Existuje několik možností jak to provést, například využitím Padeho aproximace, Taylorovy aproximace čitatele nebo jmenovatele.

### 6.2.2 Polynomiální metoda - systém řízení se zpětnovazebním a přímovazebním regulátorem (2DOF konfigurace)

V další části se bude uvažovat s 2DOF (Two-Degree-Of-Freedom) konfigurací systému řízení, tedy konfigurací ve které regulátor obsahuje zpětnovazební i přímovazební část (Obr. 6.6), kde Q - zpětnovazební část regulátoru, R - přímovazební část regulátoru,  $G_S$  - přenos soustavy, w - žádaná hodnota, v - porucha na vstupu a n - porucha na výstupu.



Obr. 6.6 2DOF konfigurace systému řízení

Přenos soustavy (řízeného objektu):

$$G_S(s) = \frac{b(s)}{a(s)} \quad (6.23)$$

kde  $a(s)$ ,  $b(s)$  jsou nesoudělné polynomy u nichž je uvažováno, že  $\deg b \leq \deg a$ , tzn., že přenos (6.23) je ryzí.

Referenční signál a poruchy budou uvažovány ze třídy deterministických funkcí, jejichž obraz můžeme obecně popsat ve tvaru podílu dvou polynomů. Obrazy referenčního signálu a poruch jsou pak ve tvaru:

$$w(s) = \frac{h_w(s)}{f_w(s)} \quad (6.24)$$

$$v(s) = \frac{h_v(s)}{f_v(s)} \quad (6.25)$$

$$n(s) = \frac{h_n(s)}{f_n(s)} \quad (6.26)$$

Přenos zpětnovazební a přímovazební části regulátoru:

$$Q(s) = \frac{q(s)}{p(s)} \quad (6.27)$$

$$R(s) = \frac{r(s)}{p(s)} \quad (6.28)$$

kde  $q(s)$ ,  $p(s)$  a  $r(s)$ ,  $p(s)$  jsou nesoudělné polynomy.

Stabilitu systému řízení zajišťuje zpětnovazební regulátor  $Q(s)$  daný řešením diofantické rovnice(6.29):

$$ap + bq = d \quad (6.29)$$

Vstupující poruchy budou kompenzovány, jestliže pro polynom  $p(s)$  bude platit:

$$p(s) = f_1(s) \tilde{p}(s) \quad (6.30)$$

kde polynom  $f_1(s)$  je dělitelný pouze jmenovateli přenosů  $v(s)$  a  $n(s)$  (nebo polynomy  $f_v$  a  $f_n$ ).

Asymptotické sledování referenčního signálu je pak zajištěno jestliže platí:

$$d - br = t f_2 \quad (6.31)$$

kde polynom  $f_2(s)$  je dělitelný pouze jmenovatelem přenosu  $w(s)$  (nebo polynomem  $f_w$ ) a  $t(s)$  je neznámý polynom, který sice do přenosu regulátoru nevstupuje, je však nutný pro výpočet.

Zpětnovazební a přímovazební část regulátoru je dána řešením dvojice diofantických rovnic:

$$a f_1 \tilde{p} + bq = d \quad (6.32)$$

$$t f_2 + br = d \quad (6.33)$$

Výsledný přenos zpětnovazební a přímovazební části regulátoru je dán vztahy:

$$Q(s) = \frac{q}{f_1 \tilde{p}} \quad (6.34)$$

$$R(s) = \frac{r}{f_1 \tilde{p}} \quad (6.35)$$

Většinou platí, že pokud jsou referenční signál a poruchy rozdílné a jmenovatel přenosu  $w(s)$  není obsažen ve jmenovatelích  $v(s)$  a  $n(s)$ , vede použití 2DOF konfigurace k jednodušším regulátorům ve zpětnovazební a přímovazební části regulátoru než u pouze zpětnovazebního regulátoru v 1DOF konfiguraci.

Příklad určení polynomů  $f_1$  a  $f_2$  :

$$\begin{array}{llllll}
 f_W = s & f_V = s & f_n = s & \rightarrow & f_1 = s & f_2 = s \\
 f_W = s^2 & f_V = s & f_n = s & \rightarrow & f_1 = s & f_2 = s^2 \\
 f_W = s^2 & f_V = s & f_n = s^2 + \omega^2 & \rightarrow & f_1 = s(s^2 + \omega^2) & f_2 = s^2 \\
 f_W = s & f_V = 1 & f_n = 1 & \rightarrow & f_1 = 1 & f_2 = s
 \end{array}$$

na obvod nepůsobí žádná porucha

**Určení stupňů jednotlivých polynomů**

$$\deg q = \deg a + \deg f_1 - 1 \quad (6.36)$$

$$\deg \tilde{p} \geq \deg a - 1 + K \quad (6.37)$$

$$\deg d \geq 2 \deg a + \deg f_1 - 1 + K \quad (6.38)$$

$$\deg r = \deg f_2 - 1 \quad (6.39)$$

$$\deg t = \deg d - \deg f_2 = 2 \deg a + \deg f_1 - 1 - \deg f_2 + K \quad (6.40)$$

$$K \geq \deg f_2 - \deg f_1 - \deg a \quad (6.41)$$

Podmínka (6.41) se používá pouze tehdy, když je její pravá strana větší než nula.

Parametry zpětnovazební a přímovazební části regulátoru, jehož struktura je dána vztahy (6.36) - (6.41), se vypočítají metodou neurčitých koeficientů z polynomiálních diofantických rovnic (6.32) a (6.33). Koeficienty polynomu  $d(s)$ , který vystupuje na pravé straně rovnic, se určí rozložením kořenů polynomu  $d(s)$ , resp. pólů přenosů.

### **Poznámka:**

V případě, že soustava obsahuje i dopravní zpoždění je nutno nejprve toto zpoždění aproximovat. Existuje několik možností jak to provést, například využitím Padeho aproximace, Taylorovy aproximace čitatele nebo jmenovatele.

### **6.2.3 Aproximace dopravního zpoždění**

Existuje několik způsobů aproximace dopravního zpoždění, zde jsou uvedeny tři způsoby aproximace dopravního zpoždění

#### **Padeho aproximace**

Tato aproximace je vyjádřena poměrem dvou funkcí:

$$e^{-Ls} \approx \frac{P_n(s)}{Q_n(s)} \quad (6.42)$$

kde značí:

$$\begin{aligned}
 P_n(s) &= 1 - \frac{sL}{2} + \frac{n(n-1)}{2n(2n-1)} \frac{s^2 L^2}{2!} - \dots + \frac{(-1)^n n!}{(2n)!} s^n L^n \\
 Q_n(s) &= 1 + \frac{sL}{2} + \frac{n(n-1)}{2n(2n-1)} \frac{s^2 L^2}{2!} + \dots + \frac{n!}{(2n)!} s^n L^n
 \end{aligned}
 \tag{6.43}$$

Volbou „n“ lze ovlivnit přesnost aproximace, např.:

- pro  $n = 2$  lze uspokojivě použít pro úhlový kmitočet:

$$0 \leq \omega \leq \frac{2}{L}$$

- pro  $n = 4$  lze uspokojivě použít pro úhlový kmitočet:

$$0 \leq \omega \leq \frac{6}{L}$$

Nejčastěji je používána Padého aproximace ve zjednodušeném tvaru ( $n = 1$ ):

$$e^{-Ts} \approx \frac{1 - \frac{sL}{2}}{1 + \frac{sL}{2}} \tag{6.44}$$

### Taylorova aproximace čitatele

Tato aproximace je vyjádřena ve tvaru:

$$e^{-Ls} = (1 - Ls + \dots) \approx \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n!} (Ls)^n \tag{6.45}$$

Pro  $n = 1$  platí:

$$e^{-Ls} \approx 1 - Ls \tag{6.46}$$

### Taylorova aproximace jmenovatele

Tato aproximace je vyjádřena ve tvaru:

$$e^{-Ls} = \frac{1}{e^{Ls}} = \frac{1}{(1 + Ls + \dots)} \approx \frac{1}{\sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} (Ls)^n} \tag{6.47}$$

Pro  $n = 1$  platí:

$$e^{-Ls} \approx \frac{1}{1 + Ls} \tag{6.48}$$

**Poznámka:**

Přesnost aproximace lze ovlivnit volbou hodnoty  $n$ , přičemž platí, že čím vyšší je „ $n$ “ tím je aproximace přesnější, ale na druhou stranu roste stupeň čitatele, resp. jmenovatele výsledného aproximovaného přenosu. Hodnota  $n$  by se proto měla volit s ohledem na velikost dopravního zpoždění. Pro aproximaci menšího dopravního zpoždění je možno použít hodnoty  $n = 1$ ,  $n = 2$ .

**6.2.4 Úloha umístění pólů**

Úloha umístění pólů (pole placement problem) je jednou z moderních metod automatického řízení. Používá se k výpočtu koeficientů přenosu regulátoru jak pro 1DOF, tak i pro 2DOF konfiguraci systému řízení. Úkolem této metody je umístit kořeny polynomu  $d$  (póly) takovým způsobem, aby vzniklý regulátor co nejvíce vyhovoval dané soustavě. Existuje několik způsobů volby kořenů polynomu  $d(s)$ .

Jeden z jednodušších způsobů je rozepsat polynom  $d(s)$  na součin kořenových činitelů:

$$d(s) = \prod_{j=1}^{\deg d} (s - s_j) \quad (6.49)$$

kde  $s_j$  je stabilní póly přenosu ( $\text{Re}(s_j) < 0$ ).

Při výpočtech se však místo  $s_j$  uvažuje koeficient  $m$  v tomto zápisu:

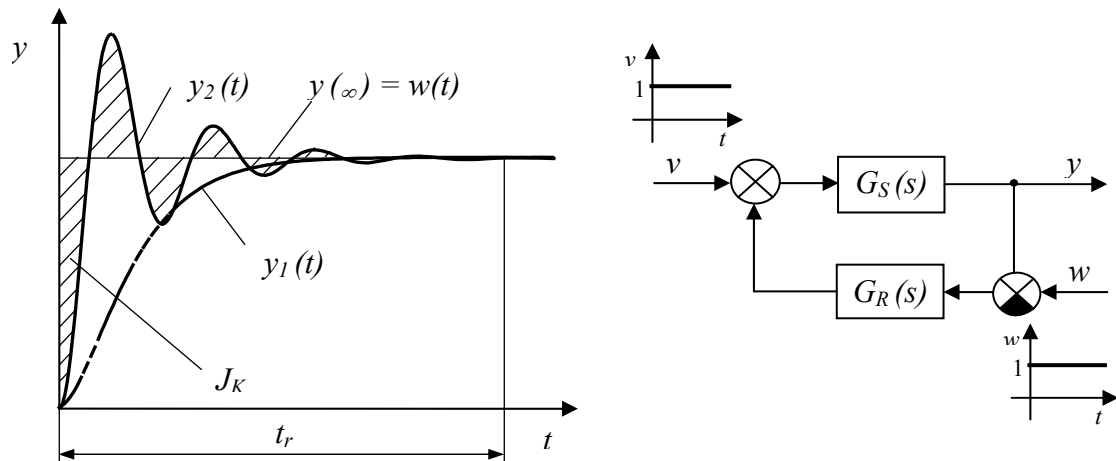
$$d(s) = (s + m)^{\deg d} = d_{\deg d} s^{\deg d} + \dots + d_1 s + d_0 \quad (6.50)$$

Srovnáním levé a pravé strany rovnice se pak získají jednotlivé koeficienty polynomu  $d(s)$ .

**6.3 Kvalita regulace**

Aby bylo možno srovnat mezi sebou jednotlivé metody syntézy je třeba použít nějakou metodu určující kvalitu regulace. Jednou z možných metod je metoda kvadratické plochy. Tato metoda určuje kvalitu regulace z kvadratické regulační plochy ležící mezi přechodovou charakteristikou regulačního obvodu a vstupním signálem ve tvaru žádané hodnoty. Názorně je to zobrazeno na následujícím obrázku (Obr. 6.7), kde  $y_1(t)$  představuje aperiodický průběh a  $y_2(t)$  periodický průběh, přičemž  $t_r$  značí dobu regulace.





Obr. 6.7 Regulační pochody kmitavé ( $y_1$ ) a periodické ( $y_2$ ) vyvolané změnou žádané hodnoty  $w$  nebo vznikem poruchy  $v$

Výpočet kvadratické regulační plochy ( $J_K$ ) je proveden podle vztahu:

$$J_K = \int_0^{\infty} [y(t) - y(\infty)]^2 dt = \int_0^{\infty} [y(t) - w(t)]^2 dt \approx \int_0^{t_r} [y(t) - w(t)]^2 dt \quad (6.51)$$

Výhodou tohoto kritéria je, že se dá využít nejen pro aperiodické průběhy, ale i pro periodické průběhy, kde je, díky mocnině druhého řádu, zabráněno případnému zkreslení při výpočtu regulační plochy. Cílem úspěšnosti seřizování regulátoru je, aby uvedený integrál (regulační plocha) byla minimální, tj.  $J_K \rightarrow \min$ .

**Poznámka:**

K vyhodnocení kvality regulace lze použít kromě kritéria kvadratické plochy, značené jako ISE, i jiných integrálních kritérií značených ITAE, ITE, ITSE, ISTE, IAE, IE.

$$\begin{aligned} ITAE &= \int_0^{\infty} t |e(t)| dt \\ ITE &= \int_0^{\infty} te(t) dt \\ ITSE &= \int_0^{\infty} te^2(t) dt \\ ISTE &= \int_0^{\infty} t^2 e^2(t) dt \\ IAE &= \int_0^{\infty} |e(t)| dt \\ IE &= \int_0^{\infty} e(t) dt \end{aligned} \quad (6.52)$$

## 7 VLASTNÍ NAPLŇOVÁNÍ INFORMAČNÍHO SYSTÉMU CAAC

Tato část bakalářské práce je věnována vlastnímu vytváření WWW stránek pro informační systém CAAC. Jsou zde uvedeny informace o:

- způsobu členění jednotlivých subsystémů informačního systému CAAC do jednotlivých modulů, submodulů, až po základní submoduly,
- stylizaci stránek na základě kaskádových stylů CSS (Cascading style sheet), které jednoduchým způsobem umožňují definovat vzhled jednotlivých částí dokumentu jako např. nadpisy, podnadpisy, obrázky, text, atd,
- nástrojích tvorby HTML dokumentů. [6], [7], [8]

### 7.1 Osnova WWW stránek

Informační systém CAAC se skládá z velkého množství základních submodulů, proto bylo důležité si uvědomit rozsah celého informačního systému CAAC, aby se daly velmi rychlým a bezpečným způsobem doplňovat nové základní submoduly, popřípadě upravovat stávající.

Při tvorbě informačního systému CAAC v prostředí WWW stránek byly proto na něj kladeny následující požadavky:

- hierarchické uspořádání a intuitivní názvy jednotlivých adresářů a souborů,
- jednoznačná struktura jednotlivých WWW stránek informačního systému CAAC,
- bezpečnost při aktualizaci a při doplňování jednotlivých částí systému,
- rychlé vyhledání souborů pro jejich aktualizaci.

Výše uvedené požadavky byly splněny rozčleněním problémů, které vznikly plněním těchto požadavků, do tří hlavních částí. Proto byly vytvořeny struktury adresářů a navrženo umístění souborů v informačním systému CAAC, dále pak byly vytvořeny osnovy WWW stránek pro jednotlivé části informačního systému CAAC a nakonec byly vytvořeny informační seznamy o aktuálním stavu řešení jednotlivých částí informačního systému CAAC.

#### 7.1.1 Osnova WWW stránky subsystému

Strukturování WWW stránky je dána podle níže popsaných bodů:

- Název subsystému
- Název modulu
- Název submodulu
- :
- Základní submodul
- Seznam odborné literatury
- Autor, pracoviště, datum zápisu WWW stránky

### 7.1.2 Osnova WWW stránky základního submodulu

Osnova WWW stránky základního submodulu je dána podle níže popsanych bodů:

- Název problému
- Popis řešeného problému
- Ukázkový příklad
- Výpočetní program
  - název řešeného problému (programu)
  - popis funkce programu
  - požadavky na HW a SW
  - návod na spuštění a ovládání
  - autor, pracoviště, datum poslední modifikace
- Použitá, případně doporučená literatura
- Autor, pracoviště, datum zápisu WWW stránky

## 7.2 Struktury adresářů a umístění souborů v informačním systému CAAC

Pro správné a bezpečné upravení nebo nahrazení některého souboru informačního systému CAAC je nutno, aby bylo dodrženo určité umístění a názvy adresářů a souborů. Proto byly vytvořeny 3 typy struktur adresářů a navrženo umístění souborů v jednotlivých adresářích. Tyto 3 typy pokrývají celou problematiku týkající se struktur adresářů a umístění souborů v informačním systému CAAC na WWW stránkách. Jednotlivé typy zabývající se adresáři a soubory jsou uvedeny včetně příkladů v následující části.

### 7.2.1 Základní struktura adresářů a umístění souborů

Tato kapitola se zabývá základní strukturou a obsahem adresářů v informačním systému CAAC. Základní struktura adresářů a umístění souborů je podrobně uvedeno níže.

Adresář vybraného jazyka

Adresáře subsystémů

- soubory a adresáře týkající se daného subsystému

Adresář subsystému „Knihovna hotových programů“

- programy vytvořené pro daný subsystém případně pro subsystémy informačního systému CAAC

Adresář obrázků

obrázek.gif

obrázky úvodních stránek informačního systému CAAC, názvů subsystémů a často se vyskytující obrázky

Adresář kaskádových stylů

styl.css

soubory se styly využívané v informačním systému CAAC

soubor.htm

- soubory obsahující dělení subsystému až na nejnižší úroveň informačního systému CAAC a ostatní soubory

soubor.htm

- spouštěcí soubor

### 7.3 Informační seznamy o stavu řešení jednotlivých částí informačního systému CAAC

Pro získání přehlednějších informací o stavu řešení jednotlivých částí obsahuje informační systém CAAC dvě základní struktury seznamů. Pomocí těchto seznamů je snazší zjišťovat informace o skutečných stavech řešení daných problémů a na základě těchto získaných informací pak provádět zásahy do informačního systému CAAC.

#### Seznam 1. typu

První typ seznamu obsahuje informace o základních submodulech daného subsystému a obsahuje:

- název základního modulu (*základní modul*),
- název HTML souboru (*HTML soubor*),

- stupeň naplnění (*naplněno*),
- datum zápisu stránky, autor stránky.

Pokud daný základní submodul obsahuje i odkaz na skriptový program, pak seznam obsahuje navíc tyto další body:

- název HTML souboru se skriptovým programem (*HTML soubor (info + program)*),
- datum zápisu stránky, autor programu, autor stránky.

Tab. 7.1 Příklad seznamu typu 1

	<b>základní submodul</b>	<b>HTML soubor</b>	<b>naplněno</b>	<b>datum</b>	<b>autor stránky</b>
1	Spojité verze Ziegler Nicholsovi metody kritického zesílení regulátoru	s_ziegler.htm	1,2	5.9.2001	Navrátil Pavel
	<b>HTML soubor (info+program)</b>	<b>datum</b>	<b>autor programu</b>	<b>autor stránky</b>	
	s_ziegler_pj.htm	5.9.2001	Michael Hyža	Navrátil Pavel	

### Seznam 2. typu

Druhý typ seznamu obsahuje informace o subsystému „Knihovna hotových programů“, neboť u tohoto subsystému není potřeba tolik informací a obsahuje:

- název subsystému, kterým se zabývá daný program (*subsystém*),
- název řešeného problému (*řešený problém*),
- název informačního HTML souboru (*info HTML soubor*),
- datum zápisu stránky, autor stránky,
- název vytvořeného programu (*program*),
- datum zápisu programu do informačního systému, autor programu.

Tab. 7.2 Příklad seznamu typu 2

	<b>subsystém</b>	<b>řešený problém</b>	<b>info HTML soubor</b>	<b>datum</b>	<b>autor stránky</b>
1	Analýza-Syntéza	Analýza, syntéza jednorozměrového regulačního obvodu	anasyn_p1.htm	1.9.2001	Navrátil Pavel
2	Adaptivní řízení	Adaptivní mnohorozměrové řízení pomocí delta modelů	adaptiv_p1.htm	18.2.2003	Navrátil Pavel
	<b>program</b>	<b>datum</b>	<b>autor programu</b>		
	anasyn_p1.zip	1.6.2000	Navrátil Pavel		
	adaptiv_p1.zip	6.6.2001	Navrátil Petr		

## 8 POPIS INTEGROVANÉHO VÝVOJOVÉHO PROSTŘEDÍ MATLAB

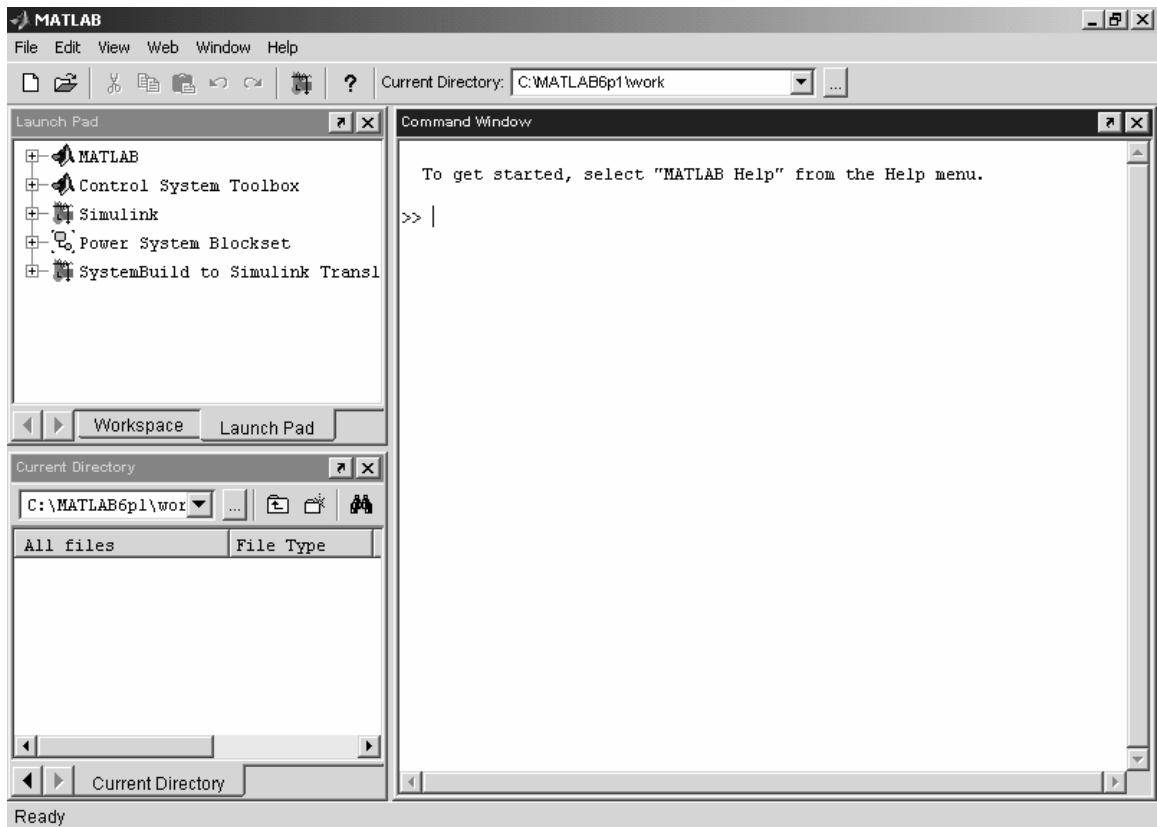
MATLAB je velmi výkonný jazyk pro technické výpočty. Integruje výpočty, vizualizace a programování do jednoduše použitelného prostředí. Mezi hlavní oblasti použití patří:

- modelování a simulace,
- I - inženýrské výpočty a grafika,
- tvorba grafického uživatelského rozhraní,
- analýza dat a jejich vizualizace,
- atd.

MATLAB obsahuje celou řadu různě složitých funkcí, které jsou součástí jádra (zabudované funkce). Skupiny takovýchto funkcí, které se hodí k řešení určitého okruhu problémů se nazývají Toolboxy. Existuje celá řada Toolboxů – Control Toolbox, System Identification Toolbox, Symbolic Math Toolbox, atd.

Příkazy se do MATLABu zadávají do okna Command Window (Obr. 8.1) za „>>“ a ukončují se Enterem. Pokud chceme psát více příkazů na jeden řádek, musíme je oddělit čárkou či středníkem. Šipkou nahoru na klávesnici se posouváme v historii příkazů.

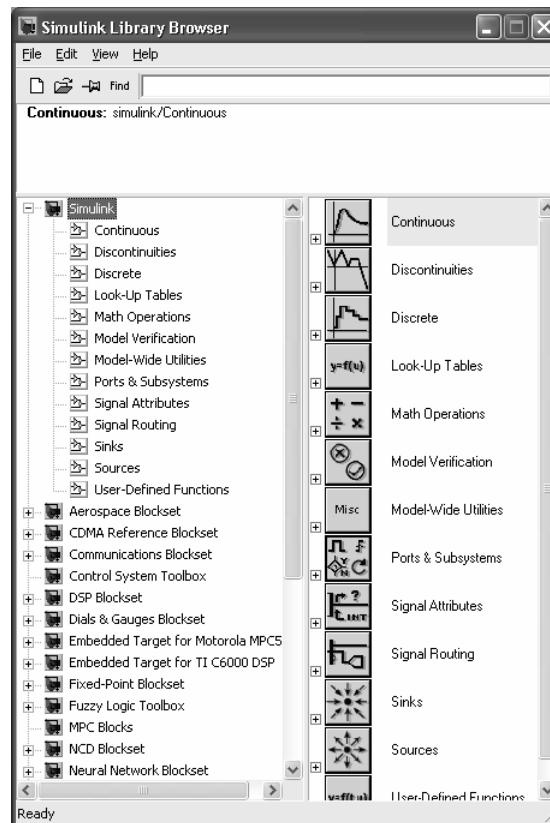
Nápověda je v MATLABu velmi propracovaná. Lze ji spustit stisknutím tlačítka F1 na klávesnici nebo napsáním příkazu *help* do příkazového řádku. Zde jsou velmi přehledným způsobem zpracována jednotlivá témata nápovědy. Pokud by byla potřeba získat nápovědu ke konkrétnímu příkazu, zadá se do příkazového řádku příkaz *help příkaz*. Po zadání se do Command Window vypíše stručná nápověda k zadanému příkazu. Pro podrobnější nápovědu slouží příkaz *doc*.



Obr. 8.1 Hlavní okno programu MATLAB

Samostatnou nadstavbu MATLABu tvoří SIMULINK. Ten řeší soustavy nelineárních diferenciálních rovnic s grafickým zadáváním řešené soustavy. Umožňuje graficky sledovat průběhy veličin v libovolném místě zapojení. Používá se např. pro simulaci dynamického chování systému. Můžeme ho spustit třemi způsoby: ikonou SIMULINK na panelu nástrojů, přes Launch Pad, napsáním SIMULINK v příkazovém řádku. Bloky obsahují všechny potřebné součásti (Obr. 8.2) k vytvoření simulačního schématu:

- Continuous – spojité funkce,
- Discontinuities – nespojitosti, nelinearity,
- Math – matematické funkce,
- Ports & Subsystems – vstupy, výstupy, podsystémy,
- Signal Routing – slučovače, rozbočovače,
- Sources – vstupy,
- Simulink Extras – speciální bloky.



Obr. 8.2 Knihovna SIMULINKu

Pro vytvoření simulačního schématu je třeba otevřít v hlavním menu *File-New-Model* a poté vybrané bloky přenášet do nového okna. Po sestavení obvodu spustíme simulaci tlačítkem *Start Simulation*.



## 9 PROGRAM TAR-AS

Program TAR-AS (TEORIE AUTOMATICKÉHO ŘÍZENÍ – ANALÝZA, SYNTÉZA) slouží jako podklad pro kontrolu první případně druhé seminární práce v předmětu TEORIE AUTOMATICKÉHO ŘÍZENÍ I (dále jen TAŘI).

TAR-AS umožňuje:

- zadat přenos soustavy s polynomy čitatele i jmenovatele až desátého řádu,
- ze zadaného přenosu soustavy určit o jaký typ soustavy se jedná,
- zjistit je-li soustava fyzikálně realizovatelná a pokud tomu tak není, upozorní na tuto skutečnost uživatele a nedovolí mu pokračovat v dalších operacích, dokud tato skutečnost trvá,
- určit póly a nuly soustavy,
- zjistit zda-li je systém stabilní či nestabilní,
- spočítat přechodovou funkci a vykreslit přechodovou charakteristiku,
- spočítat impulsní funkci a vykreslit impulsní charakteristiku,
- spočítat frekvenční přenos v komplexním a v exponenciálním tvaru,
- spočítat amplitudu a fázi frekvenčního přenosu,
- vykreslit amplitudo-fázovou frekvenční charakteristiku (Nyquistovu křivku),
- vykreslit logaritmickou amplitudovou a logaritmickou fázovou charakteristiku (Bodeho křivky),
- zjistit je-li systém pozorovatelný a říditelný.

TAR-AS dále dokáže navrhnout vhodný regulátor pro řízení zadané soustavy, která však musí být v jednom z požadovaných tvarů, které jsou uvedeny v nápovědě k tomuto programu. Pro návrh regulátoru využívá těchto metod:

- Nastavení z přechodové charakteristiky (2. Ziegler-Nicholsova metoda),
- Chien, Hrones a Reswickovy metody (CHR metoda),
- Naslinovy metody,
- Whiteleyových standardních tvarů,
- polynomiální metody - systém řízení se zpětnovazebním regulátorem (1DOF konfigurace),
- polynomiální metody - systém řízení se zpětnovazebním a přímovazebním regulátorem (2DOF konfigurace).

TAR-AS umožňuje navíc uživateli zadat vlastní parametry libovolného regulátoru.

## 9.1 Srovnání vybraných metod syntézy

V této kapitole jsou srovnány vybrané základní metody syntézy regulačního obvodu, které byly použity ve vytvořeném programu TAR-AS, pro daný přenos soustavy s dopravním zpožděním a pro vybraný přenos soustavy bez dopravního zpoždění.

Pro srovnání vybraných metod syntézy byly vybrány následující přenosy:

$$\text{- č.1} \quad G_s(s) = \frac{6}{s^2 + 3s + 0,2}$$

$$\text{- č.2} \quad G_s(s) = \frac{2}{4s + 1} \cdot e^{-2s}$$

V dalších obrázcích budou označovány:

- w(t) - žádaná veličina
- u(t) - akční veličina
- y(t) - výstupní veličina
- t - čas

### Zadání 1:

Pro vybraný přenos soustavy ve tvaru (dále jen č.1):

$$G_s(s) = \frac{6}{s^2 + 3s + 0,2}$$

navrhněte spojitý regulátor pomocí:

- a) Nastavení z přechodové charakteristiky (2. Ziegler-Nicholsova metoda),
- b) Chien, Hrones a Reswickovy metody (CHR metoda),
- c) Naslinovy metody,
- d) Whiteleyových standardních tvarů,
- e) polynomiální metody - systém řízení se zpětnovazebním regulátorem (1DOF konfigurace),
- f) polynomiální metody - systém řízení se zpětnovazebním a přímovazebním regulátorem (2DOF konfigurace).

### Řešení:

- a) Navrhněte spojitý regulátor pomocí 2. Ziegler-Nicholsovy metody

Analýzou přechodové charakteristiky přenosu regulované soustavy č.1 byly zjištěny následující parametry:

$$T_u = 0,2770 \quad T_n = 16,1031 \quad K = 30$$

$$\gamma = \frac{T_n}{T_u} = \frac{16,1031}{0,2770} = 58,1339$$

Byl zvolen PI regulátor.

Z tabulky (Tab. 6.1) byly vypočítány parametry regulátoru:

$$k_p = 1,2 \cdot \gamma \cdot \frac{1}{K} = 1,2 \cdot 58,1339 \cdot \frac{1}{30} = 2,3254$$

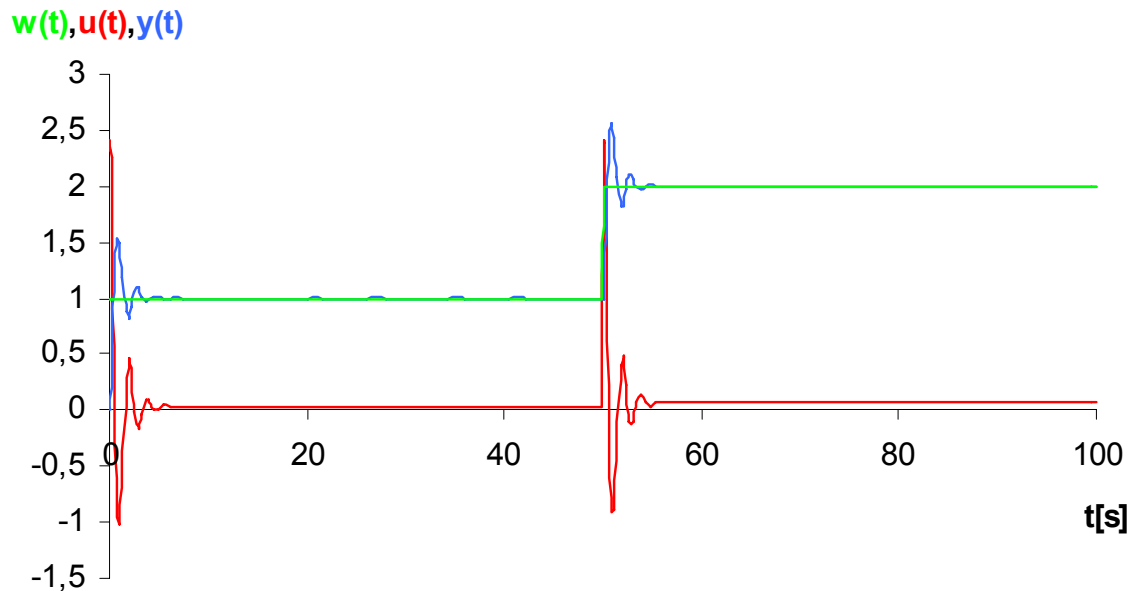
$$T_I = 3,5 \cdot T_u = 3,5 \cdot 0,2770 = 0,9695$$

Výsledný přenos regulátoru pak je:

$$G_R(s) = k_p \left( 1 + \frac{1}{T_I s} \right) = 2,3254 + \frac{2,3986}{s} = \frac{2,3254s + 2,3986}{s}$$

$$G_R(s) = \frac{2,3254s + 2,3986}{s}$$

Velikost kvadratické regulační plochy je:  $J_K = 0,8065$ .



Obr. 9.1 2. Ziegler-Nicholsova metoda pro vybraný přenos regulované soustavy č.1 pro PI regulátor

- b) Navrhněte spojitý regulátor pomocí Chien, Hrones a Reswickovy metody (CHR metoda)

Analýzou přechodové charakteristiky přenosu regulované soustavy č.1 byly zjištěny následující parametry:

$$a = 0,5161 \quad L = 0,2770 \quad T = 16,1031$$

Byl zvolen PI regulátor.

Požadovaný překmit byl zvolen 0%.

Z tabulky (Tab. 6.2) byly spočítány parametry regulátoru:

$$k_p = \frac{0,35}{a} = \frac{0,35}{0,5161} = 0,6782$$

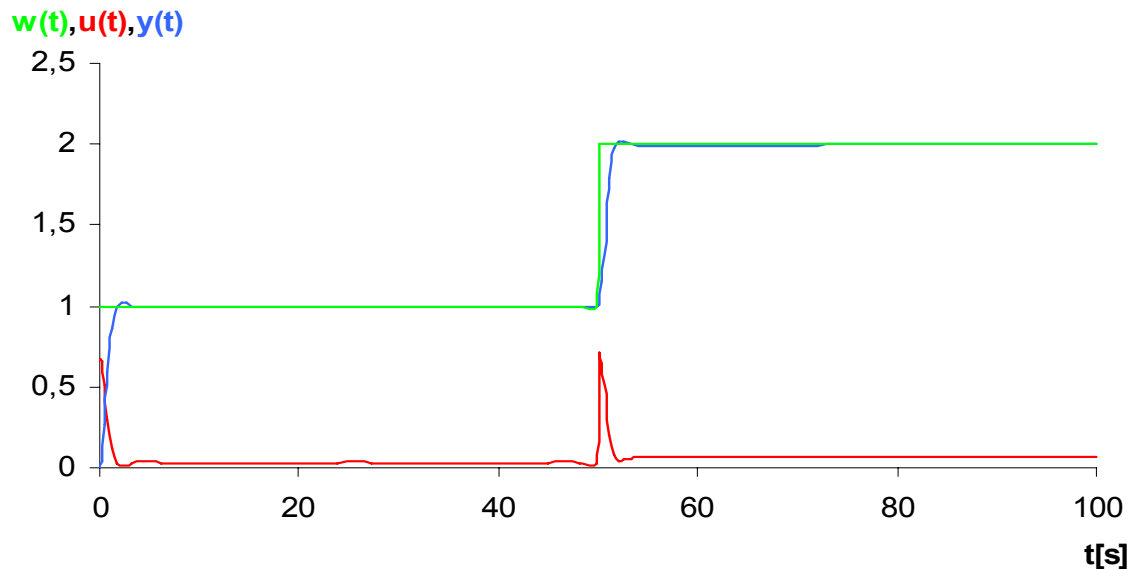
$$T_I = 1,2 \cdot T = 1,2 \cdot 16,1031 = 19,3237$$

Výsledný přenos regulátoru pak je:

$$G_R(s) = k_p \left( 1 + \frac{1}{T_I s} \right) = 0,6782 + \frac{0,0351}{s} = \frac{0,6782s + 0,0351}{s}$$

$$G_R(s) = \frac{0,6782s + 0,0351}{s}$$

Velikost kvadratické regulační plochy je:  $J_K = 1,068$ .



Obr. 9.2 CHR metoda pro vybraný přenos regulované soustavy č.1 pro PI regulátor

- c) Navrhněte spojitý regulátor pomocí Naslinovy metody  
Pro přenos regulované soustavy č.1 byl zvolen PI regulátor.  
Je uvažován přenos regulátoru ve tvaru:

$$G_R(s) = \frac{q_1 s + q_0}{s} = r_0 + \frac{r_{-1}}{s}$$

Potom přenos řízení je ve tvaru:

$$G_{w/y}(s) = \frac{G_R(s) \cdot G_S(s)}{1 + G_R(s) \cdot G_S(s)} = \frac{\frac{6q_1 s + 6q_0}{s^3 + 3s^2 + 0,2s}}{\frac{s^3 + 3s^2 + 0,2s + 6q_1 s + 6q_0}{s^3 + 3s^2 + 0,2s}} =$$

$$= \frac{6q_1 s + 6q_0}{s^3 + 3s^2 + (0,2 + 6q_1)s + 6q_0}$$

Z tohoto přenosů se získá charakteristická rovnice ve tvaru:

$$s^3 + 3s^2 + (0,2 + 6q_1)s + 6q_0 = 0$$

Pro koeficienty této rovnice platí:

$$a_i^2 \geq \alpha \cdot a_{i-1} \cdot a_{i+1} \quad \text{pro } i = 1, 2, \dots, n-1$$

Volba překmitu 5%  $\Rightarrow \alpha=2$  (Tab. 6.3)

$$i=1: (0,2 + 6q_1)^2 \geq 2 \cdot 6q_0 \cdot 3$$

$$i=2: 3^2 \geq 2 \cdot (0,2 + 6q_1) \cdot 1 \Rightarrow q_1 \leq 0,7167$$

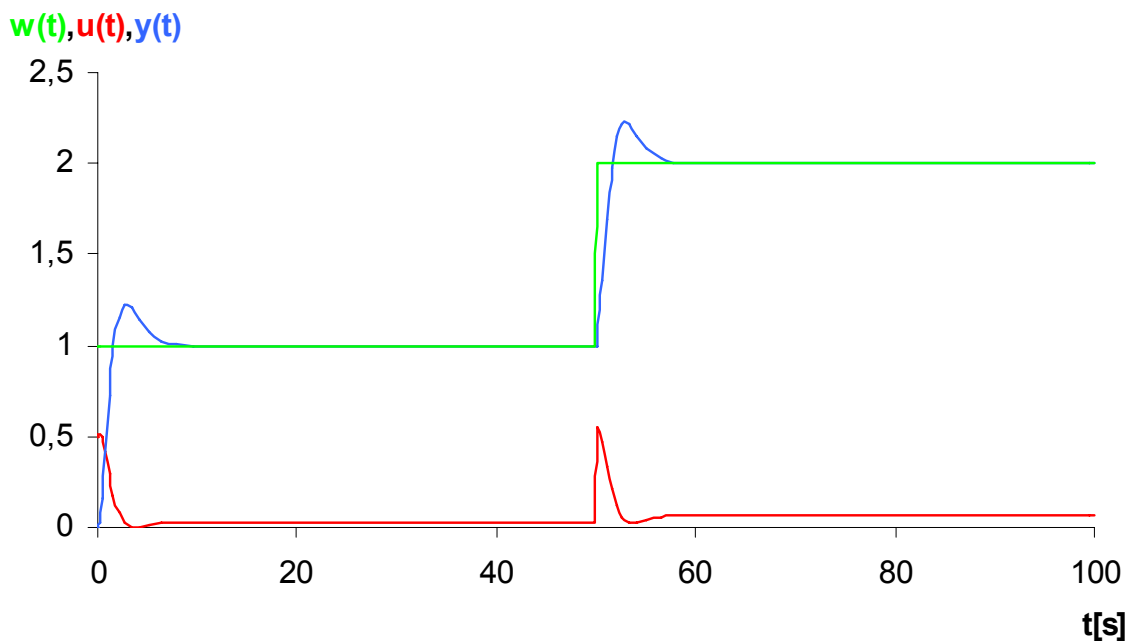
$$\text{Volba: } q_1 = 0,5 \Rightarrow q_0 \leq 0,2844$$

$$\text{Volba: } q_0 = 0,2$$

Výsledný přenos regulátoru pak je:

$$G_R(s) = \frac{0,5s + 0,2}{s}$$

Velikost kvadratické regulační plochy je:  $J_K = 1,415$ .



Obr. 9.3 Naslinova metoda pro vybraný přenos regulované soustavy č.1 pro PI regulátor

d) Navrhněte spojitý regulátor pomocí Whiteleyových standardních tvarů

Pro přenos regulované soustavy č.1 je uvažován přenos PI regulátoru ve tvaru:

$$G_R(s) = \frac{q_1s + q_0}{s} = r_0 + \frac{r_{-1}}{s}$$

Potom přenos řízení je ve tvaru:

$$G_{w/y}(s) = \frac{G_R(s) \cdot G_S(s)}{1 + G_R(s) \cdot G_S(s)} = \frac{\frac{6q_1s + 6q_0}{s^3 + 3s^2 + 0,2s}}{\frac{s^3 + 3s^2 + 0,2s + 6q_1s + 6q_0}{s^3 + 3s^2 + 0,2s}} =$$

$$= \frac{6q_1s + 6q_0}{s^3 + 3s^2 + (0,2 + 6q_1)s + 6q_0}$$

Podělím všechny koeficienty přenosu řízení hodnotou  $a_0 = 6q_0$ :

$$G_{w/y}(s) = \frac{\frac{q_1}{q_0}s + 1}{\frac{1}{6q_0}s^3 + \frac{1}{2q_0}s^2 + \left(\frac{1}{30q_0} + \frac{q_1}{q_0}\right)s + 1}$$

Provedu substituci:

$$s = \left(\frac{a_0}{a_n}\right)^{\frac{1}{n}} \cdot q = \left(\frac{6q_0}{1}\right)^{\frac{1}{3}} \cdot q$$

Potom:

$$G_{w/y}(q) = \frac{\frac{q_1}{q_0} \cdot (6q_0)^{\frac{1}{3}} \cdot q + 1}{\frac{1}{6q_0} \cdot 6q_0 \cdot q^3 + \frac{1}{2q_0} \cdot (6q_0)^{\frac{2}{3}} \cdot q^2 + \left(\frac{1}{30q_0} + \frac{q_1}{q_0}\right) \cdot (6q_0)^{\frac{1}{3}} \cdot q + 1}$$

Obecně:

$$G_{w/y}(q) = \frac{\beta_1 \cdot q + \beta_0}{\alpha_3 \cdot q^3 + \alpha_2 \cdot q^2 + \alpha_1 \cdot q + \alpha_0}$$

Z tabulky (Tab. 6.5) určím koeficienty  $\beta_2, \beta_1, \beta_0, \alpha_3, \alpha_2, \alpha_1, \alpha_0$ :

$$1 = \alpha_3 = 1$$

$$\frac{\sqrt[3]{6^2}}{2q_0^{\frac{1}{3}}} = \alpha_2 = 5,1 \Rightarrow q_0 = 0,0339$$

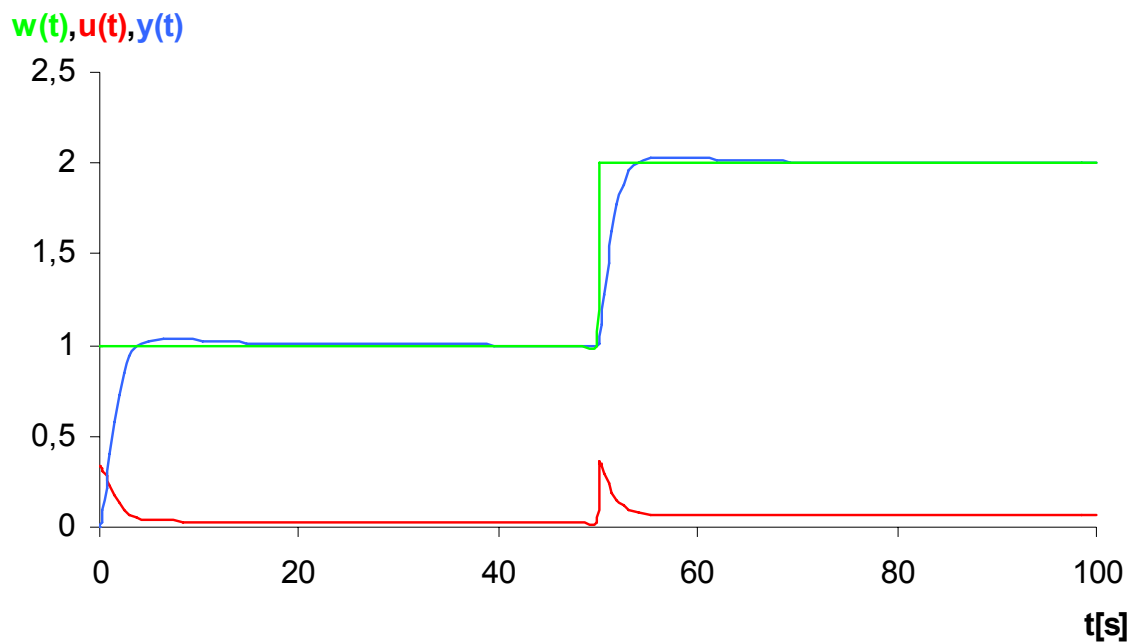
$$\frac{\sqrt[3]{6}}{30q_0^{\frac{2}{3}}} + \frac{\sqrt[3]{6} \cdot q_1}{q_0^{\frac{2}{3}}} = \alpha_1 = 6,3 \Rightarrow q_1 = 0,3298$$

$$1 = \alpha_0 = 1$$

Výsledný přenos regulátoru pak je:

$$G_R(s) = \frac{0,3298s + 0,0339}{s}$$

Velikost kvadratické regulační plochy je:  $J_K = 1,794$ .



Obr. 9.4 Whiteleyovy standardní stavy pro vybraný přenos regulované soustavy č.1 pro PI regulátor

e) Navrhněte spojitý regulátor pomocí polynomiální metody - 1DOF konfigurace

Přenos soustavy je ve tvaru:

$$G_s(s) = \frac{6}{s^2 + 3s + 0,2} = \frac{b(s)}{a(s)}$$

$$w=1; v,n=0 \Rightarrow W(s)=1/s; V(s)=N(s)=0 \Rightarrow f_w=s; f_v=1; f_n=1$$

$$\text{NSN}(f)=s$$

$$\deg q \leq \deg a + \deg f - 1 \leq 2 + 1 - 1 \leq 2$$

$$q = q_2 s^2 + q_1 s + q_0$$

$$\deg \tilde{p} \geq \deg a - 1 \geq 2 - 1 \geq 1$$

$$\tilde{p} = \tilde{p}_1 s + \tilde{p}_0$$

$$\deg d \geq 2 \cdot \deg a + \deg f - 1 \geq 2 \cdot 2 + 1 - 1 \geq 4$$

$$d = s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0$$

$$Q(s) = \frac{q(s)}{f(s)\tilde{p}(s)} = \frac{q_2 s^2 + q_1 s + q_0}{s(\tilde{p}_1 s + \tilde{p}_0)}$$

$$d = a(s)f(s)\tilde{p}(s) + b(s)q(s)$$

$$d = (s^2 + 3s + 0,2) \cdot s \cdot (\tilde{p}_1 s + \tilde{p}_0) + 6 \cdot (q_2 s^2 + q_1 s + q_0)$$

$$d = \tilde{p}_1 s^4 + 3\tilde{p}_1 s^3 + 0,2\tilde{p}_1 s^2 + \tilde{p}_0 s^3 + 3\tilde{p}_0 s^2 + 0,2\tilde{p}_0 s + 6q_2 s^2 + 6q_1 s + 6q_0$$

$$d = \tilde{p}_1 s^4 + (3\tilde{p}_1 + \tilde{p}_0) s^3 + (0,2\tilde{p}_1 + 3\tilde{p}_0 + 6q_2) s^2 + (0,2\tilde{p}_0 + 6q_1) s + 6q_0$$

$$d = s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0$$

$$\begin{aligned}
 s^4: & \tilde{p}_1 & & = & 1 \\
 s^3: & 3\tilde{p}_1 + \tilde{p}_0 & & = & d_3 \\
 s^2: & 0,2\tilde{p}_1 + 3\tilde{p}_0 + 6q_2 & & = & d_2 \\
 s^1: & & 0,2\tilde{p}_0 + 6q_1 & = & d_1 \\
 s^0: & & & 6q_0 & = & d_0
 \end{aligned}$$

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0,2 & 3 & 6 & 0 & 0 \\ 0 & 0,2 & 0 & 6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 6 \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} \tilde{p}_1 \\ \tilde{p}_0 \\ q_2 \\ q_1 \\ q_0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ d_3 \\ d_2 \\ d_1 \\ d_0 \end{bmatrix}$$

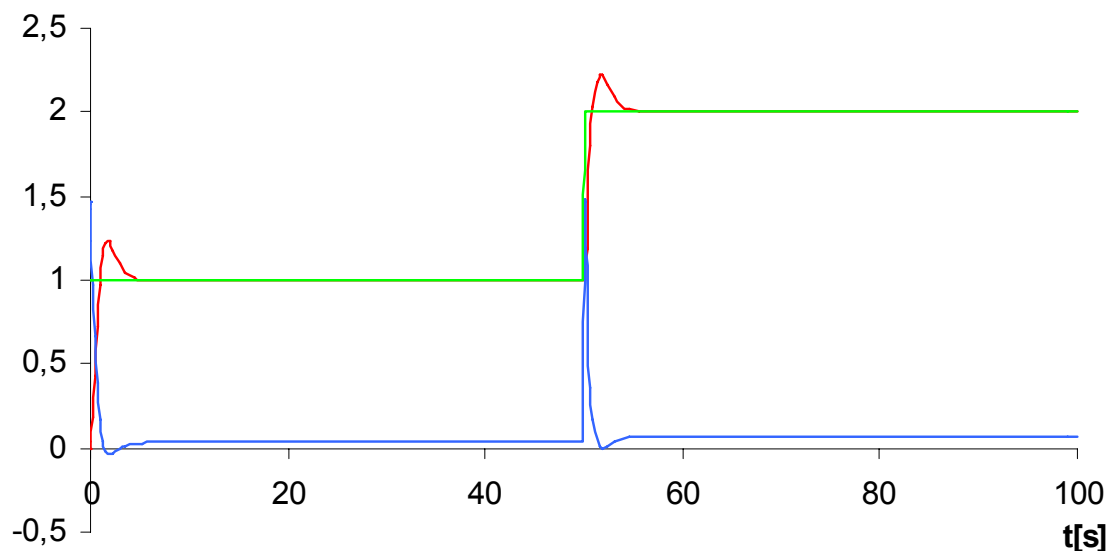
$$d = (s + m)^4 = s^4 + 4ms^3 + 6m^2s^2 + 4m^3s + m^4$$

Volba:  $m=2$

$$X = A^{-1} \cdot B = \begin{bmatrix} 1 \\ 5 \\ 1,4667 \\ 5,1667 \\ 2,6667 \end{bmatrix} \quad Q(s) = \frac{q(s)}{f(s)\tilde{p}(s)} = \frac{1,4667s^2 + 5,1667s + 2,667}{s(s+5)}$$

Velikost kvadratické regulační plochy je:  $J_K = 0,8407$ .

$w(t), u(t), y(t)$



Obr. 9.5 Polynomiální metoda - 1DOF konfigurace pro vybraný přenos regulované soustavy č.1 pro  $m=2$



f) Navrhněte spojitý regulátor pomocí polynomiální metody - 2DOF konfigurace

Přenos soustavy je ve tvaru:

$$G_s(s) = \frac{6}{s^2 + 3s + 0,2} = \frac{b(s)}{a(s)}$$

$$w=1; v,n=0 \Rightarrow W(s)=1/s; V(s)=N(s)=0 \Rightarrow f_w=s; f_v=1; f_n=1 \\ f_1=1 \quad f_2=s$$

$$\deg r = \deg f_2 - 1 = 1 - 1 = 0$$

$$r = r_0$$

$$\deg t = 2 \cdot \deg a + \deg f_1 - 1 - \deg f_2 + K = 2 \cdot 2 + 0 - 1 - 1 + 0 = 2 \quad t = t_2 s^2 + t_1 s + t_0$$

$$K \geq \deg f_2 - \deg f_1 - \deg a \geq 1 - 0 - 2 \geq -1 \quad K = 0$$

$$\deg q = \deg a + \deg f_1 - 1 = 2 + 0 - 1 = 1$$

$$q = q_1 s + q_0$$

$$\deg \tilde{p} \geq \deg a - 1 + K \geq 2 - 1 + 0 \geq 1$$

$$\tilde{p} = \tilde{p}_1 s + \tilde{p}_0$$

$$\deg d \geq 2 \cdot \deg a + \deg f_1 - 1 + K \geq 2 \cdot 2 + 0 - 1 + 0 \geq 3$$

$$d = s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0$$

$$Q(s) = \frac{q(s)}{f_1(s)\tilde{p}(s)} = \frac{q_1 s + q_0}{1 \cdot (\tilde{p}_1 s + \tilde{p}_0)}$$

$$R(s) = \frac{r(s)}{f_1(s)\tilde{p}(s)} = \frac{r_0}{1 \cdot (\tilde{p}_1 s + \tilde{p}_0)}$$

$$d = a(s)f_1(s)\tilde{p}(s) + b(s)q(s)$$

$$d = (s^2 + 3s + 0,2) \cdot 1 \cdot (\tilde{p}_1 s + \tilde{p}_0) + 6 \cdot (q_1 s + q_0)$$

$$d = \tilde{p}_1 s^3 + 3\tilde{p}_1 s^2 + 0,2\tilde{p}_1 s + \tilde{p}_0 s^2 + 3\tilde{p}_0 s + 0,2\tilde{p}_0 + 6q_1 s + 6q_0$$

$$d = \tilde{p}_1 s^3 + (3\tilde{p}_1 + \tilde{p}_0) s^2 + (0,2\tilde{p}_1 + 3\tilde{p}_0 + 6q_1) s^1 + 0,2\tilde{p}_0 + 6q_0$$

$$d = s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0$$

$$d = t(s)f_2(s) + b(s)r(s)$$

$$d = (t_2 s^2 + t_1 s + t_0) \cdot s + 6 \cdot r_0$$

$$d = t_2 s^3 + t_1 s^2 + t_0 s + 6r_0$$

$$d = s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0$$

$$s^3: \quad \tilde{p}_1 \quad \quad \quad = 1$$

$$s^2: \quad 3\tilde{p}_1 \quad + \quad \tilde{p}_0 \quad \quad \quad = d_2$$

$$s^1: \quad 0,2\tilde{p}_1 \quad + \quad 3\tilde{p}_0 \quad + \quad 6q_1 \quad \quad \quad = d_1$$

$$s^0: \quad \quad \quad 0,2\tilde{p}_0 \quad \quad \quad + \quad 6q_0 \quad = d_0$$

$$s^3: \quad t_2 \quad \quad \quad = 1$$

$$s^2: \quad \quad \quad t_1 \quad \quad \quad = d_2$$

$$s^1: \quad \quad \quad t_0 \quad \quad \quad = d_1$$

$$s^0: \quad \quad \quad \quad \quad \quad 6r_0 \quad = d_0$$

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 3 & 1 & 0 & 0 \\ 0,2 & 3 & 6 & 0 \\ 0 & 0,2 & 0 & 6 \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} \tilde{p}_1 \\ \tilde{p}_0 \\ q_1 \\ q_0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ d_2 \\ d_1 \\ d_0 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6 \end{bmatrix}$$

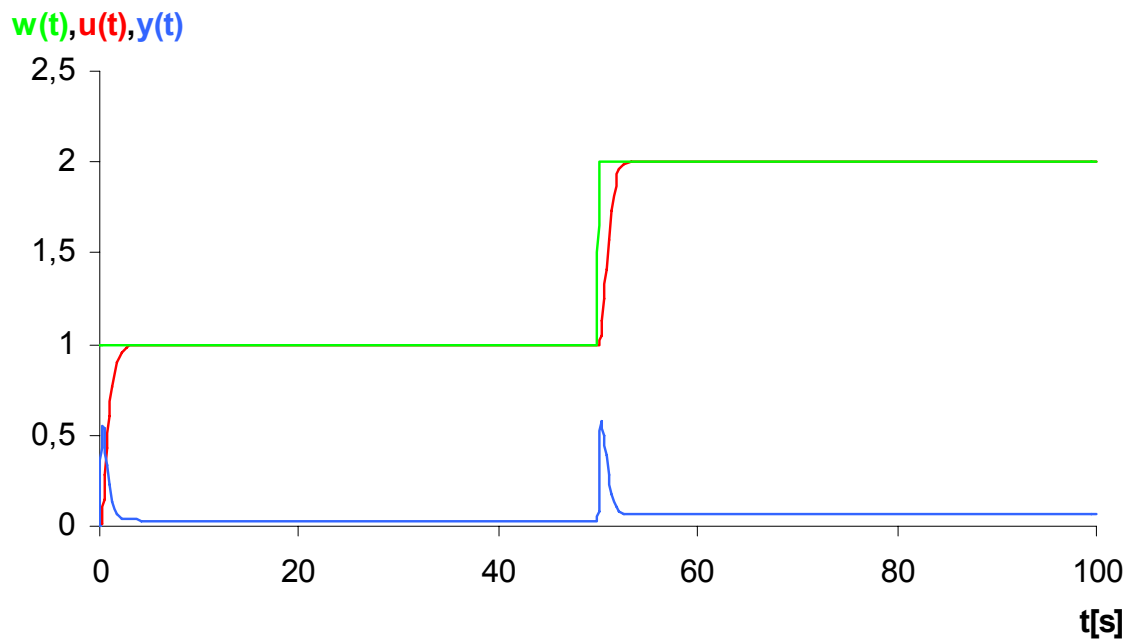
$$d = (s + m)^3 = s^3 + 3ms^2 + 3m^2s + m^3$$

Volba:  $m=3$

$$X = A^{-1} \cdot B = \begin{bmatrix} 1 \\ 6 \\ 1,4667 \\ 4,3 \end{bmatrix} \quad Q(s) = \frac{q(s)}{f_1(s)\tilde{p}(s)} = \frac{1,4667s + 4,3}{s + 6}$$

$$Y = C^{-1} \cdot B = \begin{bmatrix} 1 \\ 9 \\ 27 \\ 4,5 \end{bmatrix} \quad R(s) = \frac{r(s)}{f_1(s)\tilde{p}(s)} = \frac{4,5}{s + 6}$$

Velikost kvadratické regulační plochy je:  $J_K = 0,7016$ .



Obr. 9.6 Polynomiální metoda - 2DOF konfigurace pro vybraný přenos regulované soustavy č.1 pro  $m=3$

**Zadání 2:**

Pro vybraný přenos soustavy ve tvaru (dále jen č.2):

$$G_s(s) = \frac{2}{4s+1} \cdot e^{-2s}$$

navrhněte spojitý regulátor pomocí:

- Nastavení z přechodové charakteristiky (2. Ziegler-Nicholsova metoda),
- Chien, Hrones a Reswickovy metody (CHR metoda),
- Naslinovy metody,
- Whiteleyových standardních tvarů,
- polynomiální metody - systém řízení se zpětnovazebním regulátorem (1DOF konfigurace),
- polynomiální metody.- systém řízení se zpětnovazebním a přímovazebním regulátorem (2DOF konfigurace).

**Řešení:**

a) Navrhněte spojitý regulátor pomocí 2. Ziegler-Nicholsovy metody

Analýzou přechodové charakteristiky přenosu regulované soustavy č.2 byly zjištěny následující parametry:

$$T_u = 1,9522 \quad T_n = 4,8263 \quad K = 2$$

$$\gamma = \frac{T_n}{T_u} = \frac{4,8263}{1,9522} = 2,4722$$

Byl zvolen PI regulátor.

Z tabulky (Tab. 6.1) byly vypočítány parametry regulátoru:

$$k_p = 1,2 \cdot \gamma \cdot \frac{1}{K} = 1,2 \cdot 2,4722 \cdot \frac{1}{2} = 1,4833$$

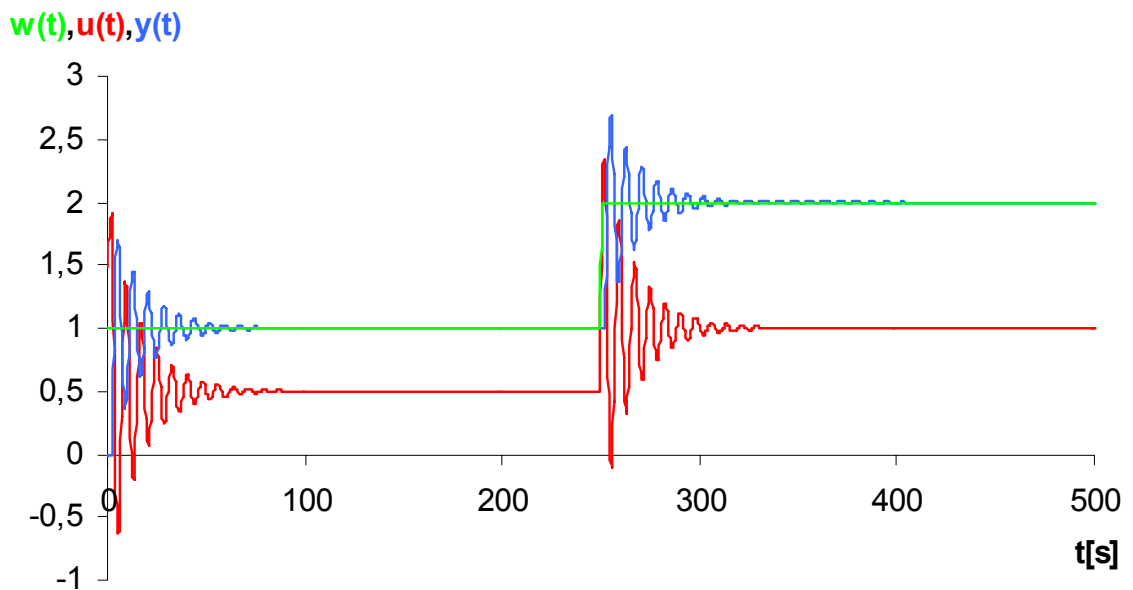
$$T_I = 3,5 \cdot T_u = 3,5 \cdot 1,9522 = 6,8327$$

Výsledný přenos regulátoru pak je:

$$G_R(s) = k_p \left( 1 + \frac{1}{T_I s} \right) = 1,4833 + \frac{0,2171}{s} = \frac{1,4833s + 0,2171}{s}$$

$$G_R(s) = \frac{1,4833s + 0,2171}{s}$$

Velikost kvadratické regulační plochy je:  $J_K = 10,46$ .



Obr. 9.7 2. Ziegler-Nicholsova metoda pro vybraný přenos regulované soustavy č.2 pro PI regulátor

- b) Navrhněte spojitý regulátor pomocí Chien, Hrones a Reswickovy metody (CHR metoda)

Analýzou přechodové charakteristiky přenosu regulované soustavy č.2 byly zjištěny následující parametry:

$$a = 0,8090 \quad L = 1,9522 \quad T = 4,8263$$

Byl zvolen PI regulátor.

Požadovaný překmit byl zvolen 0%.

Z tabulky (Tab. 6.2) byly spočítány parametry regulátoru:

$$k_p = \frac{0,35}{a} = \frac{0,35}{0,8090} = 0,4326$$

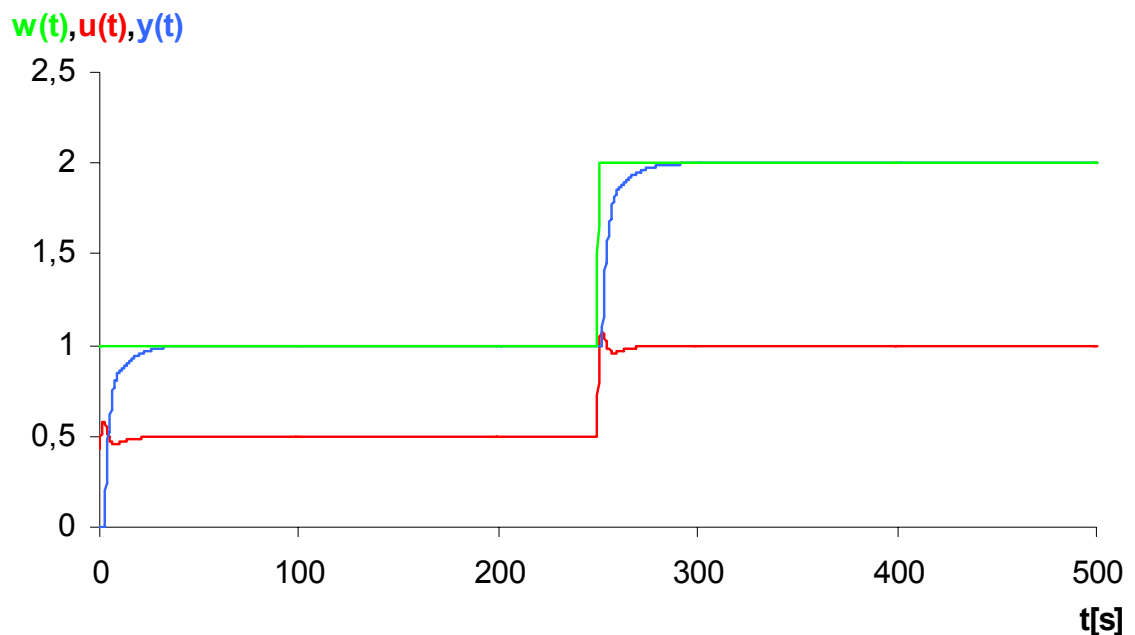
$$T_I = 1,2 \cdot T = 1,2 \cdot 4,8263 = 5,7916$$

Výsledný přenos regulátoru pak je:

$$G_R(s) = k_p \left( 1 + \frac{1}{T_I s} \right) = 0,4326 + \frac{0,0747}{s} = \frac{0,4326s + 0,0747}{s}$$

$$G_R(s) = \frac{0,4326s + 0,0747}{s}$$

Velikost kvadratické regulační plochy je:  $J_K = 7,946$ .



Obr. 9.8 CHR metoda pro vybraný přenos regulované soustavy č.2 pro PI regulátor

c) Navrhněte spojitý regulátor pomocí Naslinovy metody

Pro přenos regulované soustavy č.2 je nejprve nutné provést aproximaci dopravního zpoždění.

Taylorovou aproximací jmenovatele dopravního zpoždění podle (6.48) vznikne:

$$G_S(s) = \frac{2}{4s+1} \cdot e^{-2s} \approx \frac{2}{4s+1} \cdot \frac{1}{1+2s} = \frac{2}{8s^2+6s+1}$$

$$G_S(s) = \frac{2}{8s^2+6s+1}$$

Byl zvolen PI regulátor.

Je uvažován přenos regulátoru ve tvaru:

$$G_R(s) = \frac{q_1s + q_0}{s} = r_0 + \frac{r_{-1}}{s}$$

Potom přenos řízení je ve tvaru:

$$\begin{aligned} G_{w/y}(s) &= \frac{G_R(s) \cdot G_S(s)}{1 + G_R(s) \cdot G_S(s)} = \frac{\frac{2q_1s + 2q_0}{8s^3 + 6s^2 + s}}{\frac{8s^3 + 6s^2 + s + 2q_1s + 2q_0}{8s^3 + 6s^2 + s}} = \\ &= \frac{2q_1s + 2q_0}{8s^3 + 6s^2 + (1 + 2q_1)s + 2q_0} \end{aligned}$$

Z tohoto přenosů se získá charakteristická rovnice ve tvaru:

$$8s^3 + 6s^2 + (1 + 2q_1)s + 2q_0 = 0$$

Pro koeficienty této rovnice platí:

$$a_i^2 \geq \alpha \cdot a_{i-1} \cdot a_{i+1} \quad \text{pro } i = 1, 2, \dots, n-1$$

Volba překmitu 5%  $\Rightarrow \alpha=2$  (Tab. 6.3)

$$i=1: (1 + 2q_1)^2 \geq 2 \cdot 2q_0 \cdot 6$$

$$i=2: 6^2 \geq 2 \cdot (1 + 2q_1) \cdot 8 \Rightarrow q_1 \leq 0,625$$

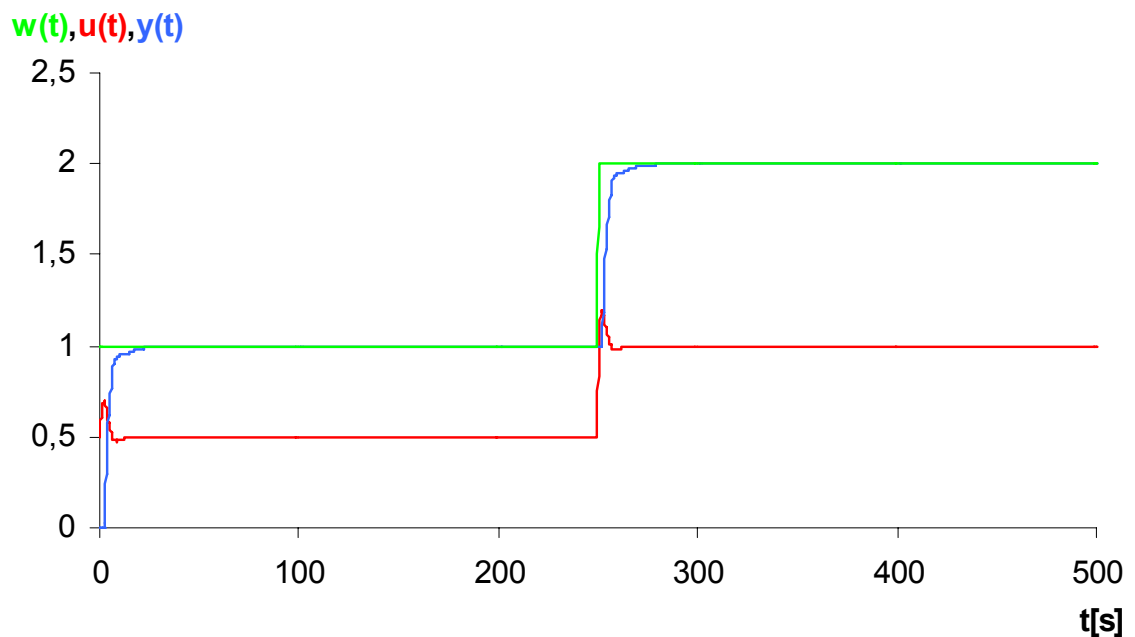
$$\text{Volba: } q_1 = 0,5 \Rightarrow q_0 \leq 0,1667$$

$$\text{Volba: } q_0 = 0,1$$

Výsledný přenos regulátoru pak je:

$$G_R(s) = \frac{0,5s + 0,1}{s}$$

Velikost kvadratické regulační plochy je:  $J_K = 6,939$ .



Obr. 9.9 Naslinova metoda pro vybraný přenos regulované soustavy č.2 pro PI regulátor

d) Navrhněte spojitý regulátor pomocí Whiteleyových standardních tvarů

Pro přenos regulované soustavy č.2 je nejprve nutné provést aproximaci dopravního zpoždění.

Taylorovou aproximací jmenovatele dopravního zpoždění podle (6.48) vznikne:

$$G_s(s) = \frac{2}{4s+1} \cdot e^{-2s} \approx \frac{2}{4s+1} \cdot \frac{1}{1+2s} = \frac{2}{8s^2 + 6s + 1}$$

$$G_s(s) = \frac{2}{8s^2 + 6s + 1}$$

Byl zvolen PI regulátor.

Je uvažován přenos regulátoru ve tvaru:

$$G_R(s) = \frac{q_1 s + q_0}{s} = r_0 + \frac{r_{-1}}{s}$$

Potom přenos řízení je ve tvaru:

$$\begin{aligned} G_{w/y}(s) &= \frac{G_R(s) \cdot G_S(s)}{1 + G_R(s) \cdot G_S(s)} = \frac{\frac{2q_1 s + 2q_0}{8s^3 + 6s^2 + s}}{\frac{8s^3 + 6s^2 + s + 2q_1 s + 2q_0}{8s^3 + 6s^2 + s}} = \\ &= \frac{2q_1 s + 2q_0}{8s^3 + 6s^2 + (1 + 2q_1)s + 2q_0} \end{aligned}$$

Podělím všechny koeficienty přenosu řízení hodnotou  $a_0 = 2q_0$ :

$$G_{w/y}(s) = \frac{\frac{q_1}{q_0} s + 1}{\frac{4}{q_0} s^3 + \frac{3}{q_0} s^2 + \left( \frac{1}{2q_0} + \frac{q_1}{q_0} \right) s + 1}$$

Provedu substituci:

$$s = \left( \frac{a_0}{a_n} \right)^{\frac{1}{n}} \cdot q = \left( \frac{q_0}{4} \right)^{\frac{1}{3}} \cdot q$$

Potom:

$$G_{w/y}(q) = \frac{\frac{q_1}{q_0} \cdot \left( \frac{q_0}{4} \right)^{\frac{1}{3}} \cdot q + 1}{\frac{4}{q_0} \cdot \frac{q_0}{4} \cdot q^3 + \frac{3}{q_0} \cdot \left( \frac{q_0}{4} \right)^{\frac{2}{3}} \cdot q^2 + \left( \frac{1}{2q_0} + \frac{q_1}{q_0} \right) \cdot \left( \frac{q_0}{4} \right)^{\frac{1}{3}} \cdot q + 1}$$

Obecně:

$$G_{w/y}(q) = \frac{\beta_1 \cdot q + \beta_0}{\alpha_3 \cdot q^3 + \alpha_2 \cdot q^2 + \alpha_1 \cdot q + \alpha_0}$$

Z tabulky (Tab. 6.5) určím koeficienty  $\beta_2, \beta_1, \beta_0, \alpha_3, \alpha_2, \alpha_1, \alpha_0$ :

$$1 = \alpha_3 = 1$$

$$\frac{3}{\sqrt[3]{4^2} \cdot q_0^{\frac{1}{3}}} = \alpha_2 = 5,1 \Rightarrow q_0 = 0,0127$$

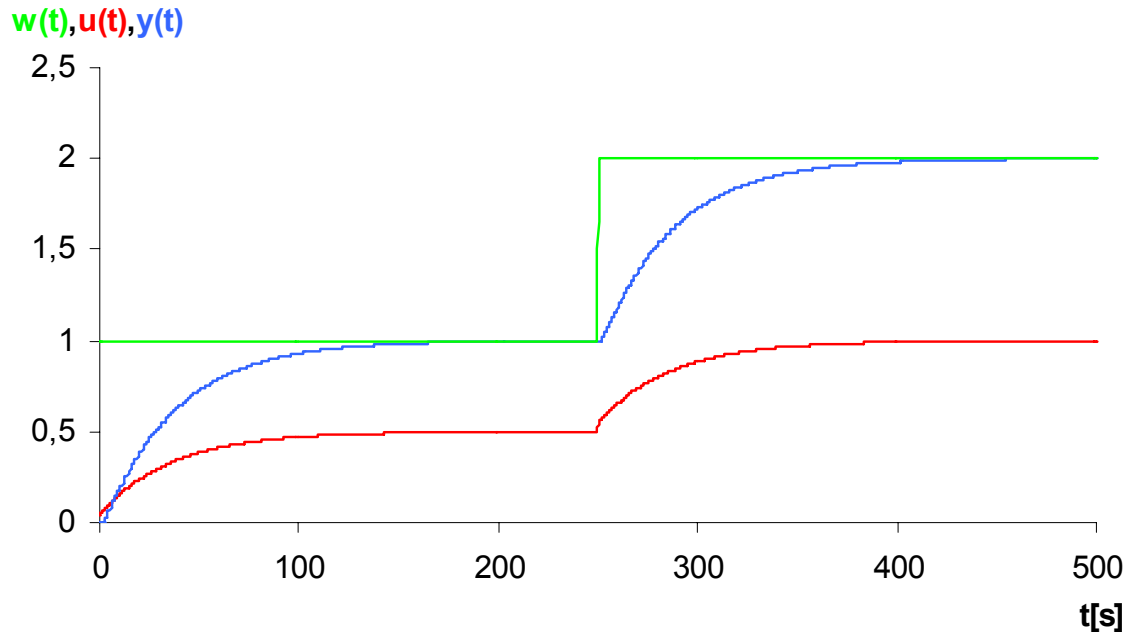
$$\frac{1}{2 \cdot \sqrt[3]{4} \cdot q_0^{\frac{2}{3}}} + \frac{q_1}{\sqrt[3]{4} \cdot q_0^{\frac{2}{3}}} = \alpha_1 = 6,3 \Rightarrow q_1 = 0,0444$$

$$1 = \alpha_0 = 1$$

Výsledný přenos regulátoru pak je:

$$G_R(s) = \frac{0,0444s + 0,0127}{s}$$

Velikost kvadratické regulační plochy je:  $J_K = 41,95$ .



Obr. 9.10 Whiteleyovy standardní stavy pro vybraný přenos regulované soustavy č.2 pro PI regulátor

e) Navrhněte spojitý regulátor pomocí polynomiální metody – 1DOF konfigurace  
 Pro přenos regulované soustavy č.2 je nejprve nutné provést aproximaci dopravního zpoždění.  
 Taylorovou aproximací jmenovatele dopravního zpoždění podle (6.48) vznikne:

$$G_s(s) = \frac{2}{4s+1} \cdot e^{-2s} \approx \frac{2}{4s+1} \cdot \frac{1}{1+2s} = \frac{2}{8s^2 + 6s + 1}$$

$$G_s(s) = \frac{2}{8s^2 + 6s + 1} = \frac{b(s)}{a(s)}$$

$$w=1 ; v,n=0 \Rightarrow W(s)=1/s ; V(s)=N(s)=0 \Rightarrow f_w=s ; f_v=1 ; f_n=1$$

$$NSN(f)=s$$

$$\deg q \leq \deg a + \deg f - 1 \leq 2 + 1 - 1 \leq 2$$

$$\deg \tilde{p} \geq \deg a - 1 \geq 2 - 1 \geq 1$$

$$\deg d \geq 2 \cdot \deg a + \deg f - 1 \geq 2 \cdot 2 + 1 - 1 \geq 4$$

$$Q(s) = \frac{q(s)}{f(s)\tilde{p}(s)} = \frac{q_2s^2 + q_1s + q_0}{s(\tilde{p}_1s + \tilde{p}_0)}$$

$$q = q_2s^2 + q_1s + q_0$$

$$\tilde{p} = \tilde{p}_1s + \tilde{p}_0$$

$$d = s^4 + d_3s^3 + d_2s^2 + d_1s + d_0$$



$$\begin{aligned}
 d &= a(s)f(s)\tilde{p}(s) + b(s)q(s) \\
 d &= (8s^2 + 6s + 1) \cdot s \cdot (\tilde{p}_1s + \tilde{p}_0) + 2 \cdot (q_2s^2 + q_1s + q_0) \\
 d &= 8\tilde{p}_1s^4 + 6\tilde{p}_1s^3 + \tilde{p}_1s^2 + 8\tilde{p}_0s^3 + 6\tilde{p}_0s^2 + \tilde{p}_0s + 2q_2s^2 + 2q_1s + 2q_0 \\
 d &= 8\tilde{p}_1s^4 + (6\tilde{p}_1 + 8\tilde{p}_0)s^3 + (\tilde{p}_1 + 6\tilde{p}_0 + 2q_2)s^2 + (\tilde{p}_0 + 2q_1)s + 2q_0 \\
 d &= s^4 + d_3s^3 + d_2s^2 + d_1s + d_0
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 s^4 : & 8\tilde{p}_1 & & = & 1 \\
 s^3 : & 6\tilde{p}_1 + 8\tilde{p}_0 & & = & d_3 \\
 s^2 : & \tilde{p}_1 + 6\tilde{p}_0 + 2q_2 & & = & d_2 \\
 s^1 : & & \tilde{p}_0 + 2q_1 & = & d_1 \\
 s^0 : & & & 2q_0 & = & d_0
 \end{aligned}$$

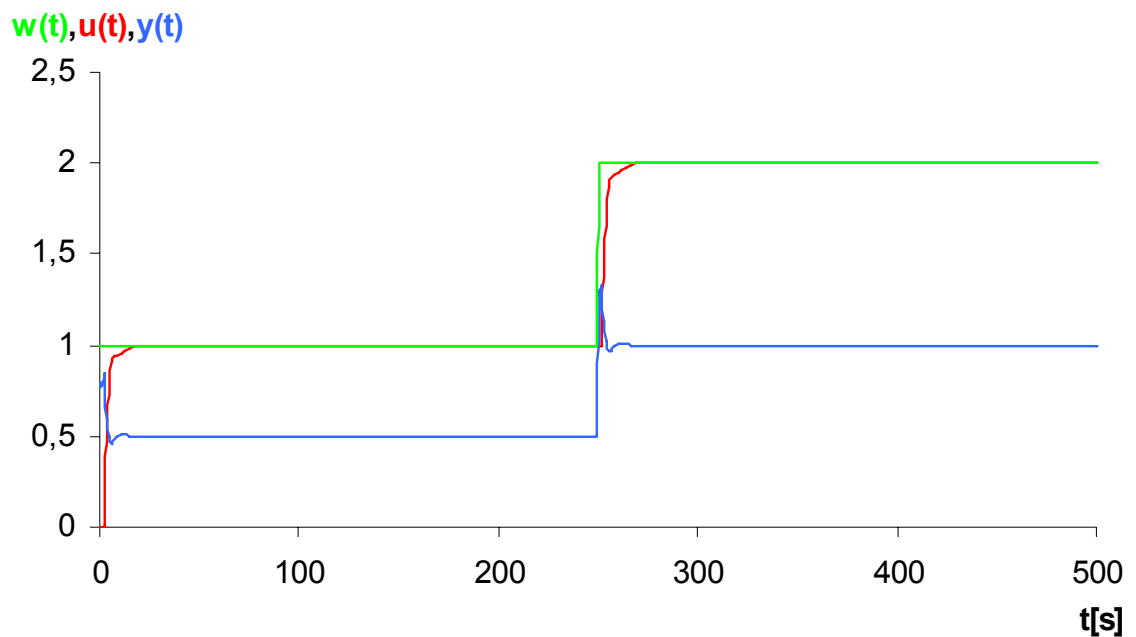
$$A = \begin{bmatrix} 8 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 6 & 8 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 6 & 2 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2 \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} \tilde{p}_1 \\ \tilde{p}_0 \\ q_2 \\ q_1 \\ q_0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ d_3 \\ d_2 \\ d_1 \\ d_0 \end{bmatrix}$$

$$d = (s + m)^4 = s^4 + 4ms^3 + 6m^2s^2 + 4m^3s + m^4$$

$$m=0,4$$

$$X = A^{-1} \cdot B = \begin{bmatrix} 0,1250 \\ 0,1063 \\ 0,0987 \\ 0,0749 \\ 0,0128 \end{bmatrix} \quad Q(s) = \frac{q(s)}{f(s)\tilde{p}(s)} = \frac{0,0987s^2 + 0,0749s + 0,0128}{s(0,125s + 0,1063)}$$

Velikost kvadratické regulační plochy je:  $J_K = 6,116$ .



Obr. 9.11 Polynomiální metoda - 1DOF konfigurace pro vybraný přenos regulované soustavy č.2 pro  $m=0,4$

f) Navrhněte spojitý regulátor pomocí polynomiální metody - 2DOF konfigurace

Pro přenos regulované soustavy č.2 je nejprve nutné provést aproximaci dopravního zpoždění.

Taylorovou aproximací jmenovatele dopravního zpoždění podle (6.48) vznikne:

$$G_s(s) = \frac{2}{4s+1} \cdot e^{-2s} \approx \frac{2}{4s+1} \cdot \frac{1}{1+2s} = \frac{2}{8s^2 + 6s + 1}$$

$$G_s(s) = \frac{2}{8s^2 + 6s + 1} = \frac{b(s)}{a(s)}$$

$$\begin{aligned} w=1; v,n=0 &\Rightarrow W(s)=1/s; V(s)=N(s)=0 &\Rightarrow f_w=s; f_v=1; f_n=1 \\ f_1=1 & \quad f_2=s \end{aligned}$$

$$\deg r = \deg f_2 - 1 = 1 - 1 = 0$$

$$r = r_0$$

$$\deg t = 2 \cdot \deg a + \deg f_1 - 1 - \deg f_2 + K = 2 \cdot 2 + 0 - 1 - 1 + 0 = 2 \quad t = t_2 s^2 + t_1 s + t_0$$

$$K \geq \deg f_2 - \deg f_1 - \deg a \geq 1 - 0 - 2 \geq -1 \quad K = 0$$

$$\deg q = \deg a + \deg f_1 - 1 = 2 + 0 - 1 = 1$$

$$q = q_1 s + q_0$$

$$\deg \tilde{p} \geq \deg a - 1 + K \geq 2 - 1 + 0 \geq 1$$

$$\tilde{p} = \tilde{p}_1 s + \tilde{p}_0$$

$$\deg d \geq 2 \cdot \deg a + \deg f_1 - 1 + K \geq 2 \cdot 2 + 0 - 1 + 0 \geq 3$$

$$d = s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0$$

$$Q(s) = \frac{q(s)}{f_1(s)\tilde{p}(s)} = \frac{q_1 s + q_0}{1 \cdot (\tilde{p}_1 s + \tilde{p}_0)}$$

$$R(s) = \frac{r(s)}{f_1(s)\tilde{p}(s)} = \frac{r_0}{1 \cdot (\tilde{p}_1 s + \tilde{p}_0)}$$

$$d = a(s)f_1(s)\tilde{p}(s) + b(s)q(s)$$

$$d = (8s^2 + 6s + 1) \cdot 1 \cdot (\tilde{p}_1s + \tilde{p}_0) + 2 \cdot (q_1s + q_0)$$

$$d = 8\tilde{p}_1s^3 + 6\tilde{p}_1s^2 + \tilde{p}_1s + 8\tilde{p}_0s^2 + 6\tilde{p}_0s + \tilde{p}_0 + 2q_1s + 2q_0$$

$$d = 8\tilde{p}_1s^3 + (6\tilde{p}_1 + 8\tilde{p}_0)s^2 + (\tilde{p}_1 + 6\tilde{p}_0 + 2q_1)s^1 + \tilde{p}_0 + 2q_0$$

$$d = s^3 + d_2s^2 + d_1s + d_0$$

$$d = t(s)f_2(s) + b(s)r(s)$$

$$d = (t_2s^2 + t_1s + t_0) \cdot s + 2 \cdot r_0$$

$$d = t_2s^3 + t_1s^2 + t_0s + 2r_0$$

$$d = s^3 + d_2s^2 + d_1s + d_0$$

$$s^3: 8\tilde{p}_1 = 1$$

$$s^2: 6\tilde{p}_1 + 8\tilde{p}_0 = d_2$$

$$s^1: \tilde{p}_1 + 6\tilde{p}_0 + 2q_1 = d_1$$

$$s^0: \tilde{p}_0 + 2q_0 = d_0$$

$$s^3: t_2 = 1$$

$$s^2: t_1 = d_2$$

$$s^1: t_0 = d_1$$

$$s^0: 2r_0 = d_0$$

$$A = \begin{bmatrix} 8 & 0 & 0 & 0 \\ 6 & 8 & 0 & 0 \\ 1 & 6 & 2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} \tilde{p}_1 \\ \tilde{p}_0 \\ q_1 \\ q_0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ d_2 \\ d_1 \\ d_0 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 \end{bmatrix}$$

$$d = (s + m)^3 = s^3 + 3ms^2 + 3m^2s + m^3$$

$$m=0,4$$

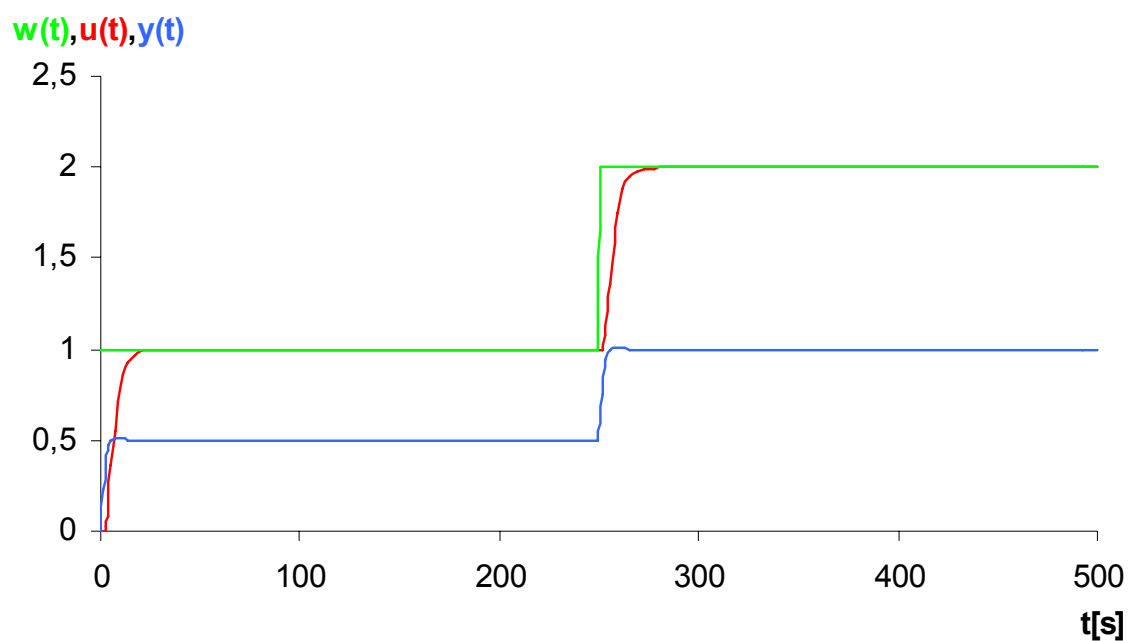
$$X = A^{-1} \cdot B = \begin{bmatrix} 0,125 \\ 0,0563 \\ 0,0087 \\ 0,0039 \end{bmatrix}$$

$$Q(s) = \frac{q(s)}{f_1(s)\tilde{p}(s)} = \frac{0,0087s + 0,0039}{0,125s + 0,0563}$$

$$Y = C^{-1} \cdot B = \begin{bmatrix} 1 \\ 1,2 \\ 0,48 \\ 0,032 \end{bmatrix}$$

$$R(s) = \frac{r(s)}{f_1(s)\tilde{p}(s)} = \frac{0,032}{0,125s + 0,0563}$$

Velikost kvadratické regulační plochy je:  $J_K = 11,02$ .



Obr. 9.12 Polynomiální metoda - 2DOF konfigurace pro vybraný přenos regulované soustavy č.2 pro  $m=0,4$

### 9.1.1 Vyhodnocení vybraných metod syntézy

#### *Srovnání vybraných metod syntézy podle průběhu regulačního pochodu*

Z průběhů regulačních pochodů jsem dospěl k těmto závěrům:

##### *Nastavení z přechodové charakteristiky (2. Ziegler-Nicholsova metoda)*

- tuto metodu lze použít k nastavení regulátoru jak pro regulované soustavy bez dopravního zpoždění, tak i pro regulované soustavy s dopravním zpožděním,
- průběh přechodového děje řízení je charakteristický poměrně velkým počátečním překmitem,
- pro výpočet parametrů regulátoru není třeba znát přenos regulované soustavy, ale jen data z naměřené přechodové charakteristiky regulované soustavy, z nichž se určí potřebné parametry  $T_u$ ,  $T_n$ ,  $K$ , na jejichž základě se pak z tabulky vypočítají požadované parametry daného typu regulátoru.

##### *Chien, Hrones a Reswickova metoda (CHR metoda)*

- tuto metodu lze použít k nastavení regulátoru jak pro regulované soustavy bez dopravního zpoždění, tak i pro regulované soustavy s dopravním zpožděním,
- parametry regulátoru byly pro oba vybrané přenosy regulovaných soustav č.1 a č.2 navrženy pro nulový překmit, ale u obou přechodových dějů řízení došlo k malému překmitu, což může být u obou regulovaných soustav způsobeno nepřesným odečtením parametrů  $a$ ,  $L$ ,  $T$ .
- pro výpočet parametrů regulátoru není třeba znát přenos regulované soustavy, ale jen data z naměřené přechodové charakteristiky regulované soustavy, z nichž se určí potřebné parametry  $a$ ,  $L$ ,  $T$ , na jejichž základě se pak z tabulky vypočítají požadované parametry daného typu regulátoru.

##### *Naslinova metoda*

- tuto metodu lze použít k nastavení regulátoru jak pro regulované soustavy bez dopravního zpoždění, tak i pro regulované soustavy s dopravním zpožděním, u nichž je nejprve nutno toto dopravní zpoždění aproximovat,
- parametry regulátoru byly pro oba vybrané přenosy regulovaných soustav č.1 a č.2 navrženy pro 5% maximální překmit, ale u přechodového děje řízení pro přenos regulované soustavy č.1 byl tento překmit ve skutečnosti asi 20%. u přechodového děje řízení pro přenos regulované soustavy č.2 byla tato podmínka splněna,
- pro výpočet parametrů regulátoru je potřeba znát přenos regulované soustavy, z něhož se vypočítají požadované parametry daného typu regulátoru.

*Whiteleyovy standardní stavy*

- tuto metodu lze použít k nastavení regulátoru jak pro regulované soustavy bez dopravního zpoždění, tak i pro regulované soustavy s dopravním zpožděním, u nichž je nejprve nutno toto dopravní zpoždění aproximovat,
- oba regulační pochody s regulátory seřízenými podle této metody pro vybrané přenosy regulovaných soustav č.1 a č.2 se velmi pomalu ustalovaly na žádané hodnotě,
- u simulace řízení regulované soustavy č.1 regulátorem navrženým touto metodou došlo k překmitu žádané veličiny, ale u regulované soustavy č.2 k tomuto překmitu nedošlo,
- pro výpočet parametrů regulátoru je potřeba znát přenos regulované soustavy, z něhož se vypočítají požadované parametry daného typu regulátoru.

*Polynomiální metoda - 1DOF konfigurace*

- tuto metodu lze použít k nastavení regulátoru jak pro regulované soustavy bez dopravního zpoždění, tak i pro regulované soustavy s dopravním zpožděním, u nichž je nejprve nutno toto dopravní zpoždění aproximovat,
- výhodou této metody je to, že aplikací této metody je možné získat nejen parametry regulátoru, ale i strukturu regulátoru pro danou regulovanou soustavu a požadované podmínky, které jsou kladené na řízení,
- menší nevýhodou této metody je to, že se zvyšujícím se řádem regulované soustavy je složitější i struktura regulátoru, tedy roste celkový objem výpočtů,
- u simulace řízení regulované soustavy č.1 regulátorem navrženým touto metodou došlo k překmitu žádané veličiny, ale u regulované soustavy č.2 k tomuto překmitu nedošlo,
- při výpočtu parametrů regulátoru je třeba zadat kořeny polynomu  $d(s)$ , což je pravá strana diofantantické rovnice, přičemž kořeny tohoto polynomu mají vliv na chování přechodového děje řízení.

*Polynomiální metoda - 2DOF konfigurace*

- tuto metodu lze použít k nastavení regulátoru jak pro regulované soustavy bez dopravního zpoždění, tak i pro regulované soustavy s dopravním zpožděním, u nichž je nejprve nutno toto dopravní zpoždění aproximovat,
- výhodou této metody je to, že aplikací této metody je možné získat nejen parametry regulátoru, ale i strukturu regulátoru pro danou regulovanou soustavu a požadované podmínky, které jsou kladené na řízení,
- menší nevýhodou této metody je to, že se zvyšujícím se řádem regulované soustavy je složitější i struktura regulátoru, tedy roste celkový objem výpočtů,
- oba regulační pochody s regulátory seřízenými podle této metody pro vybrané přenosy regulovaných soustav č.1 a č.2 byly velmi rychlé a bez překmitu žádané hodnoty,

- při výpočtu parametrů regulátoru je třeba zadat kořeny polynomu  $d(s)$ , což je pravá strana obou diofantantických rovnic, přičemž kořeny tohoto polynomu mají vliv na chování přechodového děje řízení.

### Srovnání vybraných metod syntézy podle kvality regulace

Ke srovnání vybraných metod syntézy byla použita metoda kvadratické plochy ( $J_K$ ), která je podrobněji popsána v kapitole 6.3. Čím menší je výsledná hodnota kvadratické regulační plochy ( $J_K$ ) tím lepší je kvalita regulace, ale ne vždy je kvalita regulace brána jako hlavní aspekt pro výsledný systém. Někdy je důležitější například co nejkratší doba regulace, nebo co nejmenší přeregulování. Toto jsou však protichůdné požadavky, a proto je optimální seřízení regulátoru kompromisem mezi nimi.

Tab. 9.1 Kvalita regulace pro regulační obvod

Metoda syntézy	Kvadratická regulační plocha $J_K$	
	$G_S(s) = \frac{6}{s^2 + 3s + 0,2}$	$G_S(s) = \frac{2}{4s + 1} \cdot e^{-2s}$
1.	0,807	10,460
2.	1,068	7,946
3.	1,415	6,939
4.	1,794	41,950
5.	0,841	6,116
6.	0,702	11,020

1. - Nastavení z přechodové charakteristiky (2. Ziegler-Nicholsova metoda),
2. - Chien, Hrones a Reswickova metoda (CHR metoda),
3. - Naslinova metoda,
4. - Whiteleyovy standardní stavy,
5. - polynomiální metoda - 1DOF konfigurace,
6. - polynomiální metoda – 2DOF konfigurace.

Podle tabulky (Tab. 9.1) je z hlediska kvadratické regulační plochy pro vybraný přenos soustavy č.1 vhodný regulátor navržený polynomiální metodou - 2DOF konfigurace a pro vybraný přenos soustavy č.2 je vhodný regulátor navržený polynomiální metodou - 1DOF konfigurace.

## ZÁVĚR

Tato práce se zabývala problematikou týkající se podpory elektronické formy výuky v oblasti automatického řízení a to zejména v oblasti ANALÝZA.

Jako součást této práce byly vytvořeny a také upraveny již existující vybrané základní submoduly v subsystému ANALÝZA informačního systému CAAC v prostředí WWW stránek. Tyto stránky se nacházejí na Internetové adrese <http://www.caac.zde.cz>.

Dále byl vytvořen výpočtový program TAR-AS v programovém prostředí MATLAB pro analýzu i syntézu regulačního obvodu. Součástí tohoto programu je vytvořená nápověda, která obsahuje i ukázkový příklad, na němž jsou demonstrovány možnosti programu. K tomuto programu byla vytvořena informační WWW stránka, která byla společně s vytvořeným programem zařazena do subsystému KNIHOVNA HOTOVÝCH PROGRAMŮ informačního systému CAAC.

V této práci byla popsána teorie potřebná při tvorbě a úpravě WWW stránek a při tvorbě programu TAR-AS v programovém prostředí MATLAB.

Na konci samotné práce je provedeno srovnání vybraných metod syntézy pro vybraný přenos soustavy bez dopravního zpoždění i pro vybraný přenos soustavy s dopravním zpožděním, s využitím vytvořeného programu TAR-AS Tyto metody byly srovnány podle kvadratické regulační plochy, a podle průběhu regulačního pochodu. Pro vybraný přenos soustavy bez dopravního zpoždění se jevil jako vhodný regulátor navržený polynomiální metodou - 2DOF konfigurace pro  $m=3$ , a to jak po stránce regulačního pochodu, tak i po stránce kvality regulace. Pro vybraný přenos soustavy s dopravním zpožděním se jevil jako vhodný regulátor navržený polynomiální metodou - 1DOF konfigurace pro  $m=0,4$ , a to jak po stránce regulačního pochodu, tak i po stránce kvality regulace.



**SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY**

- [1] Balátě, J. *Automatické řízení*. 2. přeprac. vyd. Praha: BEN – technická literatura, Praha, 2004.
- [2] Kosek, J. *Téměř vše o WWW* [online]. C1999, 2005/11/07 [cit. 2006-01-18]. Dostupný z WWW: <<http://www.kosek.cz/>>.
- [3] Navrátil, P. *Informační systém CAAC – Počítačová podpora automatického řízení*, Disertační práce, UTB – FT ve Zlíně, 2004.
- [4] Nguyen, T.C.P. *Počítačová podpora automatického řízení CAAC*, Disertační práce, VUT – FSI v Brně, 2001.
- [5] Kontis s.r.o. *E – learning*, Propagační materiál firmy Kontis s.r.o., 2006. Dostupné z WWW: <<http://www.e-learn.cz/>>.
- [6] Kosek, J. *HTML – tvorba dokonalých WWW stránek*, Grada, Praha, 1998.
- [7] Schurman, M., E., Pardi, J.,W. *Dynamické HTML v akci*, Computer Press, 200.
- [8] Plechač, V. *Front Page 2000 – tvorba dokonalých WWW stránek*, Grada, Praha, 2001.

**PŘEHLED POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK**

$v_1(t)$	poruchová veličina na vstupu do soustavy
$v_2(t)$	poruchová veličina na výstupu ze soustavy
$u(t)$	akční veličina
$y(t)$	výstupní veličina systému
$w(t)$	řídící (žádaná) veličina
$e(t)$	regulační odchylka
$G_R(s)$	přenos regulátoru
$G_S(s)$	přenos soustavy
$f(t)$	reálná funkce
$F(s)$	Laplaceův obraz reálné funkce $f(t)$
$s$	komplexní proměnná
$t$	reálná proměnná (čas)
$L$	operátor přímé Laplaceovy transformace
$L^{-1}$	operátor zpětné Laplaceovy transformace
$j$	imaginární jednotka
$res$	residuum
$M(s)$	čitatel přenosu
$N(s)$	jmenovatel přenosu
$m$	stupeň čitatele přenosu
$n$	stupeň jmenovatele přenosu
$p_1 \dots p_i$	kořeny jmenovatele přenosu (póly)
$n_1 \dots n_j$	kořeny čitatele přenosu (nuly)
$b_0 \dots b_m$	koeficienty čitatele přenosu
$a_0 \dots a_n$	koeficienty jmenovatele přenosu
$x(t)$	stavová (vnitřní) veličina
$G(s)$	obecný přenos
$Y(s)$	Laplaceův obraz výstupní veličiny systému
$U(s)$	Laplaceův obraz akční veličiny
$\eta(t)$	jednotkový (Heavisideův) skok
$h(t)$	přechodová funkce
$H(s)$	Laplaceův obraz přechodové funkce
$T_d$	dopravní zpoždění

$\delta(t)$	jednotkový (Dirracův) impuls
$i(t)$	impulsní funkce
$I(s)$	Laplaceův obraz impulsní funkce
$G(j\omega)$	obecný frekvenční přenos
$u_0$	amplituda vstupního signálu
$y_0$	amplituda výstupního signálu
$\omega$	úhlová frekvence
$\varphi(\omega)$	fázový posuv
$P(\omega)$	reálná složka frekvenčního přenosu
$Q(\omega)$	imaginární složka frekvenčního přenosu
$mod$	modul
$arg$	argument
$A(\omega)$	amplituda
$A[dB]$	amplituda v decibelech
$T$	časová konstanta
$K$	zesílení soustavy
$T_u$	doba průtahu
$T_n$	doba náběhu
$k_p, T_I, T_D$	parametry regulátoru
$r_0, r_1, r_{-1}$	parametry regulátoru
1DOF	jeden stupeň volnosti
2DOF	dva stupně volnosti
$J_K$	kvadratická regulační plocha

## SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1 Schéma bakalářské práce.....	8
Obr. 4.1 Struktura informačního systému CAAC.....	16
Obr. 4.2 Struktura subsystémů informačního systému CAAC.....	17
Obr. 4.3 Stromová struktura subsystému „Analýza“.....	18
Obr. 5.1 Základní blokové schéma regulačního obvodu.....	19
Obr. 5.2 Použití Laplaceovy transformace.....	24
Obr. 5.3 Jednorozměrný systém.....	24
Obr. 5.4 Jednotkový (Heavisideův) skok.....	27
Obr. 5.5 Jednotkový (Diracův) impuls.....	28
Obr. 5.6 Nyquistova křivka.....	31
Obr. 5.7 Rozdělení komplexní roviny na stabilní a nestabilní pro kořeny charakteristické rovnice.....	33
Obr. 5.8 Postup výpočtu při použití Routh-Schurova kritéria.....	34
Obr. 6.1 Schéma regulačního obvodu.....	36
Obr. 6.2 Určení parametrů $K$ , $T_u$ a $T_n$ z přechodové charakteristika regulované soustavy.....	37
Obr. 6.3 Určení parametrů $a$ , $L$ a $T$ z přechodové charakteristiky regulované soustavy.....	38
Obr. 6.4- Regulační pochod odpovídající standardnímu tvaru.....	39
Obr. 6.5 1DOF konfigurace systému řízení.....	42
Obr. 6.6 2DOF konfigurace systému řízení.....	44
Obr. 6.7 Regulační pochody kmitavé ( $y_1$ ) a periodické ( $y_2$ ) vyvolané změnou žádané hodnoty $w$ nebo vznikem poruchy $v$ .....	49
Obr. 8.1 Hlavní okno programu MATLAB.....	55
Obr. 8.2 Knihovna SIMULINKu.....	56
Obr. 9.1 2. Ziegler-Nicholsova metoda pro vybraný přenos regulované soustavy č.1 pro PI regulátor.....	59
Obr. 9.2 CHR metoda pro vybraný přenos regulované soustavy č.1 pro PI regulátor.....	60
Obr. 9.3 Naslinova metoda pro vybraný přenos regulované soustavy č.1 pro PI regulátor.....	61
Obr. 9.4 Whiteleyovy standardní stavy pro vybraný přenos regulované soustavy č.1 pro PI regulátor.....	63
Obr. 9.5 Polynomiální metoda - 1DOF konfigurace pro vybraný přenos regulované soustavy č.1 pro $m=2$ .....	64
Obr. 9.6 Polynomiální metoda - 2DOF konfigurace pro vybraný přenos regulované soustavy č.1 pro $m=3$ .....	66
Obr. 9.7 2. Ziegler-Nicholsova metoda pro vybraný přenos regulované soustavy č.2 pro PI regulátor.....	68
Obr. 9.8 CHR metoda pro vybraný přenos regulované soustavy č.2 pro PI regulátor.....	69
Obr. 9.9 Naslinova metoda pro vybraný přenos regulované soustavy č.2 pro PI regulátor.....	70
Obr. 9.10 Whiteleyovy standardní stavy pro vybraný přenos regulované soustavy č.2 pro PI regulátor.....	72
Obr. 9.11 Polynomiální metoda - 1DOF konfigurace pro vybraný přenos regulované soustavy č.2 pro $m=0,4$ .....	74
Obr. 9.12 Polynomiální metoda - 2DOF konfigurace pro vybraný přenos regulované soustavy č.2 pro $m=0,4$ .....	76

**SEZNAM TABULEK**

Tab. 6.1 Nastavení parametrů PID regulátoru ze získaných hodnot z přechodové charakteristiky.....	37
Tab. 6.2 Parametry regulátoru pro CHR metodu.....	38
Tab. 6.3 Závislost $\Delta y_{max}$ na $\alpha$ dle Naslina.....	38
Tab. 6.4 Standardní tvary přenosové funkce typu (6.4).....	40
Tab. 6.5 Standardní tvary přenosové funkce typu (6.9).....	41
Tab. 6.6 Standardní tvary přenosové funkce typu (6.10).....	41
Tab. 7.1 Příklad seznamu typu 1.....	53
Tab. 7.2 Příklad seznamu typu 2.....	53
Tab. 9.1 Kvalita regulace pro regulační obvod.....	79

## SEZNAM PŘÍLOH

- P I SLOVNÍK LAPLACEOVY TRANSFORMACE
- P II STRUKTURA WWW STRÁNKY ZÁKLADNÍHO SUBMODULU
- P III UKÁZKA KONKRÉTNÍCH WWW STRÁNEK INFORMAČNÍHO  
SYSTÉMU CAAC
- P IV OBSAH PŘILOŽENÉHO CD-ROMU

## PŘÍLOHA P I: SLOVNÍK LAPLACEOVY TRANSFORMACE

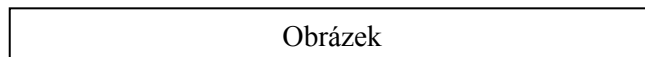
	Originál (časová funkce)	Obraz (komplexní funkce)
1	$\delta$ (Diracova funkce)	1
2	1 (jednotkový skok - Heavisideova funkce)	$\frac{1}{s}$
3	$t$ (lineární rampa)	$\frac{1}{s^2}$
4	$t^n$	$\frac{n!}{s^{n+1}}$
5	$e^{-at}$	$\frac{1}{s+a}$
6	$\sin \omega t$	$\frac{\omega}{s^2 + \omega^2}$
7	$\cos \omega t$	$\frac{s}{s^2 + \omega^2}$
8	$\frac{1}{a}(1 - e^{-at})$	$\frac{1}{s(s+a)}$
9	$e^{-at} \sin \omega t$	$\frac{\omega}{(s+a)^2 + \omega^2}$
10	$e^{-at} \cos \omega t$	$\frac{s+a}{(s+a)^2 + \omega^2}$
11	$t e^{-at}$	$\frac{1}{(s+a)^2}$
12	$e^{-at} - e^{-bt}$	$\frac{b-a}{(s+a)(s+b)}$
13	$t^{n-1} e^{-at}$	$\frac{(n-1)!}{(s+a)^n}$
14	$e^{-at}(1 - e^{-at})$	$\frac{s}{(s+a)^2}$
15	$1 - \cos \omega t$	$\frac{\omega^2}{s(s^2 + \omega^2)}$
16	$1 - \sin \omega t$	$\frac{s^2 + \omega^2 - s\omega}{s(s^2 + \omega^2)}$

# PŘÍLOHA P II: STRUKTURA WWW STRÁNKY ZÁKLADNÍHO SUBMODULU

Název řešeného problému  
(styl H1)

Popis řešeného problému:  
(styl H2)

Text, text, text, text, ...  
(styl P)



Obrázek  
(styl H4)

Obrázek 1: popis  
(styl H3)

Tabulka 1: popis  
(styl H3)

Text (styl H4)	Text
Text	Text

Příklad:  
(styl H2)

Řešení:  
(styl P.tucne)

Použitá, případně doporučená literatura:  
(styl H2)

1. Autor1  
(styl H5)

Výpočetní program:  
(styl H2)

- Text odkazu (*text odkazu = název programu*)  
(styl H5)  
Autor programu: autor programu, datum, pracoviště  
(styl H6)

Tlačítko zpět  
(styl P - centrováný obrázek s odkazem)

Autor, pracoviště, datum  
(styl .autor)

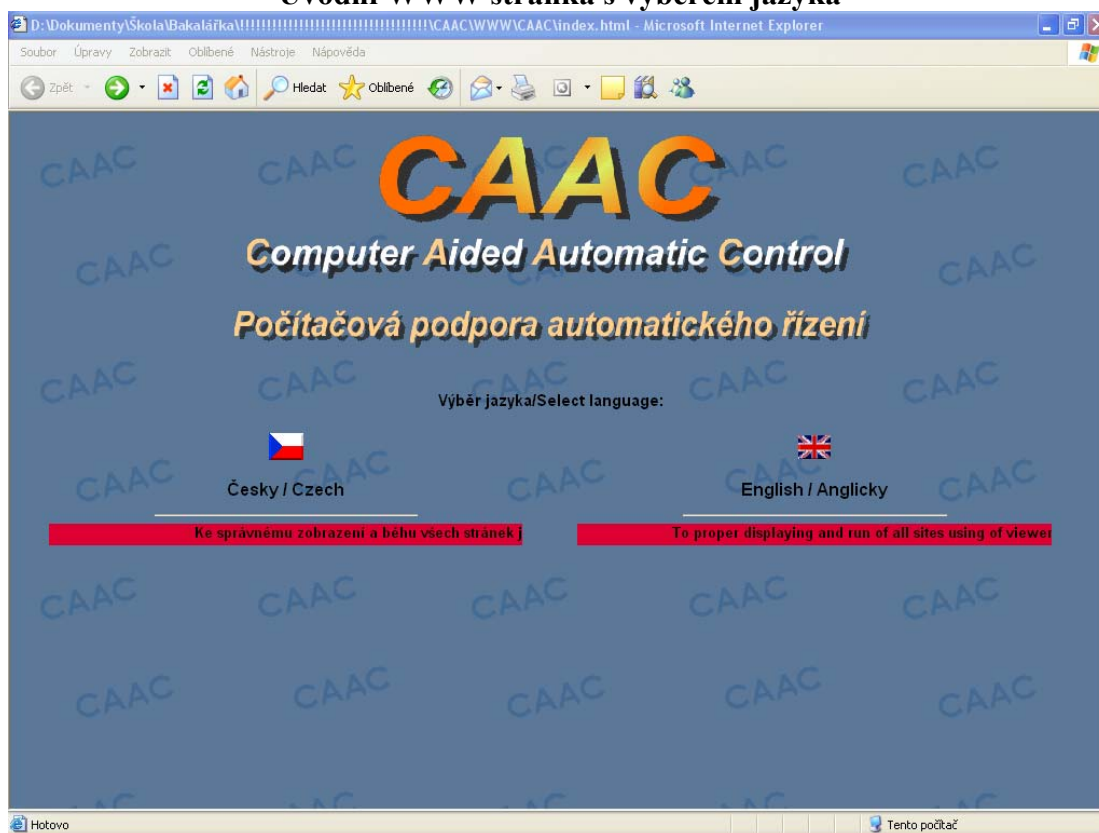
Poznámka:

- Definice potřebných stylů pro základní submoduly jsou uvedeny v textovém souboru zakl\_sub.css.
- Bližší informace o kaskádových stylech lze nalézt např. v [2].

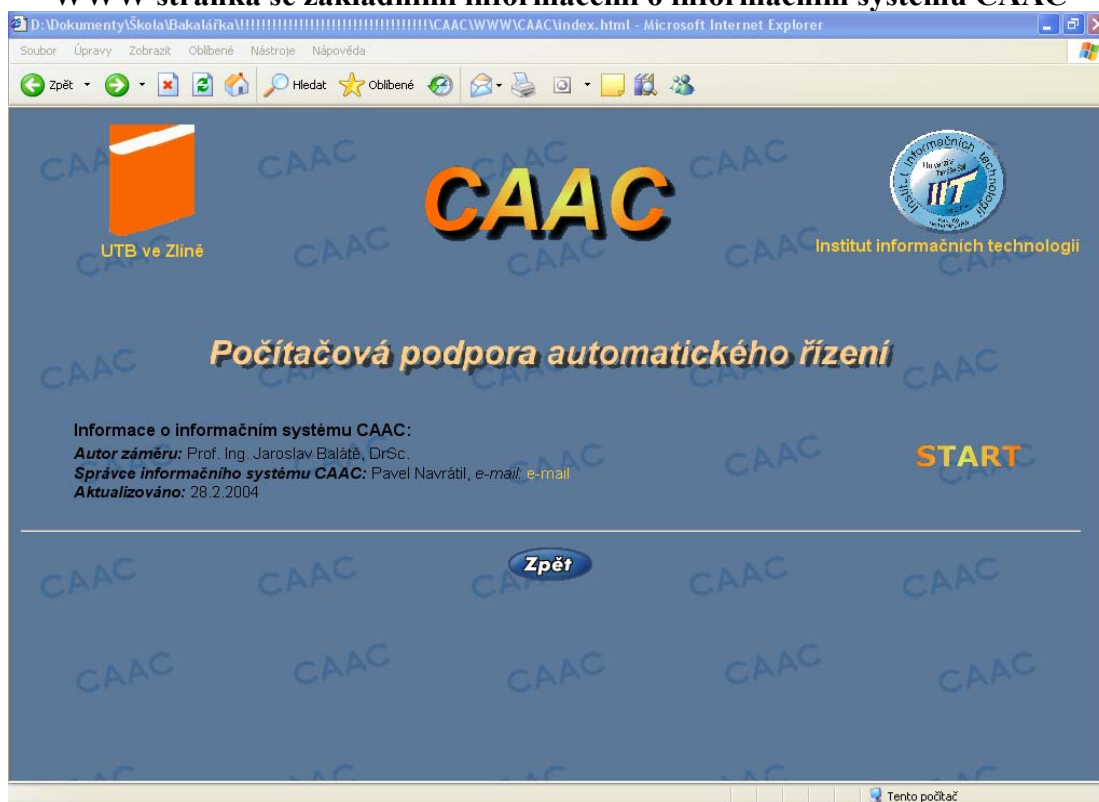


## PŘÍLOHA P III: UKÁZKA KONKRÉTNÍCH WWW STRÁNEK INFORMAČNÍHO SYSTÉMU CAAC

### Úvodní WWW stránka s výběrem jazyka



### WWW stránka se základními informacemi o informačním systému CAAC



## WWW stránka s výběrem požadovaného subsystému

The screenshot shows a web browser window with the address bar displaying 'D:\Dokumenty\Škola\Bakalářka\CAAC\WWW\CAAC\index.html'. The browser's address bar and menu bar are visible. The main content area has a blue background with a repeating 'CAAC' watermark. At the top, the title 'Počítačová podpora automatického řízení' is displayed in a stylized font. Below the title is a table with four columns and four rows. The columns are labeled 'Metody numerické matematiky', 'Zpracování signálů', 'Analýza', and 'Syntéza'. The rows contain various sub-topics, with 'CAAC' highlighted in the bottom-right cell.

Metody numerické matematiky	Zpracování signálů	Analýza	Syntéza
Identifikace	Simulace	Optimalizace	Technické prostředky automatizace
Prognózování	Adaptivní řízení	Robustní řízení	Logické řízení
Umělá inteligence	Zvláštní případy	Knihovna hotových programů	<b>CAAC</b>

## WWW stránka subsystému „Analýza“

The screenshot shows a web browser window with the address bar displaying 'D:\Dokumenty\Škola\Bakalářka\CAAC\WWW\CAAC\index.html'. The browser's address bar and menu bar are visible. The main content area has a blue background with a repeating 'CAAC' watermark. On the left side, there is a vertical navigation menu with buttons for 'Hlavní stránka', 'Menu CAAC', 'Metody numerické matematiky', 'Zpracování signálů', 'Analýza', 'Syntéza', 'Identifikace', 'Simulace', 'Optimalizace', 'Technické prostředky automatizace', 'Prognózování', 'Adaptivní řízení', 'Robustní řízení', 'Logické řízení', and 'Umělá inteligence'. The 'Analýza' button is highlighted. The main content area displays the title 'Analýza' in a large, bold font. Below the title, the text 'LINEÁRNÍ SPOJITÉ SYSTÉMY' is displayed. Underneath, there is a list of sub-topics: 'Laplaceova transformace', 'Dynamické vlastnosti členů regulačních obvodů', 'Vnější popis', 'Vnitřní popis', 'Typy dynamických členů regulačních obvodů', 'Proportionální členy', 'Integrační členy', 'Derivační členy', 'Dynamické členy s neminimální fází', 'Aproximace dopravního zpoždění', 'Zapojení členů v systémech', 'Bloková schémata', 'Signálové diagramy', 'Regulační obvod', 'Stabilita systémů', 'Podmínky stability', 'Kritéria', 'Algebraická kritéria stability', 'Frekvenční kritéria stability', and 'Primý výpočet kořenů'. At the bottom, the text 'NELINEÁRNÍ SYSTÉMY' is partially visible.

# WWW stránka základního submodulu „Laplaceova transformace“

**Laplaceova transformace**

**Popis řešeného problému:**  
Laplaceova transformace je v teorii automatizace základním nástrojem k popisu chování spojitých lineárních dynamických systémů.

**Přímá Laplaceova transformace**  
Přímá Laplaceova transformace převádí originál, nebo-li reálnou funkci definovanou v časové oblasti, na jeho obraz, nebo-li komplexní funkci definovanou v oblasti komplexní proměnné.  
Přímá Laplaceova transformace je definována vztahem:

$$F(s) = L\{f(t)\} = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt$$

kde:

- $f(t)$  je originál, neboli reálná funkce definovaná v časové oblasti pro  $t \in [0, \infty)$ ,
- $F(s)$  je obrazem originálu, neboli komplexní funkcí definovanou v oblasti komplexní proměnné,
- $s = \alpha + j\omega$  je komplexní proměnná ( $\alpha$ =reálná složka komplexní proměnné  $s$ ,  $\omega$ =imaginární složka komplexní proměnné  $s$ ),
- $t$  je reálná proměnná (v našem případě čas),
- $L$  je operátor přímé Laplaceovy transformace,
- $j = \sqrt{-1}$  je imaginární jednotka.

Aby existoval obraz  $F(s)$  musí funkce  $f(t)$  splňovat následující podmínky.

- Musí být nulová pro záporný čas.
- Musí být alespoň po částech spojitá.
- Musí být funkcí exponenciálního řádu.

Ukázka výpočtů obrazů některých funkcí pomocí přímé Laplaceovy transformace je uvedena v [příkladu – část 1](#).

**Zpětná Laplaceova transformace**  
Zpětná Laplaceova transformace převádí obraz, nebo-li komplexní funkci definovanou v oblasti komplexní proměnné, na původní originál, neboli reálnou funkci definovanou v časové oblasti.

## **PŘÍLOHA P IV: OBSAH PŘILOŽENÉHO CD-ROMU**

Na zadní straně desek je vložen 1 CD-ROM, který obsahuje dva adresáře s níže uvedeným obsahem:

- adresář „WWW“
  - obsahuje vytvořené WWW stránky vybraných základních submodulů v subsystému ANALÝZA informačního systému CAAC.
- adresář „Program“
  - obsahuje soubory (m-soubory) potřebné k běhu programu TAR-AS, vytvořenému v programovém prostředí MATLAB, řešící analýzu a syntézu regulačních obvodů.