



MINISTERSTVO ŠKOLSTVÍ,
MLÁDEŽE A TĚLOVÝCHOVY



OP Vzdělávání
pro konkurenceschopnost



INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava

Fakulta strojní



METODIKA TÝMOVÉ TVORBY UČEBNÍCH TEXTŮ Z OBLATI TEORIE AUTOMATICKÉHO ŘÍZENÍ

Miluše VÍTEČKOVÁ

Antonín VÍTEČEK

Tomáš DUDA

Miloslav SPURNÝ

Ostrava 2012



Tyto studijní materiály vznikly za finanční podpory Evropského sociálního fondu (ESF) a rozpočtu České republiky v rámci řešení projektu OP VK CZ.1.07/2.3.00/09.0147 „Vzdělávání lidských zdrojů pro rozvoj týmů ve vývoji a výzkumu“.

Recenze: <Jméno recenzenta> [Poznámka: případně se tento řádek odstraní]

Název: Metodika týmové tvorby učebních textů z oblasti teorie automatického řízení

Autoři: Miluše Vítečková, Antonín Víteček, Tomáš Duda, Miloslav Spurný

Vydání: první, 2012

Počet stran: 153

Náklad: <xx (minimum je 5)>

Studijní materiály pro studijní obor <Název oboru> Fakulty strojní

Jazyková korektura: nebyla provedena.



EVROPSKÁ UNIE



MINISTERSTVO ŠKOLSTVÍ,
MLÁDEŽE A TĚLOVÝCHOVY



OP Vzdělávání
pro konkurenceschopnost



INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

Tyto studijní materiály vznikly za finanční podpory Evropského sociálního fondu a rozpočtu České republiky v rámci řešení projektu Operačního programu Vzdělávání pro konkurenceschopnost.



Název: Vzdělávání lidských zdrojů pro rozvoj týmů ve vývoji a výzkumu

Číslo: CZ.1.07/2.3.00/09.0147

Realizace: Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava

© Miluše Vítečková, Antonín Víteček, Tomáš Duda, Miloslav Spurný

© Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava

ISBN <(bude zajištěno hromadně)>

OBSAH

1	ÚVOD	5
2	AUTORSKÝ TÝM	7
2.1	Složení autorského týmu.....	8
2.2	Rozdělení funkcí v autorském týmu	9
2.3	Rozdělení úkolů	11
2.4	Určení návaznosti úkolů a časového harmonogramu	11
2.5	Určení četnosti a druhu komunikace.....	12
2.6	Domluva na označení a terminologii	12
3	TIŠTĚNÉ NEBO ELEKTRONICKÉ UČEBNÍ TEXTY	15
4	STRUKTURA UČEBNÍCH TEXTŮ	17
4.1	Úvodní část.....	18
4.2	Textová část	18
4.3	Závěrečná část	19
5	DOPORUČOVANÉ OZNAČENÍ PRO OBLAST AUTOMATICKÉHO ŘÍZENÍ.	21
5.1	Základní doporučené označení	21
5.2	Doporučované české zkratky.....	33
5.3	Dělení členů regulačních obvodů	37
6	PŘÍKLAD UČEBNÍCH TEXTŮ	41
7	ZÁVĚR	119
8	PŘÍLOHY	121
8.1	Zahraniční učebnice monografického charakteru: Optymalizacja układów napędowych.....	121
8.2	Monografie: Návrh řízení podsystemů se zpožděními a nelinearitami.....	126
8.3	Skripta: Programová podpora simulace dynamických systémů. Sbíрка řešených příkladů.....	132
8.4	Monografie: Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů.....	135
8.5	Zahraniční učebnice: Modelowanie matematyczne. Podstawy.....	142
8.6	Monografie: Vybrané metody seřizování regulátorů.....	146
9	LITERATURA	151

1 ÚVOD



Čas ke studiu: 5 min



Cíl:

- ✚ Definiovat rozdíl mezi skripty a celostátní učebnicí.
- ✚ Vymežit hlavní problémy při tvorbě učebního textu.

Základní učební oporou každého studenta technické vysoké školy jsou učební texty, tj. především učebnice a skripta. Učebnice by měly pokrýt obecné učivo i na jiných vysokých školách a fakultách obdobného nebo stejného technického zaměření, tj. mají celostátní charakter, kdežto skripta jsou většinou vytvořena pro daný obor a fakultu a uvažují nejčastěji specifické potřeby oboru, dané jeho zaměřením, tradicemi a podmínkami a také lokálním průmyslem. Vzhledem k nekoncepční a nekoordinované práci institucí zodpovědných za vzdělávání a také s ohledem k neustálému a neuváženému omezování finančních prostředků určených na tvorbu tištěných textů, zastávají v současnosti skripta často i úlohu celostátních učebnic. Vzniká tedy přirozený požadavek na to, aby učební texty měly obecnější charakter a aby byly snadno použitelné pro studenty i jiných vysokých škol. Zde vystupuje největší problém v nejednotném označování a odborné terminologii. Proto je žádoucí, aby při tvorbě učebních textů spolupracovali autoři z různých pracovišť, příp. aby při zpracování učebních textů byly uvažovány nejenom lokální požadavky a zvyklosti, ale i obecnější postupy a poznatky. Právě těmito a podobnými problémy, které vznikají při práci autorského kolektivu, se věnuje tato případová studie.

2 AUTORSKÝ TÝM



Čas ke studiu: 50 minut



Cíl:

- Definice autorského týmu a vymezení jeho funkce.
- Rozdělení úkolů v autorském týmu.
- Určení časového harmonogramu zpracování textů.
- Vysvětlení důležitosti jednotného odborného značení.

Požadavek na vytvoření učebních textů může vzniknout ze školy, podniku, zájmové organizace, příp. jiné státní nebo soukromé instituce. Zde se budeme věnovat pouze vysokoškolským učebním textům, mezi které budeme počítat především učebnice a skripta, a to jak v tištěné, tak i elektronické podobě.

Na vysoké škole vyplývá potřeba tvorby učebních textů přímo z činnosti pedagoga, který je povinen vyučovaný předmět zajistit vhodnými učebními oporami, tj. učebními texty, laboratorními úlohami, demonstračními aj. učebními pomůckami.

Potřeba vytvoření učebních textů nejčastěji vzniká při aktualizaci a inovaci stávajících učebních plánů, při zajištění výuky nových předmětů a reformě studijních oborů.

Obsah každého předmětu vyjádřený sylabem by měl být schválen garantem předmětu, kterým je obvykle zkušený pedagog ve funkci profesora nebo docenta a který je ustanoven nebo jmenován vedoucím pracoviště (oddělení, katedry, ústavu) a dále garantem oboru jmenovaným děkanem příslušné fakulty.

Pracuje-li na tvorbě učebních textů jediný autor, pak v podstatě nevznikají žádné závažnější problémy, pokud autor dodržuje požadavky, pravidla a zvyky dané příslušným pracovištěm, příp. fakultou. V České republice jsou k dispozici skripta [Farana, Smutný, Víteček 2001; Farana a kol. 2004; Farana a kol. 2008; Michalík, Roub, Vrbík 2006; Taufer, Kotyk, Javůrek 2009], která studentům radí, jak psát diplomové a závěrečné práce. V zahraničí existují podobné příručky, které psaní odborných textů usnadňují, např. [Beer, McMurrey 2009; Gustarii 2008; Mauch, Park 2003; Murray 2009; Rozakis 2007; Rubens 2001]. Autorům studie se nepodařilo nalézt odpovídající literaturu, která by pomohla zpracovávat učební texty v případě, že na učebních textech se podílí více autorů, tj. autorský tým.

V případě více autorů, tj. v případě týmové spolupráce na učebních textech vzniká celá řada specifických problémů, které musí být řešeny ještě před započatím společné práce, ale i v jejím průběhu. Týmová spolupráce může však přinést mnoho nejrůznějších výhod [Švec 2006; Harris, Sherblom 2008].

Ze všech těchto důvodů při týmové spolupráci, tj. při více autorech při zpracovávání učebních textů je třeba uvažovat některé specifické problémy.

Pokud učební texty tvoří více autorů, pak je třeba hovořit o spoluautorství a o vzájemné spolupráci autorského kolektivu, tj. autorském týmu.

Týmová spolupráce je významná a nutná především při zpracovávání obsáhlých encyklopedií a nejrůznějších příruček encyklopedického charakteru. V tomto případě počet autorů může být velmi veliký, a to až několik desítek, viz např. [Levine – editor 1996]. Zde se budeme zabývat autorským kolektivem maximálně do deseti osob. I v tomto případě, při menším počtu osob, týmová spolupráce může být přínosná, protože umožňuje využít rozdílnou kvalitu, zkušenosti i kapacitu jednotlivých spoluautorů. Při dobré spolupráci vzniká synergický efekt, který může výrazně zefektivnit, zkvalitnit a urychlit zpracování učebních textů.

Při týmové spolupráci na učebních textech vznikají následující úlohy:

- složení autorského týmu,
- rozdělení funkcí v autorském týmu,
- rozdělení úkolů,
- určení návaznosti úkolů a časového harmonogramu,
- určení četnosti a druhu komunikace,
- domluva na označení a terminologii.

2.1 Složení autorského týmu

Složení autorského týmu musí odpovídat odborné i časové náročnosti, rozsahu a hloubce zpracovávané učební látky. Učební texty většinou vytvářejí zkušení pedagogové, a proto autorský kolektiv by měl být složen z takových pedagogů, kteří již zpracovávanou látku přednášeli, vedli z daného předmětu cvičení, a to jak výpočetní, tak i laboratorní. Velmi důležité je, aby sami zpracovávanou látku výborně znali a uměli ji správně interpretovat, nekomplikovaně a srozumitelně vysvětlit. Jednoduchost a názornost, ale současně i „určitá“ úplnost vysvětlení dané látky by měly být stálou snahou každého člena autorského týmu.

Je vhodné, aby mezi členy autorského týmu byli pracovníci z praxe, kteří mohou vhodným způsobem zpracovanou látku doplňovat o konkrétní reálné problémy, a tak je umožněno studentům se setkat i s jinými, než pouze idealizovanými „školskými“ úlohami.

Mezi členy autorského týmu musí být respekt, a především vzájemná důvěra. Velmi důležitá je ochota pomoci ostatním členům v případě, že z nějakého důvodu nejsou schopni přidělenou část učebních textů v termínu zvládnout, ať už z důvodu odborných, technických, nebo časových.



Poznámka

Pro tvorbu této případové studie se autorský tým skládá ze dvou pedagogů a dvou doktorandů. Pedagogové jsou autory, příp. spoluautory 3 monografií, 4 učebnic (z toho 2

zahraniční) a více než 20 různých vysokoškolských skript (z toho 2 zahraniční). Jeden z doktorandů reprezentuje praxi. Je již dlouhodobě zaměstnán a v současné době je doktorandem kombinované formy studia oboru Automatizace technologických procesů. Druhý z doktorandů reprezentuje studenty a je studentem prezenční formy studia stejného oboru.

2.2 Rozdělení funkcí v autorském týmu

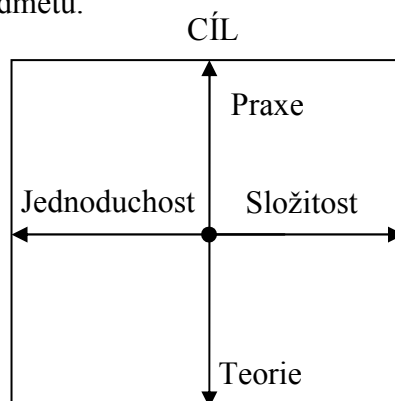
V autorském týmu musí vždy existovat určitá hierarchie vyplývající z nutnosti rozhodování v situacích, které při společné práci mohou nastat a které nejčastěji souvisí s rozšířením, příp. zúžením dané části učebního textu, a to jak z hlediska zpracovávaného tématu, jeho rozsahu i hloubky, překročení, příp. snížení počtu obrázků, tabulek, příkladů atd.

V autorském týmu je zpravidla zvolen vedoucí autor (redaktor, editor), jehož rozhodnutí by měla být pro všechny členy autorského týmu závazná. Musí to být osoba s přirozenou autoritou jak z hlediska odborného, tak i organizačního.

Dalším důležitým členem autorského týmu je hlavní autor, který zpracovává nejdůležitější, často nejrozsáhlejší část učebních textů a na jehož výsledky pak navazují další členové autorského týmu.

Důležité rovněž je, aby v autorském týmu byly vyčleněny osoby pro kontrolu a ověřování zpracovávané látky. Přepisování textů, překreslování obrázků a schémat, grafická úprava atd. může být zajištěno i jinými pracovníky, než členy autorského týmu. V případě malého autorského týmu jsou většinou tyto činnosti vykonávány jeho samotnými členy.

Určité problémy a konflikty mohou vzniknout při realizaci a konkretizaci požadavků vycházejících od garanta oboru nebo předmětu – G, členů autorského týmu – A, pracovníků praxe – P a studentů – S (spolu dohromady GASP). Tyto konflikty rostou s konkretizací a přibližováním se k závěrečnému zpracování učebních textů – C. Mohou být názorně ukázány graficky. Na obr. 2.1 je schematicky znázorněn cíl, kterého by mělo být dosaženo zpracovávanými učebními texty. Optimálně by mělo být dosaženo středu, který je označen zvýrazněným bodem. Zvýrazněný bod reprezentuje vyváženost zpracovávané učební látky z hlediska praktického, teoretického, jednoduchosti i složitosti a měl by být požadován garantem (G) oboru nebo předmětu.



Obrázek 2.1 – Schematické znázornění cíle, kterého má být dosaženo učebními texty

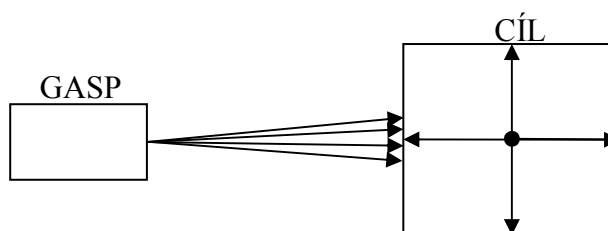
Pracovníci z praxe (P) vyžadují řešení konkrétních praktických úloh s reálnými číselnými hodnotami, s podrobným postupem řešení daného problému a pokud možno s výslednými vzorci i s uvedením konkrétních jednotek všech veličin. Navíc si přejí, aby učební texty obsahovaly vysvětlení a řešení „jejich“ problémů, tj. problémů, se kterými se potkávají na svém pracovišti – ve svém podniku.

Naproti tomu studenti (S) si přejí, aby učební texty obsahovaly hodně názorných obrázků, minimum matematických vztahů, snadno řešitelné příklady s „hezkými“ numerickými hodnotami, a především pouze ten materiál, který bude vyžadován při zápočtu a zkoušce, příp. který bude na písemných testech.

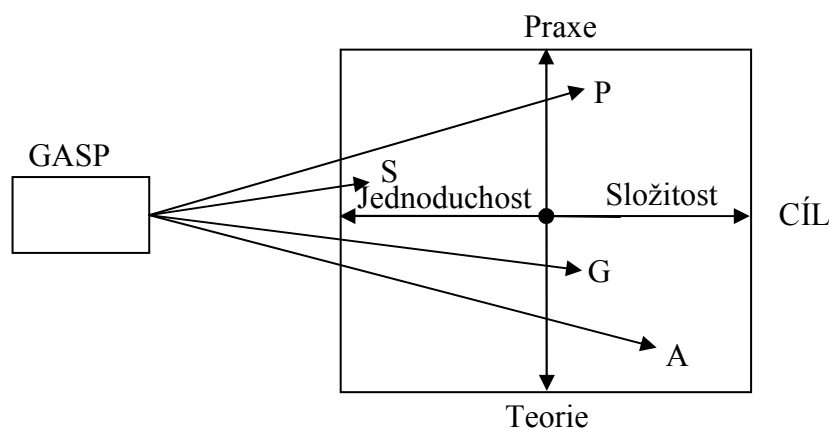
a)



b)



c)



Obrázek 2.2 – Diversifikace cíle, při jeho konkretizaci a přibližování se k němu: a) vzdálený cíl, b) cíl se přibližuje, c) blízký cíl

Členové autorského týmu (pedagogové) (A) většinou látku zpracovávají do hloubky a více se orientují na teorii. Zde platí pravidlo „ten kdo nezná zpracovávanou látku velmi dobře, často používá složité a nenázorné postupy“. Většinou lze i teoreticky velmi náročnou problematiku vysvětlit a podat jednoduše a názorně. Vznik diversifikace cíle názorně ukazuje

obr. 2.2. Učební texty by měly vždy obsahovat více látky, než je vyžadováno při zkouškách, měly by být motivací pro další rozvíjení vědomostí a znalostí v daném předmětu.

Průběžné řešení a vyřešení všech těchto problémů a případných konfliktů je úkolem vedoucího autorského kolektivu.

Je třeba si rovněž uvědomit, že vysoká škola nemůže a nemá připravovat studenta pro konkrétní zaměstnání (netýká se to podnikových a vojenských škol). Jejím úkolem je připravit absolventa na samostatnou práci v určité oblasti dané oborem a na to, že své vědomosti a poznatky si bude muset neustále doplňovat a konkretizovat v souladu se získaným zaměstnáním.

2.3 Rozdělení úkolů

Pokud autorský tým je malý, jeho členové si zpracovanou látku nejčastěji rozdělí sami v souladu se svými zájmy, odbornými i časovými možnostmi. Při větším počtu členů autorského týmu rozdělení úkolů musí být usměrňováno vedoucím autorského týmu. Zpracovávaná látka se zpravidla rozděluje podle kapitol, resp. podkapitol v závislosti na jejich náročnosti a rozsahu. Současně se musí určit jejich rozsah v AA nebo počtu stránek zadané velikosti písma. Autor přidělené části většinou sám rozhoduje o rozsahu teorie, počtu obrázků, tabulek a aplikačních příkladů. Texty si píše a obrázky si kreslí většinou sám. Zde je třeba rozhodnout, zda obrázky, grafy a důležité části textu budou barevné (dvoubarevné). Barevnost obrázků a textu výrazně zvyšuje finanční náklady na tisk. Rovněž při tištění takových učebních textů na černobílé tiskárně vzniká problém nerozlišitelnosti barev především v grafech. Proto je vhodné zvýraznit důležité části v textu, např. podtržením, tučným nebo ležatým písmem, rámečkem atd. U grafů z více průběhy různých veličin je třeba čáry rozlišovat typem, tj. kreslit je plně, čárkovaně, čerchovaně, tečkovaně, různou tloušťkou atd.

Při dokončování učebních textů je důležitá jejich konečná úprava, kontrola správnosti odvozených vztahů a řešených příkladů a také kontrola pravopisu.

Kontrola správnosti zpracované látky a pravopisu může být provedena vzájemně členy autorského týmu. Naproti tomu konečná úprava učebních textů by měla být provedena jedním členem, zpravidla vedoucím autorem, a to na jednom a tom samém počítači se stejnou verzí textového editoru. Často se totiž stává, např. při použití textového editoru Microsoft Word, že členové autorského týmu mají k dispozici různé verze a pak může dojít k nepříjemnému „rozsypávání“ textu, k nejednotným a nepředvídatelným změnám jak v textu, tak i obrázcích, zvláště tehdy, když jednotliví autoři nedodrží stejně nadefinované styly jednotlivých odstavců. Je to velmi důležité v případě, když učební texty vznikají při mezinárodní spolupráci.

2.4 Určení návaznosti úkolů a časového harmonogramu

Odborná i časová návaznost jednotlivých úkolů vyplývá nejčastěji přímo ze zpracované látky. Je důležité, aby jednotlivé úkoly byly sladěny odborně, obsahově i časově. Největší problémy vznikají při neplnění hlavního úkolu (je to nejčastěji důležitý základ ze zpracovávané oblasti), na který pak navazují další dílčí úkoly (nejčastěji aplikační příklady). Může to způsobit nesplnění celého úkolu, tj. zpracování učebních textů v termínu. Proto je

vhodné pro náročnější učební texty a početnější autorský tým sestrojít např. Gantův diagram. Je to výborná pomůcka, která názorně a vizuálně ukazuje vše důležité a potřebné pro koordinaci a kontrolu plnění dílčích úkolů

U velmi náročných učebních textů je možné použít i metodu CPM. Např. příručka z oblasti automatického řízení [Levine – editor 1996] má 1548 str., byla napsána 174 spoluautory a editor měl k dispozici poradní orgán se 7 členy.

Pro každý dílčí úkol je třeba stanovit časovou rezervu, aby bylo možné v průběhu zpracovávání učebních textů provést jejich případnou obsahovou korekci a také pomoci těm členům autorského týmu, kteří se dostávají do skluzu, příp. již ve skluzu jsou. Velmi důležité je počítat s časovou rezervou na recenzi učebních textů, jejich finální úpravu a tisk.

2.5 Určení četnosti a druhu komunikace

V současné době nejvhodnější a také nejpohodlnější způsob komunikace je přes internet s využitím především elektronické pošty. V průběhu práce nad učebními texty členové autorského týmu si mohou vzájemně posílat zpracované části, řešit vzniklé problémy atd. Je vhodné, aby tyto zpracované části byly rovněž posílány vedoucímu autorského týmu. Umožní mu to rychle reagovat např. na případné úpravy časového harmonogramu atd.

Pokud členové autorského týmu nejsou ze stejného pracoviště, mohou pro okamžitou komunikaci s výhodou využít např. Skype a jiné možnosti internetu.

V závislosti na rozsahu a náročnosti učebních textů je vhodné v průběhu jejich zpracovávání organizovat pracovní schůzky všech členů autorského kolektivu. Jejich program připraví a pak je vede vedoucí autorského týmu. Na pracovních schůzkách se snadno zkoordinují jednotlivé dílčí úkoly a také se většinou snadno vyřeší vzniklé problémy. V současné době i v případě mezinárodního autorského kolektivu je vzájemná komunikace snadná, rychlá a levná.

2.6 Domluva na označení a terminologii

Při zpracování učebních textů domluva na označení a terminologii je nutnou podmínkou jejich úspěšnosti. Proto ten, který není schopen dohodnout se na používaném označení a terminologii, musí být z autorského kolektivu vyloučen a případně nahrazen jinou osobou. Je velmi zajímavé, že problematika označení a terminologie je často přehlížena a považována za něco, o čem je zbytečné mluvit a čím je zbytečné se zabývat. I ty nejkvalitnější učební texty u studentů trápí na své pedagogické hodnotě, pokud jsou pro stejné veličiny používány různé symboly, pokud pro jednu a tutéž věc jsou používány různé názvy atd.

Např. celostátní učebnice z oblasti automatického řízení [Kubík, Kotek, Šalomon 1968 a 1969] byly velmi dobře napsány a v průběhu asi 5 let vyšly ve dvou vydáních. Mezi studenty i pracovníky z praxe byly oblíbeny. Naproti tomu celostátní učebnice napsané v podstatě stejnými hlavními autory a ze stejné oblasti [Kubík, Kotek, Strejc, Štecha 1982; Kubík, Kotek, Razím, Hrušák, Branžovský 1982] již nebyly tak dobře přijaty ani studenty ani odborníky zabývající se automatickým řízením, ačkoliv oba díly byly po odborné stránce velmi kvalitní. V těchto nových, podstatně přepracovaných učebnicích nebylo dodrženo

jednotné značení, byly používány různé pojmy pro stejné věci, kapitoly nesly charakter jednotlivých autorů bez dobré návaznosti atd.

Nedodržení jednotné terminologie a označení stěžuje studentům pochopení látky, nalezení souvislosti mezi podobnými případy, výrazně to znesnadňuje zapamatování učené látky atd. Často i na stejném pracovišti jsou pracovníky používány ve stejné oblasti různé symboly, zkratky a termíny pro stejné veličiny, vlastnosti, jevy, přístroje aj.

Např. jedním z autorů této studie bylo navrženo doporučované označení a základní terminologie pro oblast automatického řízení již v roce 1978 na „Setkání kateder automatizace a kybernetiky“. Mezitím byla vydána řada textů s doporučovaným označením jako např. [Šigut a kol. 1987; Farana a kol. 1999 a 2001; Zítek, Víteček 1995], ale až v roce 2002 vyšel v časopise *Automatizace* článek s doporučovaným označováním veličin v automatizaci [Vítečková, Šmejkal 2002], tj. po více jak 20 letech došlo k částečnému sjednocení doporučovaného označení. Projevilo se to např. v publikacích [Balátě 2003; Hofreiter 2009; Švarc 2005; Švarc aj 2007] a samozřejmě ve všech publikacích autorů této studie.

Dalším závažným problémem je odborná terminologie. V tomto případě je třeba na začátku zavést určitý odborný termín a např. v závorce uvést další termíny, se kterými se studenti mohou setkat v jiných publikacích. Ukážeme si to na příkladu proporcionálního členu se setrvačností prvního řádu (doporučený název). V české literatuře z oblasti automatického řízení je možné se setkat s těmito alternativními názvy: aperiodický člen prvního řádu, jednodukapacitní člen, setrvačný člen prvního řádu, zpožďující člen prvního řádu, reálný proporcionální člen, statický člen prvního řádu. Je třeba také upozornit na to, že některé odborné názvy není vůbec vhodné používat. V uvedeném případě jsou to názvy „zpožďující člen prvního řádu“ a „statický člen prvního řádu“. V celém učebním textu je pak nutné používat pouze domluvený termín „proporcionální člen se setrvačností prvního řádu“.

Další problém vzniká s používáním českých nebo cizích názvů. Zde platí pravidlo zvyku. Např. ze dvou názvů „kmitočet“ a „frekvence“ lze použít obou názvů bez jakýchkoliv preferencí, i když „kmitočet“ se týká harmonických signálů [Vavřín a kol. 1983], a proto by bylo vhodnější používat český název, např. „kmitočtová charakteristika“, než „frekvenční charakteristika“.

Jiný problém vystupuje u slov „mnohočlen“ a „polynom“. Je zřejmé, že v názvu „polynomiální syntéza“ by bylo nevhodné použít české slovo „mnohočlenný“. Tyto problémy se většinou vyřeší samy. Např. pro slovo „fuzzy“ se dříve používaly české názvy „mlhavý“, „neostrý“, „rozmazaný“ aj. Dnes si už na tyto české názvy nikdo nevzpomene. Důležité ovšem je, aby v celých učebních textech byl používán pro stejnou věc pouze buď český, nebo cizí název, ale pořád stejně.

Protože studenti mají přístup v univerzitních knihovnách k odborným knihám, které jsou psány anglicky, proto často je vhodné v učebních textech umístit základní odborný anglicko-český slovníček.

Vzhledem k důležitosti základního označování, které se používá v oblasti automatického řízení, je této problematice věnována samostatná kapitola.

3 TIŠTĚNÉ NEBO ELEKTRONICKÉ UČEBNÍ TEXTY



Čas ke studiu: 5 minut



Cíl:

✚ Vysvětlení vhodnosti tištěných učebních textů technických předmětů.

V poslední době, díky neuváženým rozhodnutím, jsou tištěné učební texty stále častěji nahrazovány elektronickými se zdůvodněním, že tím škola ušetří a je k nim umožněn snadný přístup studentům, a to jak z hlediska finančního, tak i fyzického. Je možné si levně zakoupit CD s nahranými učebními texty nebo si je zdarma stáhnout z webových stránek pracoviště. Takové zdůvodnění je nesmyslné. Škola samozřejmě ušetří za jejich tisk, ale ve skutečnosti značně větší finanční náklady za tisk přenáší na studenta, který učební texty tiskne na neekonomických malých tiskárnách s velikou spotřebou papíru i toneru. Takové „přenášení“ finančních nákladů na studenta je v současné tíživé ekonomické situaci nesociální, ale také velmi neekonomické s výrazně vyšším zatížením pro životní prostředí.

Další zdůvodnění, že jsou k dispozici čtečky elektronických knih, rovněž neobstojí. Čtečky s úhlopříčkou displeje menší než 9 palců jsou ke studiu odborné technické literatury zcela nepoužitelné z důvodu velkého výskytu vzorců, schémat a obrázků. Odborné technické učební texty se dají číst na čtečkách s úhlopříčkou displeje větší než 9 palců. Cena takových čteček je poměrně vysoká a ne každý student si může dovolit vhodnou čtečku elektronických knih koupit.

Lepším, ale také nákladnějším řešením, je použití vhodných tabletů s úhlopříčkou displeje alespoň 9 palců, které umožňují čtení i barevných učebních textů. Tablety mají řadu komfortních vlastností, jako např. zvětšování písma, zvýraznění vybraného textu, vkládání poznámek a záložek do textu atd.

Elektronické učební texty spolu s vhodným tabletem (čtečkou) jsou výborným doplňkem jejich tištěné verze. Student si může nastudovanou látku připomenout, může rychle a snadno vyhledat zapomenuté vzorce atd. Elektronické učební texty v žádném případě nemohou zatím plně nahradit tištěné učební texty, které mají trvalý charakter, studuje se z nich pohodlněji a účinněji a navíc příslušnému pracovišti mohou dělat velmi dobrou trvalou propagaci.

Autoři této studie mají k dispozici čtečky elektronických knih i tablety a hojně je užívají, ale nedovedou si představit, že by je používali k soustavnému studiu. Je zřejmé, že elektronické učební texty prosazují a propagují lidé, kteří nikdy nemuseli z elektronických učebních textů studovat nějaký odborný technický předmět.




4 STRUKTURA UČEBNÍCH TEXTŮ



Čas ke studiu: 20 minut



Cíl:

-  Stanovení struktury učebních textů
-  Definování jednotlivých částí učebních textů.
-  Určení obsahu částí učebních textů.

Struktura (členění) učebních textů je dána požadavky zadavatele, nakladatelství, zvyklostmi a domluvou členů autorského týmu. Autoři studie na základě vlastních zkušeností a literárních pramenů [Taufér, Kotyk, Javůrek 2009; Michalík, Roub, Vrbík 2006; Farana aj. 2004; Farana aj. 2009; Víteček 2003a, 2003b; Svobodová a kol. 2000; Rubens 2001; Beer, McMurrey 2009; Roubíček 2005] doporučují následující strukturu učebních textů:

úvodní část

- přední list (deska)
- titulní list
- předmluva
- obsah
- seznam použitých symbolů a zkratk

textová část

- úvod
- hlavní část učebních textů
- závěr
- použitá literatura

závěrečná část

- anglicko-český slovníček základních odborných výrazů
- odvození složitějších matematických vztahů
- vybrané části z matematiky
- tabulky
- přílohy
- rejstřík
- zadní list (deska)

Je zřejmé, že konkrétní učební texty nemusí obsahovat všechny uvedené body.

Úprava vlastního učebního textu se řídí příslušnými normami. Podrobnosti lze najít např. v [Taufér, Kotyk, Javůrek 2009; Michalík, Roub, Vrbík 2006].

4.1 Úvodní část

Přední list (deska) obsahuje název školy a fakulty, název učebních textů, jména autorů, místo a rok vydání. Název školy a fakulty je většinou dán zadavatelem učebních textů. Pořadí autorů, tj. členů autorského týmu je zpravidla dáno funkcí, příp. rozsahem zpracovaných částí, tzn. vedoucí autor, hlavní autor, ... Často jsou autoři uváděni v abecedním pořadí. V případě většího počtu autorů (obvykle více než tři) se uvádí vedoucí autor a kolektiv.

Titulní list na přední straně obsahuje totéž jako přední list (deska) a na zadní straně dole znak ©: autoři, jména recenzentů (lektorů) a ISBN.

Předmluva stručně popisuje obsah učebních textů, informace o tom, pro koho jsou určeny a podíl členů autorského týmu na jejich zpracování. Obvykle je zde také uvedeno poděkování recenzentům za podnětné připomínky a také sponzorům. Může zde být také uvedeno poděkování rodinným příslušníkům a věnování.

Obsah zahrnuje všechny číslované kapitoly a podkapitoly včetně odkazů na čísla stran.

Seznam použitých symbolů a zkratk je důležitou součástí učebních textů (viz kap. 5). Obsahuje symboly abecedně řazené v pořadí latinská abeceda, řecká abeceda, doplněné jejich významem a uvedením fyzikálních jednotek.

4.2 Textová část

Úvod je stručným uvedením do problematiky, kterou se učební texty zabývají. Často je zde uveden postup, jak nejlépe učební texty využívat, jak na sebe jednotlivé kapitoly navazují, které kapitoly lze při prvním čtení vynechat atd. Může zde být uvedena doporučená literatura pro další rozšiřující studium.

Hlavní text učebních textů se skládá z jednotlivých kapitol a podkapitol, které musí na sebe logicky i obsahově navazovat. Výjimečně je možné použít třetí úroveň členění. V knihách kapitoly vždy začínají na liché stránce. Je zde názorně probírána a vysvětlována látka odpovídající obsahu zpracovávaného předmětu. Tato část by měla obsahovat přiměřené množství vysvětlujících obrázků, grafů a tabulek. Je žádoucí, aby teorie byla aplikována na vhodně zvolených plně řešených příkladech. Je rovněž možné, aby část teorie byla vysvětlena přímo na příkladech. Ušetří se tak místo pro rozšíření jiné části.

Vlastní text je psán v první osobě množného čísla nebo v trpném rodě. U odborných článků je téměř vždy vyžadován druhý způsob psaní, u učebních textů záleží na zvyklostech.

U základních učebních textů není nutné průběžně podrobně citovat použitou literaturu, ale stačí uvést např., že pátá kapitola byla zpracována na základě literárních pramenů [xxx

2010; xxx 2001]. Pokud však byly převzaty obrázky, grafy a tabulky z jiné literatury, pak tyto musí být řádně citovány. V některých případech je třeba získat souhlas autorů, příp. příslušných nakladatelství. Použitá literatura je obvykle citována jejím pořadovým číslem, tj. [číslo] nebo jménem autora (autorů) a rokem vydání, tj. [jméno rok]. Podrobnosti lze nalézt např. v [Taufe, Kotyk, Javůrek 2009; Farana, Smutný, Víteček, Vítečková 2004].

Závěr stručně shrnuje poznatky a vědomosti, které by měl student na základě učebních textů získat. V učebních textech nemusí být vždy obsažen.

Použitá literatura obsahuje literární prameny, na něž jsou v textové části odkazy – citace. Vlastní způsob citace použité literatury je dán požadavky nakladatelství a jejich zvyklostmi. Rozdíly mezi těmito požadavky nejsou zásadní. Podrobnosti a doporučení, jak citovat použitou literaturu, lze např. nalézt v publikacích [Taufe, Kotyk, Javůrek 2009; Farana, Smutný, Víteček, Vítečková 2004]. Platí zde jednoduché pravidlo „Použitá literatura musí být na základě její citace jednoznačně identifikovatelná“.

4.3 Závěrečná část

Závěrečná část se nemusí v učebních textech vyskytovat. Je ale vhodné, když složitější odvození důležitých vztahů, která si student nemusí pamatovat, nejsou uvedené v hlavní textové části, ale v příloze. V případě zájmu se pak s nimi hloubavý student může snadno seznámit, aniž by musel vyhledávat jiné literární zdroje. Pro studenty je rovněž velmi pohodlné, když např. často používané tabulky nebo vzorce jsou umístěny v příloze, protože je možné je snadno vyhledat a použít. Velice užitečný je vždy rejstřík, který bývá rovněž umístěn v závěrečné části učebních textů. U učebních textů na zadním listu bývají údaje o oboru a ročníku, pro které jsou učební texty určeny, o tiráži, vydání, tiskárně, ceně atd. V poslední době se zadní list (deska) stále častěji využívá pro propagaci, a to jak dané vysoké školy, tak i institucí sponzorujících vydání učebních textů.

5 DOPORUČOVANÉ OZNAČENÍ PRO OBLAST AUTOMATICKÉHO ŘÍZENÍ



Čas ke studiu: 2 hodiny



Cíl:

- ✚ Sestavit přehled základního doporučeného označení.
- ✚ Sestavit seznam doporučených českých zkratek.
- ✚ Definovat dělení členů regulačních obvodů.

Rychlý rozvoj v oblasti automatizace technologických procesů a počítačových měřicích a řídicích systémů je podmíněn mimo jiné kvalitní dostupnou literaturou, umožňující přenášet zkušenosti a rozšiřovat teoretický záběr při aplikacích v konkrétních průmyslových podmínkách. Pro lepší orientaci, zvláště při výkladu základů automatizace a teorie automatického řízení, je nezbytné sjednotit označování základních veličin vystupujících při analýze a syntéze systémů řízení jak po stránce terminologické, tak i formální (forma zápisu). Důsledné využívání doporučeného označování je zvláště důležité ve fázi vysokoškolské výuky, kdy usnadňuje studentům hlubší pochopení výkladu ve skriptech jednotlivých navazujících předmětů i porovnání přístupu různých autorů v dalších učebnicích a příručkách.

Zpracovaný návrh doporučeného označení, zkratek a dělení členů regulačních obvodů vychází z obecně uznávaného stavu užívaného v tuzemské literatuře i ve většině dostupných zahraničních publikacích [Šigut a kol. 1987; Zítek, Víteček 1995; Farana a kol. 1999 a 2001; Vítečková, Šmejkal 2002; Farana a kol. 2004; Farana a kol. 2008]. Návrh upřesňuje a lépe vymezuje některá alternativně užívaná označení, formální stránku označení navrhuje i s ohledem na snadný způsob vytváření předloh pro tisk s využitím počítače.

Návrh označování byl korigován na základě konkrétních připomínek spolupracujících kateder a ústavů vysokých škol, tak aby zahrnoval i některé další zvyklosti užívané na těchto pracovištích a aby byl použitelný pro publikace i v angličtině. Přesto nemohl postihnout veškeré označování, zasahující zvláště do teoreticky náročných částí, kde autoři musí využívat speciální označení zavedené jednotlivými matematickými školami a pracovišti.

5.1 Základní doporučené označení

a, a_i, b, b_i	konstanty, vstupní veličiny u logických obvodů
a_i	koeficienty levé strany lineární diferenciální (diferenční) rovnice, koeficienty mnohočlenu (polynomu) ve jmenovateli přenosu, levé krajní body intervalu

$A(\omega) = \text{mod } G(j\omega) = G(j\omega) $	modul (amplituda) kmitočtového (frekvenčního) přenosu, grafické vyjádření $A(\omega) =$ amplitudová (modulová) kmitočtová (frekvenční) charakteristika
$A_{KČ}, A_{CR}$	modul kmitočtového (frekvenčního) přenosu korekčního členu
A_o	modul kmitočtového (frekvenčního) přenosu otevřeného (rozpojeného) regulačního obvodu
$A_r, A_{wy}(\omega_R)$	(amplitudové) rezonanční převýšení
A_R, A_C	modul kmitočtového (frekvenčního) přenosu regulátoru
A_S, A_P	modul kmitočtového (frekvenčního) přenosu regulované soustavy
A_w, A_{wy}	modul kmitočtového (frekvenčního) přenosu řízení (uzavřeného regulačního obvodu)
A, A_c	stavová matice spojitého systému (matice u vektoru x v lineární stavové rovnici) (matice dynamiky, matice systému) řádu n [typu (n,n)]
A_P, A_L	matice pozorovatele řádu n [typu (n,n)]
b_i	koeficienty pravé strany lineární diferenciální (diferenční) rovnice, koeficienty mnohočlenu (polynomu) v čitateli přenosu, pravé krajní body intervalu
B, B_c	stavová matice řízení spojitého systému (matice u vektoru u v lineární stavové rovnici) typu (n,r)
C	propustnost (kapacita) kanálu, kapacita
C	výstupní matice systému (matice u vektoru x v lineární výstupní rovnici) typu (m,n)
d	relativní dopravní zpoždění u diskretních systémů
d, v	poruchová veličina
\mathcal{D}, D	operátor přímé D-transformace (delta transformace)
\mathcal{D}^{-1}, D^{-1}	operátor zpětné (inverzní) D-transformace (delta transformace)
D	determinant stupně n , operátor rozptylu, relace zpoždění
D, p	operátor derivace
D_i	determinanty, subdeterminanty
D	výstupní matice řízení (matice u vektoru u v lineární výstupní rovnici) typu (m,r) , agregační matice typu (m,n)
D_z	základní agregační matice typu (m,n)
e	regulační odchylka
e	vektor regulačních odchylek

e	základ přirozených logaritmů
$e_v(\infty)$	trvalá (ustálená) regulační odchylka způsobená poruchovou veličinou
$e_w(\infty)$	trvalá (ustálená) regulační odchylka způsobená žádanou veličinou
E	operátor střední hodnoty, obraz regulační odchylky
\mathbf{E}, \mathbf{I}	jednotková matice řádu n [typu (n,n)]
f	obecná funkce, hustota (rozdělení) pravděpodobnosti, účelová funkce
f_0	integrand v účelovém funkcionálu
$f = \frac{\omega}{2\pi}$	kmitočet (frekvence) [Hz]
\mathbf{f}, \mathbf{g}	obecná pravá strana vektorové stavové rovnice dimenze n , vektorová obecně nelineární funkce dimenze n
F	distribuční funkce, funkce koncových parametrů v účelovém funkcionálu
\mathcal{F}, F	operátor přímé F-transformace (Fourierovy transformace), obecný operátor
\mathcal{F}^{-1}, F^{-1}	operátor zpětné (inverzní) F-transformace (Fourierovy transformace), obecný inverzní operátor
g	obecná funkce, impulsní (impulsová, váhová) funkce
\mathbf{g}	vektor obecně nelineárních omezujících funkcí dimenze m
\mathbf{g}, \mathbf{h}	obecná pravá strana vektorové výstupní rovnice dimenze m
$g(t)$	(spojitá) impulsní (impulsová, váhová) funkce, grafické vyjádření $g(t)$ = (spojitá) impulsní (impulsová, váhová) charakteristika
$g(kT), g[k]$	diskrétní impulsní (impulsová, váhová) funkce, grafické vyjádření $g(kT) = g[k] =$ diskrétní impulsní (impulsová, váhová) charakteristika
\mathbf{G}	přenosová matice, matice obecně nelineárních funkcí typu (n,m)
$G(s)$	(obrazový) L-přenos (Laplaceův přenos), L-obraz (spojité) impulsní (impulsová, váhová) funkce
$G(z)$	diskrétní (obrazový) Z-přenos, Z-obraz diskrétní impulsní (impulsová, váhová) funkce
$G(\gamma)$	(obrazový) D-přenos (delta přenos), D-obraz diskrétní impulsní (impulsová, váhová) funkce
$G(z, \varepsilon), G(z, m)$	modifikovaný diskrétní (obrazový) Z-přenos
$G(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$	kmitočtový (frekvenční) přenos (F-přenos), grafické vyjádření $G(j\omega) =$ amplitudofázová kmitočtová (frekvenční) charakteristika

$G_{A\check{c}}, G_A$	přenos akčního členu
G_K, G_{CP}	přenos kompenzátoru (kompenzačního členu)
$G_{K\check{c}}, G_{CR}$	přenos korekčního členu
$G_m(j\omega)$	modifikovaný kmitočtový (frekvenční) přenos (modifikovaný F-přenos), grafické vyjádření $G_m(j\omega)$ = modifikovaná kmitočtová (frekvenční) charakteristika
G_M	přenos modelu
$G_{M\check{c}}, G_{ME}, G_S$	přenos měřicího členu
G_N	ekvivalentní přenos nelineárního členu
G_o	přenos otevřeného (rozpojeného) regulačního obvodu
G_P, G_V	přenos, přes který působí na regulační obvod poruchová veličina
G_{PR}, G_{AC}	přenos pomocného regulátoru
G_R, G_C	přenos regulátoru
G_S, G_P	přenos regulované soustavy
G_T, G_H	přenos tvarovače (tvarovacího členu)
G_V, G_S	přenos vzorkovače (vzorkovacího členu)
G_v, G_{vy}, G_d, G_{dy}	přenos poruchy
G_{ve}	odchylkový přenos poruchy
G_w, G_{wy}	přenos řízení (uzavřeného regulačního obvodu)
G_{we}	odchylkový přenos řízení
h	přechodová funkce
h_v	přechodová funkce vyvolaná poruchovou veličinou
h_w	přechodová funkce vyvolaná žádanou veličinou
$h(t)$	(spojitá) přechodová funkce, grafické vyjádření $h(t)$ = (spojitá) přechodová charakteristika
$h(kT), h[k]$	diskrétní přechodová funkce, grafické vyjádření $h(kT) = h[k] =$ diskrétní přechodová charakteristika
H	entropie, Hamiltonova funkce
H_i	Hurwitzovy determinanty (subdeterminanty), hlavní rohové minory Hessovy matice
H	Hurwitzova matice, Hessova matice
$H(s)$	L-obraz (spojité) přechodové funkce
$H(z)$	Z-obraz diskrétní přechodové funkce

$H(\gamma)$	D-obraz diskrétní přechodové funkce
i	činitel interakce, proud
I	informační objem (obsah), informační tok, relace integrace
I_i	integrální kritéria kvality regulace ($i = IE$ – lineární regulační plocha, $i = IAE$ – absolutní regulační plocha, $i = ISE$ – kvadratická regulační plocha, $i = ITAE$ – časem násobená absolutní regulační plocha atd.)
$j = \sqrt{-1}$	imaginární jednotka
J	účelový (kriteriální) funkcionál, moment setrvačnosti
\mathbf{J}	Jacobiova matice, matice v Jordanově tvaru
k	relativní diskrétní čas (uvádí se v hranatých závorkách)
k_i	koeficient přenosu (zisk), zesílení ($ k_i > 1$), tlumení ($ k_i < 1$) ($i = 1, 2, 3, \dots$)
k_o	zesílení otevřeného regulačního obvodu
kT	diskrétní čas
k_P, K_P, r_0	zesílení regulátoru
$k_{Pk}, K_{Pk}, r_{0k}, k_{Pcr}, K_{Pcr}, r_{0cr}$	kritické zesílení regulátoru
k_S	koeficient přenosu (zesílení) regulované soustavy
K	kovarianční funkce
\mathbf{K}	zpětnovazební matice typu (r, n)
K_D	diferenční konstanta (váha diferenční složky) číslicového regulátoru
K_P	proporcionální konstanta (váha proporcionální složky) číslicového regulátoru
K_S, K_I	sumační konstanta (váha sumační složky) číslicového regulátoru
l	dimenze vektoru poruchových veličin \mathbf{v}
L	Lagrangeova funkce, indukčnost
\mathcal{L}, L	operátor přímé L-transformace (Laplaceovy transformace)
\mathcal{L}^{-1}, L^{-1}	operátor zpětné (inverzní) L-transformace (Laplaceovy transformace)
$L(\omega) = 20 \log A(\omega)$	logaritmický modul (amplituda) kmitočtového (frekvenčního) přenosu [dB], grafické vyjádření $L(\omega) = \log$ aritmická amplitudová (modulová) kmitočtová (frekvenční) charakteristika
$L_{K\check{c}}, L_{CR}$	logaritmický modul kmitočtového (frekvenčního) přenosu korekčního členu [dB]

L_o	logaritmický modul kmitočtového (frekvenčního) přenosu otevřeného (rozpojeného) regulačního obvodu [dB]
$L_r, L_{wy}(\omega_R)$	logaritmické (amplitudové) rezonanční převýšení [dB]
L_R, L_C	logaritmický modul kmitočtového (frekvenčního) přenosu regulátoru [dB]
L_S, L_P	logaritmický modul kmitočtového (frekvenčního) přenosu regulované soustavy [dB]
L_w, L_{wy}	logaritmický modul kmitočtového (frekvenčního) přenosu řízení (uzavřeného regulačního obvodu) [dB]
m	stupeň mnohočlenu (polynomu) v čitateli přenosu, dimenze vektoru výstupních proměnných y , dimenze vektoru omezujících funkcí, posunutí u modifikované Z-transformace, hmotnost
m_A	amplitudová bezpečnost
$m_L = 20 \log m_A$	logaritmická amplitudová bezpečnost [dB]
M	mnohočlen (polynom) v čitateli přenosu (kořeny = nuly)
M, A_D	stavová matice diskrétního systému řádu n
n	stupeň charakteristického mnohočlenu (polynomu), stupeň mnohočlenu (polynomu) ve jmenovateli přenosu, řád diferenciální (diferenční) rovnice, dimenze vektoru stavových proměnných x
N	charakteristický mnohočlen (polynom), mnohočlen (polynom) ve jmenovateli přenosu (kořeny = póly), charakteristický kvazimnohočlen (kvazipolynom)
$N(j\omega), M(j\omega)$	Michajlovova funkce, grafické vyjádření $N(j\omega)$ = Michajlovova charakteristika (Michajlovovův hodograf)
$N_P(\omega) = \text{Re } N(j\omega)$	reálná část Michajlovovy funkce, grafické vyjádření $N_P(\omega)$ = reálná část Michajlovovy charakteristiky
$N_Q(\omega) = \text{Im } N(j\omega)$	imaginární část Michajlovovy funkce, grafické vyjádření $N_Q(\omega)$ = imaginární část Michajlovovy charakteristiky
N, B_D	stavová matice řízení diskrétního systému typu (n,r)
p, λ	vektor sdružených proměnných dimenze n , vektor Lagrangeových multiplikátorů dimenze m
P	pravděpodobnost, výkon
$P(\omega) = \text{Re } G(j\omega)$	reálná část kmitočtového (frekvenčního) přenosu, grafické vyjádření $P(\omega)$ = reálná část kmitočtové (frekvenční) charakteristiky

$P_m(\omega) = \text{Re } G_m(j\omega)$	reálná část modifikovaného kmitočtového (frekvenčního) přenosu, grafické vyjádření $P_m(\omega)$ = reálná část modifikované kmitočtové (frekvenční) charakteristiky
pp, PP	pásmo proporcionality
q	řád integračního členu, typ regulačního obvodu [stupeň (řád) astatismu], operátor předstihu (dopředného posunutí)
q^{-1}	operátor zpoždění (zpětného posunutí)
Q	kritérium kvality (obecně)
$Q(\omega) = \text{Im } G(j\omega)$	imaginární část kmitočtového (frekvenčního) přenosu, grafické vyjádření $Q(\omega)$ = imaginární část kmitočtové (frekvenční) charakteristiky
$Q_m(\omega) = \text{Im } G_m(j\omega)$	imaginární část modifikovaného kmitočtového (frekvenčního) přenosu, grafické vyjádření $Q_m(\omega)$ = imaginární část modifikované kmitočtové (frekvenční) charakteristiky
Q	váhová matice řádu n v kvadratickém účelovém funkcionálu u stavu \mathbf{x}
Q_{co}, R	matice říditelnosti typu (n,n,r)
Q_{ob}, P	matice pozorovatelnosti typu (n,m,n)
r	dimenze vektoru řídicích (vstupních) proměnných \mathbf{u} , korelační koeficient
r_0, k_P, K_P	proporcionální konstanta (váha proporcionální složky, zesílení) analogového regulátoru
r_{-1}, r_I, K_I	integrační konstanta (váha integrační složky) analogového regulátoru
r_1, r_D, K_D	derivační konstanta (váha derivační složky) analogového regulátoru
R	redundance, odpor, korelační funkce
R	váhová matice řádu r v kvadratickém účelovém funkcionálu u řízení \mathbf{u}
$s = \alpha + j\omega, p$	komplexní proměnná, nezávisle proměnná u obrazu v L-transformaci (Laplaceově transformaci) [s^{-1}]
s	vektor agregovaných proměnných dimenze m
s_i	kořeny mnohočlenu s komplexní proměnnou s
S	výkonová spektrální hustota
$S(j\omega)$	citlivostní funkce
S	váhová matice řádu n v kvadratickém účelovém funkcionálu u koncového stavu \mathbf{x}_N
t	(spojitý) čas
t_0	počáteční časový okamžik (počáteční čas)

$t_k = kT$	diskrétní čas
t_m	doba dosažení maximální hodnoty y_m (maximálního překmitu)
t_o, t_r	rychlost odezvy
t_r, t_s	doba regulace
t_N	koncový časový okamžik (koncový čas)
$t_\varphi = \frac{\varphi}{\omega}$	čas odpovídající fázi φ
$T = \frac{2\pi}{\omega}$	perioda (doba kmitu)
$T(j\omega)$	doplňková (komplementární) funkce citlivosti
$T, T_v, T_s, \Delta t, h$	vzorkovací perioda
T	diagonální matice časových konstant řádu m [typu (m,m)]
T_d	dopravní zpoždění u spojitých systémů (členů)
T_D	derivační časová konstanta
T_I	integrační časová konstanta
T_{Ik}, T_{Icr}	kritická integrační časová konstanta
T_i	setrvačná časová konstanta ($i = 0, 1, 2, \dots$)
$T_k = \frac{2\pi}{\omega_k}, T_{cr}$	kritická perioda
T_n	doba náběhu
T_p	doba přechodu, perioda
T_s, T_Σ	náhradní součtová časová konstanta
T_u	doba průtahu
u	akční veličina, řízení, vstupní veličina (vstup), výstupní veličina u logických obvodů, napětí
\mathbf{u}	vektor řídicích veličin (řízení) dimenze r , vektor vstupních veličin (vstup) dimenze r
U	množina přípustných řízení, množina přípustných vstupů
u_T, u_H	tvárovaná akční veličina
v, d	poruchová veličina (porucha)
\mathbf{v}	vektor poruchových veličin dimenze l
V	Ljapunovova funkce, Bellmanova funkce

w	žádaná veličina, komplexní proměnná, nezávisle proměnná u bilineární transformace
\mathbf{w}	vektor žádaných veličin dimenze m
W_k, E_k	kinetická energie
W_p, E_p	potenciální energie
x	stavová veličina (stav), vstupní veličina u logických obvodů
\mathbf{x}	vektor stavových veličin (stav) dimenze n
\mathbf{x}_0	počáteční stav dimenze n
$\mathbf{x}_r, \mathbf{x}_s, \mathbf{x}_u$	rovnovážný (singulární) stav (bod) dimenze n
\mathbf{x}_N	koncový stav dimenze n
\mathbf{x}^0	efektivní bod
\mathbf{X}	množina přípustných řešení
\mathbf{X}^0	množina efektivních řešení
y	regulovaná veličina, výstupní veličina (výstup)
\mathbf{y}	vektor výstupních veličin (výstup) dimenze m
$y_m = y(t_m)$	maximální hodnota regulované veličiny při překmitu
\mathbf{Y}	množina přípustných výstupů
$z = e^{Ts}$	nezávisle proměnná u obrazu v Z-transformaci [-]
z_i	kořeny mnohočlenu s komplexní proměnnou z
$Z, Z,$	operátor přímé Z-transformace
Z^{-1}, Z^{-1}	operátor zpětné (inverzní) Z-transformace
$Z_\varepsilon, Z_m, Z_\varepsilon, Z_m$	operátor přímé modifikované Z-transformace
$Z_\varepsilon^{-1}, Z_m^{-1}, Z_\varepsilon^{-1}, Z_m^{-1}$	operátor zpětné (inverzní) modifikované Z-transformace
$\alpha = \operatorname{Re} s$	reálná část komplexní proměnné s [s^{-1}]
γ	fázová bezpečnost
$\gamma = \frac{z-1}{T}$	komplexní proměnná u obrazu v D-transformaci (delta transformaci) [s^{-1}]
γ_i	kořeny mnohočlenu s komplexní proměnnou γ
∂	stupeň mnohočlenu

δ	stupeň (míra) stability, operátor δ -diference (dopředné relativní diference), variace
$\delta(t)$	(spojitý) Diracův jednotkový impuls
$\delta(kT), \delta[k]$	diskrétní Diracův jednotkový impuls
Δ	přírůstek, operátor dopředné diference, přesnost regulačního pochodu
∇	operátor nabla, operátor zpětné diference
$\eta(t), 1(t)$	(spojitý) Heavisideův jednotkový skok
$\eta(kT), \eta[k], 1(kT), 1[k]$	diskrétní Heavisideův jednotkový skok
ε, m	posunutí u modifikované Z-transformace
$\varepsilon = \frac{d\omega}{d\varphi}$	úhlové zrychlení [$\text{rad}\cdot\text{s}^{-2}$]
λ_i	vlastní (charakteristická) čísla, obecně kořeny mnohočlenu (polynomu), Lagrangeovy multiplikátory
Λ	matice vlastních (charakteristických) čísel řádu n
μ	střední hodnota, funkce příslušnosti, charakteristická funkce
$\omega = \frac{d\varphi}{dt}$	úhlová rychlost [$\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$]
$\omega = 2\pi f$	úhlový kmitočet (úhlová frekvence) [s^{-1}] (z důvodu odlišení od kmitočtu f je možné používat rovněž [$\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$])
$\omega = \text{Im } s$	imaginární část komplexní proměnné s [s^{-1}]
ω_m	mezní úhlový kmitočet (frekvence)
$\omega_k = \frac{2\pi}{T_k}, \omega_{cr}$	kritický úhlový kmitočet (frekvence)
ω_0, ω_n	úhlový kmitočet (frekvence) netlumených kmitů, přirozený úhlový kmitočet (frekvence)
ω_r, ω_R	rezonanční kmitočet (frekvence)
ω_f, ω_c	úhlový kmitočet (frekvence) řezu
ω_v, ω_s	vzorkovací kmitočet (frekvence)
$\omega_{-\pi}$	úhlový kmitočet (frekvence) odpovídající fázi $-\pi$
$\varphi(\omega) = \arg G(j\omega)$	argument (fáze) kmitočtového (frekvenčního) přenosu, grafické vyjádření $\varphi(\omega) =$ fázová (argumentová) kmitočtová (frekvenční) charakteristika
$\varphi_{KČ}, \varphi_{CR}$	fáze korekčního členu

φ_o	fáze otevřeného (rozpojeného) regulačního obvodu
φ_R, φ_C	fáze regulátoru
φ_S, φ_P	fáze regulované soustavy
φ_w, φ_{wy}	fáze (uzavřeného) regulačního obvodu
Φ	fundamentální matice (stavová matice přechodu)
σ	směrodatná (střední kvadratická) odchylka
σ^2	rozptyl (variance)
ξ_i	koeficient poměrného tlumení (poměrné tlumení) ($i = 0, 1, 2, \dots$)
κ	relativní překmit
τ_i	časové konstanty ($i = 0, 1, 2, \dots$)

Horní indexy

*	optimální, vzorkovaný
×	suboptimální
'	derivace prvního řádu, transponovaný
"	derivace druhého řádu
w	žádaný
+	pseudoinverzní
-1	inverzní
T	transponovaný





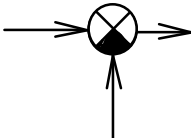
Symboly nad písmeny

.	(totální) derivace prvního řádu podle času
..	(totální) derivace druhého řádu podle času
-	střední hodnota
◦	centrovaný
\sim, \wedge	odhad (estimace), kvantovaný

Relační znaménka

\approx	přibližně rovno
\doteq	po zaokrouhlení rovno
$\hat{=}$	korespondence mezi originálem a obrazem
\Rightarrow	implikace
\Leftrightarrow	ekvivalence

Grafické značky

○	(jednonásobná) nula
⊙	dvojnásobná nula
×	(jednonásobný) pól
⊗	dvojnásobný pól
	nelineární systém (člen)
	lineární systém (člen)
	jednorozměrný (jednorozměrový) signál
	mnohorozměrný (vícerozměrný, mnohorozměrový) signál
	součtový člen

Zkratky

adj	adjungovaný
arg	argument
dek	dekáda
deg	stupeň
det	determinant
df	definitní, definitnost
dim	dimenze (rozměr)
exp	exponenciální funkce
extr	extremální, extrém
grad	gradient
Im	imaginární, imaginární část
konst	konstantní, konstanta
lim	limita
max	maximální, maximum
min	minimální, minimum
mod	modul
okt	oktáva
rand	náhodný

rank	hodnota
Re	reálný, reálná část
sat	nasycení, funkce nasycení
sgn, sign	znaménko, znaménková funkce
tr	stopa
var	rozptyl

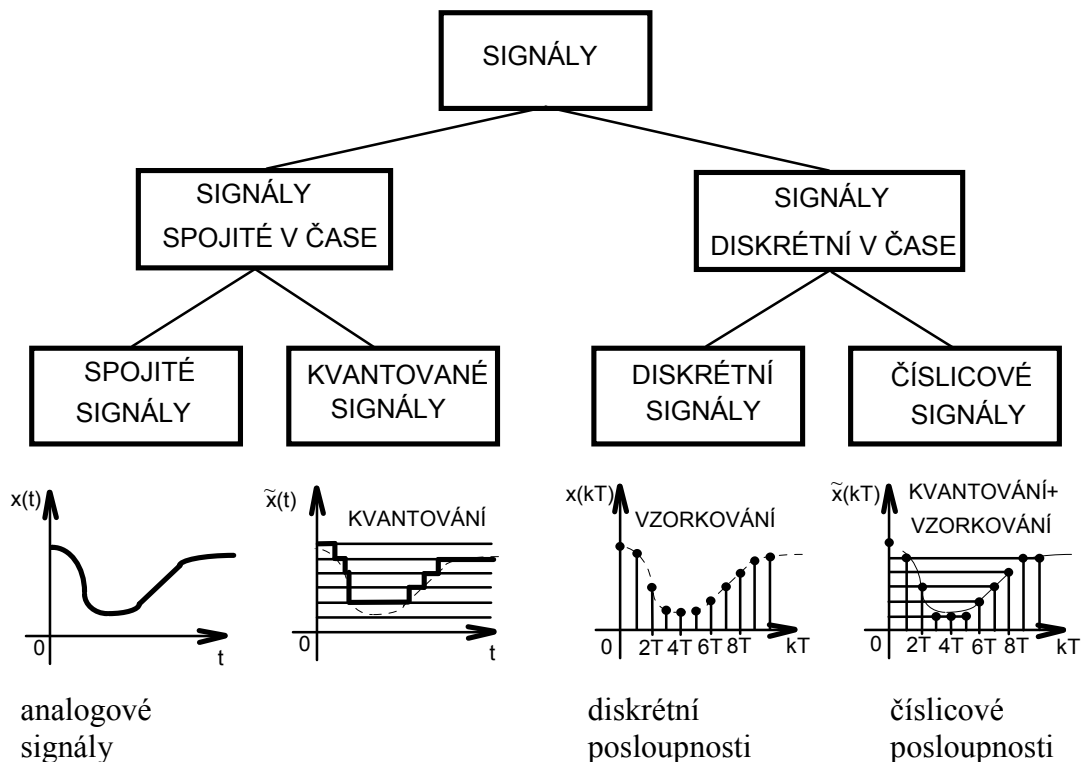
Originály značit písmeny malé abecedy a jejich **obrazy** stejnými písmeny velké abecedy.

Vektory považovat za sloupcové a značit tučnými písmeny malé abecedy, na tabuli (případně ve skriptech) podtrženými písmeny malé abecedy (zdvojením).

Matice značit tučnými písmeny velké abecedy, na tabuli (případně ve skriptech) podtrženými písmeny velké abecedy (zdvojením).

U **přenosů a veličin** index z písmen velké abecedy se týká prvků, index z písmen malé abecedy se týká celého uzavřeného nebo otevřeného regulačního obvodu.

Signály



5.2 Doporučované české zkratky

AČ	akční člen
A/Č , A-Č	analogově číslicový převodník

ADR	adaptivní regulátor
ADRO	adaptivní regulační obvod
AFKCH, AFFCH	amplitudofázová kmitočtová (frekvenční) charakteristika
AKCH, AFCH	amplitudová kmitočtová (frekvenční) charakteristika
AM	amplitudová modulace
AP	analogový počítač
AR	analogový regulátor
ARO	analogový regulační obvod
AŘ	automatické řízení
ASŘ	automatizovaný systém řízení
BKO	bistabilní klopný obvod
Č/A, Č-A	číslicově analogový převodník
ČP	číslicový počítač
ČR	číslicový regulátor
ČRO	číslicový regulační obvod
DČ	derivační (diferenční) člen
DM	dálkové měření
DO	dálkové ovládání
DP	dynamické programování
DR	dálková regulace, diferenciální (diferenční) rovnice, diskrétní regulátor
DRO	diskrétní regulační obvod
DŘ	dálkové řízení
DS	dálková signalizace
ER	extremální regulátor
ERO	extremální regulační obvod
ES	extremální soustava
F	filtr
FKCH, FFCH	fázová kmitočtová (frekvenční) charakteristika
FM	frekvenční (kmitočtová) modulace
GMK	geometrické místo kořenů
GP	geometrické programování
HDO	hromadné dálkové ovládání

HP	hybridní počítač
HR	hlavní regulátor
CHM	charakteristický mnohočlen
CHR	charakteristická rovnice
I	integrační složka analogového regulátoru, integrační analogový regulátor
IČ	integrační člen
IMS	informační měřicí systém
IO	integrovaný obvod
J	jednotka
K	kompensátor (kompenzační člen), kybernetika
KCH, FCH	kmitočtová (frekvenční) charakteristika
KČ	korekční člen
KLO	kombinační logický obvod
LAKCH, LAFCH	logaritmická amplitudová kmitočtová (frekvenční) charakteristika
LFKCH, LFFCH	logaritmická fázová kmitočtová (frekvenční) charakteristika
LKCH, LFCH	logaritmická kmitočtová (frekvenční) charakteristika
LO	logický obvod
LP	lineární programování
LRO	lineární regulační obvod
M	model
MASP	metoda agregace stavových proměnných
MČ	měřicí člen
MKO	monostabilní klopný obvod
MNDP	metoda násobného dominantního pólu
MOM	metoda optimálního modulu
MPM	metoda požadovaného modelu
MSO	metoda symetrického optima
NČ	nástavný člen
NP	nelineární programování
NRO	nelineární regulační obvod
OM	optimální modul

OZ	operační zesilovač
P	proporcionální složka u regulátoru, proporcionální regulátor
PA	programovatelný automat
PČ	porovnávací člen, počítací člen
PD	proporcionálně derivační analogový regulátor, proporcionálně diferenční číslicový regulátor, číslicový regulátor PD
PI	proporcionálně integrační analogový regulátor
PID	proporcionálně integračně derivační analogový regulátor
PLC	programovatelný logický automat
PO	pohon
PR	pomocný regulátor
PRG	program
PS	proporcionálně sumační číslicový regulátor, číslicový regulátor PI
PSD	proporcionálně sumačně diferenční číslicový regulátor, číslicový regulátor PID
R	regulátor
RO	regulační obvod
ROG	regulační orgán
ŘP	řídící počítač
S	regulovaná soustava, sumační složka u číslicového regulátoru, sumační číslicový regulátor, číslicový regulátor I, snímač
SLO	sekvenční logický obvod
SO	symetrické optimum
ST	standardní tvar
T, TČ	tvarovač (tvarovací člen)
TAŘ	teorie automatického řízení
TK	technická kybernetika
TP	technologický proces
TŘ	teorie řízení
ÚČR	ústřední člen regulátoru
V	výroba
V, VČ	vzorkovač (vzorkovací člen)
VČ	vysílací člen, vzorkovací člen

VTEI	vědecko-technické informace
V/V	vstup/výstup
Z	zesilovač
ZA	základy automatizace
ZN	Ziegler - Nichols
ZTK	základy technické kybernetiky

5.3 Dělení členů regulačních obvodů

Dělení spojitých (analogových) členů regulačních obvodů podle průběhu přechodové charakteristiky pro $t \rightarrow \infty$.

Základní tvar přenosu:

$$\frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{s^q (a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0)} e^{-T_d s}, \quad a_0 \neq 0, b_0 \neq 0, T_d \geq 0$$

Podmínka fyzikální realizovatelnosti:

$$m = n + q \quad \text{slabá}$$

$$m < n + q \quad \text{silná}$$

Předpokládá se, že mnohočlen

$$a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0$$

má stabilní kořeny ($\text{Re } s_j < 0; j = 1, 2, \dots, n$).

Proporcionální členy

$q = 0$ přechodová charakteristika se ustálí na konečné nenulové hodnotě $[h(\infty) = \frac{b_0}{a_0}]$
(v čitateli ani jmenovateli nelze vytknout s)

k_1 proporcionální člen bez setrvačnosti (ideální proporcionální člen, ideální zesilovač)

$$\frac{k_1}{T_1 s + 1} \quad \text{proporcionální člen se setrvačností 1. řádu (setrvačný člen 1. řádu, reálný proporcionální člen) - aperiodický člen 1. řádu}$$

$$\frac{k_1}{T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1} \quad \text{proporcionální člen se setrvačností 2. řádu (setrvačný člen 2. řádu)}$$

Pro $\xi_0 > 1$

$$\frac{k_1}{T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1} = \frac{k_1}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad \text{aperiodický člen 2. řádu}$$

Pro $\xi_0 = 1$

$$\frac{k_1}{T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1} = \frac{k_1}{(T_0 s + 1)^2} \quad \text{mezní aperiodický člen 2. řádu}$$

Pro $0 < \xi_0 < 1$

$$\frac{k_1}{T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1} \quad \text{kmitavý člen 2. řádu (jmenovatel nelze rozložit)}$$

Pro $\xi_0 = 0$

$$\frac{k_1}{T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1} = \frac{k_1}{T_0^2 s^2 + 1} \quad \text{konzervativní (bezeztrátový) člen 2. řádu (na mezi stability)}$$

$$\frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} e^{-T_d s} \quad \text{obecný proporcionalní člen se setrvačností } n\text{-tého řádu (setrvačný člen } n\text{-tého řádu) s dopravním zpožděním}$$

Derivační členy

$q < 0$ přechodová charakteristika se ustálí na nulové hodnotě [$h(\infty) = 0$] (v čitateli lze vytknout s)

$k_1 s$ derivační člen bez setrvačnosti (ideální derivační člen)

$$\frac{k_1 s}{T_1 s + 1} \quad \text{derivační člen se setrvačností 1. řádu (reálný derivační člen)}$$

$$s^{-q} \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} e^{-T_d s} \quad \text{obecný derivační člen } q\text{-tého řádu se setrvačností } n\text{-tého řádu s dopravním zpožděním}$$

Integrační členy

$q > 0$ přechodová charakteristika neustále roste nebo klesá [$|h(\infty)| = \infty$] (ve jmenovateli lze vytknout s)

$\frac{k_1}{s}$ integrační člen bez setrvačnosti (ideální integrační člen)

$\frac{k_1}{s(T_1s + 1)}$ integrační člen se setrvačností 1. řádu (reálný integrační člen)

$\frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{s^q (a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0)} e^{-T_d s}$ obecný integrační člen q -tého řádu se setrvačností n -tého řádu s dopravním zpožděním

Dělení diskretních členů regulačních obvodů podle průběhu diskretní přechodové charakteristiky pro $k \rightarrow \infty$.

Základní tvar diskretního přenosu:

$$\frac{b_m z^m + \dots + b_1 z + b_0}{(z-1)^q (a_n z^n + \dots + a_1 z + a_0)} z^{-d}, \quad \sum_{i=0}^n a_i \neq 0, \quad \sum_{j=0}^m b_j \neq 0, \quad d \geq 0$$

Podmínka fyzikální realizovatelnosti:

$$m = n + q + d \quad \text{slabá}$$

$$m < n + q + d \quad \text{silná}$$

Předpokládá se, že mnohočlen

$$a_n z^n + \dots + a_1 z + a_0$$

má stabilní kořeny ($|z_j| < 1; j = 1, 2, \dots, n$).

Proporcionální členy

$q = 0$ přechodová charakteristika se ustálí na konečné nenulové hodnotě [$h(\infty) = \frac{\sum_{j=0}^m b_j}{\sum_{i=0}^n a_i}$]

[v čitateli ani jmenovateli nelze vytknout výraz $(z-1)$ nebo $(1-z^{-1})$]

$\frac{b_m z^m + \dots + b_1 z + b_0}{a_n z^n + \dots + a_1 z + a_0} z^{-d}$ obecný diskretní proporcionální člen s dopravním zpožděním

Diferenční členy

$q < 0$ přechodová charakteristika se ustálí na nulové hodnotě [$h(\infty) = 0$] [v čitateli lze vytknout výraz $(z - 1)$ nebo $(1 - z^{-1})$]

$$\frac{(z-1)^{-q} (b_m z^m + \dots + b_1 z + b_0)}{a_n z^n + \dots + a_1 z + a_0} z^{-d} \quad \text{obecný diskretní diferenční člen s dopravním zpožděním}$$

Sumační členy

$q > 0$ přechodová charakteristika neustále roste nebo klesá [$|h(\infty)| = \infty$] [ve jmenovateli lze vytknout výraz $(z - 1)$ nebo $(1 - z^{-1})$]

$$\frac{b_m z^m + \dots + b_1 z + b_0}{(z-1)^q (a_n z^n + \dots + a_1 z + a_0)} z^{-d} \quad \text{obecný diskretní sumační člen s dopravním zpožděním}$$

6 PŘÍKLAD UČEBNÍCH TEXTŮ



Čas ke studiu: 1 hodina



Cíl:

📄 Ukázat kompletní učební texty z oblasti teorie automatického řízení.

Kapitola je věnována kompletním učebním textům speciálně zpracovaným na základě předchozích doporučení pro studenty magisterského studia oboru „Automatické řízení a informatika“ a doktorského studia oborů „Automatizace technologických procesů“ a „Řízení strojů a procesů“ na Fakultě strojní VŠB – TU Ostrava. Učební texty odpovídají zvyklostem na fakultě a po případné recenzi a nevelkých úpravách mohou být vytištěny nebo v elektronické podobě dány studentům k dispozici. Neobsahují anglicko-český slovníček základních pojmů z automatického řízení, protože studenti mají z této oblasti k dispozici poměrně obsáhlý slovník zpracovaný autory této případové studie [Vítečková, Víteček 2008].

Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava

Fakulta strojní



REGULÁTORY A METODA POŽADOVANÉHO MODELU

Miluše Vítečková, Antonín Víteček

Ostrava 2012

Recenzenti:

.....

Copyright ©: Prof. Ing. Miluše Vítěčková, CSc.
Prof. Ing. Antonín Vítěček, CSc., Dr.h.c.

REGULÁTORY A METODA POŽADOVANÉHO MODELU

ISBN

Předmluva

Učební texty „Regulátory a metoda požadovaného modelu“ se zabývají konvenčními analogovými a číslicovými regulátory s jedním stupněm volnosti a jejich seřízením metodou požadovaného modelu. Jsou určeny pro studenty vyšších ročníků studijních oborů z oblasti automatizace a technické kybernetiky. Mohou rovněž sloužit jako vhodný doplněk odborníkům z průmyslové praxe.

Autoři děkují recenzentům za cenné a podnětné připomínky, přínosné diskuse, doplňky a opravy, které přispěly k výraznému zlepšení obsahu učebních textů.

Autoři

Obsah

Seznam základních použitých symbolů	...
Úvod	...
1 Regulační obvody a regulátory	...
1.1 Základní struktury regulačních obvodů	...
1.2 Analogové regulátory s jedním stupněm volnosti	...
1.3 Číslicové regulátory s jedním stupněm volnosti	...
1.4 Simulační modely regulátorů	...
2 Regulované soustavy	...
2.1 Úprava L-přenosů soustav na základě přechodové charakteristiky	...
2.2 Přímá úprava L-přenosů soustav	...
3 Seřízení regulátorů metodou požadovaného modelu	...
3.1 Základní ukazatele kvality regulace	...
3.2 Metoda požadovaného modelu	...
4 Závěr	...
Literatura	...

Seznam základních použitých symbolů

a_i	konstanty, výrazy
a_s	amplituda šumu
A, A_i, A', B, B_i, B'	konstanty, výrazy
$A(\omega) = \text{mod}G(j\omega) = G(j\omega) $	modul kmitočtového přenosu
A_o	modul kmitočtového přenosu otevřeného regulačního obvodu
A_{wy}	modul kmitočtového přenosu řízení (uzavřeného regulačního obvodu)
b_i	konstanty, výrazy
c_i	konstanty, výrazy
C, C'	konstanty, výrazy
d	relativní diskrétní dopravní zpoždění
D_1, D_2	konstanty
e	regulační odchylka
$e_v(\infty)$	trvalá regulační odchylka způsobená poruchovou veličinou $v(t)$ na vstupu soustavy
$e_{v_1}(\infty)$	trvalá regulační odchylka způsobená poruchovou veličinou $v_1(t)$ na výstupu soustavy
$e_w(\infty)$	trvalá regulační odchylka způsobená žádanou veličinou $w(t)$
$f = \frac{\omega}{2\pi}$	kmitočet
$G(s)$	L-přenos (Laplaceův přenos)
$G(z)$	Z-přenos
$G(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$	kmitočtový přenos
G_D	přenos dopravního zpoždění (neinvertibilní část přenosu regulované soustavy)
G_o	přenos otevřeného regulačního obvodu
G_P	část přenosu regulované soustavy, která neobsahuje dopravní zpoždění (invertibilní část přenosu regulované soustavy)
G_R	přenos regulátoru
G_S	přenos regulované soustavy
G_{vy}	přenos poruchy $v(t)$
$G_{v_1,v}$	přenos poruchy $v_1(t)$
G_{ve}	odchylkový přenos poruchy $v(t)$

G_{v_1e}	odchylkový přenos poruchy $v_1(t)$
G_{wy}	přenos řízení
G_{we}	odchylkový přenos řízení
$h(t)$	přechodová funkce
$h_S(t)$	přechodová funkce regulované soustavy
i	činitel interakce
I_i	integrální kritéria kvality regulace ($i = IE, IAE$)
$j = \sqrt{-1}$	imaginární jednotka
k	relativní diskretní čas
k_i	koeficient přenosu
kT	diskretní čas
K_D	váha derivační složky regulátoru
K_I	váha integrační složky regulátoru
K_P	zesílení regulátoru, váha proporcionální složky regulátoru
L	operátor přímé L-transformace (Laplaceovy transformace)
L^{-1}	operátor zpětné L-transformace (Laplaceovy transformace)
$L(\omega) = 20\log A(\omega)$	logaritmický modul kmitočtového přenosu
L_o	logaritmický modul kmitočtového přenosu otevřeného regulačního obvodu
L_{wy}	logaritmický modul kmitočtového přenosu řízení (uzavřeného regulačního obvodu)
m_A	amplitudová bezpečnost
$m_L = 20\log m_A$	logaritmická amplitudová bezpečnost
M	mnohočlen v čitateli přenosu (kořeny = nuly)
M_S	maximum modulu funkce citlivosti
N	charakteristický mnohočlen, mnohočlen ve jmenovateli přenosu (kořeny = póly), konstanta u filtru derivační (diferenční) složky regulátoru
pp	pásmo proporcionality
q	řád integračního členu, typ regulačního obvodu (řád astatismu)
$s = \alpha + j\omega$	komplexní proměnná, nezávisle proměnná u obrazu v L-trans-formaci (Laplaceově transformaci)
s_i	kořeny mnohočlenu s komplexní proměnnou s
S	doplňková plocha nad přechodovou charakteristikou

$S(j\omega)$	funkce citlivosti
t	(spojitý) čas
t_m	doba dosažení maximální hodnoty y_m (maximálního překmitu)
t_o	rychlost odezvy
t_r	doba regulace
T	vzorkovací perioda, perioda
T_d	dopravní zpoždění u spojitých systémů (členů)
T_D	derivační časová konstanta
T_F	filtrační časová konstanta
T_I	integrační časová konstanta
T_i	setrvačná časová konstanta
T_n	doba náběhu
T_p	doba přechodu
T_Σ	náhradní součtová časová konstanta
T_u	doba průtahu
T_w	(požadovaná) časová konstanta uzavřeného regulačního obvodu, ladicí parametr
$T(j\omega)$	doplňková funkce citlivosti
u	akční veličina, vstupní veličina (vstup)
u_T	tvarovaná akční veličina
v	poruchová veličina na vstupu soustavy
v_1	poruchová veličina na výstupu soustavy
w	žádaná veličina
x	obecná funkce, proměnná, stav
y	regulovaná veličina, výstupní veličina (výstup)
$y_m = y(t_m)$	maximální hodnota regulované veličiny při překmitu (maximální překmit)
z	komplexní proměnná u Z-transformace
Z	operátor přímé Z-transformace
Z^{-1}	operátor zpětné Z-transformace
α	sklon sektorové nelinearity, koeficient u MPM
α_i, β_i	konstanty, výrazy

$\alpha = \operatorname{Re} s$	reálná část komplexní proměnné s
β	sklon sektorové nelinearity, koeficient u MPM
γ	fázová bezpečnost, komplexní proměnná u D-transformace
δ	relativní tolerance regulačního pochodu
$\delta(t)$	Diracův jednotkový impuls
Δ	přírůstek, tolerance regulačního pochodu
$\eta(t)$	Heavisideův jednotkový skok
$\omega = 2\pi f$	úhlový kmitočet
$\omega = \operatorname{Im} s$	imaginární část komplexní proměnné s
ω_m	mezní úhlový kmitočet
ω_0	úhlový kmitočet netlumených kmitů, přirozený úhlový kmitočet
ω_R	rezonanční kmitočet
ω_F	úhlový kmitočet řezu (průchodu), při kterém modul kmitočtového přenosu otevřeného regulačního obvodu $A_o = 1$
ω_s	kmitočet namodulovaného šumu
ω_S	kmitočet, při kterém má citlivostní funkce $S(j\omega)$ maximum
ω_w	úhlový kmitočet netlumených kmitů uzavřeného regulačního obvodu
$\omega_{-\pi}$	úhlový kmitočet, při kterém fáze kmitočtového přenosu otevřeného regulačního obvodu $\varphi_o = -\pi$
$\varphi(\omega) = \arg G(j\omega)$	fáze kmitočtového přenosu
φ_o	fáze otevřeného regulačního obvodu
φ	úhel
ξ_i	relativní tlumení
ξ_w	relativní tlumení uzavřeného regulačního obvodu
κ	relativní překmit
τ_j	časová konstanta
∇	zpětná diference

Horní indexy

*	optimální, doporučený
-1	inverzní

Zkratky

arg	argument
A/Č	analogově číslicový převodník
AR	analogový regulátor
Č/A	číslicově analogový převodník
ČR	číslicový regulátor
dB	decibel
deg	stupeň
dim	dimenze (rozměr)
D	derivační (diferenční) složka regulátoru
Im	imaginární, imaginární část
I	integrační regulátor, integrační (sumační) složka regulátoru
konst	konstantní, konstanta
lim	limita
max	maximální, maximum
min	minimální, minimum
mod	modul
MPM	metoda požadovaného modelu
P	proporcionální regulátor, proporcionální složka regulátoru
PI	proporcionálně integrační regulátor
PD	proporcionálně derivační regulátor
PID	proporcionálně integračně derivační regulátor (standardní)
PID _i	proporcionálně integračně derivační regulátor s interakcí (sériový)
R	regulátor
Re	reálný, reálná část
S	soustava, sumační složka regulátoru

Úvod

Učební texty jsou věnovány popisu struktur a vlastností konvenčních analogových i číslicových regulátorů s jedním stupněm volnosti, ale současně se také zabývají poměrně podrobně původní metodou seřizování regulátorů – metodou požadovaného modelu (MPM), která byla rozpracována a dlouhodobě ověřována na pracovišti autorů.

Konvenční regulátory typu PID již po několik desetiletí patří k základním, a také nejdůležitějším prvkům většiny regulačních obvodů. Podle různých zdrojů, např. [Åström, Hägglund 2006; O'Dwyer 2009] více než 90 % regulátorů používaných v průmyslu tvoří právě regulátory typu PI a PID. Je to způsobeno jejich univerzálností, jednoduchostí, vysokou efektivitou, nízkými náklady na jejich údržbu a v neposlední řadě jejich nízkou cenou. Činnost regulátorů PID je snadná na pochopení. Skládá se ze tří dílčích složek, které vyjadřují váženou hodnotu regulační odchylky (informuje o její současnosti), vážený integrál z regulační odchylky (informuje o její historii) a váženou derivací regulační odchylky (informuje o její budoucnost). O významu regulátorů PI a PID svědčí např. i to, že kniha A. O'Dwyer *Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules*, věnována jejich seřizování, vyšla během 6 let ve třech vydáních, přičemž třetí vydání mělo více než dvojnásobný počet stránek než vydání první [O'Dwyer 2003 (275 str.), 2006 (375 str.), 2009 (608 str.)]. Vypovídá to také o obrovském zájmu odborné veřejnosti o tyto regulátory. Poslední vydání z roku 2009 obsahuje souhrnně 1731 různých pravidel seřízení pro analogové regulátory PI a PID. Přesto podle [O'Dwyer 2009] více než 30 % instalovaných regulačních obvodů pracuje v ručním režimu a 65 % pracuje v automatickém režimu, ale se špatně seřízenými regulátory. Tato čísla vyjadřují nedostatečné znalosti pracovníků zabývajících se regulací o vlastnostech a možnostech současných regulátorů a způsobech jejich seřizování.

Průmysl vyžaduje jednoduché metody seřizování regulátorů, které zajistí dostatečnou kvalitu, ale současně i robustnost regulačního procesu. Právě tyto podmínky splňuje v učebních textech popisovaná metoda požadovaného modelu.

Učební texty obsahují čtyři kapitoly. V první kapitole jsou stručně uvedeny základní struktury regulačních obvodů a přístupy k jejich syntéze. Dále jsou zde ukázány základní struktury a vlastnosti analogových i číslicových regulátorů s jedním stupněm volnosti včetně jejich simulačních modelů. Ve druhé kapitole je vysvětleno, jak je možné jednoduchými metodami upravit L-přenosy regulovaných soustav na vhodný tvar. Třetí kapitola podrobně, včetně jejího odvození, popisuje metodu požadovaného modelu a její použití je ukázáno na ilustračních příkladech. Čtvrtá kapitola je věnována stručnému závěru.

Seznam literatury je velmi obsáhlý. Může sloužit jako podnět k dalšímu studiu, případně k podrobnějším informacím o různých přístupech a metodách používaných v současné teorii i praxi v oblasti automatické regulace.

Pro další studium autoři z české odborné literatury doporučují:

BALÁTĚ, J. (2003) *Automatické řízení*. BEN – technická literatura, Praha, 2003, 654 str.

ŠVARC, I., ŠEDA, M., VÍTEČKOVÁ, M. (2007) *Automatické řízení*. VUT v Brně, Brno, 2007, 324 str.

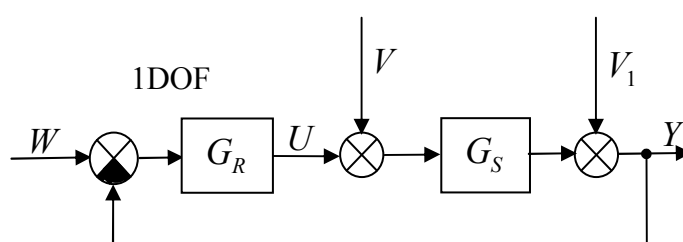
- ŠULC, B., VÍTEČKOVÁ, M. (2004) *Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů*. Vydavatelství ČVUT, Praha, 2004, 333 str.
- VÍTEČKOVÁ, M., VÍTEČEK, A. (2008) *Základy automatické regulace*. 2. přepracované vydání. FS VŠB-TUO, Ostrava, 2008, 244 str.
- VÍTEČKOVÁ, M., VÍTEČEK, A. (2011) *Vybrané metody seřizování regulátorů*. FS VŠB-TUO, Ostrava, 2011, 230 str.

1 Regulační obvody a regulátory

V kapitole jsou stručně popsány základní struktury uvažovaných regulačních obvodů, jsou naznačeny nejdůležitější problémy při jejich syntéze a podrobně jsou popsány struktury konvenčních analogových i číslicových regulátorů.

1.1 Základní struktury regulačních obvodů

V učebních textech je uvažován jednoduchý regulační obvod s regulátorem s jedním stupněm volnosti na obr. 1.1, kde W , E , U , V , V_1 a Y jsou obrazy žádané veličiny w , regulační odchylky e , akční veličiny u , poruchové veličiny před regulovanou soustavou v , poruchové veličiny za regulovanou soustavou v_1 a regulované veličiny y ; G_R a G_S jsou přenosy regulátoru a regulované soustavy.



Obr. 1.1 Regulační obvod s regulátorem s jedním stupněm volnosti (1DOF),

V případě regulačních obvodů s analogovým regulátorem (AR) je třeba uvažovat za nezávisle proměnnou u originálů spojitý čas t , u obrazů a přenosů komplexní proměnnou s v L-transformaci (Laplaceově transformaci).

V případě regulačních obvodů s číslicovým regulátorem (ČR) je třeba u originálů uvažovat diskrétní čas kT (k je relativní diskrétní čas, T – vzorkovací perioda), u obrazů a přenosů komplexní proměnnou z v Z-transformaci.

Předpokládá se, že kvantizační chyba je zanedbatelně malá, a proto pojmy „číslcový“ a „diskrétní“ jsou považovány za ekvivalentní.

Regulátory s jedním stupněm volnosti (1DOF = 1 **degree of freedom**) jsou nazývány konvenčními regulátory nebo prostě regulátory. Více o regulátorech je uvedeno v podkapitolách 1.2 – 1.3.

Přenos soustavy G_S se může skládat z části G_P neobsahující dopravní zpoždění a z části G_D vyjadřující dopravní zpoždění, tj.

$$G_S = G_P G_D. \quad (1.1)$$

U regulačního obvodu s analogovým regulátorem má L-přenos soustavy tvar

$$G_S(s) = G_P(s)e^{-T_d s}, \quad G_D(s) = e^{-T_d s}, \quad T_d \geq 0 \quad (1.2)$$

a podobně u regulačního obvodu s číslicovým regulátorem má Z-přenos soustavy tvar

$$G_S(z) = G_P(z)z^{-d}, \quad G_D(z) = z^{-d}, \quad T_d = dT, \quad d \geq 0, \quad (1.3)$$

kde T_d je dopravní zpoždění, T – vzorkovací perioda, d – relativní diskretní dopravní zpoždění, o kterém se nejčastěji předpokládá, že je celým číslem. Později bude ukázáno, že pro většinu případů tento předpoklad není omezující.

V obecném případě G_P vyjadřuje invertibilní část a G_D stabilní neinvertibilní část přenosu soustavy G_S při předpokladu

$$\text{mod } G_D = |G_D| = 1, \quad (1.4)$$

kde mod je modul.

Je zřejmé, že tato podmínka je u přenosů (1.2) a (1.3) splněna.

Obecné podmínky na regulační obvod mohou být vyjádřeny pomocí cíle regulace, např. v obrazech ve tvaru

$$Y \rightarrow W, \quad (1.5)$$

ze kterého vyplývá dvojitý úkol regulátoru, a to zajistit sledování žádané veličiny w regulovanou veličinou y při současném potlačení negativního vlivu poruch v a v_1 na činnost regulačního obvodu. Je samozřejmé, že regulační obvod musí být stabilní a cíl regulace (1.5) musí být plněn se zadanou kvalitou.

Pro regulační obvod na obr. 1.1 a soustavu (1.1) platí

$$Y = G_{wy}W + G_{vy}V + G_{v_1y}V_1, \quad (1.6)$$

$$G_{wy} = \frac{Y}{W} = \frac{G_R G_P G_D}{1 + G_R G_P G_D}, \quad (1.7)$$

$$G_{vy} = \frac{Y}{V} = \frac{G_P G_D}{1 + G_R G_P G_D} = (1 - G_{wy})G_P G_D, \quad (1.8)$$

$$G_{v_1y} = \frac{Y}{V_1} = \frac{1}{1 + G_R G_P G_D} = 1 - G_{wy}, \quad (1.9)$$

kde G_{wy} je přenos řízení, G_{vy} – přenos poruchy pro V , G_{v_1y} – přenos poruchy pro V_1 .

Ze vztahu (1.6) vyplývá, že cíl regulace (1.5) bude splněn, budou-li splněny podmínky

$$G_{wy} \rightarrow 1, \quad (1.10)$$

$$G_{vy} \rightarrow 0, \quad (1.11)$$

$$G_{v_1y} \rightarrow 0. \quad (1.12)$$

Tyto podmínky (1.10) – (1.12) mohou být splněny jedině tehdy, pokud soustava neobsahuje dopravní zpoždění G_D , tj. $G_D = 1$.

Ze vztahů (1.8) a (1.9) je zřejmé, že bude-li splněna podmínka pro přenos řízení (1.10), pak budou automaticky splněny podmínky (1.11) a (1.12) pro oba přenosy poruchy G_{vy} a G_{v_1y} . Proto při syntéze regulačního obvodu je často uvažován jen přenos řízení G_{wy} .

Při existenci dopravního zpoždění G_D bude cíl regulace (1.5) splněn, budou-li platit podmínky

$$G_{wy} \rightarrow G_D, \quad (1.13)$$

$$G_{vy} \rightarrow (1 - G_D)G_P G_D, \quad (1.14)$$

$$G_{v_1y} \rightarrow 1 - G_D. \quad (1.15)$$

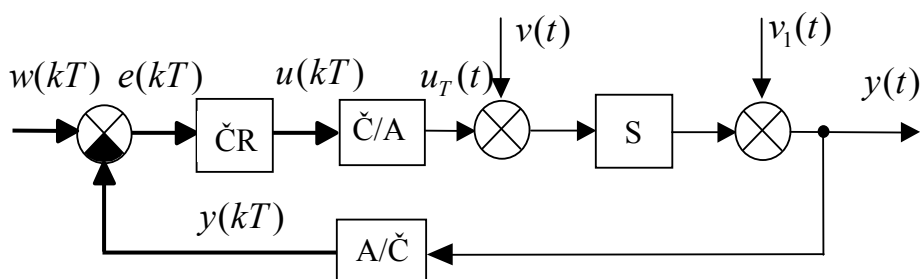
Ze vztahů (1.13) – (1.15) vyplývají velmi důležité závěry. Nejdůležitějším závěrem je, že dopravního zpoždění (neinvertibilní části) G_D se nelze žádným způsobem zbavit. Dalším důležitým závěrem je, že vystupuje-li v regulované soustavě dopravní zpoždění G_D a působí-li porucha před soustavou, viz (1.14), pak zásah regulátoru se může projevit na výstupu nejdříve po uplynutí dvojnásobku dopravního zpoždění.

Regulace soustav s dopravním zpožděním patří mezi náročnější problémy teorie automatického řízení.

V jednoduchém regulačním obvodu na obr. 1.1 se nemá smysl zabývat poruchou v_1 působící na výstupu soustavy, protože ze vztahu (1.9) je zřejmé, že odezva na poruchu v_1 bude stejná jako odezva na žádanou veličinu $w = v_1$, ale pouze posunutá a obrácená.

Pokud jde o poruchu působící na vstupu soustavy, pak v přenosu G_{vy} pro poruchu v (1.8) vystupuje přenos regulované soustavy (1.1), a proto regulátor s přenosem G_R musí být seřízen kompromisně jak z hlediska žádané veličiny w , tak i z hlediska poruchové veličiny v . Ne vždy lze regulátor kompromisně seřídit. Velké problémy vystupují především u integračních soustav. Pak vhodným řešením je použití regulátoru se dvěma stupni volnosti (2DOF = 2 degree of freedom).

Regulační obvod s číslicovým regulátorem je na obr. 1.2, kde ČR je číslicový regulátor, S – regulovaná soustava, Č/A – číslicově analogový převodník, A/Č – analogově číslicový převodník, $u_T(t)$ – tvarovaná akční veličina.



Obr. 1.2 Regulační obvod s číslicovým regulátorem

Pro větší názornost jsou diskrétní (číslíkové) veličiny na obr. 1.2 a 1.3 zaznačeny tučnou čarou.

Pokud Č/A převodník má vlastnosti vzorkovače a tvarovače nultého řádu, Z-přenos soustavy $G_S(z)$ se určí za předpokladu, že spojitá přechodová funkce soustavy $h_S(t)$ se v okamžicích vzorkování shoduje s diskrétní přechodovou funkcí $h_S(kT)$, tj.

$$h_S(kT) = Z^{-1} \left\{ \frac{z}{z-1} G_S(z) \right\} = h_S(t) \Big|_{t=kT} = L^{-1} \left\{ \frac{1}{s} G_S(s) \right\} \Big|_{t=kT}. \quad (1.16)$$

Použitím Z-transformace a jednoduchou úpravou se dostane Z-přenos soustavy

$$G_S(z) = \frac{z-1}{z} Z \left\{ L^{-1} \left\{ \frac{1}{s} G_S(s) \right\} \Big|_{t=kT} \right\}. \quad (1.17)$$

Diskretizace na základě vztahu (1.17) se nazývá invariantní vzhledem k přechodové funkci.

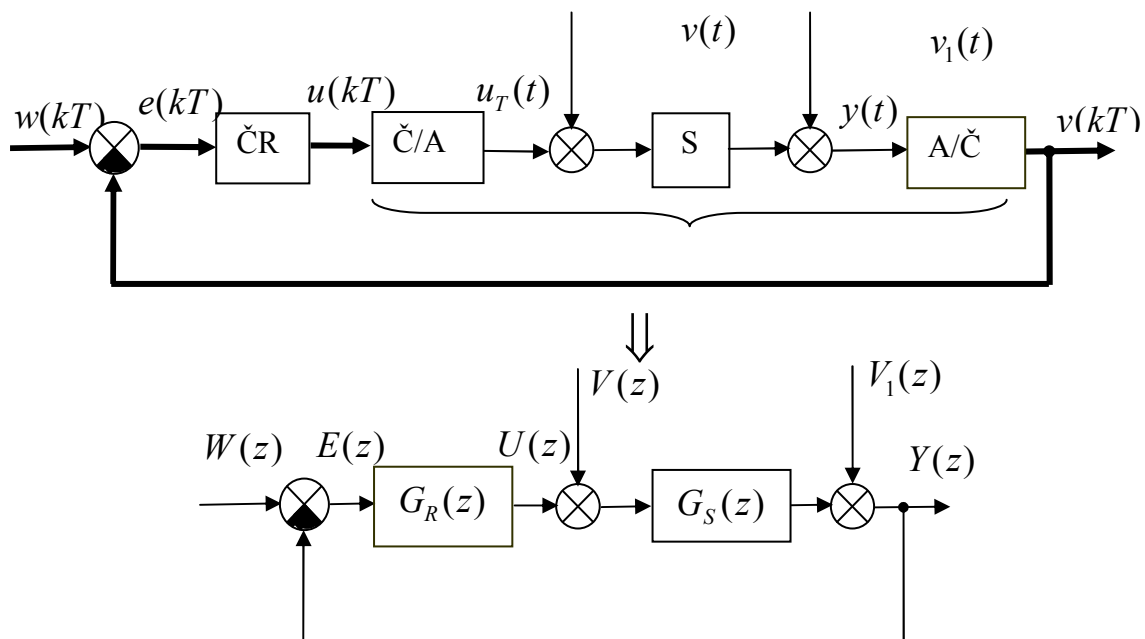
Vzhledem k tomu, že Č/A převodník realizuje na svém výstupu tvarovanou akční veličinu $u_T(t)$ ve tvaru stupňovité časové funkce, Z-přenos soustavy (1.17) popisuje soustavu v okamžicích vzorkování kT přesně a navíc zahrnuje v sobě i vlastnosti Č/A převodníku.

Protože se předpokládá, že G_D vyjadřuje dopravní zpoždění a $T_d = dT$ [viz (1.2) a (1.3)], tj. platí

$$G_D(s) = e^{-T_d s} = e^{-dT_s} \Leftrightarrow G_D(z) = z^{-d}, \quad (1.18)$$

vztah (1.17) se prakticky používá na část neobsahující dopravní zpoždění

$$G_P(z) = \frac{z-1}{z} Z \left\{ L^{-1} \left\{ \frac{1}{s} G_P(s) \right\} \Big|_{t=kT} \right\}. \quad (1.19)$$



Obr. 1.3 Transformace regulačního obvodu s číslicovým regulátorem na diskrétní regulační obvod

Pak Z-přenos soustavy s dopravním zpožděním je dán vztahem

$$G_S(z) = G_P(z) z^{-d}. \quad (1.20)$$

Přesune-li se A/Č převodník ze zpětné vazby u regulačního obvodu s číslicovým regulátorem na obr. 1.2 za soustavu v souladu s obr. 1.3 (nahore), pak na soustavu, která má na vstupu Č/A převodník a na výstupu A/Č převodník lze pohlížet jako na diskretní (číslíkovou) soustavu. Pro analýzu a syntézu regulačního obvodu s číslicovým regulátorem lze použít diskretní regulační obvod na obr. 1.3 (dole).

1.2 Analogové regulátory s jedním stupněm volnosti

L-přenos ideálního konvenčního analogového regulátoru PID (1DOF) může mít jeden ze tří následujících tvarů (viz obr. 1.4) [Åström, Häglund 2006]

paralelní

$$G_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s = \frac{K_D s^2 + K_P s + K_I}{s}, \quad (1.21)$$

standardní (bez interakce)

$$G_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) = K_P \frac{T_I T_D s^2 + T_I s + 1}{T_I s}, \quad (1.22)$$

sériový (s interakcí)

$$G_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K'_P \left(1 + \frac{1}{T'_I s} \right) (1 + T'_D s) = K'_P \frac{(T'_I s + 1)(T'_D s + 1)}{T'_I s}, \quad (1.23)$$

kde K_P , K_I , a K_D jsou váhy proporcionalní, integrační a derivační složky analogového regulátoru, K'_P – zesílení regulátoru, T_I (T'_I) – integrační časová konstanta, T_D (T'_D) – derivační časová konstanta. Jsou to tzv. stavitelné parametry regulátoru.

Ve standardní struktuře analogového regulátoru PID (1.22) se K_P nazývá zesílením analogového regulátoru. Standardní tvar regulátoru PID (1.22) je velmi často také nazýván paralelním tvarem.

Mezi stavitelnými parametry analogových regulátorů platí jednoduché převodní vztahy [Šulc, Vítečková 2004; Vítečková, Víteček 2008, 2011]:

$$K_I = \frac{K_P}{T_I}, \quad K_D = K_P T_D, \quad (1.24)$$

$$T_I = \frac{K_P}{K_I}, \quad T_D = \frac{K_D}{K_P}, \quad (1.25)$$

$$K_P = K'_P i, \quad T_I = T'_I i, \quad T_D = \frac{T'_D}{i}, \quad i = 1 + \frac{T'_D}{T'_I}, \quad (1.26)$$

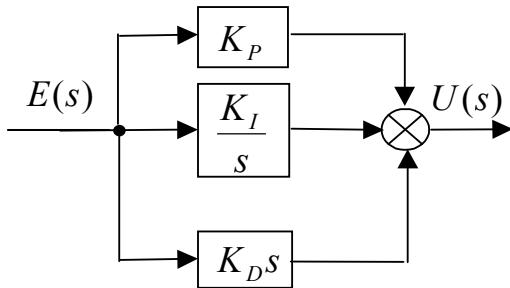
$$K'_P = K_P \beta, \quad T'_I = T_I \beta, \quad T'_D = \frac{T_D}{\beta}, \quad \beta = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{T_D}{T_I}}, \quad (1.27)$$

kde i je činitel interakce.

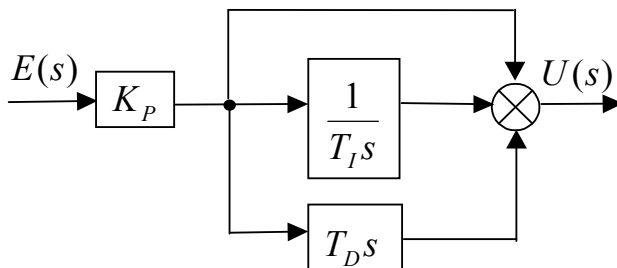
Někdy se u regulátorů používá pásmo proporcionality

$$pp = \frac{100}{K_P} [\%]. \quad (1.28)$$

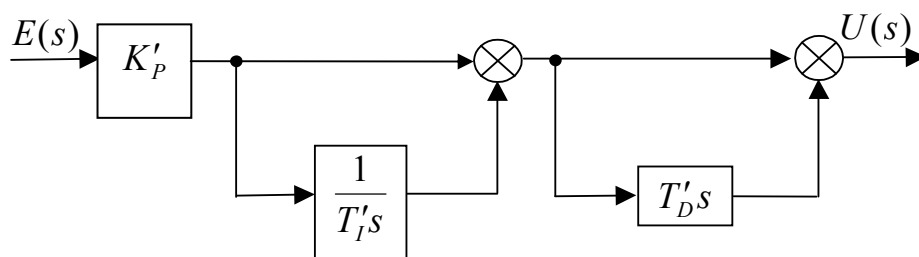
a)



b)



c)



Obr. 1.4 Struktury ideálních konvenční analogových regulátorů PID: a) paralelní, b) standardní (bez interakce), c) sériová (s interakcí)

Analogový regulátor se sériovou strukturou (1.23) bude označován jako PID_i. Ze vztahu (1.27) pro koeficient β vyplývá, že u analogového regulátoru PID_i vystupuje omezení, kterému u standardního analogového regulátoru PID odpovídá nerovnost

$$\frac{T_D}{T_I} \leq \frac{1}{4}, \quad (1.29)$$

tj. analogový regulátor PID_i se sériovou strukturou je méně obecný než standardní analogový regulátor PID. Tzn., že stavitelné parametry analogového regulátoru PID_i se sériovou

strukturou mohou být vždy přepočteny na stavitelné parametry standardního analogového regulátoru PID, ale naopak to platí pouze při splnění nerovnosti (1.29).

I když analogový regulátor PID_i má určité omezení, jeho realizace je snadnější a levnější. Také se s výhodou používá při kompenzačním seřízení, kdy dvojčleny v čitateli L-přenosu analogového regulátoru PID_i (1.23) kompenzují odpovídající dvojčleny ve jmenovateli L-přenosu regulované soustavy.

Jednodušší analogové regulátory vzniknou z analogového regulátoru PID vynecháním jedné nebo dvou složek. Samostatná derivační složka (D) nemůže být použita, protože reaguje pouze na časové změny regulační odchylky a v ustáleném stavu způsobí jakoby rozpojení regulačního obvodu. Rovněž kombinace integrační (I) a derivační (D) složky se nepoužívá z důvodu nevyhovujících vlastností.

Konvenční typy analogových regulátorů jsou uvedeny v tab. 1.1.

Tab. 1.1 L-přenosy konvenčních analogových regulátorů

	Typ	L-přenos
1	P	K_p
2	I	$\frac{1}{T_I s}$
3	PI	$K_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right)$
4	PD	$K_p (1 + T_D s)$
5	PID	$K_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right)$
6	PID_i	$K'_p \left(1 + \frac{1}{T'_I s} \right) (1 + T'_D s)$

Derivační složka má z teoretického hlediska kladný stabilizující vliv na regulační pochod. Z praktického hlediska má derivační složka nepříjemnou vlastnost, která spočívá v zesilování rychlých změn a šumu o vysokých úhlových kmitočtech. Např. pokud derivační složka analogového regulátoru PD nebo PID

$$K_D \frac{de(t)}{dt} = K_p T_D \frac{de(t)}{dt} \quad (1.30)$$

zpracovává regulační odchylku $e(t)$, na kterou je aditivně namodulován šum o amplitudě a_s a úhlovém kmitočtu ω_s , tj.

$$e(t) + a_s \sin \omega_s t,$$

pak na výstupu derivační složky (1.30) se dostane

$$K_p T_D \left[\frac{de(t)}{dt} + a_s \omega_s \cos \omega_s t \right], \quad (1.31)$$

kde $\frac{de(t)}{dt}$ je užitečná část a $a_s \omega_s \cos \omega_s t$ je parazitní část.

Ze vztahu (1.31) vyplývá, že při vyšších úhlových kmitočtech ω_s bude parazitní část převládat nad užitečnou částí a výstup z derivační složky může způsobit nesprávnou činnost nejen vlastního regulátoru, ale i celého regulačního obvodu. Z tohoto důvodu je ideální derivační činnost prakticky nepoužitelná.

Pro snížení negativního vlivu parazitní části se používá filtr s přenosem

$$\frac{1}{T_F s + 1} = \frac{1}{\frac{T_D}{N} s + 1}, \quad (1.32)$$

který nejčastěji filtruje derivační složku (1.30). Hodnota N bývá v rozmezí 1 – 33 [Visioli 2006]. U průmyslových analogových regulátorů je $N = 5 - 20$ [Åström, Häglund 2006; Šulc, Vítečková 2004; Vítečková, Víteček 2011].

Úkolem filtru je potlačit parazitní šum, který obsahuje především regulovaná veličina $y(t)$, proto také bývá filtrována. Při hodnotách $N \geq 10$ se zásadním způsobem neovlivní výsledné vlastnosti analogových regulátorů, a proto se při jejich seřizování neuvažuje. U průmyslových analogových regulátorů je většinou přednastavena hodnota okolo $N = 10$.

Při menších hodnotách N a při podrobném zkoumání vlastností analogových regulátorů PD a PID je třeba uvažovat vliv filtrace. Je zajímavé, že největší rozdíl mezi vlastnostmi ideálního standardního analogového regulátoru PID (1.22) a téhož regulátoru při filtraci derivační složky vystupuje při poměru $T_D/T_I = 1/4$, tj. při poměru používaném Zieglerem a Nicholsem [Visioli 2006].

Při použití derivační složky je třeba brát v úvahu, že její nevhodná filtrace a příliš velké omezení akční veličiny $u(t)$ mohou způsobit při regulaci velké problémy a neočekávané chování.

1.3 Číslicové regulátory s jedním stupněm volnosti

Z-přenos ideálního číslicového regulátoru PID (1DOF) závisí na způsobu náhrady integrace a derivace v rovnici popisující ideální analogový regulátor PID [viz rovněž (1.21) a (1.22)]

$$\begin{aligned} u(t) &= K_p e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau + K_D \frac{de(t)}{dt} = \\ &= K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_D \frac{de(t)}{dt} \right] \end{aligned} \quad (1.33)$$

pro $t = kT$ ($k = 0, 1, 2, \dots$).

Nejčastěji se používá aproximace integrálu zpětnou obdélníkovou metodou

$$\int_0^{t=kT} e(\tau) d\tau \approx T \sum_{i=1}^k e(iT) \quad (1.34)$$

a derivace relativní zpětnou diferencí

$$\left. \frac{de(t)}{dt} \right|_{t=kT} \approx \frac{e(kT) - e[(k-1)T]}{T}. \quad (1.35)$$

Jako dolní mez sumace se ve vztahu (1.34) rovněž používá $i = 0$. Vzhledem k tomu, že při používání Z-přenosů se předpokládají nulové počáteční podmínky, tj. $e(0) = 0$, nemá to žádný vliv na výsledné vztahy.

Někdy se pro integraci používá lichoběžníková metoda

$$\int_0^{t=kT} e(\tau) d\tau \approx T \sum_{i=1}^k \frac{e(iT) - e[(i-1)T]}{2}. \quad (1.36)$$

Ze vztahů (1.34) a (1.35) vyplývají relace

$$\begin{aligned} \frac{1}{s} &\sim \frac{Tz}{z-1}, \\ s &\sim \frac{z-1}{Tz} \end{aligned} \quad (1.37)$$

a ze vztahu (1.36)

$$\frac{1}{s} \sim \frac{T}{2} \frac{z+1}{z-1}. \quad (1.38)$$

Vzhledem k tomu, že při dostatečně malé hodnotě vzorkovací periody T jsou rozdíly z hlediska kvality regulace zanedbatelné [Vítečková 1992], navíc vztahy (1.37) jsou jednoduché a „symetrické“, budou dále používány vztahy odpovídající zpětné obdélníkové metodě sumace a zpětné relativní diferencí (1.37).

V tomto případě se pro číslicový regulátor PID v analogii s (1.33) dostane vztah

$$\begin{aligned} u(kT) &= K_p e(kT) + K_I T \sum_{i=1}^k e(iT) + \frac{K_D}{T} \{e(kT) - e[(k-1)T]\} = \\ &= K_p \left[e(kT) + \frac{T}{T_I} \sum_{i=1}^k e(iT) + \frac{T_D}{T} \{e(kT) - e[(k-1)T]\} \right], \end{aligned} \quad (1.39)$$

ze kterého je zřejmé, že počet stavitelných parametrů u číslicového regulátoru PID se zvýšil o vzorkovací periodu T . Její vliv na regulační pochod je vždy negativní. Zvyšuje vliv sumační složky, která regulační pochod destabilizuje a snižuje vliv diferenční složky, která regulační pochod stabilizuje (samozřejmě při vhodné filtraci). Stejný závěr vyplývá také z toho, že mezi okamžiky vzorkování $(k-1)T < t < kT$ číslicový regulátor není informován o skutečné hodnotě regulační odchylky $e(t)$, a tedy nemůže na ni vhodně reagovat.

Vzhledem k náhradě integrace sumací (S) a derivace diferencí (D) se číslicový regulátor (1.39) také nazývá PSD (proporcionálně sumačně diferenční) a slovo „číslíkový“, příp. „diskrétní“ lze vynechat.

Vtah (1.39) popisuje polohové (absolutní) vyjádření algoritmu číslicového regulátoru PID. Při realizaci a implementaci se používá přírůstkové (rychlostní) vyjádření, které se dostane ze vztahu (1.39) tak, že od $u(kT)$ se odečte $u[(k-1)T]$ (je uvažováno pouze vyjádření s časovými konstantami)

$$u(kT) = u[(k-1)T] + K_P \left(1 + \frac{T}{T_I} + \frac{T_D}{T} \right) e(kT) + \\ - K_P \left(1 + 2\frac{T_D}{T} \right) e[(k-1)T] + K_P \frac{T_D}{T} e[(k-2)T]. \quad (1.40)$$

Přírůstkové vyjádření (1.40) lze použít pouze tehdy, když algoritmus regulace obsahuje sumační (integrační) složku, protože jinak by číslicový regulátor neměl informaci o skutečné regulační odchylce $e(kT)$. Vyplývá to ze zápisu (1.40) pomocí zpětných diferencí

$$u(kT) = u[(k-1)T] + K_P \left[\nabla e(kT) + \frac{T}{T_I} e(kT) + \frac{T_D}{T} \nabla^2 e(kT) \right], \quad (1.41)$$

$$\nabla e(kT) = e(kT) - e[(k-1)T],$$

$$\nabla^2 e(kT) = \nabla e(kT) - \nabla e[(k-1)T] = e(kT) - 2e[(k-1)T] + e[(k-2)T],$$

kde $\nabla e(kT)$ je zpětná diference regulační odchylky prvního řádu a $\nabla^2 e(kT)$ je zpětná diference regulační odchylky druhého řádu.

Přírůstkové vyjádření algoritmu číslicového regulátoru PID (1.40) má řadu výhod, které spočívají především ve snadné implementaci, jednoduché realizaci antiwindupu atd. Jeho nevýhodou je, že explicitně není zřejmé, jak na jeho činnost mají vliv jednotlivé stavitelné parametry. Z tohoto důvodu v této práci přírůstkové vyjádření nebude používáno. Další informace lze nalézt např. v publikacích [Åström, Häglund 2006; Landau, Zito 2006; Kozioł, Sawicki 1992; Sawicki, Piątek 2004; Houpis, Lamont 1992; Šulc, Vítečková 2004; Pivoňka 2003; Brzózka 2002; Kuo 1992].

Z-přenos ideálního číslicového regulátoru PID ve tvaru s časovými konstantami je v souladu s (1.33) a (1.37) dán vztahem

$$G_R(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = K_P \left(1 + \frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1} + \frac{T_D}{T} \frac{z-1}{z} \right). \quad (1.42)$$

Podobně jako u analogových regulátorů se v praxi používají jednodušší typy číslicových regulátorů, viz tab. 1.2.

U reálných číslicových regulátorů musí diferenční složka vždy obsahovat vhodný filtr. Používají se různé metody filtrace, viz např. [Åström, Häglund 2006; Brzózka 2002; Šulc, Vítečková 2004]. Tato problematika je podrobně studována v [Pivoňka 2003; Pivoňka, Schmidt 2007].

Tab. 1.2 Z-přenosy konvenčních číslicových regulátorů

	Typ	Z-přenos
1	P	K_P
2	I(S)	$\frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1}$
3	PI (PS)	$K_P \left(1 + \frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1} \right)$
4	PD	$K_P \left(1 + \frac{T_D}{T} \frac{z-1}{z} \right)$
5	PID (PSD)	$K_P \left(1 + \frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1} + \frac{T_D}{T} \frac{z-1}{z} \right)$

Jednou z jednodušších, ale účinných, možností je použití analogie s filtrací u analogových regulátorů (1.32). V souladu s (1.37) lze psát

$$\frac{1}{\frac{T_D}{N}s+1} \sim \frac{1}{\frac{T_D}{N} \frac{z-1}{Tz} + 1} = \frac{NTz}{(T_D + NT)z - T_D}. \quad (1.43)$$

Pak ve všech vztazích u číslicové regulace je třeba diferencní složku

$$\frac{T_D}{T} \frac{z-1}{z} \quad (1.44)$$

uvažovat ve tvaru

$$NT_D \frac{z-1}{(T_D + NT)z - T_D}. \quad (1.45)$$

1.4 Simulační modely regulátorů

Pro číslicovou simulaci bylo použito programové prostředí MATLAB-Simulink.

Při simulacích nebylo uvažováno opatření proti pokračující integraci – antiwindup, z důvodu zavedení do regulačního obvodu silné nelinearity, která by podstatným způsobem zkreslila získané výsledky. Naproti tomu při simulacích bylo vždy uvažováno omezení akční veličiny (v reálných podmínkách vystupuje vždy), které bylo nastaveno na relativně malou hodnotu, a proto v reálných podmínkách mohou být výsledky lepší.

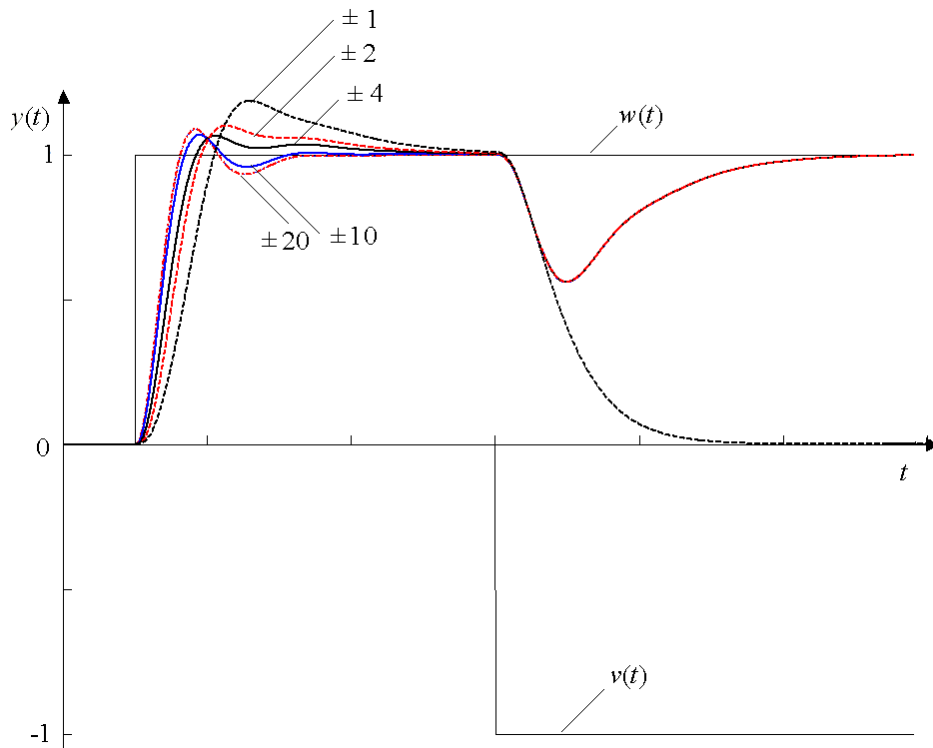
Analogový regulátor PID

Po uvažování filtrace (1.32) u derivační složky ve vztahu (1.22) se dostane

$$G_R(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + \frac{T_D s}{\frac{T_D}{N} s + 1} \right) = \quad (1.46)$$

$$= \frac{K_P T_I T_D (1 + N) s^2 + K_P (N T_I + T_D) s + N K_P}{T_I T_D s^2 + N T_I s},$$

Při použití analogového regulátoru s derivační složkou vzniká veliký problém, jak již bylo dříve uvedeno, jednak s filtrací, ale také s prudkou reakcí akční veličiny $u(t)$ na skokovou změnu polohy žádané veličiny $w(t)$. Jde o tzv. „derivative kick“. Tuto počáteční hodnotu akční veličiny lze snadno určit.



Obr. 1.5 Vliv omezení akční veličiny $u(t)$ u analogového regulátoru PID na průběh regulované veličiny $y(t)$

Pro soustavu s L-přenosem

$$G_S(s) = \frac{M_S(s)}{N_S(s)} e^{-T_d s}, \quad \deg N_S(s) > \deg M_S(s) \geq 0 \quad (1.47)$$

a standardní analogový regulátor s filtrací s L-přenosem (1.46) se v souladu s obr. 1.1 pro akční veličinu $u(t)$ dostane

$$U(s) = \frac{G_R(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)} W(s) = \quad (1.48)$$

$$= \frac{K_p [T_I T_D (1+N)s^2 + (NT_I + T_D)s + N] N_S(s)}{T_I s (T_D s + N) N_S(s) + K_p [T_I T_D (1+N)s^2 + (NT_I + T_D)s + N] M_S(s)} e^{-T_d s} W(s),$$

kde \deg je stupeň.

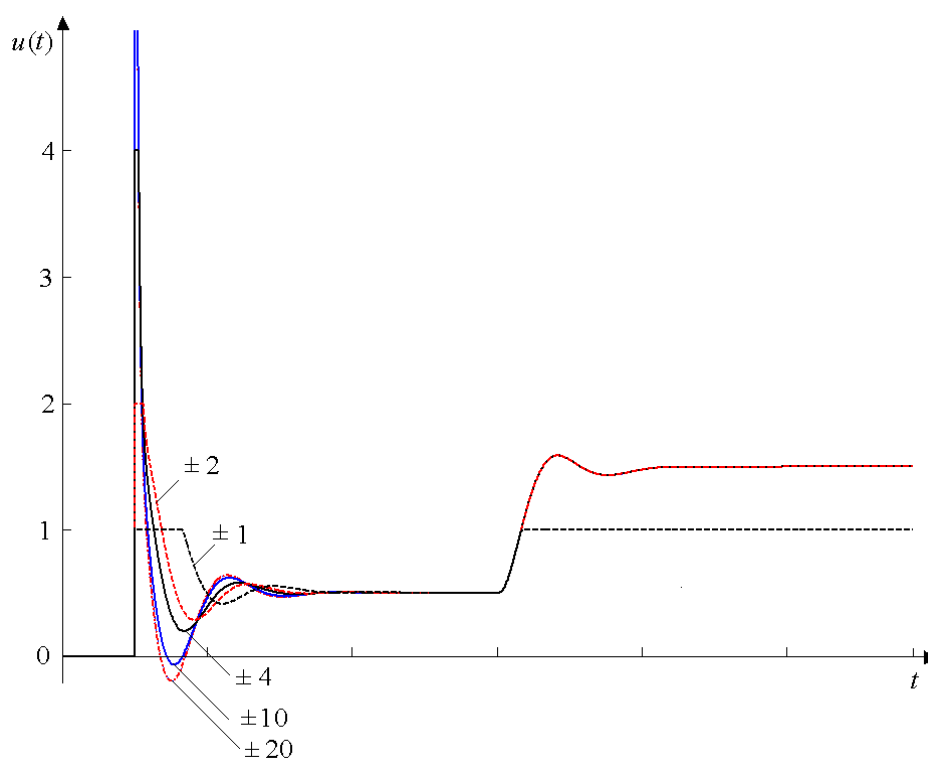
Pro skokovou změnu polohy $W(s) = w_0/s$ se ze vztahu (1.48) dostane počáteční hodnota akční veličiny

$$u(0) = \lim_{s \rightarrow \infty} [sU(s)] = K_p (1+N) w_0. \quad (1.49)$$

Je zřejmé, že pro $N \rightarrow \infty$, tj. bez filtru, počáteční hodnota akční veličiny $u(0)$ roste neomezeně, teoreticky bude obsahovat Diracův impuls $\delta(t)$.

Z výše uvedeného vyplývá, že akční veličina $u(t)$ i pro běžnou hodnotu $N = 10$ se v reálných podmínkách pro skokovou změnu polohy žádané veličiny $w(t) = w_0$ dostane do nasycení. Z tohoto důvodu ve všech simulacích, pokud nebude řečeno jinak, se předpokládá $w(t) = w_0 = 1$, $v(t) = v_0 = -1$, $N = 10$ a omezení akční veličiny $u(t)$ je nastaveno na ± 4 .

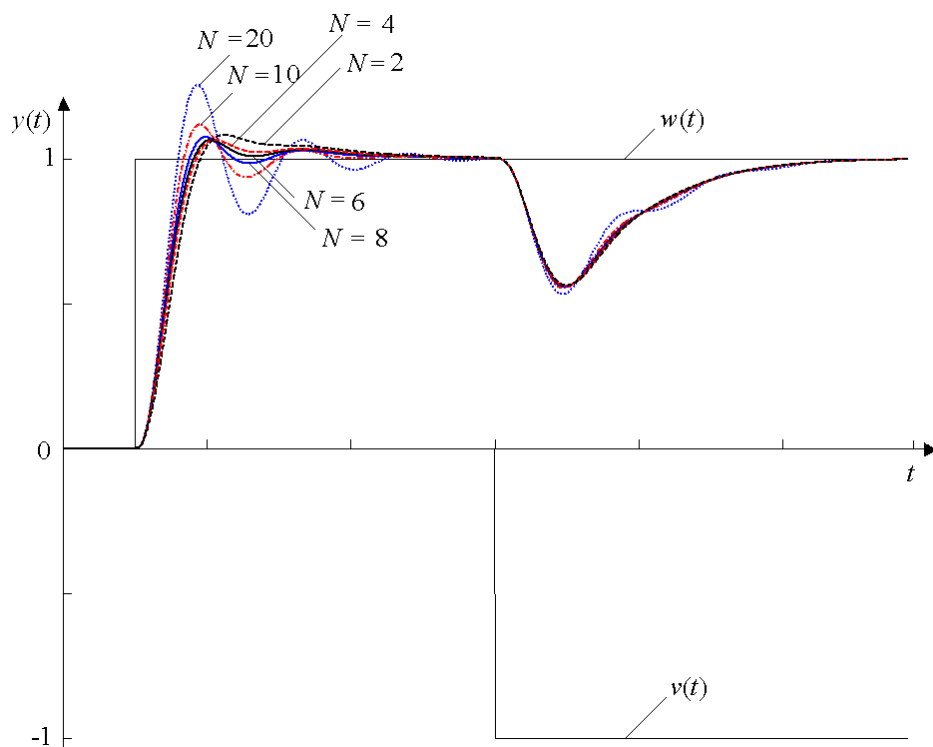
Vliv omezení akční veličiny $u(t)$ pro $N = 10$ na průběh regulované veličiny $y(t)$ je ukázán na obr. 1.5, průběh akční veličiny $u(t)$ pro různá omezení je na obr. 1.6.



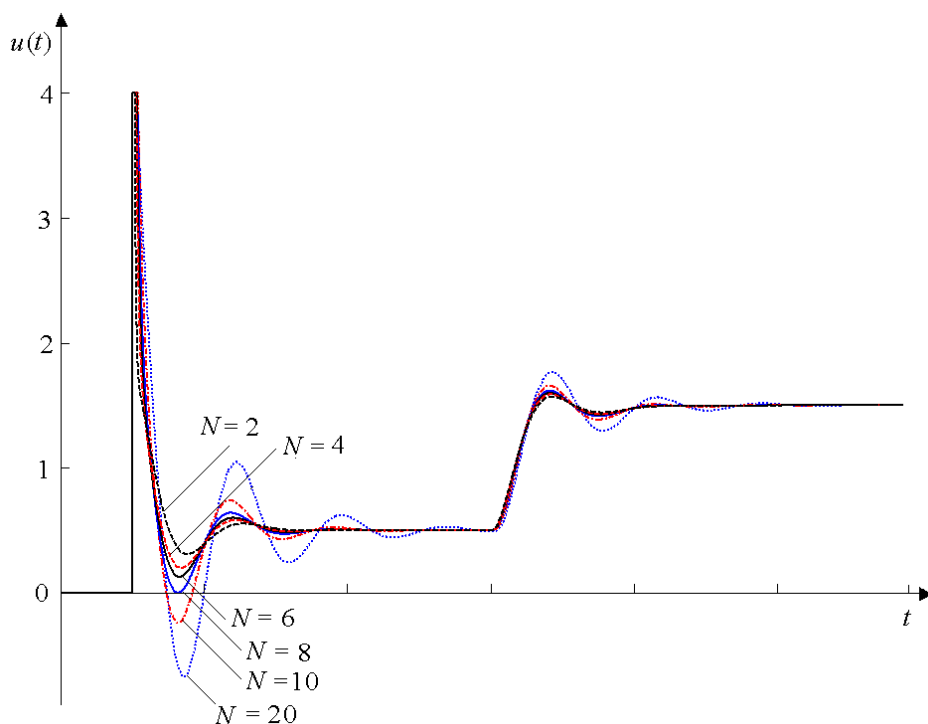
Obr. 1.6 Průběh akční veličiny $u(t)$ u analogového regulátoru PID při různých omezeních

Z obr. 1.5 a 1.6 vyplývá, že pro omezení akční veličiny $u(t)$ na ± 1 analogový regulátor PID již není schopen odstranit vliv poruchové veličiny $v(t)$. Obr. 1.6 ukazuje průběhy akční veličiny $u(t)$ pouze pro hodnoty ≤ 5 .

Vliv filtrace při omezení akční veličiny $u(t)$ na ± 4 pro standardní analogový regulátor PID ukazují obr. 1.7 a 1.8.



Obr. 1.7 Vliv filtrace derivační složky u analogového regulátoru PID na průběh regulované veličiny $y(t)$



Obr. 1.8 Vliv filtrace derivační složky u analogového regulátoru PID na průběh akční veličiny $u(t)$

Počáteční hodnota akční veličiny $u(0)$ pro analogový regulátor PI, soustavu (1.47) a skokovou změnu polohy žádané veličiny $w(t) = w_0$ bude

$$U(s) = \frac{K_p T_I s N_S(s)}{T_I s N_S(s) + K_p (T_I s + 1) M_S(s)} e^{-T_d s} W(s), \quad (1.50)$$

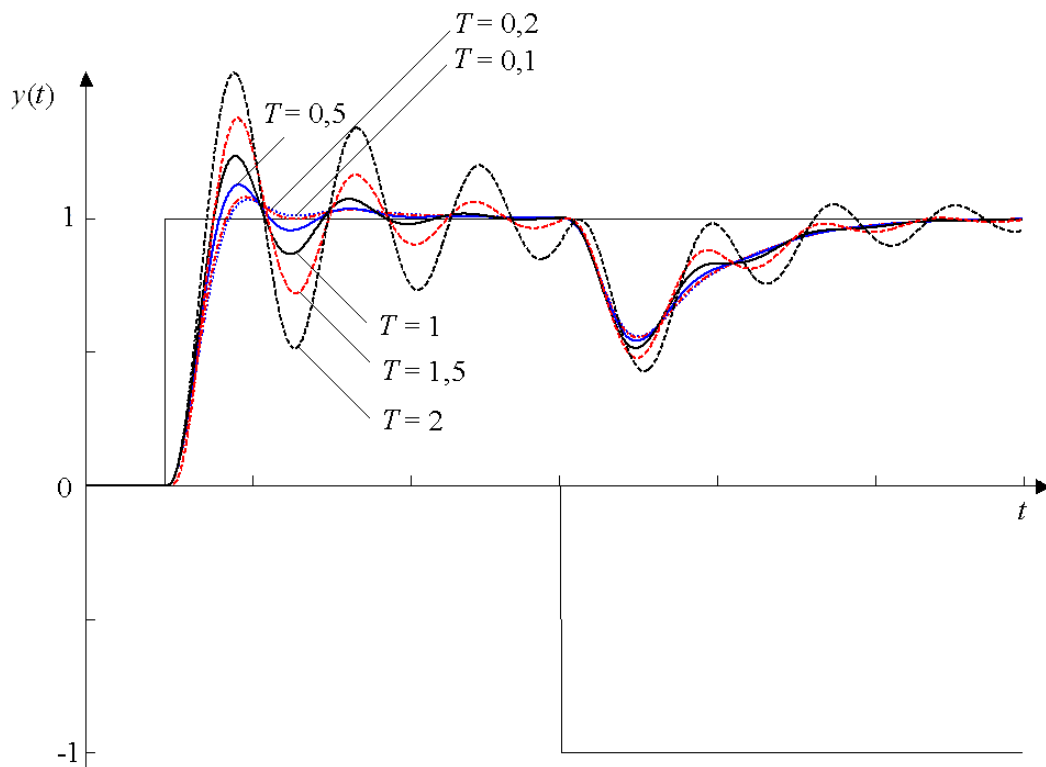
$$u(0) = \lim_{s \rightarrow \infty} [sU(s)] = K_p w_0. \quad (1.51)$$

Zde jde o tzv. „proportional kick“, který je výrazně menší a ve většině případů nezpůsobuje nasycování akční veličiny $u(t)$.

Číslicový regulátor PID

Podobně jako v předchozím případě po uvažování filtrace (1.45) ve vztahu (1.42) se dostane

$$G_R(z) = K_p \left(1 + \frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1} + NT_D \frac{z-1}{(T_D + NT)z - T_D} \right) = \frac{K_p A z^2 - K_p B z + K_p C}{T_I (T_D + NT) z^2 - T_I (2T_D + NT) z + T_I T_D}, \quad (1.52)$$



Obr. 1.9 Vliv vzorkovací periody T na průběh regulované veličiny $y(t)$

kde pro pomocné proměnné A, B, C a A', B', C' a platí

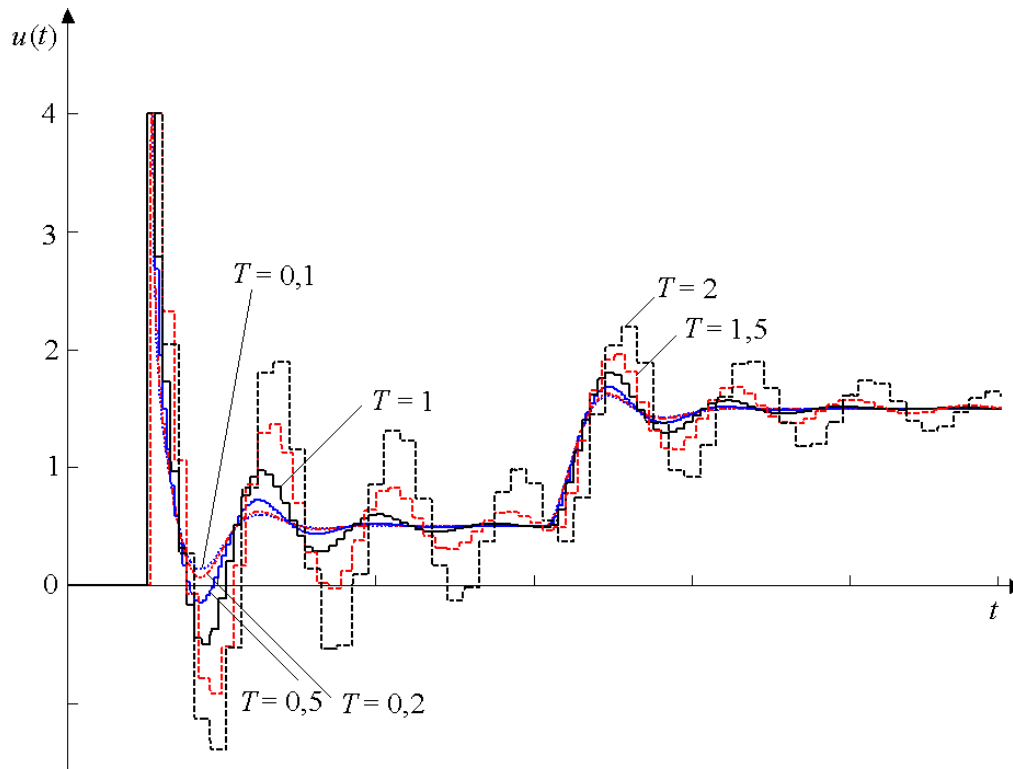
$$\begin{aligned} A' &= C' + NT(bT_I + T) + TT_D, \\ A &= A' \Big|_{b=c=1} = C + NT(T_I + T) + TT_D, \end{aligned} \quad (1.53)$$

$$\begin{aligned} B' &= 2C' + T(bNT_I + T_D), \\ B &= B' \Big|_{b=c=1} = 2C + T(NT_I + T_D), \end{aligned} \quad (1.54)$$

$$\begin{aligned} C' &= T_I T_D (b + cN), \\ C &= C'_{b=c=1} = T_I T_D (1 + N). \end{aligned} \quad (1.55)$$

U číslicových regulátorů vystupují stejné problémy jako u odpovídajících analogových regulátorů a navíc zde vystupuje problém se vzorkovací periodou T .

Vliv vzorkovací periody T pro standardní číslicový regulátor PID (PSD) s filtrací $N = 10$ a omezením akční veličiny $u(t)$ na ± 4 na průběh regulované veličiny $y(t)$ a akční veličiny $u(t)$ je na obr. 1.9 a 1.10.



Obr. 1.10 Vliv vzorkovací periody T u číslicového regulátoru PID na průběh akční veličiny $u(t)$

Z obr. 1.9 a 1.10 jednoznačně vyplývá, že se zvyšováním vzorkovací periody T dochází ke zhoršování kvality regulace.

Vliv omezení akční veličiny $u(t)$ a filtrace diferenční složky u číslicového regulátoru PID je stejný jako u odpovídajícího analogového regulátoru PID.

Ve všech simulacích, pokud nebude řečeno jinak, se předpokládá, podobně jako v případě analogových regulátorů, $w(t) = w_0 = 1$, $v(t) = v_0 = -1$, $N = 10$ a omezení akční veličiny $u(t)$ je nastaveno na ± 4 .

2 Regulované soustavy

V kapitole jsou popsány jednoduché metody úprav L-přenosů soustav na tvary vyžadované některými metodami seřizování regulátorů, především metodou požadovaného modelu. Jsou uvedeny metody vyžadující znalost přechodové charakteristiky i velmi jednoduché metody umožňující přímou úpravu L-přenosů soustav bez složitých výpočtů.

2.1 Úprava L-přenosů soustav na základě přechodové charakteristiky

Pokud tvar L-přenosu soustavy nevyhovuje zvolené metodě seřízení daného regulátoru a lze např. simulačně určit jeho přechodovou charakteristiku, pak je možné použít některý z následujících postupů. Všechny tyto postupy lze rovněž použít k jednoduché experimentální identifikaci za předpokladu, že průběhy přechodových charakteristik jsou vhodně upraveny (filtrovány, vyhlazeny atd.) a že se pracuje s přírůstkovými veličinami, tj. průběhy začínají v počátku souřadnic. Předpokládá se, že časové konstanty splňují podmínku

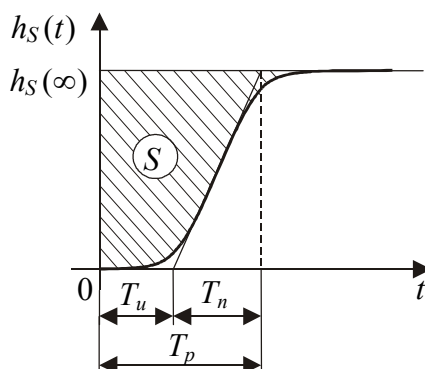
$$T_i \geq T_{i+1}, \quad i = 1, 2, \dots, \quad (2.1)$$

tj. časová konstanta s nižším indexem má vyšší nebo stejnou hodnotu, než časová konstanta s vyšším indexem.

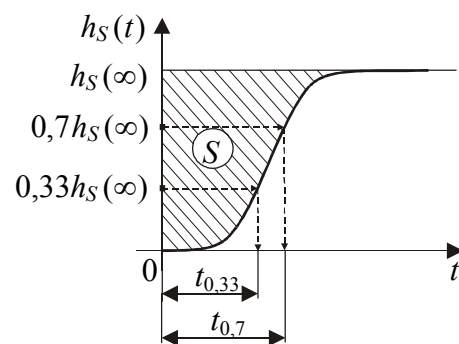
Úprava L-přenosu soustavy spočívá ve vykreslení přechodové charakteristiky a v následném určení jejího L-přenosu v požadovaném tvaru.

Pokud soustava je proporcionální nekmitavá a má přechodovou charakteristiku $h_S(t)$ podobnou jako na obr. 2.1a, pak nejjednodušší způsob určení jejího L-přenosu spočívá v určení doby průtahu $T_u = T_d$ a doby náběhu $T_n = T_1$ na základě úseků, které vytne tečna vedena inflexním bodem na časové ose a na ustálené hodnotě $h_S(\infty)$. Součet obou dob je doba přechodu T_p . L-přenos soustavy má pak tvar

a)



b)



Obr. 2.1 Určení L-přenosu nekmitavé proporcionální soustavy:
a) pomocí doby průtahu T_u a doby náběhu T_n , b) pomocí dob $t_{0,33}$ a $t_{0,7}$

$$G_S(s) = \frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_{d1} s}, \quad (2.2)$$

kde T_1 je časová konstanta vyjadřující dobu náběhu T_n , T_{d1} – dopravní zpoždění vyjadřující dobu průtahu T_u , k_1 – koeficient přenosu.

Takto určený L-přenos soustavy je velmi hrubý a je nejčastěji používán pro předběžné seřízení regulátoru Zieglerovou – Nicholsovou metodou přechodové charakteristiky [Górecki 1971; Åström, Häglund 2006].

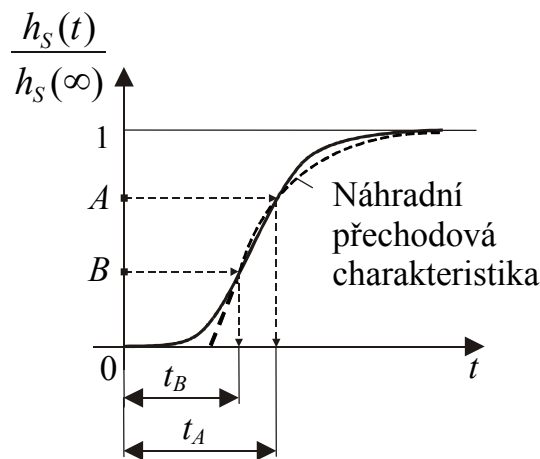
Značně kvalitnější určení L-přenosu proporcionální nekmitavé soustavy se setrvačností prvního řádu s dopravním zpožděním (2.2) lze obdržet použitím dob $t_{0,33}$ a $t_{0,7}$ v souladu s obr. 2.1b a vztahy

$$\begin{aligned} T_1 &\doteq 1,245(t_{0,7} - t_{0,33}) \approx 1,25(t_{0,7} - t_{0,33}), \\ T_{d1} &\doteq 1,498t_{0,33} - 0,498t_{0,7} \approx 1,5t_{0,33} - 0,5t_{0,7}. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Vztahy jsou určeny analyticky. Na základě obr. 2.2 lze pro normovanou přechodovou charakteristiku psát

$$\frac{h_S(t)}{h_S(\infty)} = (1 - e^{-(t-T_{d1})/T_1})\eta(t - T_{d1}).$$

Zpožděný Heavisideův jednotkový skok $\eta(t - T_{d1})$ zajišťuje $h_S(t) = 0$ pro $t < T_{d1}$.



Obr. 2.2 Určení L-přenosu soustavy z normované přechodové charakteristiky pomocí dob t_A a t_B

Pro hodnoty A a B platí rovnice

$$A = 1 - e^{-(t_A - T_{d1})/T_1},$$

$$B = 1 - e^{-(t_B - T_{d1})/T_1},$$

ze kterých se dostanou požadované vztahy

$$T_1 = \frac{1}{\ln(1 - A) - \ln(1 - B)}(t_B - t_A),$$

$$T_{d1} = \frac{1}{\ln(1 - A) - \ln(1 - B)}[t_B \ln(1 - A) - t_A \ln(1 - B)].$$

Je zřejmé, že hodnoty A a B normované přechodové charakteristiky by měly být zvoleny tak, aby byly přibližně $1/3$ a $2/3$ a aby číselné hodnoty koeficientů ve výše uvedených vztazích byly snadno zapamatovatelné.

Např. pro $A = 0,33$ a $B = 0,7$ se dostane (2.3).

Podobně se pro $A = 0,28$ a $B = 0,63$ dostane

$$\begin{aligned} T_1 &\doteq 1,502(t_{0,63} - t_{0,28}) \approx 1,5(t_{0,63} - t_{0,28}), \\ T_{d1} &\doteq 1,493t_{0,28} - 0,493t_{0,63} \approx 1,5t_{0,28} - 0,5t_{0,63}. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Pomocí dob $t_{0,33}$ a $t_{0,7}$ lze získat L-přenos nekmitavé proporcionální soustavy se setrvačností druhého řádu s dopravním zpožděním

$$G_S(s) = \frac{k_1}{(T_2s + 1)^2} e^{-T_{d2}s}, \quad (2.5)$$

kde

$$\begin{aligned} T_2 &\doteq 0,794(t_{0,7} - t_{0,33}), \\ T_{d2} &\doteq 1,937t_{0,33} - 0,937t_{0,7}. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Pro přibližnou kontrolu lze využít doplňkovou plochu S nad přechodovou charakteristikou (obr. 2.1)

$$T_1 + T_{d1} \approx \frac{S}{h_S(\infty)}, \quad 2T_2 + T_{d2} \approx \frac{S}{h_S(\infty)}. \quad (2.7)$$

Vztahy (2.6) byly získány numericky ze shody náhradní přechodové charakteristiky se simulovanou (skutečnou, původní) přechodovou charakteristikou v hodnotách $h_S(0) = 0$, $h_S(t_{0,33}) = 0,33h_S(\infty)$, $h_S(t_{0,7}) = 0,7h_S(\infty)$ a $h_S(\infty)$ [Vítečková 1992, 1996; Šulc, Vítečková 2004].

Velmi dobrou aproximaci průběhu nekmitavé proporcionální regulované soustavy lze získat pomocí L-přenosu s rozdílnými časovými konstantami

$$G_S(s) = \frac{k_1}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} e^{-T_{d2}s}, \quad (2.8)$$

kde

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{1}{2} \left(D_2 + \sqrt{D_2^2 - 4D_1^2} \right), & T_2 &= \frac{1}{2} \left(D_2 - \sqrt{D_2^2 - 4D_1^2} \right), \\ T_{d2} &= 1,937t_{0,33} - 0,937t_{0,7}, \\ D_1 &= 0,794(t_{0,7} - t_{0,33}), & D_2 &= \frac{S}{h_S(\infty)} - T_{d2}. \end{aligned} \quad (2.9)$$

Aby mohl být použit L-přenos ve tvaru (2.8), musí platit $D_2 > 2D_1$, jinak je třeba použít přenos (2.5).

Pro vzájemné převedení L-přenosů soustav v souladu se schématem (2.10) lze použít tab. 2.1 [Vítečková 1996; Šulc, Vítečková 2004].

$$\frac{1}{(T_i s + 1)^i} e^{-T_{di} s} \quad (2.10)$$

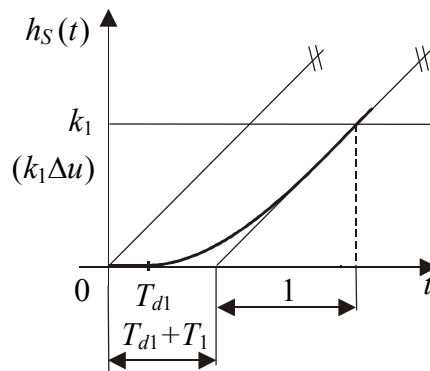
$$\frac{1}{T_1 s + 1} e^{-T_{d1} s} \quad \longleftrightarrow \quad \frac{1}{(T_2 s + 1)^2} e^{-T_{d2} s}$$

Tab. 2.1 Tabulka pro rychlý převod přenosů v souladu se schématem (2.10)

$\frac{1}{(T_i s + 1)^i} e^{-T_{di} s}$	i	1	2	3	4	5	6
$\frac{1}{T_1 s + 1} e^{-T_{d1} s}$	$\frac{T_1}{T_i}$	1	1,568	1,980	2,320	2,615	2,881
	$\frac{T_{d1} - T_{di}}{T_i}$	0	0,552	1,232	1,969	2,741	3,537
$\frac{1}{(T_2 s + 1)^2} e^{-T_{d2} s}$	$\frac{T_2}{T_i}$	0,638	1	1,263	1,480	1,668	1,838
	$\frac{T_{d2} - T_{di}}{T_i}$	*	0	0,535	1,153	1,821	2,523

* Použitelné pro $T_{d1} > 0,352T_1$.

Tab. 2.1 byla získána numericky za předpokladu shody přechodových charakteristik regulovaných soustav v hodnotách $h_S(0)$, $h_S(t_{0,33})$, $h_S(t_{0,7})$ a $h_S(\infty)$.



Obr. 2.3 Určení L-přenosu nekmitavé integrační regulované soustavy

Pro přibližné určení L-přenosu nekmitavé integrační soustavy

$$G_S(s) = \frac{k_1}{s(T_1 s + 1)} e^{-T_{d1} s} \quad (2.11)$$

lze použít její přechodovou charakteristiku (obr. 2.3), kde se odhadne dopravní zpoždění. Pokud vstupní skok akční veličiny není jednotkový, tj. $\Delta u(t) \neq \eta(t)$, ale $\Delta u(t) = \Delta u\eta(t)$, pak je třeba uvažovat hodnotu v závorce.

2.2 Přímá úprava L-přenosů soustav

Nejjednodušší přímé úpravy L-přenosů soustav vycházejí z rovnosti doplňkových ploch nad náhradní a simulovanou (skutečnou, původní) přechodovou charakteristikou regulované soustavy.

Nekmitavé proporcionální soustavy

a)

$$\frac{k_1}{(T_1s+1)\prod_{i=2}^n(T_i s+1)} \approx \frac{k_1}{(T_1s+1)(T_\Sigma s+1)}, \quad (2.12)$$

$$T_\Sigma = \sum_{i=2}^n T_i, \quad T_1 \gg T_i, \quad i = 2, 3, \dots, n.$$

b)

$$\frac{k_1}{(T_1s+1)\prod_{i=2}^n(T_i s+1)} \approx \frac{k_1}{(T_1s+1)} e^{-T_d s}, \quad (2.13)$$

$$T_d = \sum_{i=2}^n T_i, \quad T_1 \gg T_i, \quad i = 2, 3, \dots, n.$$

c)

$$\frac{k_1}{(T_1s+1)(T_2s+1)\prod_{i=3}^n(T_i s+1)} \approx \frac{k_1}{(T_1s+1)(T_2s+1)} e^{-T_d s}, \quad (2.14)$$

$$T_d = \sum_{i=3}^n T_i, \quad T_1 \geq T_2 \gg T_i, \quad i = 3, 4, \dots, n.$$

d)

$$\frac{k_1}{(T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1)\prod_{i=1}^n(T_i s+1)} \approx \frac{k_1}{T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1} e^{-T_d s}, \quad (2.15)$$

$$T_d = \sum_{i=1}^n T_i, \quad T_0 \gg T_i, \quad i = 1, 2, \dots, n.$$

Nekmitavé integrační soustavy

$$a) \quad \frac{k_1}{s \prod_{i=1}^n (T_i s + 1)} \approx \frac{k_1}{s (T_\Sigma s + 1)}, \quad T_\Sigma = \sum_{i=1}^n T_i, \quad (2.16)$$

$$\text{b) } \frac{k_1}{s \prod_{i=1}^n (T_i s + 1)} \approx \frac{k_1}{s} e^{-T_d s}, \quad T_d = \sum_{i=1}^n T_i, \quad (2.17)$$

c)

$$\frac{k_1}{s(T_1 s + 1) \prod_{i=2}^n (T_i s + 1)} \approx \frac{k_1}{s(T_1 s + 1)} e^{-T_d s}, \quad (2.18)$$

$$T_d = \sum_{i=2}^n T_i, \quad T_1 \gg T_i, \quad i = 2, 3, \dots, n.$$

Výhodné je použití kombinace náhradní součtové časové konstanty T_Σ a náhradního dopravního zpoždění T_d , viz níže „pravidlo poloviny“.

Pokud v čitateli přenosu regulované soustavy vystupují dvojčleny

$$1 \pm \tau_i s, \quad (2.19)$$

pak každý dvojčlen lze zastoupit výrazem

$$e^{\pm \tau_i s} \quad (2.20)$$

za předpokladu, že výsledné dopravní zpoždění bude nezáporné.

Že ve výše uvedených jednoduchých úpravách jde o rovnosti doplňkových ploch nad přechodovými charakteristikami soustav, lze snadno ukázat. Jsou uvažovány L-přenosy soustav

$$G_S(s) = \frac{1}{\prod_{i=1}^n (T_i s + 1)} \approx \frac{1}{T_\Sigma s + 1} = G_1(s), \quad (2.21)$$

$$G_S(s) = \frac{1}{\prod_{i=1}^n (T_i s + 1)} \approx e^{-T_d s} = G_2(s), \quad (2.22)$$

$$T_\Sigma = T_d = \sum_{i=1}^n T_i. \quad (2.23)$$

Je zřejmé, že platí [Vítečková, Víteček 2008]

$$\int_0^{\infty} x(t) dt = \lim_{s \rightarrow 0} X(s), \quad (2.24)$$

kde $X(s)$ je Laplaceův obraz časové funkce $x(t)$, tj.

$$X(s) = \int_0^{\infty} x(t) e^{-st} dt.$$

Proto pro doplňkovou plochu nad přechodovou charakteristikou $h_S(t)$ lze psát

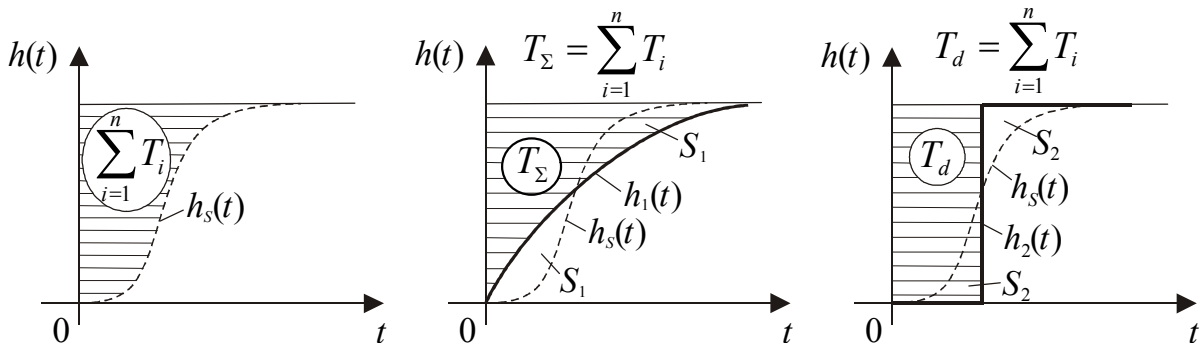
$$\begin{aligned} \int_0^{\infty} [1 - h_S(t)] dt &= \lim_{s \rightarrow 0} \left[\frac{1}{s} - \frac{1}{s \prod_{i=1}^n (T_i s + 1)} \right] = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\prod_{i=1}^n (T_i s + 1) - 1}{s \prod_{i=1}^n (T_i s + 1)} = \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{(\prod_{i=1}^n T_i) s^{n-1} + \dots + \sum_{i=1}^n T_i}{\prod_{i=1}^n (T_i s + 1)} = \sum_{i=1}^n T_i. \end{aligned} \quad (2.25)$$

Pro přenos $G_1(s)$ lze doplňkovou plochu nad přechodovou charakteristikou $h_1(t)$ získat na základě právě obdrženého vztahu

$$\int_0^{\infty} [1 - h_1(t)] dt = T_{\Sigma}.$$

Pro přenos $G_2(s)$ se doplňková plocha nad přechodovou charakteristikou $h_2(t)$ získá na základě vztahu

$$\int_0^{\infty} [1 - h_2(t)] dt = \int_0^{\infty} [1 - \eta(t - T_d)] dt = T_d.$$



Obr. 2.4 Geometrická interpretace náhradní součtové časové konstanty T_{Σ} a náhradního dopravního zpoždění T_d

Geometrická interpretace náhradní součtové časové konstanty T_{Σ} a náhradního dopravního zpoždění T_d je ukázána na obr. 2.4. Náhradní přechodové charakteristiky $h_1(t)$ a $h_2(t)$ se protnou s původní přechodovou charakteristikou $h_S(t)$ v takovém bodě, aby jimi vymezené plochy S_1 a S_2 nad a pod odpovídající náhradní přechodovou charakteristikou byly stejné.

Velmi jednoduchá, a současně efektivní, je metoda používající empirické „pravidlo poloviny“ [Skogestad 2003, 2004].

Za předpokladu, že L-přenos soustavy má tvar s nestabilními nulami

$$G_S(s) = \frac{\prod_j (1 - \tau_{j0}s)}{\prod_i (T_{i0}s + 1)} e^{-T_{d0}s}, \quad (2.26)$$

$$T_{i0} \geq T_{i+1,0}, \quad \tau_{j0} \geq 0, \quad T_{d0} \geq 0,$$

pak na základě „pravidla poloviny“ se pro náhradní přenos (2.2) dostane

$$T_1 = T_{10} + \frac{T_{20}}{2}, \quad T_{d1} = T_{d0} + \frac{T_{20}}{2} + \sum_{i \geq 3} T_{i0} + \sum_j \tau_{j0}, \quad (2.27)$$

resp. pro přenos (2.8)

$$T_1 = T_{10}, \quad T_2 = T_{20} + \frac{T_{30}}{2}, \quad T_{d2} = T_{d0} + \frac{T_{30}}{2} + \sum_{i \geq 4} T_{i0} + \sum_j \tau_{j0}. \quad (2.28)$$

Je zřejmé, že platí

$$\sum_i T_{i0} + \sum_j \tau_{j0} + T_{d0} = T_1 + T_{d1} = T_1 + T_2 + T_{d2}, \quad (2.29)$$

tj. „pravidlo poloviny“ zachovává rovnost doplňkových ploch nad náhradními přechodovými charakteristikami a původní přechodovou charakteristikou, ale vhodně je rozdělí mezi setrvačnou časovou konstantu, příp. dvě časové konstanty a dopravní zpoždění.

Pro L-přenosy soustav se stabilními nulami postup uvedený v [Skogestad 2003, 2004] je již poměrně složitý. V tomto případě vhodnější, a především přesnější, postup je simulačně vykreslit přechodovou charakteristiku a na základě dob $t_{0,33}$ a $t_{0,7}$ určit L-přenos (2.2) nebo (2.5).

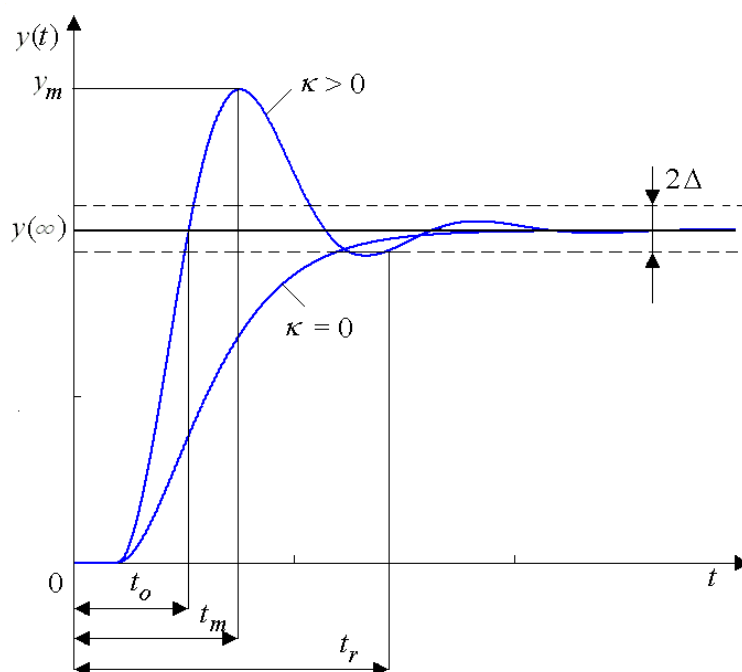
3 Seřízení regulátorů metodou požadovaného modelu

Kapitola stručně popisuje základní ukazatele kvality regulačního pochodu a pak podrobně popisuje metodu požadovaného modelu.

3.1 Základní ukazatelé kvality regulace

Nejjednodušeji se kvalita regulace posuzuje podle průběhů odezev regulačního obvodu na skokové změny vstupních veličin. V kapitole 1 bylo řečeno, že zajištěním vhodných vlastností regulačního obvodu vzhledem k žádané veličině $w(t)$ budou většinou zajištěny i jeho vlastnosti vzhledem k poruchovým veličinám $v(t)$ a $v_1(t)$. Pro regulátor 1DOF a pro poruchu $v_1(t)$ působící na výstupu soustavy to platí vždy.

Na obr. 3.1 je odezva regulačního obvodu (přechodová charakteristika) na skokovou změnu žádané veličiny $w(t)$.



Obr. 3.1 Přechodová charakteristika regulačního obvodu s vyznačenými ukazateli kvality

Pod pojmem přechodová charakteristika se zde rozumí odezva na skokovou změnu polohy, která nemusí být vždy jednotková.

Na obr. 3.1 jsou dva typické průběhy požadovaných přechodových charakteristik regulačního obvodu vyvolaných skokovou změnou žádané veličiny $w(t)$.

Z praktického hlediska jsou pro posouzení kvality regulace nejdůležitější dva ukazatelé, a to doba regulace t_r (obr. 3.1) a relativní překmit (přeregulování)

$$\kappa = \frac{y_m - y(\infty)}{y(\infty)}, \quad y_m = y(t_m), \quad (3.1)$$

kde y_m je maximální hodnota regulované veličiny při překmitu, t_m – doba dosažení maximální hodnoty y_m , $y(\infty)$ – ustálená hodnota regulované veličiny.

Doba regulace t_r je dána časem, kdy regulovaná veličina $y(t)$ vejde do pásma o šířce 2Δ , tj. $y(\infty) \pm \Delta$, kde tolerance regulace je dána vztahem

$$\Delta = \delta y(\infty), \quad \delta = 0,01 \div 0,05 \quad (1 \div 5) \% . \quad (3.2)$$

Relativní tolerance regulace δ má nejčastěji hodnoty 0,05 nebo 0,02.

Relativní hodnoty (3.1) a (3.2) se uvádějí rovněž v procentech.

Při uvádění doby regulace t_r musí být vždy také uvedena hodnota relativní tolerance regulace δ . Pokud není uvedena, předpokládá se, že $\delta = 0,05$ (5 %).

Případ $\kappa = 0$ odpovídá nekmitavému (aperiodickému) regulačnímu pochodu, který je požadován u procesů, kde překmit by mohl způsobit nežádoucí účinky (jsou to především tepelné a chemické procesy, ale také pohyby robotů a manipulátorů apod.).

U nekmitavého regulačního pochodu se často požaduje, aby měl minimální dobu regulace t_r . Takový nekmitavý regulační pochod se nazývá mezní.

Pro $\kappa > 0$ je regulační pochod kmitavý a je rychlejší než nekmitavý pochod. Rychlost nárůstu regulované veličiny $y(t)$ se dá ocenit pomocí rychlosti odezvy t_o . Je to doba, za kterou regulovaná veličina $y(t)$ poprvé dosáhne ustálené hodnoty $y(\infty)$. Rychlost odezvy t_o bývá také definována jako doba od dosažení hodnoty $0,1y(\infty)$ do dosažení hodnoty $0,9y(\infty)$. Takovým způsobem definovaný ukazatel rychlosti nárůstu regulované veličiny $y(t)$ je použitelný jak pro kmitavé, tak i nekmitavé regulační pochody a dokonce pro pochody s dopravním zpožděním.

Pro většinu procesů je vyhovující regulační pochod s relativním překmitem okolo 0,05 (5 %). Pokud se současně zajistí i minimální doba regulace t_r , pak takový regulační pochod je často považován za „prakticky optimální“. Používá se všude tam, kde malý překmit nevadí, příp. je žádoucí, např. u ručkových měřicích a zapisovacích přístrojů (v tomto případě umožňuje rychle interpolovat polohu ručičky při měření).

Protože soustava je vždy spojitá, proto kvalita regulace se posuzuje nejčastěji pro spojitý regulační obvod.

Pro komplexní zhodnocení kvality regulačního pochodu jsou velmi vhodná integrální kritéria. Zde budou stručně popsána pouze dvě.

Vyšrafovaná plocha na obr. 3.2a vyjadřuje regulační plochu. Je zřejmé, že čím regulační plocha bude menší, tím vyšší bude kvalita regulace. Aby se nemuselo pracovat se dvěma průběhy $y(t)$ a $w(t)$ (obr. 3.2a), pracuje se pouze s regulační odchylkou $e(t) = w(t) - y(t)$ (viz obr. 3.2b, c, d) a předpokládá se, že $e(\infty) = 0$. Pokud $e(\infty) \neq 0$, pak ve všech vztazích na integrální kritéria je třeba místo $e(t)$ dosadit výraz $e(t) - e(\infty)$.

Lineární regulační plocha (obr. 3.2b)

$$I_{IE} = \int_0^{\infty} e(t) dt . \quad (3.3)$$

Kritérium lineární regulační plochy I_{IE} (IE = **I**ntegral of **E**rror) je nejjednodušší. Není vhodné pro kmitavé regulační pochody, protože $I_{IE} = 0$ pro regulační pochod na mezi kmitavé

stability (plochy označené na obr. 3.2b znaménky + a – se vzájemně odečtou). Jeho největší výhodou je, že lze snadno spočítat, protože platí [Vítečková, Víteček 2008]

$$I_{IE} = \lim_{s \rightarrow 0} E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \int_0^{\infty} e(t) e^{-st} dt = \int_0^{\infty} e(t) dt. \quad (3.4)$$

Absolutní regulační plocha (obr. 3.2c)

$$I_{IAE} = \int_0^{\infty} |e(t)| dt. \quad (3.5)$$

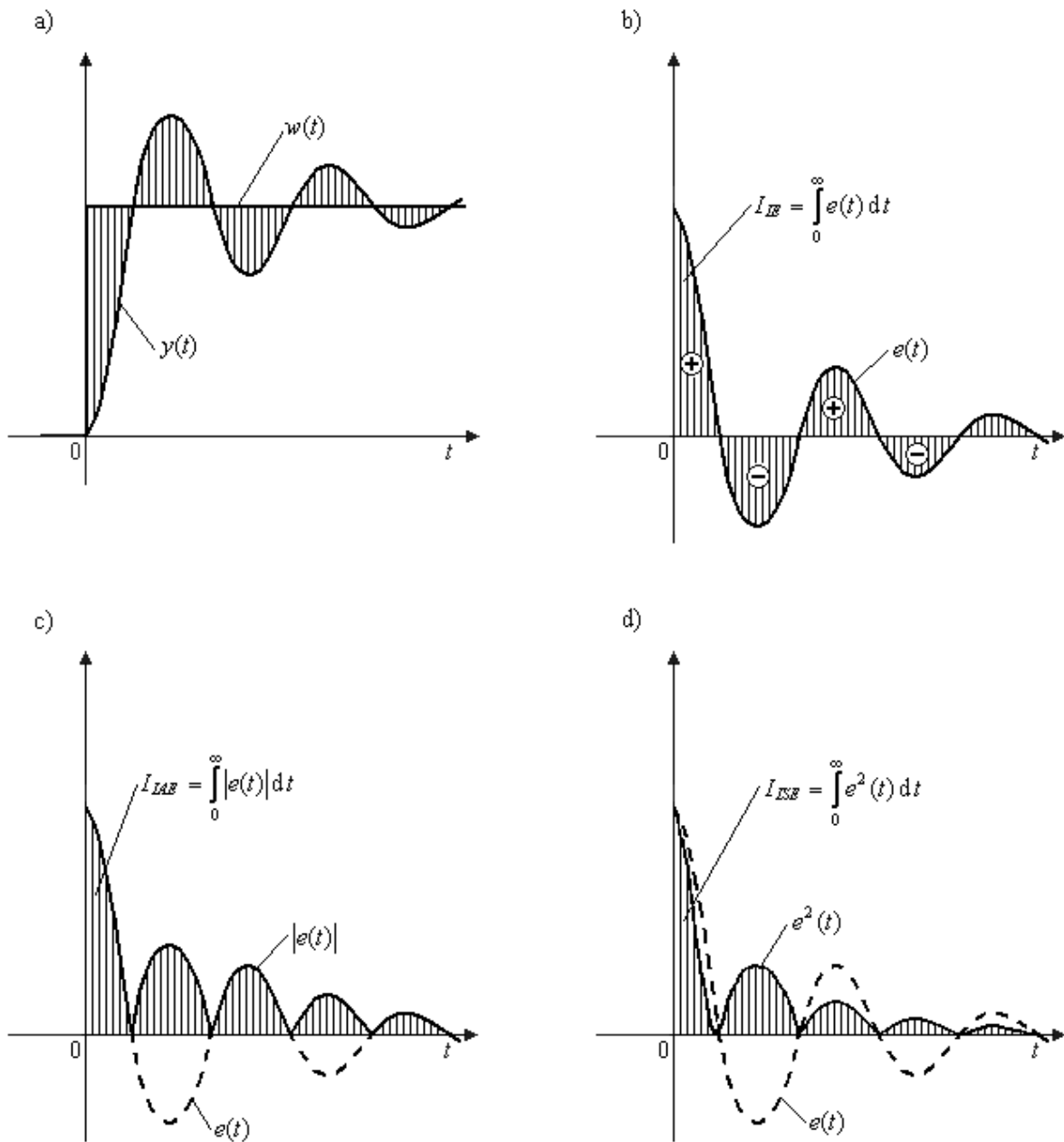
Kritérium absolutní regulační plochy I_{IAE} (IAE = Integral of Absolute Error) odstraňuje nevýhodu předchozího kritéria I_{IE} (viz obr. 3.2c), a proto je použitelné jak pro nekmitavé, tak i kmitavé regulační pochody. Má však velmi nepříjemnou vlastnost, spočívající v tom, že v bodech, ve kterých $e(t)$ mění znaménko, není definována derivace $\dot{e}(t)$, a proto hodnotu kritéria absolutní regulační plochy nelze vypočítat analyticky. Jeho hodnotu lze určit pouze simulací.

Je zřejmé, že regulační plocha na obr. 3.2a je vlastně absolutní regulační plocha.

Kvadratická regulační plocha (obr. 3.2d)

$$I_{ISE} = \int_0^{\infty} e^2(t) dt. \quad (3.6)$$

Kritérium kvadratické regulační plochy I_{ISE} (ISE = Integral of Squared Error) odstraňuje sice nedostatky obou předchozích integrálních kritérií I_{IE} a I_{IAE} , protože je použitelné i pro kmitavé regulační pochody a jeho hodnotu lze určit analyticky [průběh $e^2(t)$ je hladký], ale výsledný průběh regulované veličiny $y(t)$ je příliš kmitavý. Použití je vhodné v těch případech, kdy žádaná $w(t)$ nebo poruchová $v(t)$ veličina mají náhodný charakter.



Obr. 3.2 Geometrická interpretace integrálních kritérií: a) regulační plocha, b) lineární regulační plocha I_{IE} , c) absolutní regulační plocha I_{IAE} , d) kvadratická regulační plocha I_{ISE}

Z kmitočtového přenosu řízení (1.7) lze získat modul (amplitudu), resp. logaritmický modul regulačního obvodu, tj.

$$A_{wy}(\omega) = \text{mod } G_{wy}(j\omega) = |G_{wy}(j\omega)|, \quad \text{resp. } L_{wy}(\omega) = 20 \log A_{wy}(\omega). \quad (3.7)$$

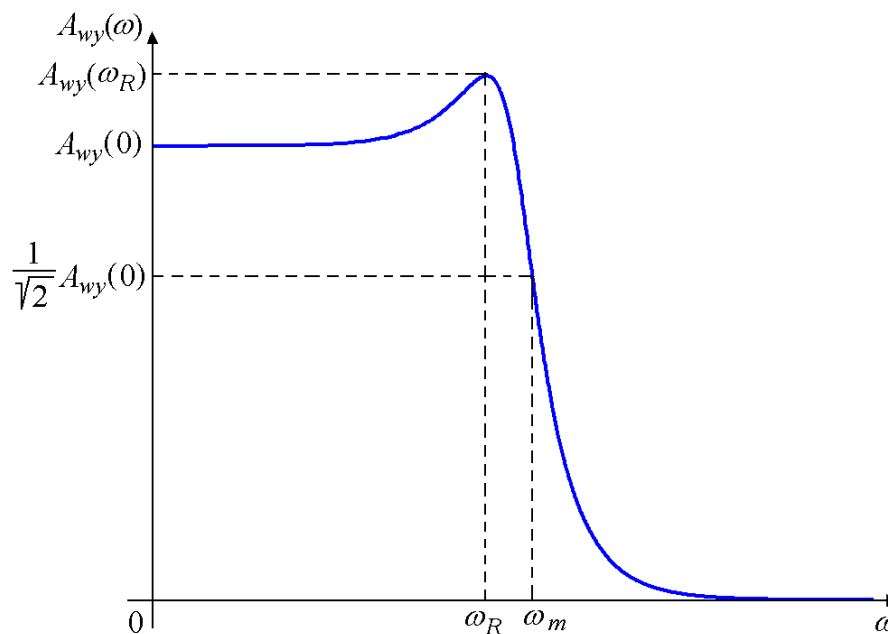
Typický průběh amplitudové kmitočtové charakteristiky regulačního obvodu $A_{wy}(\omega)$ je na obr. 3.3. Z jejího průběhu lze vyčíst ukazatele kvality: $A_{wy}(\omega_R)$ – amplitudové rezonanční převýšení, ω_R – rezonanční úhlový kmitočet, ω_m – mezní (hraniční) úhlový kmitočet.

Pro správně seřízený regulační obvod je doporučováno, aby platilo

$$A_{wy}(\omega_R) \leq 1,1 \div 1,5, \text{ resp. } L_{wy}(\omega_R) \leq (0,8 \div 3,5) \text{ dB.} \quad (3.8)$$

Příliš vysoká hodnota amplitudového rezonančního převýšení dává velikou kmitavost a značný překmit.

Mezní úhlový kmitočet ω_m určuje šířku pracovního pásma regulačního obvodu, tj. oblast pracovních úhlových kmitočtů. Čím je jeho hodnota vyšší, tím vyšší úhlové kmitočty dovede regulační obvod zpracovat. Jeho hodnota je dána poklesem modulu $A_{wy}(\omega)$ [$L_{wy}(\omega)$] na úroveň $\frac{1}{\sqrt{2}} A_{wy}(0) \doteq 0,707 A_{wy}(0)$ [$L_{wy}(0) - 3 \text{ dB}$] a pokud vystupuje vysoké rezonanční převýšení $A_{wy}(\omega_R)$, pak vzrůstem modulu $A_{wy}(\omega)$ [$L_{wy}(\omega)$] na úroveň $\sqrt{2} A_{wy}(0) \doteq 1,414 A_{wy}(0)$ [$L_{wy}(0) + 3 \text{ dB}$].



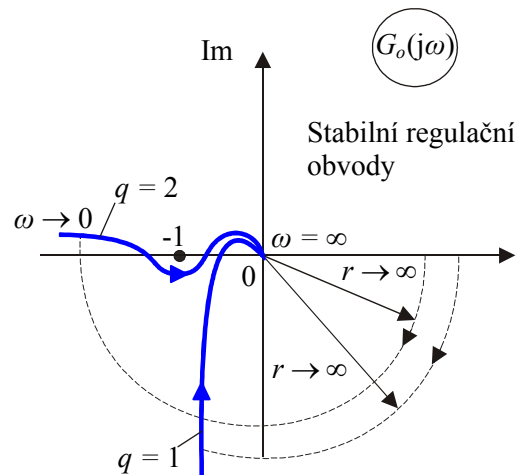
Obr. 3.3 Amplitudová kmitočtová charakteristika regulačního obvodu

Z průběhu amplitudové kmitočtové charakteristiky regulačního obvodu $A_{wy}(\omega)$ lze rovněž určit jeho typ (řád astatismu) q , protože platí

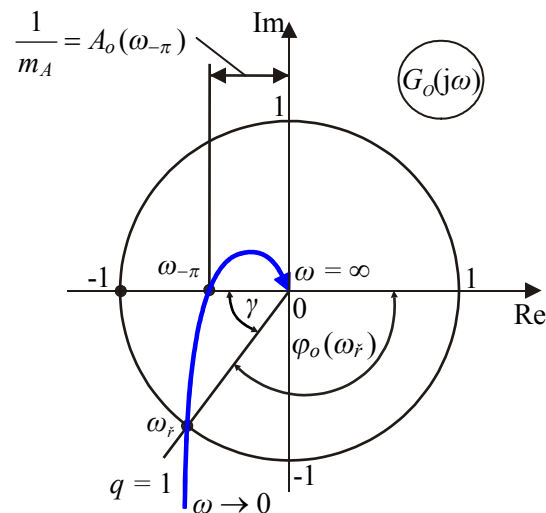
$$A_{wy}(0) = 1, \text{ resp. } L_{wy}(0) = 0 \Rightarrow q \geq 1, \quad (3.9)$$

$$A_{wy}(0) < 1, \text{ resp. } L_{wy}(0) < 0 \Rightarrow q = 0. \quad (3.10)$$

Určit přesně typ regulačního obvodu q lze z průběhu amplitudofázové kmitočtové charakteristiky otevřeného regulačního obvodu $G_o(j\omega)$ pro $\omega \rightarrow 0$, viz obr. 3.4 a 3.5.



Obr. 3.4 Průběhy amplitudofázových kmitočtových charakteristik otevřeného regulačního obvodu $G_o(j\omega)$ pro $q = 1$ a $q = 2$



Obr. 3.5 Amplitudová m_A a fázová γ bezpečnost

Úhlový kmitočtet řezu (průchodu) ω_{γ} je definován vztahem

$$A_o(\omega_{\gamma}) = 1 \quad (3.11)$$

a úhlový kmitočtet $\omega_{-\pi}$

$$\varphi_o(\omega_{-\pi}) = -\pi, \quad (3.12)$$

kde

$$A_o(\omega) = \text{mod } G_o(j\omega) = |G_o(j\omega)| \quad (3.13)$$

je modul kmitočtového přenosu otevřeného regulačního obvodu a

$$\varphi_o(\omega) = \arg G_o(j\omega) \quad (3.14)$$

je fáze kmitočtového přenosu otevřeného regulačního obvodu.

Pro kmitavou mez stability platí [Vítečková, Víteček 2008, 2011]

$$\omega_k = \omega_f = \omega_{-\pi}, \quad (3.15)$$

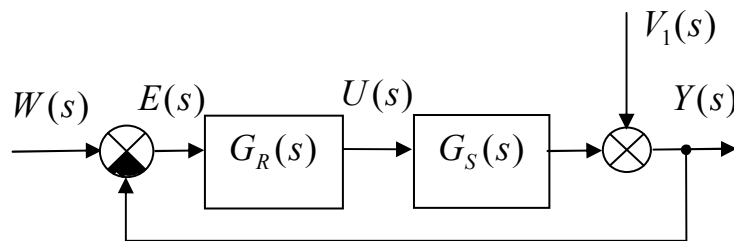
kde ω_k je kritický úhlový kmitočet.

Z amplitudofázové kmitočtové charakteristiky otevřeného regulačního obvodu $G_o(j\omega)$ lze určit velmi důležité ukazatele kvality regulace, jako jsou amplitudová m_A a fázová γ bezpečnost (viz obr. 3.5 a 3.8). Pro běžné regulační obvody jsou doporučovány hodnoty

$$m_A = 2 \div 5, \quad \text{resp.} \quad m_L = 20 \log m_A = (6 \div 14) \text{ dB}, \quad (3.16)$$

$$\gamma = 30^\circ \div 60^\circ \left(\frac{\pi}{6} \div \frac{\pi}{3} \right). \quad (3.17)$$

Hodnoty vyznačené tučně by v žádném případě neměly být překročeny [Åström, Hägglund 2006; Findeisen 1969; Strejc 1996; Rotač 1985; Šulc, Vítečková 2004].



Obr. 3.6 Schéma regulačního obvodu

Kmitočtové přenosy $G_{wy}(j\omega)$ a $G_{v_1y}(j\omega)$ [viz obr. 3.6 a vztahy (1.7), (1.9)] mají pro teorii automatického řízení zásadní význam, a proto se také označují speciálními symboly $T(j\omega)$ a $S(j\omega)$ a mají také své názvy. Ze vztahu (1.9) vyplývá, že platí

$$G_{wy}(j\omega) + G_{v_1y}(j\omega) = 1 \Leftrightarrow T(j\omega) + S(j\omega) = 1. \quad (3.18)$$

Funkce $S(j\omega)$ se nazývá funkce citlivosti a funkce $T(j\omega)$ doplňková (komplementární) funkce citlivosti.

Název funkce citlivosti $S(j\omega)$ vyplývá z následujících úvah (obr. 3.6).

Ze vztahu

$$Y(j\omega) = G_{wy}(j\omega)W(j\omega) = \frac{G_R(j\omega)G_S(j\omega)}{1 + G_R(j\omega)G_S(j\omega)}W(j\omega) \quad (3.19)$$

pro $W(j\omega) = \text{konst}$ se dostane

$$\frac{dY(j\omega)}{Y(j\omega)} = \frac{dG_{wy}(j\omega)}{G_{wy}(j\omega)}, \quad (3.20)$$

tj. relativní změna regulované veličiny (jejího obrazu) je rovna relativní změně vlastností regulačního obvodu (jeho přenosu řízení). Podobně se odvodí z (3.19) vztah

$$\frac{dG_{wy}(j\omega)}{G_{wy}(j\omega)} = \frac{1}{1 + G_R(j\omega)G_S(j\omega)} \left[\frac{dG_R(j\omega)}{G_R(j\omega)} + \frac{dG_S(j\omega)}{G_S(j\omega)} \right],$$

resp.

$$\frac{dY(j\omega)}{Y(j\omega)} = \frac{dG_{wy}(j\omega)}{G_{wy}(j\omega)} = S(j\omega) \left[\frac{dG_R(j\omega)}{G_R(j\omega)} + \frac{dG_S(j\omega)}{G_S(j\omega)} \right], \quad (3.21)$$

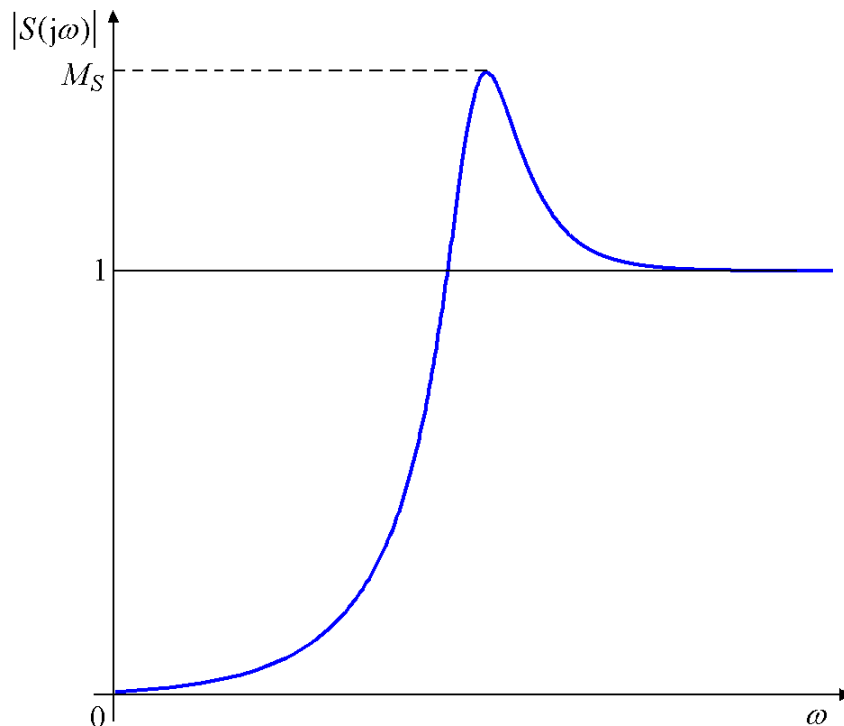
který vyjadřuje vliv relativních změn vlastností regulátoru (jeho přenosu) a regulované soustavy (jejího přenosu) na relativní změnu vlastností regulačního obvodu (jeho přenosu řízení), a tím i na relativní změnu regulované veličiny (jejího obrazu). Ze vztahu (3.21) je zřejmé, že tento vliv vyjadřuje právě funkce citlivosti $S(j\omega)$. Čím její hodnota bude nižší, tím nižší bude vliv relativních změn vlastností regulátoru a regulované soustavy na relativní změnu vlastností regulačního obvodu a tedy i na relativní změnu regulované veličiny.

Funkce citlivosti $S(j\omega)$ vyjadřuje tedy citlivost, resp. necitlivost regulačního obvodu k velmi malým, většinou blíže nespécifikovaným, změnám vlastností jeho členů.

Na obr. 3.7 je ukázán typický průběh modulu funkce citlivosti $|S(j\omega)| = \text{mod} S(j\omega)$. Měřítka úhlového kmitočtu ω bývá nejčastěji logaritmické.

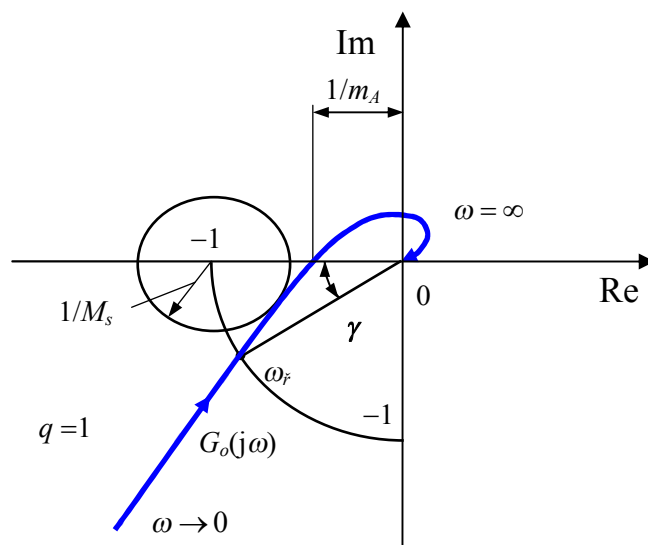
Velmi důležitou interpretaci má maximální hodnota modulu funkce citlivosti

$$M_S = \max_{0 \leq \omega < \infty} |S(j\omega)| = \max_{0 \leq \omega < \infty} \left| \frac{1}{1 + G_R(j\omega)G_S(j\omega)} \right|. \quad (3.22)$$



Obr. 3.7 Průběh modulu funkce citlivosti

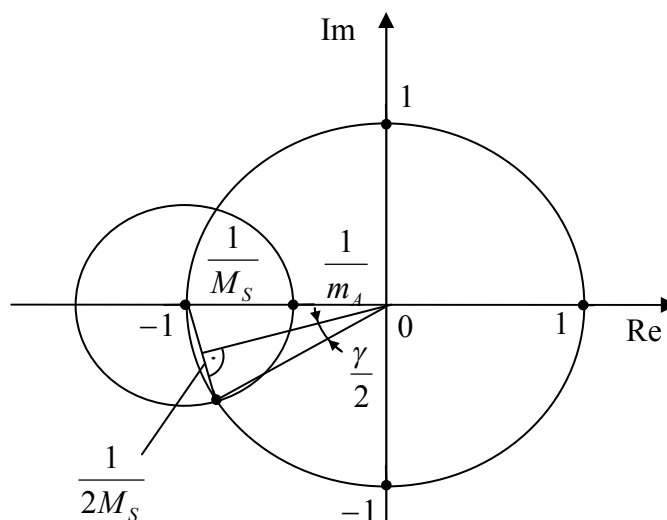
Převrácená hodnota maxima modulu funkce citlivosti $1/M_S$ je vlastně nejkratší vzdálenost amplitudofázové kmitočtové charakteristiky otevřeného regulačního obvodu $G_o(j\omega)$ od kritického bodu -1 , viz obr. 3.8.



Obr. 3.8 Geometrická interpretace maxima modulu funkce citlivosti M_S

U správně seřízeného regulačního obvodu by neměla hodnota M_S překročit 2 a měla by být v rozmezí [Åström, Häglund 2006]

$$1,4 \leq M_S \leq 2. \quad (3.23)$$



Obr. 3.9 Geometrická interpretace nerovností (3.24) a (3.25)

Z obr. 3.9 vyplývají přímo odhady pro amplitudovou bezpečnost

$$m_A > \frac{M_S}{M_S - 1} \quad (3.24)$$

a fázovou bezpečnost

$$\gamma > 2 \arcsin \frac{1}{2M_S}. \quad (3.25)$$

Nerovnosti (3.24) a (3.25) byly získány z mezních případů (viz obr. 3.9), tj.

$$\begin{aligned} \frac{1}{M_S} + \frac{1}{m_A} = 1 &\Rightarrow m_A = \frac{M_S}{M_S - 1}, \\ \frac{1}{2M_S} = \sin \frac{\gamma}{2} &\Rightarrow \gamma = 2 \arcsin \frac{1}{2M_S}. \end{aligned}$$

Maximum modulu funkce citlivosti M_S je komplexním ukazatelem kvality regulačního obvodu, protože ze vztahů (3.24) a (3.25) vyplývá, že pro $M_S \leq 2$ zaručuje amplitudovou bezpečnost $m_A \geq 2$ a fázovou bezpečnost $\gamma > 29^\circ$. Podobně $M_S \leq 1,4$ zaručuje $m_A \geq 3,5$ a $\gamma > 42^\circ$. Opačné tvrzení neplatí, tj. m_A a γ nezaručují odpovídající hodnotu M_S .

Další velikou výhodou maxima modulu funkce citlivosti M_S je, že jeho pomocí lze vyjádřit sklony sektorové nelinearity (obr. 3.10)

$$\alpha = \frac{M_S}{M_S + 1} \leq \frac{f(u_1)}{u_1} \leq \frac{M_S}{M_S - 1} = \beta, \quad (3.26)$$

při které regulační obvod s nelinearitou (obr. 3.11) bude asymptoticky stabilní [Åström, Häglund 2006; Landau, Zito 2006].

V reálných regulačních obvodech totiž často vystupují nelinearity, případně časově proměnná zesílení. Tyto případy lze popsat sektorovou nelinearitou

$$u_2 = f(u_1), \quad f(0) = 0,$$

kteřá prochází počátkem a je vymezena přímkami o sklonech α a β (obr. 3.10)

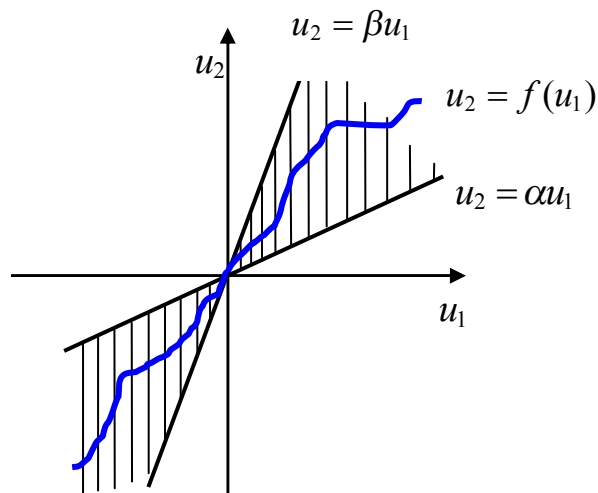
$$0 < \alpha u_1 \leq f(u_1) \leq \beta u_1 \Rightarrow 0 < \alpha \leq \frac{f(u_1)}{u_1} \leq \beta. \quad (3.27)$$

Většinou se jedná o nelineární akční člen, viz obr. 3.11a. Pro účely stability, lze schéma na obr. 3.11a transformovat na schéma na obr. 3.11b.

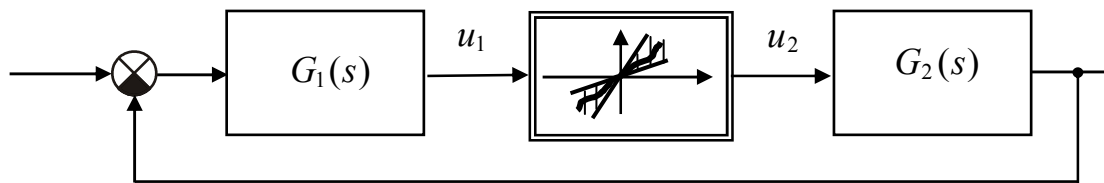
Na základě kruhového kritéria regulační obvod s nelineární nebo časově proměnnou charakteristikou ležící v sektoru vymezeném přímkami o sklonech α a β je asymptoticky stabilní, pokud amplitudofázová kmitočtová charakteristika stabilní lineární části s přenosem

$$G(s) = G_1(s)G_2(s) \quad (3.28)$$

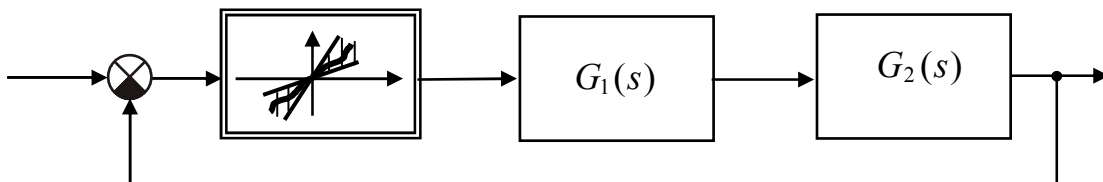
leží napravo od kružnice procházející body $-\frac{1}{\alpha}$ a $-\frac{1}{\beta}$ na záporné poloose a se středem na záporné poloose (obr. 3.12) [Khalil 1996; Sastry 1999].

Obr. 3.10 Nelinearita vymezena přímkami o sklonech α a β

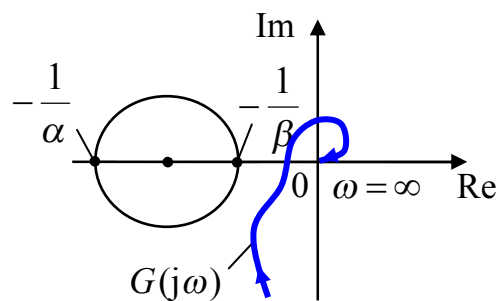
a)



b)



Obr. 3.11 Regulační obvod s nelinearitou: a) původní, b) upravený



Obr. 3.12 Geometrická interpretace kruhového kritéria

Pro $\alpha = \beta > 0$ a $G_o(s) = \alpha G(s)$ je zřejmé, že kruhové kritérium přejde na Nyquistovo kritérium pro stabilní otevřené regulační obvody.

Např. na základě (3.26) pro $M_S = 2$ se dostanou sklony přímek vymežující sektorovou nelinearitu $\alpha = 0,67$ a $\beta = 2$, podobně pro $M_S = 1,4$ se dostane $\alpha = 0,58$ a $\beta = 3,5$.

S citlivostí, resp. necitlivostí regulačního obvodu k velmi malým změnám vlastností jeho členů velmi úzce souvisí robustnost regulačního obvodu, která vyjadřuje schopnost regulačního obvodu plnit cíl regulace při větších, většinou kvantitativně definovaných, změnách vlastností jeho členů i při určitém poklesu kvality, ale vždy při zajištění stability. Např. maximum modulu funkce citlivosti M_S vymezuje sektor pro nelinearitu nebo časovou změnu zesílení, které nezpůsobí ztrátu stability, tj. M_S vyjadřuje určitým způsobem robustnost regulačního obvodu k dané nelinearitě nebo časovým změnám zesílení omezených sklony α a β .

3.2 Metoda požadovaného modelu

Metoda požadovaného modelu (MPM), dříve nazývaná také metoda inverze dynamiky, byla rozpracována na Fakultě strojní VŠB – Technické univerzitě Ostrava [Vítečková 1992, 1993, 1996, 1998]. Je to metoda velmi jednoduchá a účinná a jak bude ukázáno dále, umožňuje seřízení i konvenčních číslicových regulátorů.

Metoda požadovaného modelu vychází ze vztahu pro přímou syntézu (viz obr. 1.1)

$$G_R(s) = \frac{1}{G_S(s)} \frac{G_{wy}(s)}{1 - G_{wy}(s)}, \quad (3.29)$$

kde

$$G_S(s) = G_P(s) e^{-T_d s} \quad (3.30)$$

je L-přenos soustavy,

$$G_{wy}(s) = \frac{k_o}{s + k_o} e^{-T_d s} \quad (3.31)$$

je požadovaný L-přenos řízení a k_o je zesílení otevřeného regulačního obvodu.

Požadovanému L-přenosu řízení (3.31) odpovídá velmi jednoduchý L-přenos otevřeného regulačního obvodu

$$G_o(s) = G_R(s) G_S(s) = \frac{k_o}{s} e^{-T_d s}. \quad (3.32)$$

Po dosazení (3.30) a (3.31) do (3.29) se dostane L-přenos navrhovaného analogového regulátoru

$$G_R(s) = \frac{k_o}{s G_P(s)}. \quad (3.33)$$

Je zřejmé, že stejný vztah se dostane z L-přenosu otevřeného regulačního obvodu (3.32) pro (3.30).

Aby na základě vztahu (3.33) byl obdržen L-přenos konvenčního analogového regulátoru, musí L-přenos soustavy mít některý z tvarů uvedených v tab. 3.1 a pokud je třeba použít konkrétní konvenční analogový regulátor, pak je třeba L-přenos soustavy upravit na odpovídající tvar.

Velmi důležité je, že L-přenosy v tab. 3.1 nemají ve své části $G_P(s)$ žádné nestabilní nuly ani póly, a proto použití vztahu (3.29), resp. (3.33) je plně oprávněné.

Např. pro soustavu s L-přenosem

$$G_S(s) = \frac{k_1}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} e^{-T_d s}, \quad T_1 \geq T_2 \quad (3.34)$$

se pro [viz (3.30)]

$$G_P(s) = \frac{k_1}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}$$

po dosazení do (3.33) dostane L-přenos pro analogový regulátor PID_i [viz (1.23)]

$$G_R(s) = \frac{k_o(T_1s + 1)(T_2s + 1)}{k_1s} = K'_P \frac{(T'_I s + 1)(T'_D s + 1)}{T'_I s},$$

kde

$$K'_P = \frac{k_o T_1}{k_1}, \quad T'_I = T_1, \quad T'_D = T_2, \quad (3.35)$$

resp. po použití přepočtených vztahů (1.26) se dostane L-přenos standardního analogového regulátoru PID [viz (1.22)] se stavitelnými parametry

$$K_P = \frac{k_o(T_1 + T_2)}{k_1}, \quad T_I = T_1 + T_2, \quad T_D = \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2}. \quad (3.36)$$

Podobně jednoduchým způsobem lze získat vztahy pro stavitelné parametry konvenčních analogových regulátorů pro všechny zbývající řádky v tab. 3.1.

Zbývá ještě určit vhodné zesílení otevřeného regulačního obvodu k_o . Právě požadovaný L-přenos řízení (3.31) ve tvaru anizochronního matematického modelu [Zítek 1998; Zítek, Víteček 1999] má výhodu nejenom v relativní jednoduchosti, ale především v tom, že změnou zesílení otevřeného regulačního obvodu k_o lze snadno dosáhnout různého průběhu odezvy na skokovou změnu žádané veličiny $w(t)$ od nekmitavého až po kmitavý s různým překmitem, tj. lze dosáhnout různé kvality regulačního pochodu, viz obr. 3.13.

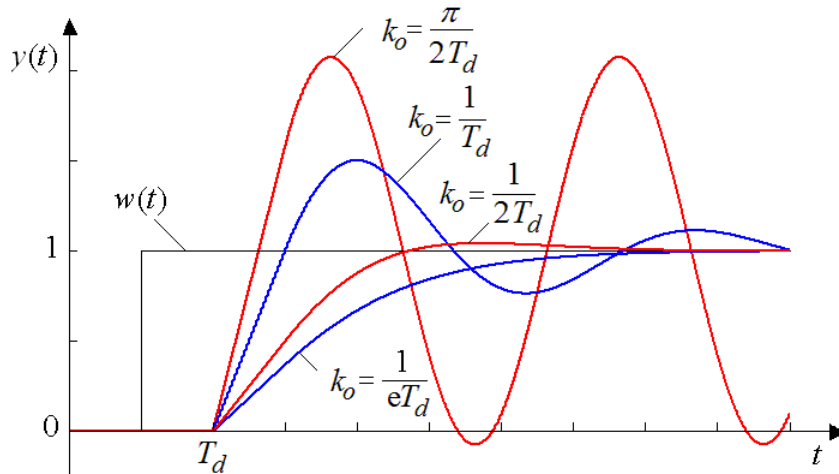
Zesílení otevřeného regulačního obvodu k_o pro mezní nekmitavý průběh a pro kmitavý průběh na mezi stability lze snadno určit analyticky za předpokladu, že nedominantní póly a nuly regulačního obvodu mají na jeho vlastnosti zanedbatelný vliv [Vítečková 1992, 1993, 1996, 1998].

Pro mezní nekmitavý průběh z charakteristického kvazimnohočlenu regulačního obvodu [viz jmenovatel požadovaného přenosu řízení (3.31)]

$$N(s) = s e^{T_d s} + k_o \quad (3.37)$$

Ize určit dvojnásobný reálný dominantní pól s_2 a odpovídající zesílení otevřeného regulačního obvodu k_o ze soustavy rovnic

$$\left. \begin{array}{l} N(s) = 0 \\ \frac{dN(s)}{ds} = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow \left. \begin{array}{l} s e^{T_d s} + k_o = 0 \\ T_d s + 1 = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow \begin{array}{l} s_2 = -\frac{1}{T_d} \\ k_o = \frac{1}{e T_d} \end{array} \quad (3.38)$$



Obr. 3.13 Vliv zesílení otevřeného regulačního obvodu k_o na průběh přechodové charakteristiky regulačního obvodu

Zesílení otevřeného regulačního obvodu k_o pro kmitavou mez stability (tj. kritické zesílení) lze získat pro $s_{1,2} = \pm j\omega_k$ z charakteristické rovnice

$$s e^{T_d s} + k_o = 0 \quad (3.39)$$

jako hlavní řešení, tj.

$$\pm j\omega_k e^{\pm j\omega_k T_d} + k_o = 0 \Rightarrow \omega_k = \frac{\pi}{2T_d}, \quad k_o = \frac{\pi}{2T_d} \quad (3.40)$$

Při řešení komplexní rovnice (3.39) byl použit Eulerův vztah

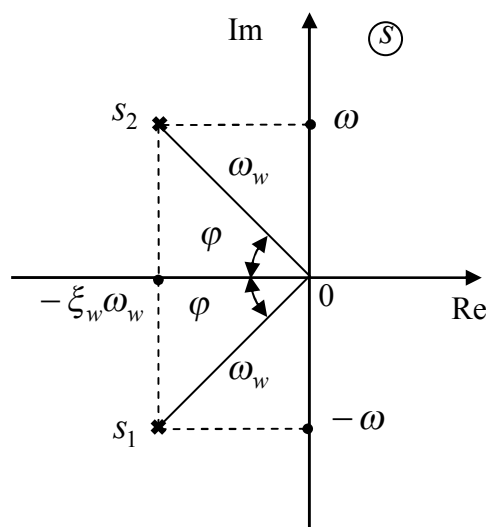
$$e^{\pm jx} = \cos x \pm j \sin x \quad (3.41)$$

Z obou vztahů (3.38) a (3.40) lze pro zesílení otevřeného regulačního obvodu k_o učinit závěr, že může být vyjádřeno ve tvaru

$$k_o = \frac{1}{\beta T_d}, \quad (3.42)$$

kde β je koeficient závislý na průběhu přechodové charakteristiky regulačního obvodu (obr. 3.13), tj. na relativním překmitu κ [viz vztah (3.1)]

$$\begin{aligned}\kappa = 0 &\Rightarrow \beta = e, \\ \kappa = 1 &\Rightarrow \beta = \frac{2}{\pi}.\end{aligned}\quad (3.43)$$



Obr. 3.14 Rozložení dominantních pólů regulačního obvodu s analogovým regulátorem v komplexní rovině s

Aby bylo možné určit závislost koeficientu β na relativním překmitu κ , je třeba porovnat dva dominantní póly regulačního obvodu s L-přenosem řízení (3.31) (viz obr. 3.14)

$$s_{1,2} = -\omega \cotg \varphi \pm j\omega \quad (3.44)$$

s odpovídající dvojicí pólů regulačního obvodu s L-přenosem řízení (viz obr. 3.14)

$$G_{wy}(s) = \frac{\omega_w^2}{s^2 + 2\xi_w \omega_w s + \omega_w^2} e^{-T_d s}, \quad (3.45)$$

kde ξ_w a ω_w je relativní tlumení a úhlový kmitočet netlumených kmitů regulačního obvodu.

Po dosazení (3.44) do (3.39) a úpravě se dostane komplexní rovnice

$$-\omega \cotg \varphi \pm j\omega + k_o e^{-T_d(-\omega \cotg \varphi \pm j\omega)} = 0. \quad (3.46)$$

Po uvažování Eulerova vztahu (3.41) lze komplexní rovnici (3.46) vyjádřit ekvivalentní soustavou dvou reálných rovnic

$$\begin{aligned}-\omega \cotg \varphi + k_o e^{\omega T_d \cotg \varphi} \cos \omega T_d &= 0, \\ \omega - k_o e^{\omega T_d \cotg \varphi} \sin \omega T_d &= 0,\end{aligned}\quad (3.47)$$

jejichž hlavní řešení je

$$\begin{aligned}\omega &= \frac{\varphi}{T_d}, \\ k_o &= \frac{\varphi}{T_d \sin \varphi} e^{-\frac{\varphi}{\tg \varphi}}.\end{aligned}\quad (3.48)$$

Tab. 3.1 Stavitelné parametry analogových regulátorů pro metodu požadovaného modelu

Regulovaná soustava		Regulátor				
		Typ	$K_P^*(K_P'^*)$		$T_I^*(T_I'^*)$	$T_D^*(T_D'^*)$
			$T_d = 0$	$T_d > 0$		
1	$\frac{k_1}{s} e^{-T_d s}$	P	$\frac{1}{k_1 T_w}$	$\frac{1}{k_1 \beta T_d}$	–	–
2	$\frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_d s}$	PI	$\frac{T_1}{k_1 T_w}$	$\frac{T_1}{k_1 \beta T_d}$	T_1	–
3	$\frac{k_1}{s(T_1 s + 1)} e^{-T_d s}$	PD	$\frac{1}{k_1 T_w}$	$\frac{1}{k_1 \beta T_d}$	–	T_1
4	$\frac{k_1}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-T_d s}$	PID _i	$\frac{T_1}{k_1 T_w}$	$\frac{T_1}{k_1 \beta T_d}$	T_1	T_2
5		PID	$\frac{T_1 + T_2}{k_1 T_w}$	$\frac{T_1 + T_2}{k_1 \beta T_d}$	$T_1 + T_2$	$\frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2}$
6	$\frac{k_1}{T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1} e^{-T_d s}$ $0,5 < \xi_0 \leq 1$	PID	$\frac{2\xi_0 T_0}{k_1 T_w}$	$\frac{2\xi_0 T_0}{k_1 \beta T_d}$	$2\xi_0 T_0$	$\frac{T_0}{2\xi_0}$

Stavitelné parametry K_P^* , T_I^* a T_D^* platí pro analogový regulátor s interakcí PID_i [viz tab. 1.1 a vztah (1.23)].

Koeficient β tedy je [viz (3.42)]

$$\beta = \frac{\sin \varphi}{\varphi} e^{\frac{\varphi}{\operatorname{tg} \varphi}}. \quad (3.49)$$

Např. je zřejmé, že pro

$$\varphi = 0 \Rightarrow \beta = e \Rightarrow k_o = \frac{1}{e T_d}$$

a

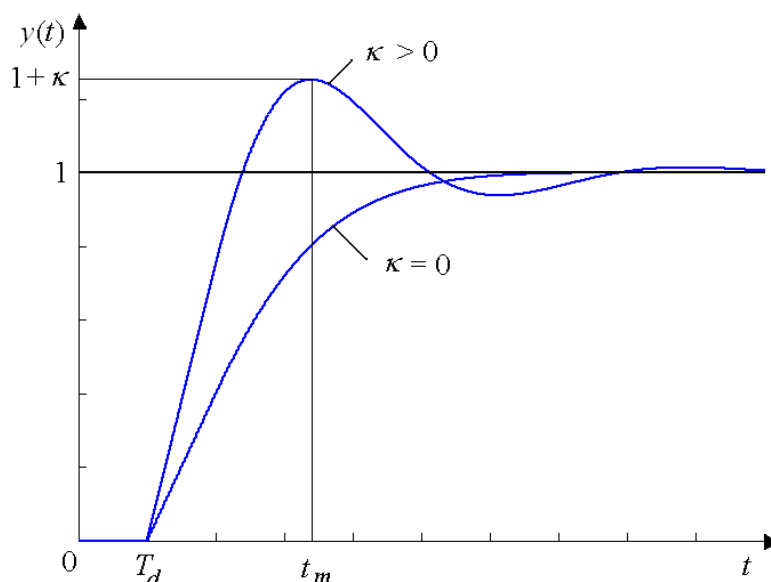
$$\varphi = \frac{\pi}{2} \Rightarrow \beta = \frac{2}{\pi} \Rightarrow k_o = \frac{\pi}{2 T_d},$$

byly obdrženy stejné vztahy jako (3.38) a (3.40).

Protože úhel φ (obr. 3.14) je pro regulační obvod s L-přenosem řízení (3.45) dán relativním tlumením ξ_w , tj.

$$\varphi = \arccos \xi_w, \quad (3.50)$$

proto požadovaný průběh přechodové charakteristiky lze obdržet vhodnou volbou relativního tlumení ξ_w .



Obr. 3.15 Přechodové charakteristiky regulačního obvodu

Pro praxi je vhodnější používat místo relativního tlumení ξ_w relativní překmit κ (obr. 3.15), který lze určit z přechodové funkce regulačního obvodu (3.45)

$$y(t) = \left\{ 1 - \frac{\omega_w}{\omega} e^{-(t-T_d)\xi_w\omega_w} \sin \left[(t-T_d)\omega + \arcsin \frac{\omega}{\omega_w} \right] \right\} \eta(t-T_d), \quad (3.51)$$

$$\frac{\omega}{\omega_w} = \sqrt{1 - \xi_w^2}, \quad (3.52)$$

kde $\eta(t)$ je Heavisideův jednotkový skok.

Maximální překmit vystoupí v čase t_m , kdy derivace přechodové funkce (3.51) podle času (tj. impulsní funkce)

$$\frac{d y(t)}{d t} = \left\{ \frac{\omega_w^2}{\omega} e^{-(t-T_d)\xi_w\omega_w} \sin[(t-T_d)\omega] \right\} \eta(t-T_d) \quad (3.53)$$

bude pro $t > T_d$ poprvé nulová, tj.

$$t_m = \frac{\pi}{\omega} + T_d. \quad (3.54)$$

Po dosazení (3.54) do (3.51) a (3.52) se dostane

$$y(t_m) = 1 + \kappa = 1 + e^{-\frac{\pi\xi_w}{\sqrt{1-\xi_w^2}}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \kappa = e^{-\frac{\pi \xi_w}{\sqrt{1-\xi_w^2}}} \Rightarrow \quad (3.55)$$

$$\Rightarrow \xi_w = \frac{|\ln \kappa|}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2 \kappa}}. \quad (3.56)$$

Na základě vztahů (3.56), (3.50) a (3.49) lze pro zadaný (požadovaný) relativní překmit κ vypočíst hodnoty koeficientu β , a tedy i odpovídající zesílení otevřeného regulačního obvodu k_o (3.42).

Pro relativní překmit v rozmezí $0 \leq \kappa \leq 0,5$ (0 – 50 %) byly vypočteny odpovídající hodnoty ξ_w , φ [rad] a β , viz tab. 3.2.

Tab. 3.2 Hodnoty koeficientů β' a β pro zadaný relativní překmit κ

κ	0	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,35	0,40	0,45	0,50
ξ_w	1	0,690	0,591	0,517	0,456	0,404	0,358	0,317	0,280	0,246	0,215
φ	0	0,809	0,938	1,028	1,097	1,155	1,205	1,248	1,287	1,322	1,354
β'	2,718	1,935	1,710	1,549	1,423	1,319	1,230	1,153	1,086	1,026	0,972
β	2,718	1,944	1,720	1,561	1,437	1,337	1,248	1,172	1,104	1,045	0,992

V tab. 3.2 jsou hodnoty β vypočtené na základě vztahů (3.56), (3.50) a (3.49) označeny jako β' , protože jde o přibližné hodnoty získané porovnáním dvojice pólů regulačního obvodu (3.45) s dvojicí dominantních pólů regulačního obvodu (3.31) za předpokladu, že jeho nedominantní póly mají na výsledné vlastnosti zanedbatelný vliv [Vítečková 1996, 1998; Víteček 2009]. Hodnoty upřesněné číslíkovou simulací jsou v tab. 3.13 označeny jako β . Rozdíl mezi hodnotami β' získanými analytickou cestou a experimentálně upřesněnými hodnotami β není větší než 2 % a pro relativní překmit v rozmezí $0 \leq \kappa \leq 0,2$ (0 – 20 %) je dokonce menší než 1 %.

V publikaci [Alfaro 2004] byl pro výpočet koeficientu β navržen vztah

$$\beta(\kappa) = 2,718 - 0,4547\kappa^{0,3432}, \quad (3.57)$$

kde κ je relativní překmit v procentech.

Pro regulační obvod s analogovým konvenčním regulátorem seřízeným MPM mohou být rovněž určeny základní ukazatelé kvality.

Maximum modulu M_S citlivostní funkce

$$S(j\omega) = \frac{1}{1 + G_o(j\omega)} \quad (3.58)$$

pro přenos otevřeného regulačního obvodu (3.32) a jeho zesílení (3.42) je dáno vztahem

$$M_S = |S(j\omega_S)| = \max_{0 \leq \omega < \infty} \frac{\beta\omega T_d}{\sqrt{\beta^2(\omega T_d)^2 - 2\beta\omega T_d \sin(\omega T_d) + 1}}. \quad (3.59)$$

Kmitočet ω_S , při kterém modul citlivostní funkce nabývá globálního maxima M_S se získá přirovnáním k nule první derivace modulu $|S(j\omega)|$ podle kmitočtu ω , tj. jako nejmenší kladné reálné řešení ω_S goniometrické rovnice

$$2\beta^2(\omega T_d)^2 - [1 + 4\beta \sin(\omega T_d)]\omega T_d + 1 = 0. \quad (3.60)$$

Řešení ω_S byla získána pro relativní překmity κ , tj. koeficienty β v souladu s tab. 3.13, numericky a po dosazení do (3.59) byla rovněž obdržena odpovídající maxima modulu funkce citlivosti M_S , viz tab. 3.3.

Amplitudová m_A a fázová γ bezpečnost se určí na základě vztahů (3.32) a (3.42). Kmitočtový přenos otevřeného regulačního obvodu má tvar

$$G_o(j\omega) = \frac{1}{j\beta\omega T_d} e^{-j\omega T_d} = \frac{1}{\beta\omega T_d} e^{-j\left(\omega T_d + \frac{\pi}{2}\right)}, \quad (3.61)$$

$$A_o(\omega) = \frac{1}{\beta\omega T_d}, \quad (3.62)$$

$$\varphi_o(\omega) = -\left(\omega T_d + \frac{\pi}{2}\right), \quad (3.63)$$

kde A_o a φ_o jsou modul a fáze kmitočtového přenosu otevřeného regulačního obvodu.

V souladu s obr. 3.5, vztahy (3.62) a (3.63) lze psát

$$A_o(\omega_f) = 1 \Rightarrow \omega_f = \frac{1}{\beta T_d},$$

$$\gamma = \pi - |\varphi_o(\omega_f)| = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{\beta} [\text{rad}], \quad (3.64a)$$

resp.

$$\gamma = \left(\frac{\pi}{2} - \frac{1}{\beta}\right) \frac{180}{\pi} [\text{deg}]. \quad (3.64b)$$

Podobně lze psát

$$\varphi_o(\omega_{-\pi}) = -\pi \Rightarrow \omega_{-\pi} = \frac{\pi}{2T_d},$$

$$m_A A_o(\omega_{-\pi}) = 1 \Rightarrow m_A = \frac{\pi}{2} \beta. \quad (3.65)$$

Logaritmická amplitudová bezpečnost m_L je dána vztahem

$$m_L = 20 \log m_A. \quad (3.66)$$

Mezi amplitudovou m_A a fázovou γ bezpečností platí jednoznačný vztah

$$\gamma = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{1}{m_A} \right) \Leftrightarrow m_A = \frac{\pi}{\pi - 2\gamma}. \quad (3.67)$$

Na základě vztahů (3.64) – (3.66) pro požadovaný relativní překmit κ a jemu odpovídající hodnotě koeficientu β byly určeny odpovídající řádky v tab. 3.3.

V souladu se vztahy (3.31) a (3.42) lze pro modul kmitočtového přenosu uzavřeného regulačního obvodu psát

$$\begin{aligned} A_{wy}(\omega) &= |G_{wy}(j\omega)| = \left| \frac{1}{j\beta\omega T_d + e^{-j\omega T_d}} \right| |e^{-j\omega T_d}| = \\ &= \frac{1}{\sqrt{\beta^2(\omega T_d)^2 - 2\beta\omega T_d \sin(\omega T_d) + 1}} \end{aligned} \quad (3.68)$$

a pro jeho rezonanční převýšení platí

$$A_{wy}(\omega_R) = \max_{0 \leq \omega < \infty} A_{wy}(\omega). \quad (3.69)$$

Maximální hodnota modulu $A_{wy}(\omega)$ vystoupí při minimální hodnotě jmenovatele výrazu na pravé straně (3.68). Jeho derivací podle kmitočtu ω a po přirovnání k nule se dostane

$$[\beta - \cos(\omega T_d)]\omega T_d - \sin(\omega T_d) = 0. \quad (3.70)$$

Tab. 3.3 Základní ukazatelé kvality pro regulační obvod seřizený MPM

κ	0	0,05	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3	0,35	0,4
M_S	1,394	1,615	1,737	1,859	1,987	2,123	2,282	2,458	2,665
m_A	4,27	3,05	2,70	2,45	2,26	2,10	1,96	1,84	1,73
m_L [dB]	12,609	9,686	8,627	7,783	7,082	6,444	5,845	5,296	4,761
γ [deg]	68,9	60,5	56,7	53,3	50,1	47,1	44,1	41,1	38,1
γ [rad]	1,20	1,06	0,99	0,93	0,88	0,82	0,77	0,72	0,67
$A_{wy}(\omega_R)$	1	1,002	1,056	1,142	1,247	1,367	1,512	1,678	1,876
$L_{wy}(\omega_R)$ [dB]	0	0,017	0,473	1,153	1,917	2,715	3,591	4,496	5,465
$\omega_{-\pi} T_d$	$\frac{\pi}{2} \doteq 1,57$								
$\omega_f T_d$	0,37	0,51	0,58	0,64	0,70	0,75	0,80	0,85	0,91
$\Delta T_d / T_d$	3,27	2,05	1,70	1,45	1,26	1,10	0,96	0,84	0,73

Numerickým řešením goniometrické rovnice (3.70) pro hodnoty koeficientu β v souladu s tab. 3.2 byly získány rezonanční kmitočty ω_R jako nejmenší kladná reálná řešení, viz tab. 3.3. Po dosazení ω_R do vztahu (3.68) byla pak obdržena odpovídající hodnota rezonančního převýšení (3.69). Logaritmicke amplitudové rezonanční převýšení $L_{wy}(\omega_R)$ v tab. 3.3 je dáno vztahem

$$L_{wy}(\omega_R) = 20 \log A_{wy}(\omega_R) \text{ [dB]}. \quad (3.71)$$

Relativní změna dopravního zpoždění, při které dojde k nestabilitě regulačního obvodu byla určena na základě vztahu

$$\frac{\Delta T_d}{T_d} = \frac{\gamma}{\omega_r T_d}.$$

Z tab. 3.3 vyplývá, že MPM pro $0 \leq \kappa \leq 0,2$ (0 – 20 %) vyhovuje všem doporučeným hodnotám nejdůležitějších ukazatelů kvality, viz (3.8), (3.16), (3.17) a (3.23), a proto MPM pro $\kappa \leq 0,2$ (20 %) zaručuje dobrou robustnost regulačního obvodu s konvenčním analogovým regulátorem.

Tab. 3.1 může být rozšířena i pro proporcionální soustavu bez setrvačnosti s dopravním zpožděním

$$G_S(s) = k_1 e^{-T_d s} \quad (3.72)$$

s doporučeným konvenčním analogovým regulátorem I

$$G_R(s) = \frac{1}{T_I s} \quad (3.73)$$

pro

$$T_I^* = k_1 \beta T_d. \quad (3.74)$$

MPM lze použít i pro soustavy bez dopravního zpoždění, tj. $T_d = 0$, ale v tom případě požadovaný L-přenos řízení se předpokládá v jednoduchém tvaru [porovnej s (3.31)]

$$G_{wy}(s) = \frac{1}{T_w s + 1}, \quad (3.75)$$

kde T_w je časová konstanta uzavřeného regulačního obvodu. L-přenos doporučeného regulátoru se získá po dosazení (3.75) do (3.29)

$$G_R(s) = \frac{1}{G_S(s) T_w s}. \quad (3.76)$$

Např. pro soustavu s L-přenosem

$$G_S(s) = \frac{k_1}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}, \quad T_1 \geq T_2 \quad (3.77)$$

se na základě vztahu (3.76) dostane L-přenos analogového regulátoru PID₁ [viz (1.23)]

$$G_R(s) = \frac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{k_1 T_w s} = K_P' \frac{(T_I' s + 1)(T_D' s + 1)}{T_I' s},$$

kde

$$K_P^* = \frac{T_1}{k_1 T_w}, \quad T_I^* = T_1, \quad T_D^* = T_2, \quad (3.78)$$

resp. po použití přepočtených vztahů (1.26) se dostane L-přenos standardního analogového regulátoru PID [viz (1.22)] se stavitelnými parametry

$$K_P^* = \frac{T_1 + T_2}{k_1 T_w}, \quad T_I^* = T_1 + T_2, \quad T_D^* = \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2}. \quad (3.79)$$

Velikost časové konstanty T_w je třeba volit s ohledem na omezení akční veličiny $u(t)$ [čím je menší T_w , tím větší jsou nároky na velikost akční veličiny $u(t)$] a na požadovanou dobu regulace t_r . Např. pro zadanou relativní toleranci regulace δ platí [viz (3.2) a obr. 3.1]

$$\begin{aligned} \delta = 0,05 \text{ (5 \%)} &\Rightarrow t_r \approx 3T_w, \\ \delta = 0,02 \text{ (2 \%)} &\Rightarrow t_r \approx 4T_w. \end{aligned} \quad (3.80)$$

MPM může být snadno rozšířena i na regulační obvody s konvenčními číslicovými regulátory. Vzhledem k tomu, že již byly pomocí L-transformace odvozeny vztahy pro stavitelné parametry konvenčních analogových regulátorů, pro odvození odpovídajících vztahů pro stavitelné parametry konvenčních číslicových regulátorů bude použita Z-transformace. Vychází se rovněž ze vztahu pro přímou syntézu

$$G_R(z) = \frac{1}{G_S(z)} \frac{G_{wy}(z)}{1 - G_{wy}(z)}, \quad (3.81)$$

kde

$$G_S(z) = G_P(z)z^{-d}, \quad T_d = dT \quad (3.82)$$

je Z-přenos soustavy [viz vztahy (1.17) – (1.20)] a

$$G_{wy}(z) = \frac{k_o T}{z - 1 + k_o T z^{-d}} z^{-d} \quad (3.83)$$

je požadovaný Z-přenos řízení uzavřeného regulačního obvodu. Zatím se předpokládá se, že relativní diskretní zpoždění d je celé číslo, ale později bude ukázáno, že tento předpoklad je nepodstatný.

Požadovanému Z-přenosu řízení (3.83) odpovídá jednoduchý Z-přenos otevřeného regulačního obvodu

$$G_o(z) = G_R(z)G_S(z) = \frac{k_o T}{z - 1} z^{-d}. \quad (3.84)$$

Po dosazení (3.82) a (3.83) do (3.81) se dostane Z-přenos navrhovaného číslicového regulátoru

$$G_R(z) = \frac{k_o T}{(z - 1)G_P(z)}. \quad (3.85)$$

Podobně jako u regulačního obvodu s analogovým regulátorem lze vhodnou volbou zesílení otevřeného regulačního obvodu k_o dosáhnout různého regulačního pochodu od mezního nekmitavého až po kmitavý se zadaným překmitem.

Za předpokladu, že na regulační pochod mají vliv pouze dominantní póly, lze zesílení otevřeného regulačního obvodu k_o a dva dominantní póly určit analyticky na základě charakteristického mnohočlenu [viz jmenovatel Z-přenosu řízení (3.83)]

$$N(z) = z^{d+1} - z^d + k_o T. \quad (3.86)$$

Pro mezní nekmitavý regulační pochod lze zesílení k_o a dvojnásobný dominantní pól určit ze soustavy rovnic

$$\left. \begin{array}{l} N(z) = 0 \\ \frac{dN(z)}{dz} = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow \left. \begin{array}{l} z^{d+1} - z^d + k_o T = 0 \\ (d+1)z - d = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow \begin{array}{l} z_2 = \frac{d}{d+1} \\ k_o = \frac{1}{T} \frac{1}{d+1} \left(\frac{d}{d+1} \right)^d \end{array} \quad (3.87)$$

Pro zesílení otevřeného regulačního obvodu k_o zajišťující mezní nekmitavý regulační pochod je výhodná aproximace

$$k_o = \frac{1}{T} \frac{1}{d+1} \left(\frac{d}{d+1} \right)^d \approx \frac{1}{(4-e)T + eT_d}, \quad (3.88)$$

která vychází ze shody přesného a přibližného řešení pro hodnoty $d = 1$ a ∞ , přičemž maximální relativní chyba pro $d \geq 1$ není větší než 0,5 % [Vítečková 1998].

Je zřejmé, že pro $T \rightarrow 0$ platí (3.38), tj.

$$\lim_{T \rightarrow 0} \frac{1}{(4-e)T + eT_d} = \frac{1}{eT_d}. \quad (3.89)$$

Určení kritického zesílení k_o otevřeného regulačního obvodu s číslicovým regulátorem znamená řešit rovnici

$$N(z) = 0 \quad (3.90)$$

pro nejméně jednu dvojici komplexně sdružených pólů

$$z_{1,2} = e^{\pm j\varphi_k}, \quad (3.91)$$

které leží na jednotkové kružnici v komplexní rovině z (obr. 3.16).

Po dosazení (3.91) do (3.90) [viz (3.86)] se dostane

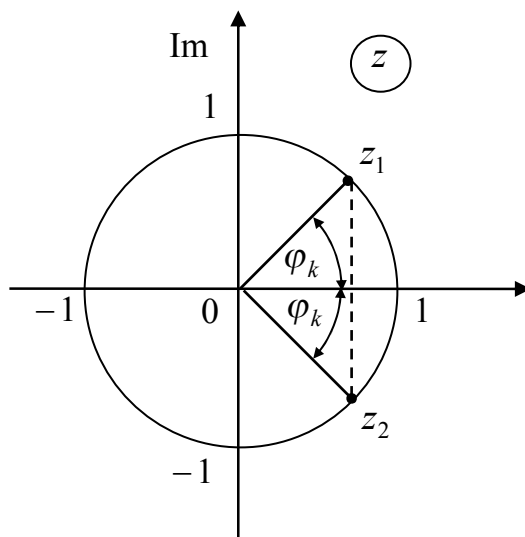
$$e^{\pm j(d+1)\varphi_k} - e^{\pm jd\varphi_k} + k_o T = 0. \quad (3.92)$$

Řešení komplexní rovnice (3.92) má tvar [Hanuš 1998]

$$\varphi_k = \frac{\pi + \Phi}{2d + 1}, \quad \Phi = 0, 4\pi, 8\pi, \dots, \quad (3.93)$$

$$k_o = \frac{2}{T} \sin \frac{\varphi_k}{2}.$$

Pro dominantní dvojici pólů má význam pouze hlavní řešení pro $\Phi = 0$, a proto zesílení otevřeného regulačního obvodu k_o zajišťující regulační pochod na kmitavé mezi stability je dáno vztahem



Obr. 3.16 Rozložení dominantních pólů regulačního obvodu s číslicovým regulátorem v komplexní rovině z

$$k_o = \frac{2}{T} \sin \frac{\pi}{2(2d + 1)}. \quad (3.94)$$

Podobně jako v předchozím případě pro praktické účely je výhodná aproximace

$$k_o = \frac{2}{T} \sin \frac{\pi}{2(2d + 1)} \approx \frac{1}{\left(1 - \frac{2}{\pi}\right)T + \frac{2}{\pi}T_d}, \quad (3.95)$$

která rovněž vychází ze shody přesného a přibližného řešení pro hodnoty $d = 1$ a ∞ s maximální relativní chybou okolo 1% pro $d \geq 1$.

Rovněž i zde pro $T \rightarrow 0$ platí (3.40), tj.

$$\lim_{T \rightarrow 0} \frac{1}{\left(1 - \frac{2}{\pi}\right)T + \frac{2}{\pi}T_d} = \frac{\pi}{2T_d}. \quad (3.96)$$

Na základě přibližných vztahů (3.88) a (3.95) lze předpokládat, že závislost zesílení otevřeného regulačního obvodu s číslicovým regulátorem k_o v závislosti na relativním překmitu κ lze aproximovat vztahem

$$k_o = \frac{1}{\alpha(\kappa)T + \beta(\kappa)T_d}, \quad (3.97)$$

kde $\beta(\kappa)$ je koeficient závislý na relativním překmitu κ pro analogový regulátor (tab. 3.2) a $\alpha(\kappa)$ je koeficient rovněž závislý na relativním překmitu κ , ale uvažující již číslicový regulátor.

Z přibližného vztahu (3.97) vyplývá, že předpoklad o celočíselnosti relativního dopravního zpoždění d je nepodstatný.

Hodnoty koeficientu α v závislosti na relativním překmitu κ v rozmezí $0 \leq \kappa \leq 0,5$ byly určeny číslicovou simulací, viz tab. 3.5 [Vítečková 1996].

Postup návrhu číslicového regulátoru bude ukázán na soustavě s L-přenosem (3.34)

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

Po diskretizaci na základě vztahů (1.17) – (1.20) se dostane ($T_d = dT$) Z-přenos soustavy invariantní vzhledem k přechodové funkci

$$G_S(z) = \frac{k_1(Az + B)}{(z - c_1)(z - c_2)} z^{-d}, \quad (3.98)$$

kde

$$c_1 = 1 - a_1 = e^{-\frac{T}{T_1}}, \quad c_2 = 1 - a_2 = e^{-\frac{T}{T_2}}, \quad (3.99a)$$

$$A = \frac{T_1(1 - a_1) - T_2(1 - a_2)}{T_2 - T_1} + 1 = \frac{T_1c_1 - T_2c_2}{T_2 - T_1} + 1, \quad (3.99b)$$

$$B = \frac{T_1(1 - a_2) - T_2(1 - a_1)}{T_2 - T_1} + (1 - a_1)(1 - a_2) = \frac{T_1c_2 - T_2c_1}{T_2 - T_1} + c_1c_2. \quad (3.99c)$$

Při uvažování (3.82) a po dosazení (3.98) do (3.85) a úpravě se obdrží

$$G_R(z) = K_P(z) \left(1 + \frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1} + \frac{T_D}{T} \frac{z-1}{z} \right), \quad (3.100)$$

kde

$$K_P(z) = \frac{k_o T (c_1 + c_2 - 2c_1c_2) z}{k_1 (Az + B)}, \quad (3.101)$$

$$\frac{T_I^*}{T} = \frac{c_1 + c_2 - 2c_1c_2}{1 - c_1 - c_2 + c_1c_2}, \quad (3.102)$$

$$\frac{T_D^*}{T} = \frac{c_1c_2}{c_1 + c_2 - 2c_1c_2}. \quad (3.103)$$

Je zřejmé, že jde o standardní číslicový regulátor PID až na to, že zesílení $K_P(z)$ (3.101) závisí na komplexí proměnné z . Vystupuje zde ještě jeden, velmi závažný, problém. Ve jmenovateli výrazu na zesílení číslicového regulátoru (3.101) je dvojčlen

$$Az + B$$

s pólem

$$z_0 = -\frac{B}{A}, \quad (3.104)$$

pro který platí

$$T \rightarrow 0 \Rightarrow z_0 \rightarrow -1. \quad (3.105)$$

Je to tzv. „zvonící pól“, který způsobuje velmi nepříjemnou velikou kmitavost akční veličiny [Vítečková 1992, 1996]. Obě tyto nepříznivé skutečnosti lze odstranit použitím konstantního zesílení číslicového regulátoru

$$K_P = \lim_{z \rightarrow 1} K_P(z) = \frac{k_o T (c_1 + c_2 - 2c_1 c_2)}{k_1 (1 - c_1 - c_2 + c_1 c_2)} = \frac{k_o T_I}{k_1}. \quad (3.106)$$

Snadno se dá dokázat, že vztahy (3.102) (3.103) a (3.106) platí i pro případ $T_1 = T_2$ [Vítečková 1996].

Podobným způsobem byly získány i zbývající řádky v tab. 3.4 pro soustavy s $T_d > 0$. V tab. 3.4 jsou rovněž uvedeny hodnoty zesílení číslicového regulátoru K_P pro soustavy bez dopravního zpoždění, tj. pro $T_d = 0$.

V tomto případě požadovaný Z-přenos řízení se předpokládá ve tvaru

$$G_{wy}(z) = \frac{1 - c_w}{z - c_w}, \quad c_w = e^{-\frac{T}{T_w}}. \quad (3.107)$$

Z-přenos soustavy (3.107) je diskretním analogem L-přenosu soustavy (3.75).

V tab. 3.4 je:

$$c_i = e^{-\frac{T}{T_i}}; \quad i = 1, 2, w; \quad c = e^{-\frac{\xi_0 T}{T_0}}, \quad b = \cos\left(\frac{T}{T_0} \sqrt{1 - \xi_0^2}\right), \quad k_o = \frac{1}{\alpha T + \beta T_d}. \quad (3.108)$$

Vztahy pro číslicové regulátory v tab. 3.4 platí i pro odpovídající analogové regulátory pro $T \rightarrow 0$, ale jejich praktické použití je pracné a nepříjemné.

Uvažováním aproximací

$$e^{-x} = \frac{e^{-\frac{x}{2}}}{e^{\frac{x}{2}}} \approx \frac{1 - \frac{x}{2}}{1 + \frac{x}{2}}, \quad (3.109)$$

$$\cos x = 1 - \frac{x^2}{2} \quad (3.110)$$

a zanedbáním malých výrazů, vztahy v tab. 3.4 byly zjednodušeny, a tak byla získána tab. 3.6 [Vítečková 1996].

Tab. 3.4 Stavitelné parametry číslicových regulátorů pro metodu požadovaného modelu (MPM)

Regulovaná soustava		Číslicový regulátor				
		Typ	K_P^*		T_I^*	T_D^*
			$T_d = 0$	$T_d > 0$		
1	$\frac{k_1}{s} e^{-T_d s}$	P	$\frac{1-c_w}{k_1 T}$	$\frac{k_o}{k_1}$	–	–
2	$\frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_d s}$	PI	$\frac{(1-c_w)T_1^*}{k_1 T}$	$\frac{k_o T_1^*}{k_1}$	$\frac{c_1}{1-c_1} T$	–
3	$\frac{k_1}{s(T_1 s + 1)} e^{-T_d s}$	PD	$\frac{1-c_w}{k_1 T}$	$\frac{k_o}{k_1}$	–	$\frac{c_1}{1-c_1} T$
4	$\frac{k_1}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-T_d s}$ $T_1 \geq T_2$	PID	$\frac{(1-c_w)T_1^*}{k_1 T}$	$\frac{k_o T_1^*}{k_1}$	$\frac{(c_1 + c_2 - 2c_1 c_2)T}{1 - c_1 - c_2 + c_1 c_2}$	$\frac{c_1 c_2 T}{c_1 + c_2 - 2c_1 c_2}$
5	$\frac{k_1}{T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1} e^{-T_d s}$ $0,5 < \xi_0 \leq 1$	PID	$\frac{(1-c_w)T_1^*}{k_1 T}$	$\frac{k_o T_1^*}{k_1}$	$\frac{2c(b-c)}{1-2bc+c^2} T$	$\frac{c}{2(b-c)} T$

Tab. 3.5 Hodnoty koeficientů α a β pro požadovaný relativní překmit κ

κ	0	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,35	0,40	0,45	0,50
α	1,282	0,984	0,884	0,832	0,763	0,697	0,669	0,640	0,618	0,599	0,577
β	2,718	1,944	1,720	1,561	1,437	1,337	1,248	1,172	1,104	1,045	0,992

Velikou předností tab. 3.6 je jednoduchost použití, a to jak pro konvenční číslicové regulátory ($T > 0$), tak i pro konvenční analogové regulátory ($T = 0$).

Např. pro 2. řádek v tab. 3.4 lze pro číslicový PI regulátor pro aproximaci (3.109) psát (viz též 2. řádek v tab. 3.6):

a) $T_d = 0$

$$c_w = e^{-\frac{T}{T_w}} \approx \frac{2T_w - T}{2T_w + T} \Rightarrow \frac{1 - c_w}{k_1 T} \approx \frac{2}{k_1(2T_w + T)}$$

b) $T_d > 0$

$$c_1 = e^{-\frac{T}{T_1}} \approx \frac{2T_1 - T}{2T_1 + T} \Rightarrow \frac{c_1}{1 - c_1} T \approx T_1 - \frac{T}{2}$$

Tab. 3.6 Stavitelné parametry konvenčních regulátorů pro metodu požadovaného modelu (MPM)

Regulovaná soustava		Regulátor <				
				analogový $T = 0$	číslicový $T > 0$	
		Typ	K_p^*		T_I^*	T_D^*
$T_d = 0$	$T_d > 0$					
1	$\frac{k_1}{s} e^{-T_d s}$	P	$\frac{2}{k_1(2T_w + T)}$	$\frac{1}{k_1(\alpha T + \beta T_d)}$	-	-
2	$\frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_d s}$	PI	$\frac{2T_I^*}{k_1(2T_w + T)}$	$\frac{T_I^*}{k_1(\alpha T + \beta T_d)}$	$T_1 - \frac{T}{2}$	-
3	$\frac{k_1}{s(T_1 s + 1)} e^{-T_d s}$	PD	$\frac{2}{k_1(2T_w + T)}$	$\frac{1}{k_1(\alpha T + \beta T_d)}$	-	$T_1 - \frac{T}{2}$
4	$\frac{k_1}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-T_d s}$ $T_1 \geq T_2$	PID	$\frac{2T_I^*}{k_1(2T_w + T)}$	$\frac{T_I^*}{k_1(\alpha T + \beta T_d)}$	$T_1 + T_2 - T$	$\frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} - \frac{T}{4}$
5	$\frac{k_1}{T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1} e^{-T_d s}$ $0,5 < \xi_0 \leq 1$	PID	$\frac{2T_I^*}{k_1(2T_w + T)}$	$\frac{T_I^*}{k_1(\alpha T + \beta T_d)}$	$2\xi_0 T_0 - T$	$\frac{T_0}{2\xi_0} - \frac{T}{4}$

U číslicových regulátorů je velmi důležitá volba vzorkovací periody T . Pro regulační obvod s analogovým regulátorem seřízeným MPM ($T_d > 0$) na nekmitavý regulační pochod (tj. $\kappa = 0 \Rightarrow \beta = e$) může být vhodná vzorkovací perioda T určena na základě relativního poklesu hodnoty integračního kritéria lineární regulační plochy.

Protože jde o nekmitavý regulační pochod, lze při volbě vzorkovací periody T vyjít z předpokladu, že relativní pokles integrálního (sumačního) kritéria I_{IE}^D pro regulační obvod

s číslicovým regulátorem ve srovnání s integrálním kritériem I_{IE} pro regulační obvod s analogovým regulátorem by neměl překročit zadanou hodnotu δ_{IE} [Vítečková 1996], tj.

$$\frac{I_{IE}^D - I_{IE}}{I_{IE}} \leq \delta_{IE}. \quad (3.111)$$

Integrální kritéria I_{IE} a I_{IE}^D lze snadno určit [Vítečková 1996]. Na základě L-přenosu řízení (3.31) se dostane:

$$I_{IE} = \int_0^{\infty} e(t) dt = \lim_{s \rightarrow 0} \left\{ [1 - G_{wy}(s)] \frac{1}{s} \right\} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s + k_o e^{-T_d s}} = \frac{1}{k_o}, \quad (3.112)$$

$$\kappa = 0 \Rightarrow \beta = e \Rightarrow k_o = \frac{1}{e T_d} \Rightarrow I_{IE} = e T_d. \quad (3.113)$$

Podobně na základě Z-přenosu řízení (3.83) se dostane:

$$I_{IE}^D = T \sum_{k=0}^{\infty} e(kT) = T \lim_{z \rightarrow 1} \left\{ [1 - G_{wy}(z)] \frac{z}{z-1} \right\} = T \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z}{z-1 + k_o T z^{-d}} = \frac{1}{k_o}, \quad (3.114)$$

$$\kappa = 0 \Rightarrow \alpha = 4 - e, \beta = e \Rightarrow k_o = \frac{1}{(4 - e)T + e T_d} \Rightarrow I_{IE}^D = (4 - e)T + e T_d. \quad (3.115)$$

Po dosazení (3.113) a (3.115) do (3.111) a úpravě se obdrží

$$\frac{T}{T_d} < \frac{e}{4 - e} \delta_{IE}. \quad (3.116)$$

Pro běžnou hodnotu $\delta_{IE} = 0,15$ (15 %) se dostane jednoduchá podmínka pro vzorkovací periodu

$$T < 0,32 T_d. \quad (3.117)$$

Přibližně platí, že pokud bude požadován relativní překmit $\kappa \leq 0,2$ (20 %), pak pro MPM ($T_d > 0$) pro volbu vzorkovací periody T platí jednoduchá nerovnost

$$T < 0,3 T_d. \quad (3.118)$$

I v tomto případě lze pro volbu vzorkovací periody T použít vztah (3.111), kde I_{IE} je dáno vztahem (3.112) při uvažování požadovaného L-přenosu řízení (3.75) a I_{IE}^D vztahem (3.114) při uvažování požadovaného Z-přenosu řízení (3.107), tj.

$$I_{IE} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{T_w}{T_w s + 1} = T_w, \quad (3.119)$$

$$I_{IE}^D = T \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z}{z - c_w} = \frac{T}{1 - c_w}. \quad (3.120)$$

Po dosazení (3.119) a (3.120) do (3.111) a úpravě se obdrží

$$\frac{T}{T_w} \frac{1}{1 - c_w} \leq 1 + \delta_{IE}.$$

Po uvažování aproximace (3.109) se pro c_w tato nerovnost zjednoduší

$$\frac{T}{T_w} < 2\delta_{IE}. \quad (3.121)$$

Pro běžnou hodnotu $\delta_{IE} = 0,15$ (15 %) se dostane

$$T < 0,3T_w. \quad (3.122)$$

Pokud jde o hodnocení MPM, tak její určitou vadou je, že je to metoda kompenzační, která je použitelná pro $T_1 \leq 8T_d$, protože jinak by odezva na poruchovou veličinu $v(t)$ působící na vstupu soustavy byla velmi pomalá. Další její nevýhodou je, že pro integrační soustavy při poruše $v(t)$ na jejich vstupech zanechává trvalou regulační odchylku.

Velikou předností MPM je její jednoduchost, přesnost a univerzálnost umožňující seřizovat jak analogové, tak i číslicové konvenční regulátory. Pro požadovaný relativní překmit v rozmezí $0 \leq \kappa \leq 0,2$ (20 %) je rovněž velmi robustní.

Pro číslicové regulátory s dopřednou obdélníkovou a lichoběžníkovou sumací jsou odpovídající vztahy pro MPM uvedeny v [Vítečková 1993, 1996].

Postup:

1. L-přenos soustavy se libovolnou metodou z kap. 2 upraví na vhodný tvar z tab. 3.6, který současně určuje doporučený regulátor.
2. Pro požadovaný relativní překmit κ se z tab. 3.5 určí hodnota koeficientu β v případě analogového regulátoru a v případě číslicového regulátoru ještě hodnota koeficientu α .
3. Pro doporučený analogový regulátor se na základě tab. 3.6 pro $T=0$ určí hodnoty jeho stavitelných parametrů. Pro číslicový regulátor se na základě vztahu (3.118), příp. (3.122) určí hodnota vzorkovací periody T a pak hodnoty jeho stavitelných parametrů.
4. Regulační pochod je možné doladit změnou zesílení regulátoru K_p .

Příklad 3.1

Pro soustavu s L-přenosem

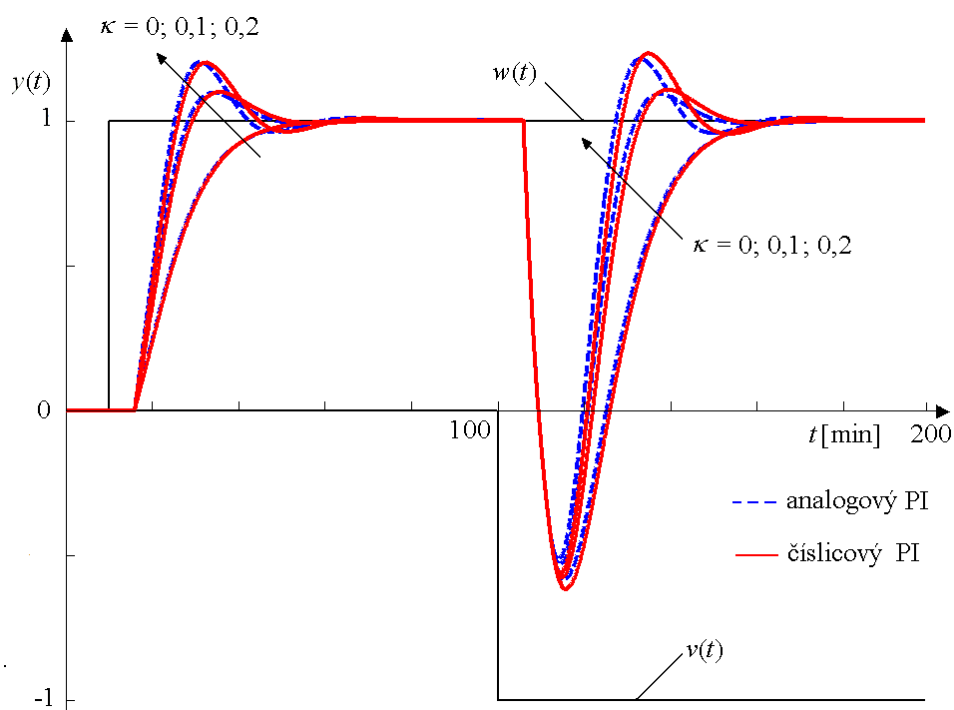
$$G_S(s) = \frac{2}{5s+1} e^{-6s}$$

je třeba seřadit konvenční analogový a číslicový regulátor PI tak, aby relativní překmit $\kappa = 0$; 0,1 a 0,2 (časová konstanta a dopravní zpoždění jsou v min).

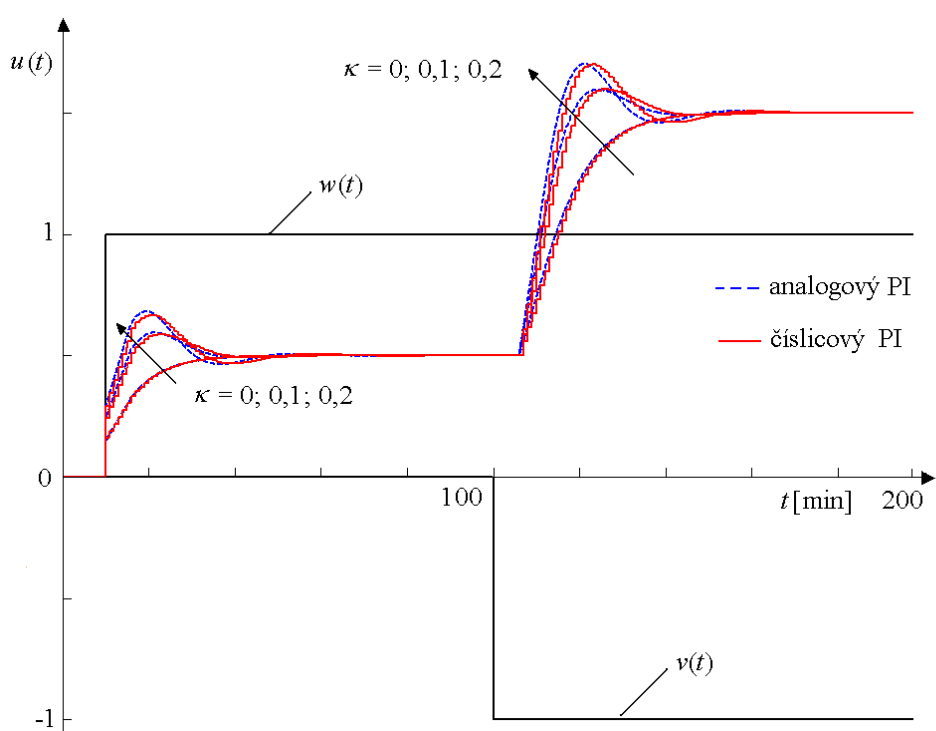
Řešení:

Pro zadané hodnoty relativního překmitu κ se na základě tab. 3.5 určí hodnoty koeficientů α a β :

a)



b)



Obr. 3.17 Regulační obvod s regulátorem PI seřízeným MPM pro různé relativní překmity κ :
 a) průběhy regulované veličiny $y(t)$, b) průběhy akční veličiny $u(t)$ – příklad 3.1

$$\kappa = 0 \Rightarrow \alpha = 1,282; \beta = 2,718,$$

$$\kappa = 0,1 \Rightarrow \alpha = 0,884; \beta = 1,720,$$

$$\kappa = 0,2 \Rightarrow \alpha = 0,763; \beta = 1,437.$$

Pro parametry soustavy $k_1 = 2$, $T_1 = 5$ a $T_d = 6$ se z řádku 2 v tab. 3.6 vypočtou odpovídající hodnoty stavitelných parametrů analogového a číslicového regulátoru PI. Vzorkovací perioda T se zvolí v souladu se vztahem (3.118), např. $T = 1$.

Analogový regulátor PI ($T = 0$)

$$\kappa = 0 \Rightarrow K_p^* \doteq 0,15; T_I^* = 5,$$

$$\kappa = 0,1 \Rightarrow K_p^* \doteq 0,24; T_I^* = 5,$$

$$\kappa = 0,2 \Rightarrow K_p^* \doteq 0,29; T_I^* = 5.$$

Číslicový regulátor PI ($T = 1$)

$$\kappa = 0 \Rightarrow K_p^* \doteq 0,13; T_I^* = 4,5,$$

$$\kappa = 0,1 \Rightarrow K_p^* \doteq 0,20; T_I^* = 4,5,$$

$$\kappa = 0,2 \Rightarrow K_p^* \doteq 0,24; T_I^* = 4,5.$$

Získané průběhy regulované veličiny $y(t)$ jsou na obr. 3.17a a odpovídající průběhy akční veličiny $u(t)$ na obr. 3.17b.

Z obr. 3.17 vyplývá, že MPM dává poměrně kvalitní výsledky.

Příklad 3.2

Pro soustavu s L-přenosem

$$G_S(s) = \frac{2}{(5s+1)(3s+1)} e^{-6s}$$

je třeba seřídit konvenční standardní analogový a číslicový regulátor PID tak, aby relativní překmit $\kappa = 0; 0,1$ a $0,2$ (časové konstanty a dopravní zpoždění jsou v min).

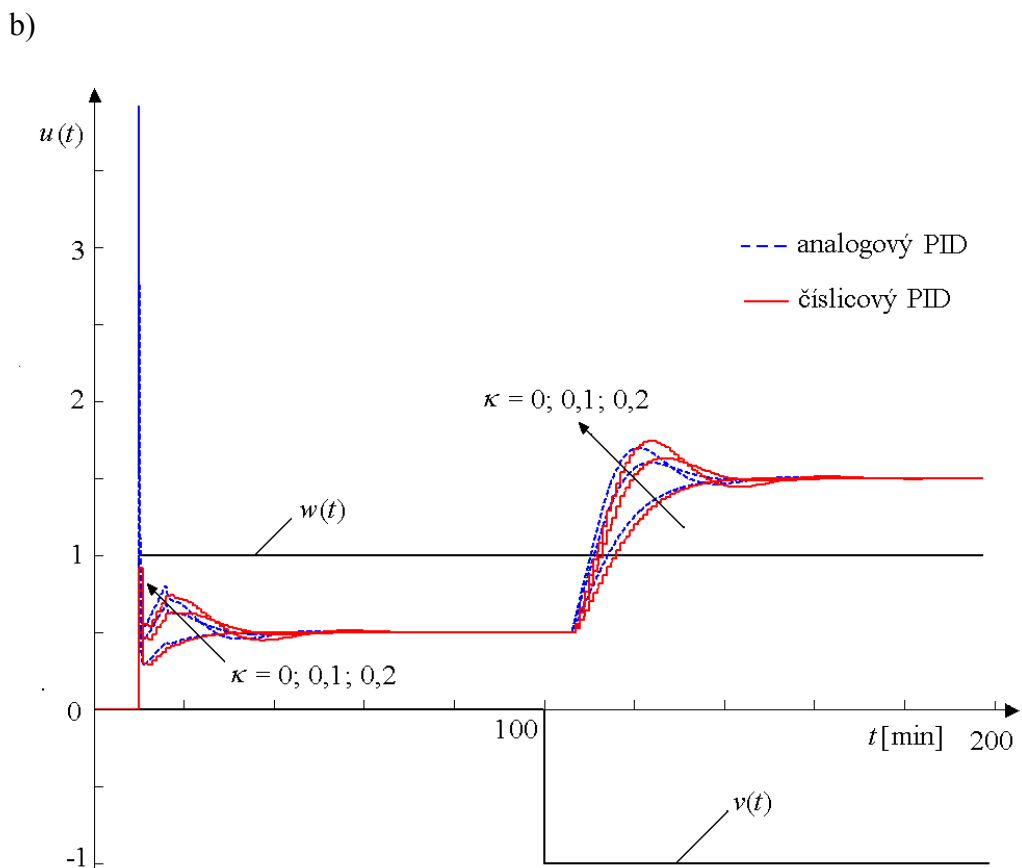
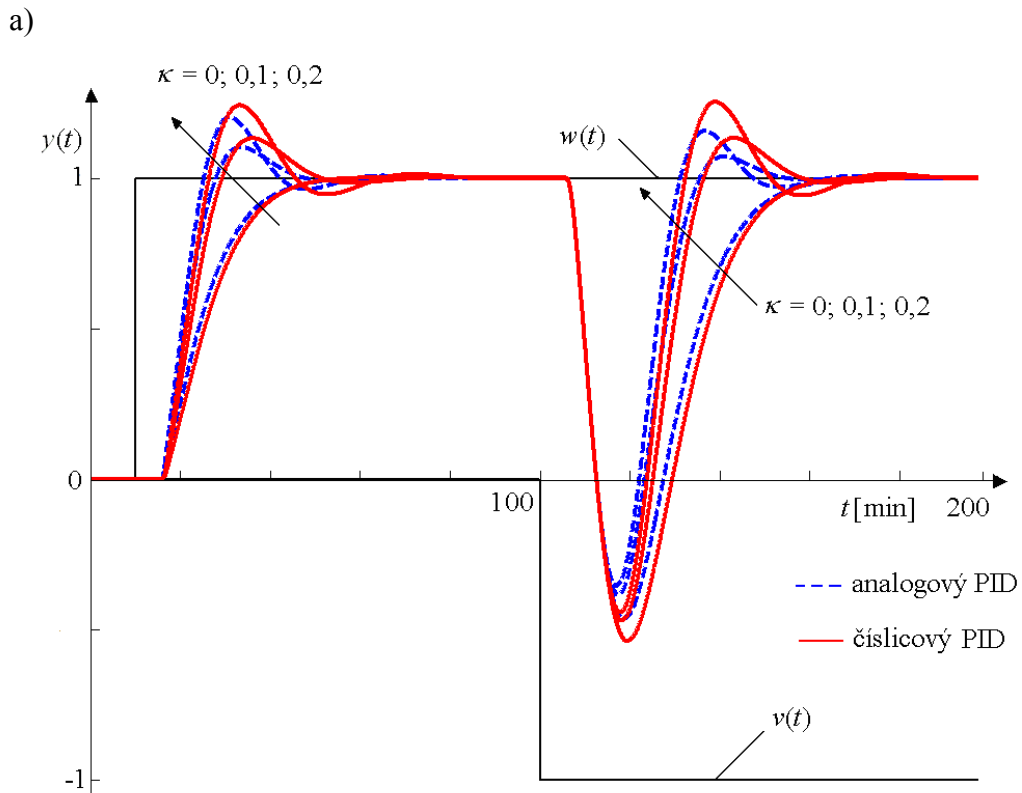
Řešení:

Pro zadané hodnoty relativního překmitu κ se na základě tab. 3.5 dostanou stejné hodnoty koeficientů α a β , jako v předchozím příkladě, tj.:

$$\kappa = 0 \Rightarrow \alpha = 1,282; \beta = 2,718,$$

$$\kappa = 0,1 \Rightarrow \alpha = 0,884; \beta = 1,720,$$

$$\kappa = 0,2 \Rightarrow \alpha = 0,763; \beta = 1,437.$$



Obr. 3.18 Regulační obvod se standardním regulátorem PID seřízeným MPM pro různé relativní přεκmity κ : a) průběhy regulované veličiny $y(t)$, b) průběhy akční veličiny $u(t)$ – příklad 3.2

Pro parametry soustavy $k_1 = 2$, $T_1 = 5$, $T_2 = 3$ a $T_d = 6$ se z řádku 4 v tab. 3.6 vypočtou odpovídající hodnoty stavitelných parametrů standardního analogového a číslicového regulátoru PID. Vzorkovací perioda T se zvolí v souladu se vztahem (3.118), podobně jako v předchozím příkladě je $T = 1$.

Analogový regulátor PID ($T = 0$)

$$\kappa = 0 \Rightarrow K_p^* \doteq 0,25; T_I^* = 8; T_D^* \doteq 1,88;$$

$$\kappa = 0,1 \Rightarrow K_p^* \doteq 0,39; T_I^* = 8; T_D^* \doteq 1,88,$$

$$\kappa = 0,2 \Rightarrow K_p^* \doteq 0,46; T_I^* = 8; T_D^* \doteq 1,88.$$

Číslicový regulátor PID ($T = 1$)

$$\kappa = 0 \Rightarrow K_p^* \doteq 0,20; T_I^* = 7; T_D^* \doteq 1,63,$$

$$\kappa = 0,1 \Rightarrow K_p^* \doteq 0,31; T_I^* = 7; T_D^* \doteq 1,63,$$

$$\kappa = 0,2 \Rightarrow K_p^* \doteq 0,37; T_I^* = 7; T_D^* \doteq 1,63.$$

Získané průběhy regulované veličiny $y(t)$ jsou na obr. 3.18a a odpovídající průběhy akční veličiny $u(t)$ na obr. 3.18b. I když pro číslicový regulátor PID byly použity zjednodušené vztahy pro určení jeho stavitelných parametrů, získané výsledky jsou poměrně dobré.

Příklad 3.3

Pro soustavu s L-přenosem

$$G_S(s) = \frac{2}{(3s+1)^3}$$

je třeba seřadit konvenční analogové a číslicové regulátory PI a PID tak, aby relativní překmit $\kappa = 0,05$ (časová konstanta je v sekundách).

Řešení:

Pro zadaný relativní překmit $\kappa = 0,05$ se z tab. 3.5 určí koeficienty $\alpha = 0,984$ a $\beta = 1,944$.

Protože L-přenos soustavy nemá tvar vhodný pro MPM (viz tab. 3.6), proto je ho třeba vhodně upravit. Např. na základě schématu (2.10) a tab. 2.1 lze psát ($i = 3$, $T_3 = 3$, $T_{d3} = 0$):

$$\text{a) } \frac{T_1}{T_3} = 1,980 \Rightarrow T_1 = 5,94; \frac{T_{d1}}{T_3} = 1,232 \Rightarrow T_{d1} \doteq 3,7,$$

$$G_S(s) = \frac{2}{(3s+1)^3} \approx \frac{2}{5,94s+1} e^{-3,7s}.$$

$$\text{b) } \frac{T_2}{T_3} = 1,263 \Rightarrow T_2 \doteq 3,79; \frac{T_{d2}}{T_3} = 0,535 \Rightarrow T_{d2} \doteq 1,61,$$

$$G_S(s) = \frac{2}{(3s+1)^3} \approx \frac{2}{(3,79s+1)^2} e^{-1,61s}.$$

Pomocí vztahu (3.118) lze zvolit vzorkovací periodu T . Např. pro číslicový regulátor PI $T = 1$ a pro číslicový regulátor PID $T = 0,5$ [tato hodnota je o něco větší, než doporučuje vztah (3.118)].

Hodnoty stavitelných parametrů regulátorů se určí na základě tab. 3.6.

Analogový regulátor PI ($T = 0$)

$$K_p^* \doteq 0,41; T_I^* = 5,94.$$

Číslicový regulátor PI ($T = 1$)

$$K_p^* \doteq 0,33; T_I^* = 5,44.$$

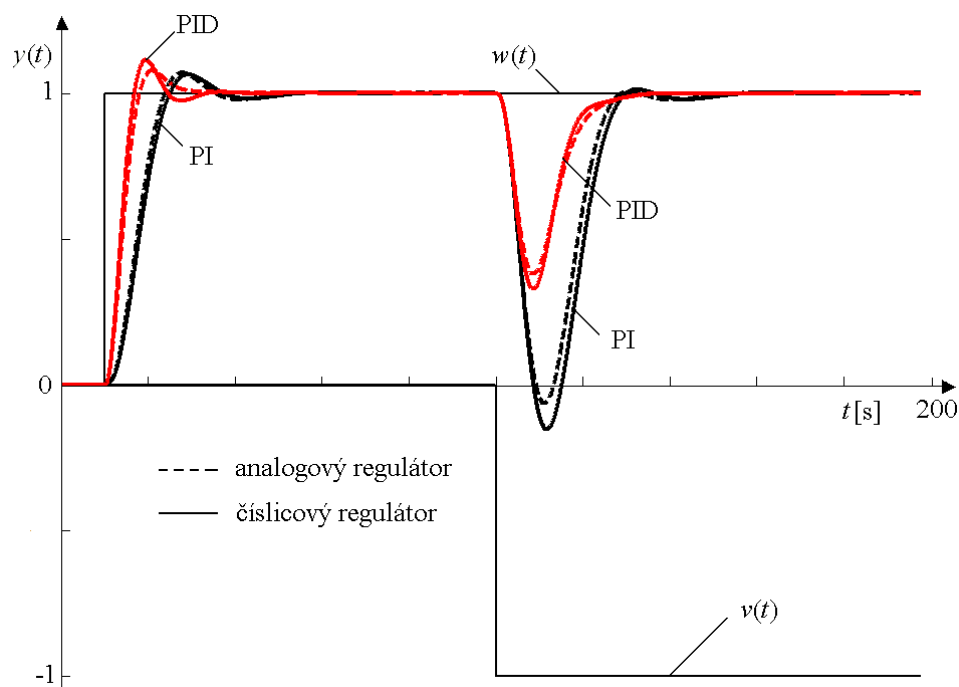
Analogový regulátor PID ($T = 0$)

$$K_p^* \doteq 1,05; T_I^* = 7,57; T_D^* \doteq 1,9.$$

Číslicový regulátor PID ($T = 0,5$)

$$K_p^* \doteq 0,98; T_I^* = 7,07; T_D^* \doteq 1,77.$$

Získané průběhy jsou na obr. 3.19 a je zřejmé, že i přes poměrně hrubou aproximaci L-přenosu soustavy je regulace poměrně kvalitní.



Obr. 3.19 Regulační obvod s konvenčními regulátory PI a PID seřízenými metodou MPM pro $\kappa \approx 0,05$ (5 %) – příklad 3.3

4 Závěr

V učebních textech jsou uvedeny a vysvětleny základní struktury konvenčních analogových i číslicových regulátorů s jedním stupněm volnosti a popsány jejich nejdůležitější vlastnosti. Krátce jsou zde uvedeny jednoduché, ale účinné metody úprav přenosů regulovaných soustav na požadované tvary. Po stručném přehledu nejpoužívanějších ukazatelů kvality regulačního pochodu je podrobně popsána a odvozena metoda požadovaného modelu, která umožňuje snadné a rychlé seřízení konvenčních regulátorů na předem zvolený překmit.

Pro důkladnější studium a rozšíření znalosti je možné použít doporučenou literaturu.

Literatura

- ALFARO, V. M. (2004) *Evolución y tendencias en el desarrollo de los métodos de sintonización de controladores PID*. Departamento de Automática, Escuela de Ingeniería Eléctrica Universidad de Costa Rica, 2004, 77 p.
- ÅSTRÖM, K. J., HÄGGLUND, T. (2006) *Advanced PID Control*. ISA – Instrumentation, Systems, and Automation Society, Research Triangle Park, 2006, 460 p.
- BALÁTĚ, J. (2003) *Automatické řízení*. BEN – technická literatura, Praha, 2003, 654 str.
- BRZÓZKA, J. (2002) *Regulatory cyfrowe w automatyce*. Wydawnictwo MIKOM, Warszawa, 2002, 358 str.
- FINDEISEN, W. (1969) *Technika regulacji automatycznej*. Wydanie II zmienione. Państwowe Wydawnictwo Naukowe, Warszawa, 1969, 441 str.
- GÓRECKI, H. (1971) *Analiza i synteza układów regulacji z opóźnieniem*. Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa, 1971, 372 str.
- HANUŠ, B. (1998) *Ústní sdělení*
- HOUPIŠ, C. H., LAMONT, G. B. (1992) *Digital Control Systems. Theory, Hardware, Software*. Second Edition. McGraw-Hill, Singapore, 1992, 752 p.
- KHALIL, H. K. (1996) *Nonlinear Systems*. Second Edition. Prentice-Hall, Upper Saddle River, 1996, 734 p.
- KOZIOŁ, R., SAWICKI, J., SZKLARSKI, L. (1992) *Digital Control of Electrical Drives*. PWN – Polish Scientific Publishers – Elsevier Science Publishers, Warszawa – Amsterdam, 1992, 206 p.
- KUO, B. C. (1992) *Digital Control Systems*. Second Edition. Sounders College Publishing, New York, 1992, 751 p.
- LANDAU, I. D., ZITO, G. (2006) *Digital Control Systems. Design, Identification and Implementation*. Springer – Verlag, London, 2006, 484 p.
- O'DWYER, A. (2003) *Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules*. Imperial College Press, London, 2003, 375 p.
- O'DWYER, A. (2006) *Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules*. Second Edition. Imperial College Press, London, 2006, 545 p.
- O'DWYER, A. (2009) *Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules*. Third Edition. Imperial College Press, London, 2009, 608 p.
- PIVOŇKA, P. (2003a) *Číslicová řídicí technika*. FEKT VUT v Brně, Brno, 2003a, 151 str.
- PIVOŇKA, P. (2003b) *Vyšší formy řízení*. FSI VUT v Brně, Brno, 2003b, 74 str.
- PIVOŇKA, P., SCHMIDT, M. (2007) Comparative Analysis of Discrete Derivative Implementations in PID Controllers. In: *Proceedings of the 11th WSEAS International Conference on SYSTEMS*, Agios Nikolaos, Crete Island, Greece, July 23-25, 2007, pp. 33-37
- Poradnik Inżyniera Automatyka*. Pod redakcją W. FINDEISENA. (1969) Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa, 1969, 887 str.
- ROTAČ, V. Ja. (1985) *Teorija avtomatičeskogo upravljenja teploenergetičeskimi procesami*. Energoatomizdat, Moskva, 1985, 295 str.

- SASTRY, S. (1999) *Nonlinear Systems. Analysis, Stability, and Control*. Springer-Verlag, New York, 1999, 667 p.
- SAWICKI, J., PIĄTEK, K. (2004) *Wstęp do teorii sterowania cyfrowego*. AGH Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-dydaktyczne, Kraków, 2004, 201 str.
- SKOGESTAD, S. (2003) Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning. *Journal of Process Control*, 13 (2003), p. 291-309
- SKOGESTAD, S. (2004) Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning. *Modeling, Identification and Control*, 2004, Vol. 25, No. 2, p. 85-120
- STREJC, V. (1966) *Teorie lineární regulace*. FE ČVUT, Praha, 1966, 169 str.
- ŠVARC, I., ŠEDA, M., VÍTEČKOVÁ, M. (2007) *Automatické řízení*. VUT v Brně, Brno, 2007, 324 str.
- ŠULC, B., VÍTEČKOVÁ, M. (2004) *Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů*. Vydavatelství ČVUT, Praha, 2004, 333 str.
- VISIOLI, A. (2006) *Practical PID Control*. Springer – Verlag, London, 2006, 310 p.
- VÍTEČEK, A. (2009) *Dobór nastaw regulatorów analogowych*. Wydawnictwo Politechniki Świętokrzyskiej Kielce, 2009, 56 str.
- VÍTEČKOVÁ, M. (1992) *Využití metod inverze dynamiky při syntéze systémů řízení*. Kandidátská disertační práce, FS VŠB-TUO, Ostrava, 1992, 127 str.
- VÍTEČKOVÁ, M. (1993) *Syntéza lineárních regulačních obvodů. Metoda inverze dynamiky*. Pomocný učební text, FS VŠB-TU Ostrava, 1993, 58 str.
- VÍTEČKOVÁ, M. (1996) *Syntéza číslicových a analogových regulačních obvodů metodou inverze dynamiky*. Habilitační práce, FS VŠB-TUO, Ostrava, 1996, 90 str.
- VÍTEČKOVÁ, M. (1998) *Seřízení regulátorů metodou inverze dynamiky*. FS VŠB-TUO, Ostrava, 1998, 56 str.
- VÍTEČKOVÁ, M., VÍTEČEK, A. (2008) *Základy automatické regulace*. 2. Přepřacované vydání. FS VŠB-TUO, Ostrava, 2008, 244 str.
- VÍTEČKOVÁ, M., VÍTEČEK, A. (2011) *Vybrané metody seřizování regulátorů*. FS VŠB-TUO, Ostrava, 2011, 230 str.
- ZÍTEK, P. (1998) *Time Delay Control System Design Using Functional State Models*. CTU Publishing House, Prague, 1998, 93p.
- ZÍTEK, P., VÍTEČEK, A. (1999) *Návrh řízení systémů se zpožděními a nelinearitami*. Vydavatelství ČVUT, Praha, 1999, 165 str.


7 ZÁVĚR



Čas ke studiu: 5 min



Cíl:

 Shrnutí přínosu případové studie pro tvorbu učebních textů.

Cílem případové studie pro týmovou tvorbu učebních textů z oblasti teorie automatického řízení je ukázat na nejdůležitější problémy, které mohou vzniknout při jejich zpracování a na to, jak těmto problémům předcházet a jak je řešit. Jsou zde shrnuty poznatky a zkušenosti získané autory při přípravě a vytváření studijních opor ve spolupráci s pracovníky i z jiných vysokých škol, v tom i zahraničních. Hlavní pozornost je věnována spolupráci autorského týmu, která musí být postavena na vzájemném respektu a důvěře a také na přísném dodržení předem dohodnutých pravidel.

Studie ukazuje na důležitost správného vytýčení cíle, kterého chce autorský tým dosáhnout ve zpracovaných učebních textech a na nutnost vyvážení jednotlivých požadavků na texty jak z hlediska srozumitelnosti a názornosti, tak i z hlediska dostatečného teoretického základu a praktických aplikačních příkladů. Obsahuje kompletní učební texty zpracované na základě doporučení uvedených v případové studii. V příloze je doplněna ukázkami konkrétních učebních textů, na kterých se autoři studie podíleli a které demonstrují jejich základní možné struktury.

8 PŘÍLOHY



Čas ke studiu: 1 hodina



Cíl:

✚ Ukázat na vybraných publikacích skladbu učebních textů, knih a monografií.

V přílohách jsou uvedeny některé praktické ukázky různých učebních textů, a to domácích i zahraničních, na kterých se podíleli rovněž autoři této studie a které pokrývají svým pojetím a odlišnostmi problematiku jejich tvorby. Vždy jsou uvedeny kopie přední desky, některých zajímavějších částí a celého obsahu, ze kterého je patrna struktura publikace a řazení jednotlivých kapitol.

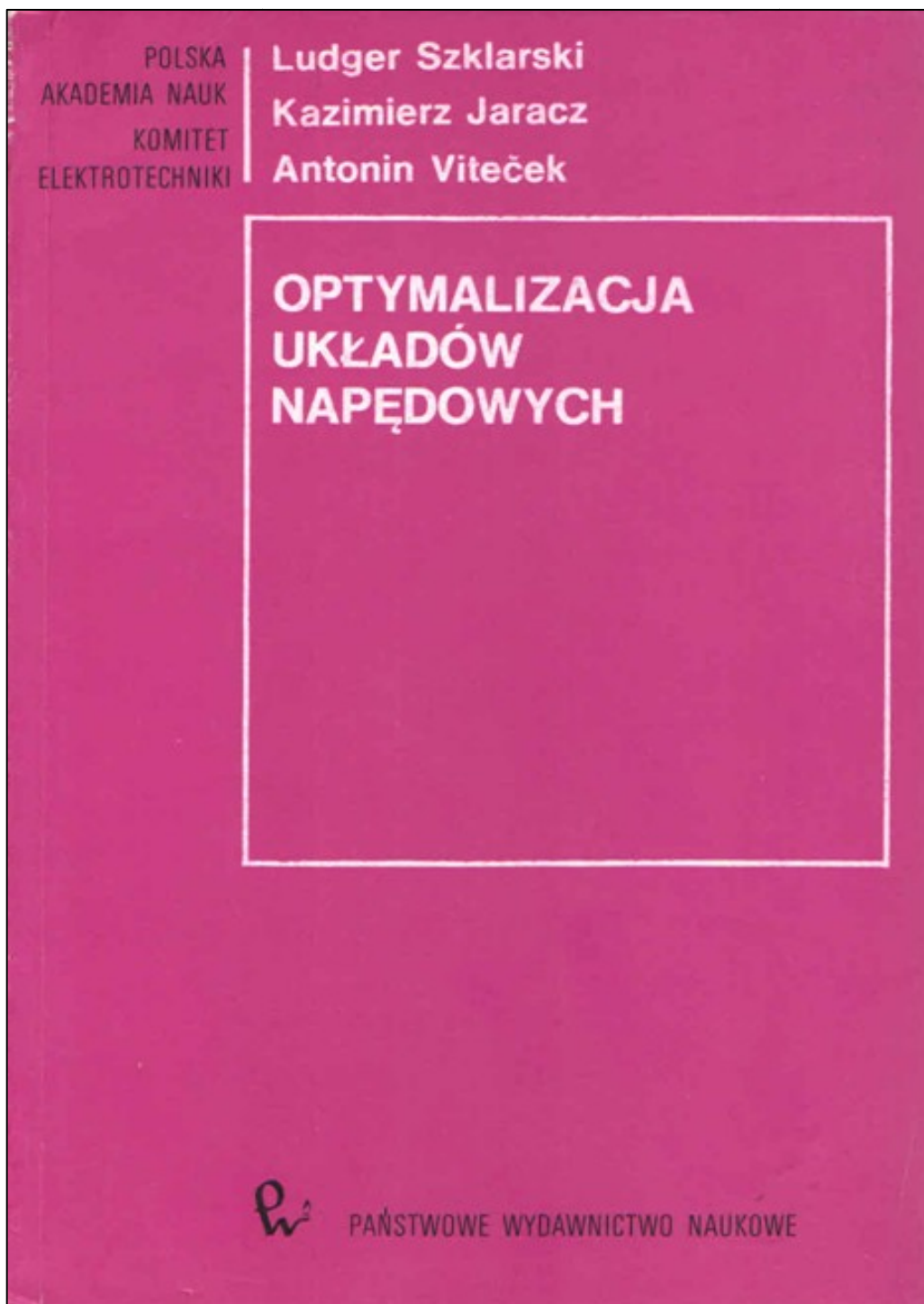
8.1 Zahraniční učebnice monografického charakteru: Optymalizacja układów napędowych

Na tvorbě učebnice monografického charakteru určené pro studenty magisterského a doktorského studia a pracovníky zabývající se elektrickými pohony a automatizací se podílel mezinárodní autorský tým z Polska a bývalého Československa. Vedoucím a hlavním autorem byl prof. Dr. hab. profesor Ing. Ludger Szklarski, Dr.h.c. mult., řádný člen Polské akademie věd, dalšími členy byli dr. Ing. Kazimierz Jaracz z Krakovské pedagogické akademie a doc. Ing. Antonín Víteček, CSc. z VŠB v Ostravě. Vzhledem k velmi vysokému funkčnímu i odbornému postavení vedoucího autora a problémům s vzájemnou komunikací (výjezdy z Československa do Polska a naopak byly pouze na oficiální pozvání, písemná komunikace byla velmi pomalá) vzájemná spolupráce byla velmi náročná, ale také velmi užitečná a plodná. Díky přátelskému a velmi vlídnému přístupu prof. Szklarského k mladým a nezkušeným spoluautorům se podařilo zpracovat kvalitní publikaci, která získala Cenu ministra školství Polské republiky.

Při zpracování učebnice musely být dodrženy formální požadavky dané zvyklostmi Polské akademie věd a Státním vědeckým nakladatelstvím. Zadní strana přední desky a přední strana zadní desky uvádí všechny publikace vydané v dané knižnici (sérii). Úvod je umístěn vpředu, literatura je uváděna po každé kapitole, použitá literatura je citována číslem v hranatých závorkách.



Ukázka 1



Spis treści

Wstęp	9
Literatura	11
1. Zagadnienie algorytmów różniczkujących w układach regulacji – regulatory typu PMD	12
1.1. Wprowadzenie	12
1.2. Różniczkowanie sygnału wyjściowego	13
1.3. Różniczkowanie sygnału uchybu	15
Literatura	17
2. Sterowanie optymalne układów napędowych	18
2.1. Wprowadzenie do zagadnienia	18
2.2. Intuicyjne sformułowanie problemu	19
2.3. Kilka przykładów	20
2.4. Matematyczne sformułowanie problemu	27
2.4.1. Model matematyczny obiektu	27
2.5. Twierdzenia pomocnicze	29
2.5.1. Twierdzenie	29
2.5.2. Uogólniony opis matematyczny problemu sterowania optymalnego	32
2.5.3. Kryteria optymalności sterowania	33
2.5.4. Sterowanie czasowo optymalne (przykład problemu sterowania optymalnego)	51
2.6. Rachunek wariacyjny	55
2.6.1. Rozwiązanie problemu sterowania optymalnego	55
2.6.2. Uwagi o zastosowaniach rachunku wariacyjnego do rozwiązania problemu sterowania optymalnego	60
2.7. Zasada maksimum	65
2.7.1. Sformułowanie zasady maksimum	65
2.7.2. Szkic dowodu zasady maksimum dla przykładu sterowania czasowo-optymalnego	66
2.7.3. Zastosowanie zasady maksimum	75
2.8. Określenie sterowania optymalnego metodą szeregów Neumana	86
Literatura	93
3. Przykłady optymalizacji układów napędowych	95
3.1. Sterowanie optymalne silnika prądu stałego przy kwadratowych wskaźnikach jakości	95
3.2. Optymalne przebiegi prądu i prędkości silnika przy momencie obciążenia zewnętrznego zależnym od czasu	122
3.3. Sterowanie czasooptymalne układów napędowych	127
3.3.1. Sterowanie prądowe napędu maszyny wyciągowej	127
3.3.2. Sterowanie czasooptymalne przekształtnikowego układu napędowego	136
Literatura	139
4. Optymalizacja parametryczna układów napędowych z zakłóceniami stochastycznymi	140
4.1. Minimalny uchyb średniokwadratowy – jako kryterium projektowe układu	140
4.2. Dobór parametrów regulatora w układzie stabilizacji napięcia prądnicy obcowzbudnej przez zastosowanie metody residuów	141

4.3. Określenie współczynnika wzmocnienia regulatora prędkości w układzie napędowym pracującym w warunkach zakłóceń stochastycznych	148
4.3.1. Lista symboli	149
4.3.2. Dobór współczynnika wzmocnienia regulatora prędkości na podstawie kryterium minimum wariancji prędkości kątowej układu napędowego	150
4.4. Porównanie wartości parametrów regulatora dobranych według kryterium optimum modułowego (OM) i optimum symetrycznego (OS) oraz minimum wariancji wielkości regulowanej	152
4.4.1. Porównanie wartości parametrów regulatora dobranych według kryterium optimum modułowego i kryterium minimum wariancji wielkości wyjściowej układu regulacji	153
4.4.2. Porównanie wartości parametrów regulatora dobranych według kryterium optimum symetrycznego i kryterium minimum wariancji wielkości wyjściowej układu regulacji	157
4.4.3. Analiza sygnału błędu przy zakłóceniach zdeterminowanych	162
4.5. Optymalne parametry transmitancji zastępczej układu napędowego optymalizowanego według optimum modułowego i symetrycznego przy kryterium minimum wariancji prędkości kątowej	164
4.5.1. Struktura układu napędowego	166
4.5.2. Dobór regulatora prędkości na podstawie transmitancji standardowej optimum modułowego oraz symetrycznego	167
4.5.3. Formalizacja problemu	169
4.5.4. Wpływ szumu działającego w torze sygnału sterującego na prędkość kątową układu napędowego optymalizowanego według kryteriów optimum modułowego (OM) i symetrycznego (OS)	170
4.5.5. Wpływ szumu w torze momentu obciążenia zewnętrznego na prędkość kątową układu napędowego optymalizowanego według kryteriów optimum modułowego (OM) i symetrycznego (OS)	171
4.5.6. Wnioski	172
4.6. Analiza wariancji prędkości kątowej maszyny roboczej układu napędowego z elementem sprężystym, obciążonego momentem o charakterze stochastycznym	174
4.7. Określenie struktury regulatora metodą opartą na równaniach filtru Wienera-Kolmogorowa	180
4.8. Porównanie optymalnych nastaw regulatorów dobieranych według różnych kryteriów dla obiektu sterowania aproksymowanego równaniem Kùpfmùllera lub Strejca	182
4.8.1. Modele aproksymacyjne Kùpfmùllera i Strejca	182
4.8.2. Dobór nastaw regulatorów	182
4.9. Współczynniki filtracji modelu Kùpfmùllera i Strejca	193
4.10. Względna różnica wariancji na wejściu i wyjściu modelu Kùpfmùllera i Strejca	195
4.11. Średnia częstość przejść sygnału wyjściowego przez zero dla modelu Kùpfmùllera i Strejca	197
4.12. Przechodzenie szumów przez modele aproksymacyjne	199
4.13. Przykład doboru nastaw regulatora w układzie regulacji z obiektem aproksymowanym równaniem Kùpfmùllera i Strejca, pracującym w obecności zakłóceń stochastycznych	200
Literatura	203
5. Sterowanie optymalne układów napędowych w warunkach zakłóceń stochastycznych	204
5.1. Podstawowe określenia	204
5.1.1. Postawienie zadania	206
5.1.2. Wskaźnik jakości	207
5.1.3. Model układu	207
5.1.4. O problemie optymalnej filtracji	209
5.1.5. Algorytm optymalnej filtracji dla rozszerzonego obiektu i rozszerzonego pomiaru	213

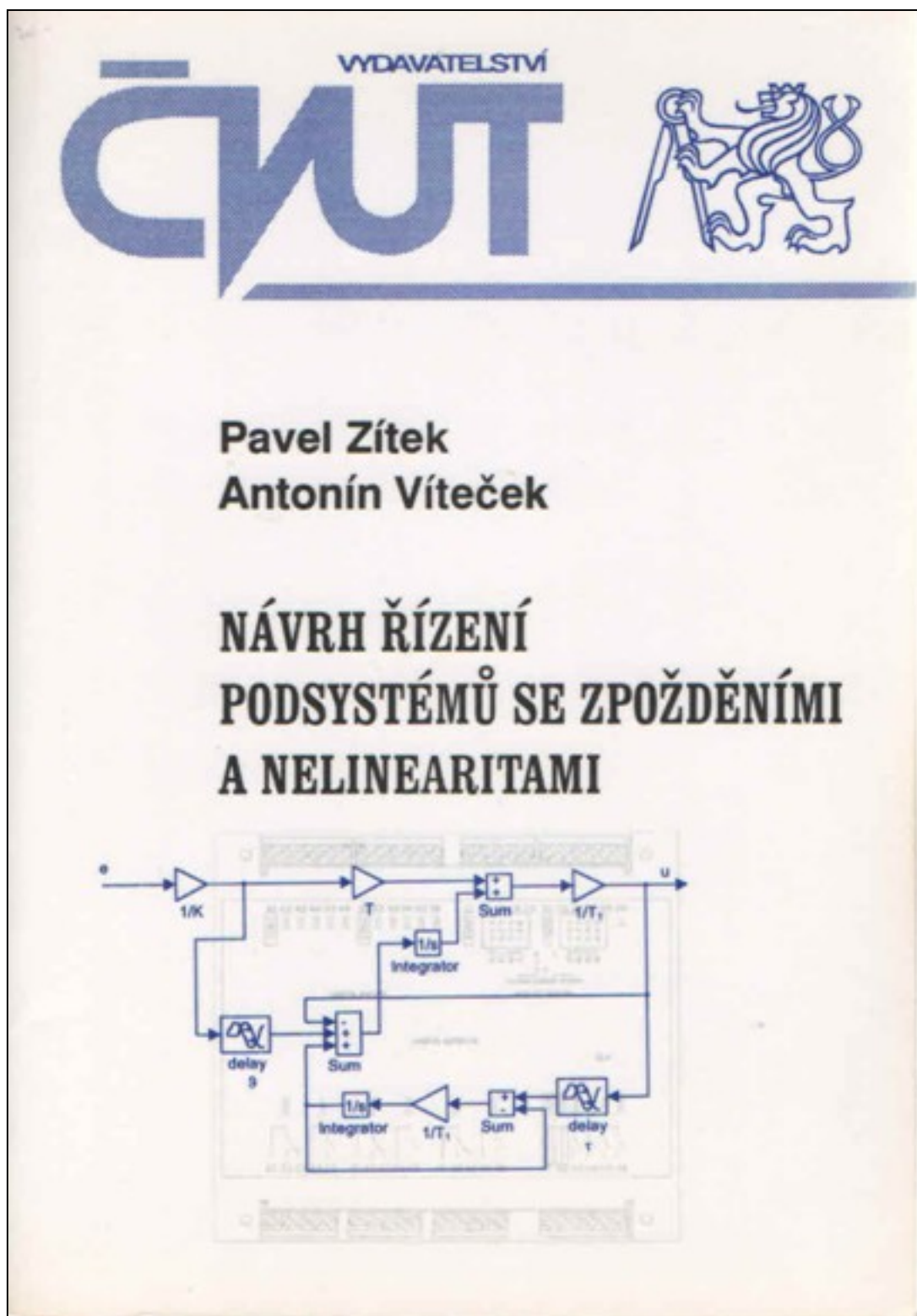
5.1.6. Sterowanie statystycznie optymalne układu liniowego	216
5.1.7. Liniowa teoria zakłóceń i sterowania optymalnego	217
5.2. Sterowanie statystycznie optymalne układu napędowego prądu stałego zawierającego elementy sprężyste	219
5.2.1. Układ sterowania statystycznie optymalnego	219
5.3. Algorytmy sterowania statystycznie optymalnego układu napędowego z silnikiem asynchronicznym, zawierającego elementy sprężyste	225
5.3.1. Model matematyczny silnika asynchronicznego	226
5.3.2. Algorytmy sterowania dla napędu z silnikiem asynchronicznym	230
Literatura	233
6. Wybrane zagadnienia optymalizacji układów napędowych z elementami sprężystymi	234
6.1. Określenie parametrów przebiegów przejściowych prędkości w układzie napędowym prądu stałego, ze sprężystym wałem, na podstawie położenia pierwiastków równania charakterystycznego na płaszczyźnie zespolonej	234
6.2. Określenie parametrów przebiegów dynamicznych w układzie napędowym z elementem nieliniowym i sprężystym wałem w warunkach losowych	238
6.2.1. Analiza elementu nieliniowego ze strefą martwą (luzem) w warunkach losowych	238
6.2.2. Wpływ sprężystego wału i elementu ze strefą martwą na dynamikę układu napędowego w warunkach losowych	239
6.3. Procesy przejściowe w układzie napędowym zawierającym element ze strefą martwą i sprężysty wał przy sinusoidalnym momencie obciążenia	243
6.4. Korekcja addytywna układu napędowego ze sprężystym wałem	247
Literatura	249
7. Równania funkcji wrażliwości układów napędowych	250
7.1. Wrażliwość parametryczna układu napędowego	250
7.1.1. Określenie miary wrażliwości	252
7.1.2. Względna odchyłka modułu charakterystyki częstotliwościowej układu przy zmianach jego parametrów	255
7.2. Wrażliwość porównawcza układu napędowego	257
7.2.1. Określenie miary wrażliwości	257
7.2.2. Wrażliwość porównawcza napędu prądu stałego	260
7.3. Funkcje wrażliwości trajektorii układu napędowego	263
7.3.1. Określenie miary wrażliwości	263
7.3.2. Model wrażliwości trajektorii dla silnika obcowzbudnego prądu stałego	266
7.3.3. Model wrażliwości trajektorii dla układu napędowego prądu stałego	267
7.3.4. Funkcje wrażliwości trajektorii na zmianę współrzędnych ustalonego punktu pracy dla zlinearyzowanego modelu silnika asynchronicznego	269
7.4. Funkcje wrażliwości trajektorii układu sterowania optymalnego napędów elektrycznych na zmiany parametrów	273
7.5. Funkcje wrażliwości trajektorii układu sterowania optymalnego (układu zamkniętego) silnika prądu stałego na zmiany współczynników wagowych w kwadratowym wskaźniku jakości	278
7.5.1. Wrażliwość układu sterowania optymalnego silnika na zmiany współczynników wagowych q_i	279
7.5.2. Wrażliwość układu sterowania optymalnego silnika prądu stałego na zmiany współczynników wagowych r_i	282
7.6. Funkcje wrażliwości trajektorii układu sterowania optymalnego silnika prądu stałego na zmiany wyrazów macierzy sprzężenia zwrotnego	284
7.7. Wrażliwość układu sterowania statystycznie optymalnego napędu na zmiany współczynników wagowych w średniokwadratowym wskaźniku jakości	286
Literatura	291

8.2 Monografie: Návrh řízení podsystémů se zpožděními a nelinearitami

Monografie je určena pro studenty vyšších ročníků magisterského a doktorského studia z oblasti automatického řízení. Je věnována systémům s dopravním zpožděním a nelinearitami. Vedoucím autorem byl prof. Ing. Pavel Zítek, DrSc. z Fakulty strojní ČVUT v Praze, jeden z nejvýznamnějších pracovníků zabývajících se anisochronními systémy, tj. systémy s dopravním zpožděním, které může vystupovat jak ve vstupech, tak i stavových proměnných. Druhým autorem byl prof. Ing. Antonín Víteček, CSc. z Fakulty strojní VŠB-TU Ostrava. Komunikace mezi oběma autory byla bezproblémová a také při závěrečném zpracování nevznikly žádné problémy. Zde je zajímavé, že publikace sestává ze dvou relativně samostatných částí, každá se svou použitou literaturou, ale označení je společné pro obě části. Celá zadní deska a některé strany před ní jsou použity pro propagaci sponzorujících institucí.



Ukázka 2



<i>Obsah</i>	5
Obsah	
Předmluva	7
Část I Návrh řízení lineárních podsystemů se zpožděními	9
1 Modely systémů se zpožděním	10
1.1 Úloha zpoždění v modelech procesů	11
1.2 Jednoduchý model procesu se zpožděním	14
1.3 Stavová formulace systému se zpožděním	21
1.4 Závěr	29
2 Syntéza zpětnovazebního řízení systémů se zpožděním	30
2.1 Metoda inverze přenosu soustavy	30
2.2 Metoda optimálního modulu pro systém se zpožděním	32
2.3 Funkcionální modifikace metody vnitřního modelu	35
2.4 Metoda inverze v aplikaci na víceparametrový proces	41
2.5 Závěr	46
3 Využití komplexní roviny v návrhu	48
3.1 Charakteristický kvazipolynom lineárního systému se zpožděním	48
3.2 Kritérium stability podle přírůstku argumentu $M(s)$	49
3.3 Kritérium předepsaného útlumu vlastních kmitů	54
3.4 Kontrola reálných nul $M(s)$	56
3.5 Závěr	58
4 Stavová zpětná vazba systému se zpožděním	59
4.1 Funkcionální zobecnění pojmu stavové zpětné vazby	59
4.2 Řiditelnost systému se zpožděním	64
4.3 Integrovní složka ve stavové zpětné vazbě	66
4.4 Návrh stavové zpětné vazby s kompenzací zpoždění	70
4.5 Závěr	75
5 Pozorovatel anizochronního stavu	77
5.1 Princip pozorovatele anizochronního stavu	77
5.2 Spektrální pozorovatelnost stavu systému se zpožděním	79
5.3 Separabilita lokálního pozorovatele	81
5.4 Kompenzace zpoždění v dynamice pozorovatele	83
5.5 Pozorovatel redukováného řádu	86
5.6 Závěr	88
Literatura	90

Obsah	6
Část II Návrh řízení standardních nelineárních podsystemů	95
6 Modely standardních nelineárních podsystemů	96
6.1 Standardní nelineární podsystemy	96
6.2 Řiditelnost standardních nelineárních podsystemů	104
6.3 Závěr	107
7 Transformace na standardní nelineární podsystemy	108
7.1 Exaktní transformace	108
7.2 Transformace pomocí doplňkových proměnných	118
7.3 Závěr	121
8 Návrh řízení metodou agregace	122
8.1 Řízení na základě účelového funkcionálu	122
8.2 Řízení na základě modelu	134
8.3 Závěr	138
9 Návrh robustního řízení	139
9.1 Řízení s vysokým zesílením	139
9.2 Řízení v klouzavém režimu	152
9.3 Kombinované řízení	157
9.4 Závěr	159
Literatura	160
Seznam použitých symbolů	163

Část I

NÁVRH ŘÍZENÍ LINEÁRNÍCH PODSYSTÉMŮ SE ZPOŽDĚNÍMI

Část II

NÁVRH ŘÍZENÍ STANDARDNÍCH NELINEÁRNÍCH PODSYSTEMŮ

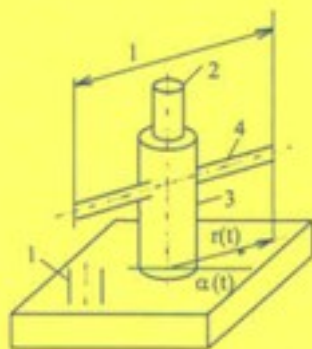
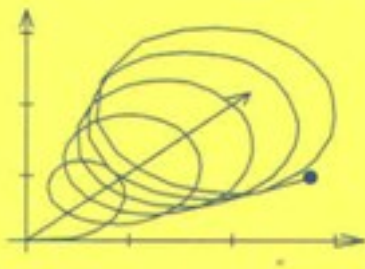
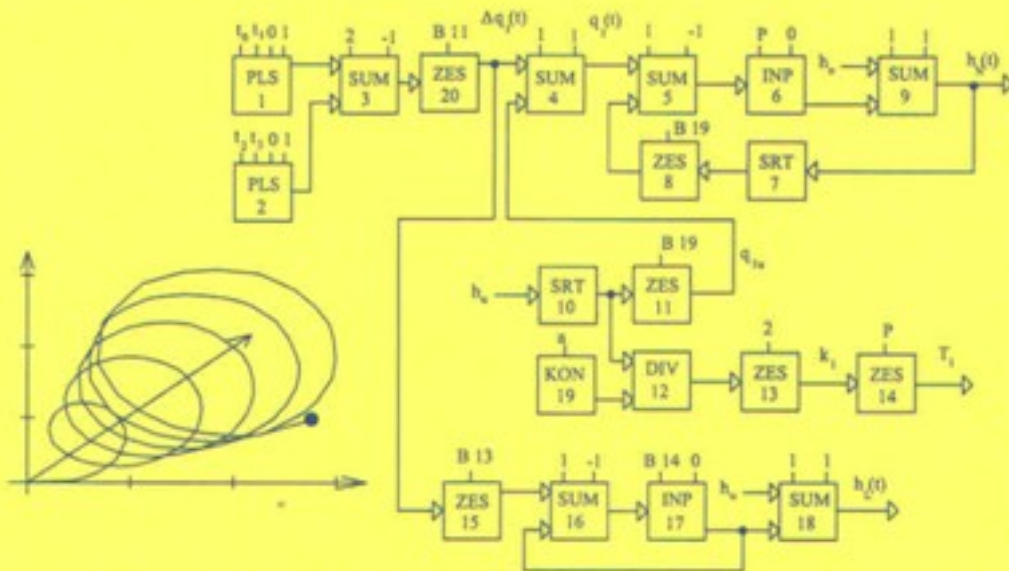
8.3 Skripta: Programová podpora simulace dynamických systémů. Sběrka řešených příkladů.

Uvedena skripta jsou ukázkou dobré spolupráce většího autorského týmu, který se skládal ze sedmi členů. Vedoucím autorského týmu byl doc. Ing. Radim Farana, CSc. Zde se ukázala důležitost na domluvě týkající se označení a terminologie. Bez této nutné podmínky by tato skripta vůbec nemohla vzniknout. Protože všichni autoři byli pracovníky z jediného pracoviště, komunikace mezi vedoucím autorem a ostatními členy autorského týmu byla snadná a velmi dobrá. Použitá literatura je uváděna k jednotlivým kapitolám. Vzhledem k různé tematice v jednotlivých kapitolách, skripta byla opatřena rejstříkem.



Ukázka 3

Programová podpora simulace dynamických systémů Sbírka řešených příkladů



Ostrava - 2002

Radim Farana
Lenka Landryová
Jolana Lokosová
Lubomír Smutný
Antonín Víteček
Miluše Vítečková
Renata Wagnerová

Obsah

1. Základní pohyby těles.....	9
1.1. Přímocháry zrychlený pohyb.....	9
1.2. Rovnoměrně zrychlený pohyb bodu po kružnici.....	12
1.3. Vrh svislý.....	17
1.4. Vrh šikmý.....	18
1.5. Kyvadlo.....	21
1.6. Pohyb vázaného bodu - pohyb po nakloněné rovině.....	25
1.7. Pohyb vázaného bodu - pohyb po nakloněné rovině s přechodem na vodorovnou plochu.....	28
1.8. Pohyb tělesa v pružném prostředí.....	30
1.9. Pohyb dvojice vázaných těles.....	34
1.10. Literatura k simulaci základních pohybů těles.....	38
2. Regulované soustavy.....	39
2.1. Proces hromadění materiálu na skládce.....	39
2.2. Nádrž s odčerpáváním kapaliny.....	41
2.3. Nádrž s volným odtokem kapaliny.....	45
2.4. Rekuperátor pro oběv vzduchu.....	50
2.5. Stejnoseměný motor s konstantním buzením.....	53
2.6. Literatura k regulovaným soustavám.....	58
3. Regulační obvody.....	59
3.1. Regulace nádrže s odčerpáváním.....	59
3.2. Regulace nádrže s volným odtokem.....	64
3.3. Regulace vysunutí ramena manipulátoru.....	68
3.4. Regulace natočení sloupu manipulátoru.....	73
3.5. Regulace množství sypké hmoty v zásobníku.....	79
3.6. Literatura k regulačním obvodům.....	84
4. Ekologické systémy.....	85
4.1. Ledovcové jezero.....	85
4.2. Růst bakteriální populace.....	90
4.2.1. Exponenciální růst bakteriální populace.....	90
4.2.2. Logistický růst.....	91
4.2.3. Růst podle Hutchinsonovy rovnice.....	92
4.3. Růst v prostředí s omezenými zdroji.....	93
4.4. Osídlování ostrova.....	96
4.5. Systém příjmu potravy.....	97
4.6. Systém kořist-dravec.....	101
4.7. Přenos energie v jezerním ekosystému.....	105
4.8. Literatura k ekologickým systémům.....	109
7. Závěr.....	111
8. Rejstřík.....	112

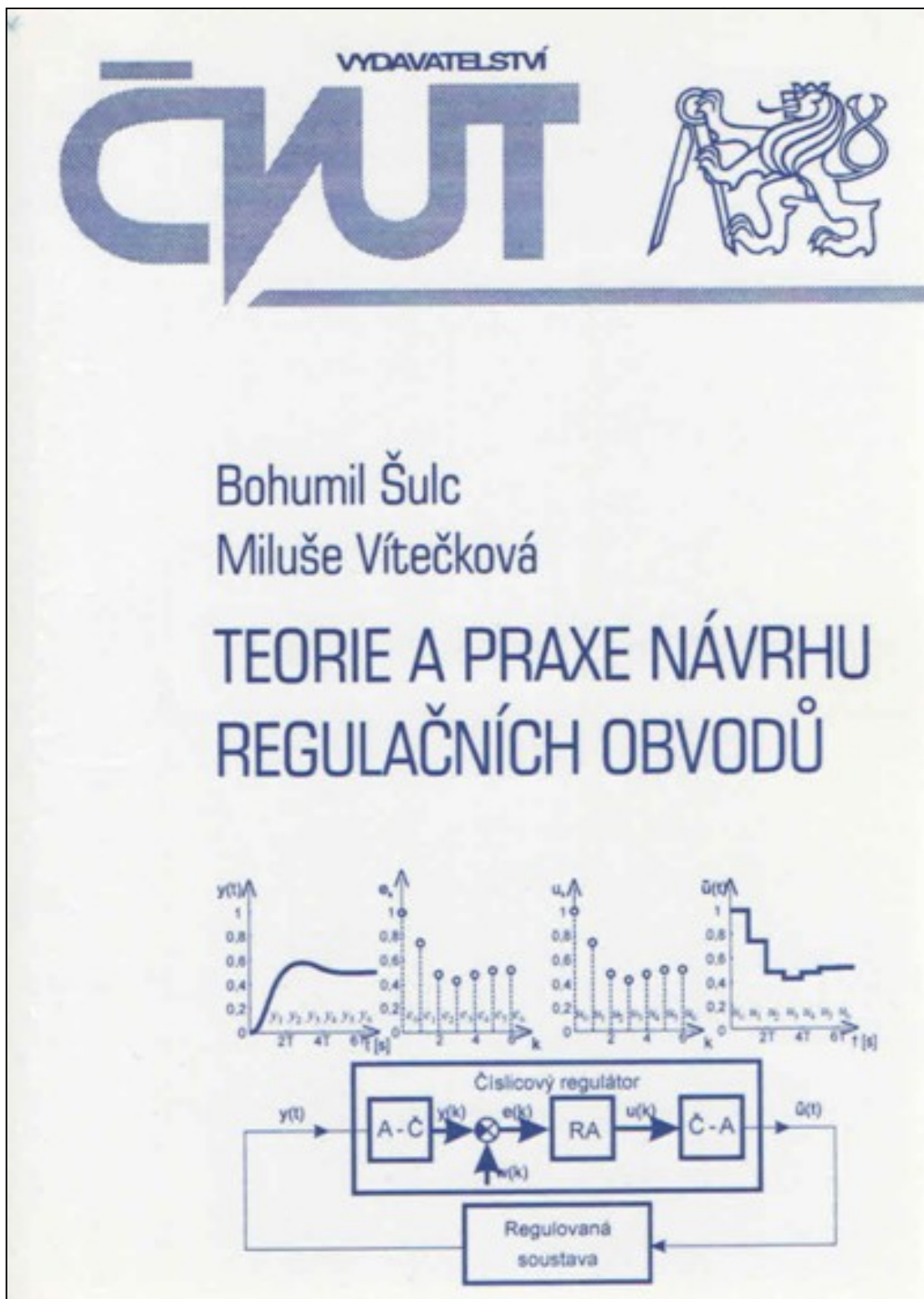
8.4 Monografie: Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů

Monografie je určena především pro studenty magisterského a doktorského studia z oborů a zaměření z oblasti automatizace a technické kybernetiky. Její struktura a obsah jsou přizpůsobeny i požadavkům pracovníků z praxe. Vedoucím autorem byl doc. Ing. Bohumil Šulc, CSc. z Fakulty strojní ČVUT v Praze a druhým autorem byla doc. Ing. Miluše Vítečková, CSc. z Fakulty strojní VŠB-TU Ostrava. Vzhledem k tomu, že oba autoři se problematikou návrhu regulačních obvodů dlouhodobě zabývají, vzájemná spolupráce na společné publikaci byla velmi dobrá a efektivní. Vznikla tak první ucelená publikace v českém jazyce věnována návrhu regulačních obvodů. V předmluvě autoři děkují nejenom lektorovi, ale i posuzovatelům návrhu na vydání monografie. Je zde také uvedeno, že autoři monografii věnují svým rodičům.

Publikace obsahuje rejstřík s vyznačením, kde je dané heslo podrobně zpracováno. Velmi netradičně je zpracována literatura, která je rozdělena do několika částí. Citovaná literatura (Knižní publikace; Skripta – učební texty; Články v časopisech; Příspěvky na kongresech, konferencích, seminářích; Disertační a diplomové práce) a literatura doporučená nezahrnující již citovanou literaturu (Knižní publikace; Skripta – učební texty; Články v časopisech; Příspěvky na kongresech, konferencích, seminářích; Disertační a diplomové práce; Jiná literatura; Odkazy na webové stránky). Kromě základního značení jsou zde uvedeny poznámky k používání jednotek a symbolů. Základní značení a obsah jsou uvedeny na konci monografie. Poslední stránky a zadní deska obsahují propagační materiály sponzorujících firem.



Ukázka 4



OBSAH

OBSAH ————— 329

OBSAH

KAPITOLA 1 REGULAČNÍ OBVOD	
– základní představy o účelu, funkci a nástrojích.....7	
1.1 Vývoj přístupů k návrhu a technické realizaci regulace.....7	
1.1.1 Přečod od regulace jako integrální součásti konstrukce daného zařízení k realizaci pomocí obvodu.....7	7
1.1.2 Důsledky oddělené přístrojové realizace členů regulačního obvodu.....8	8
1.1.3 Řízení, regulace a ovládání.....10	10
1.2 Uspořádání a princip funkce regulačního obvodu, názvosloví.....12	
1.2.1 Regulační obvod.....12	12
1.2.2 Strukturální pohled na syntézu regulačního obvodu.....16	16
1.3 Číslicový a analogový regulační obvod – rozdíly v typech signálů a jejich interpretaci.....18	
1.3.1 Schéma číslicového regulačního obvodu.....18	18
1.3.2 Signály a jejich transformace v číslicové části.....20	20
Matematická interpretace.....22	22
Technická interpretace.....23	23
1.4 Přehled matematických prostředků lineárního popisu regulačního obvodu a jeho částí.....25	
1.4.1 Různé podoby formulací systémů pro spojité části obvodu.....25	25
Vnější popis relacemi vstup – výstup.....25	25
Obrazové vyjádření, přenos.....27	27
Charakteristiky systému (separametrické modely).....28	28
Axiomatické a neaxiomatické modely.....29	29
Vnitřní (stavový) popis.....30	30
1.4.2 Přečod k formulacím v diskrétním čase.....31	31
Přesná a přibližná diskretizace.....31	31
Přesná diskretizace přenosu soustav.....33	33
Přesná diskretizace stavového modelu.....35	35
Přibližné metody diskretizace.....37	37
1.4.3 Přenosové aproximace regulovaných soustav pro syntézu obvodu z naměřených přechodových charakteristik.....38	38
Nekmitavé proporcionální regulované soustavy.....40	40
Strejcova metoda identifikace přenosu s násobnou časovou konstantou.....42	42
Kmitavé proporcionální regulované soustavy ($0 < \xi_0 < 1$).....43	43
Integrační regulované soustavy.....48	48
Přibližná grafická metoda konstrukce exponenciálního průběhu.....50	50
Přímá úprava přenosů.....53	53

OBSAH

330	OBSAH
KAPITOLA 2 STANDARDNÍ P-I-D REGULÁTORY	
a některé jejich charakterické rysy při regulaci55	
2.1 Cíl regulace.....	55
2.1.1 Základní typy regulátorů.....	57
2.1.2 Bezrozměrné normované vyjádření.....	58
2.2 Základní regulační funkce.....	61
2.2.1 Proporcionální regulace.....	63
2.2.2 Integrovní regulace.....	65
2.2.3 Derivační regulace.....	69
2.2.4 Spojení základních regulačních funkcí P-I-D.....	72
Paralelní a sériové spojení základních regulačních funkcí.....	72
Základní složky při spojení do PID regulace.....	75
2.2.5 Regulátory se dvěma stupni volnosti.....	76
PID regulátor se dvěma stupni volnosti.....	77
Dva stupně volnosti u regulátorů typu PI nebo PD.....	79
Vnitřní filtrace šumu.....	80
2.3 Vytváření diskretních náhrad spojitých PID regulátorů.....	84
2.3.1 Odvození polohového a přírůstkového číslicového PID algoritmu diskretní náhradou spojitých operací (<i>Pozn.</i>).....	84
2.3.2 Shodnost a rozdílnost číslicové a analogové regulace.....	88
2.3.3 Podmínky pro zachování PID charakteru přechodové odezvy tříčlenného algoritmu.....	90
2.3.4 Regulátory se dvěma stupni volnosti a filtrace.....	92
KAPITOLA 3 DOPLŇKY PID FUNKCE	
požadované od regulátorů při použití v praxi.....87	
3.1 Beznárazové přepínání.....	87
3.1.1 Analogové provedení.....	88
3.1.2 Číslicová realizace beznárazového přepínání.....	91
3.2 Antiwind-up.....	93
3.2.1 Zjištění absence antiwind-up opatření u regulátorů a možné důsledky.....	93
3.2.2 Opatření pro odstranění wind-up efektu.....	96
3.3 Další typické požadavky praxe na číslicové verze PID regulátorů.....	100
3.3.1 Důvody pro zavedení modifikací číslicových PID algoritmů.....	100
3.3.2 Potlačení důsledků skokových změn žádané hodnoty.....	101
3.3.3 Potlačení šumu v diskretních realizacích derivačního členu.....	102
3.3.4 Aliasing.....	105
KAPITOLA 4 SEŘIZOVÁNÍ P-I-D REGULÁTORŮ.....107	
4.1 Hodnocení jakosti regulace.....	107
4.1.1 Integrovní kritéria jakosti regulace.....	109

OBSAH

OBSAH	331
4.1.2. Frekvenční ukazatele kvality regulačního obvodu	113
4.2. Rozdíly v seřizování spojitéch a diskrétních PID regulátorů	116
4.3. Globální metody seřizování	117
4.3.1. Metoda relativního tlumení	117
Michajlova křivka $M(j\omega)$	119
Přibližné určení dominantního kořene	120
Zobecněná Michajlova křivka	121
4.3.2. Metoda bezpečnosti ve fázi	126
Frekvenční charakteristika otevřeného obvodu a Nyquistovo kritérium	126
Nyquistova křivka a bezpečnost ve fázi	127
4.3.3. Metoda kompenzačního seřizení	131
4.3.4. Metoda optimálního modulu	136
Standardní tvar přenosu řízení	141
Standardní tvar přenosu řízení (kompenzační seřizení v metodě optimálního modulu)	144
Postup při seřizování metodou optimálního modulu	146
4.3.5. Metoda požadovaného modelu	150
Postup při seřizování regulátorů metodou požadovaného modelu	155
4.3.6. Metoda násobného dominantního pólu	157
Postup při seřizování metodou násobného dominantního pólu	160
4.4. Experimentální a empirické metody seřizování	162
4.4.1. Zieglerovy-Nicholovy experimentální metody	162
Metoda přechodové charakteristiky	162
Postup při seřizování metodou přechodové charakteristiky	163
Metoda kritických parametrů	165
Postup při seřizování metodou kritických parametrů	166
Metoda čtvrtinového tlumení	169
Postup při seřizování metodou čtvrtinového tlumení	169
4.4.2. Modifikace Zieglerových-Nicholových metod pro číslicové regulátory	170
Postup při seřizování modifikovanými metodami přechodové charakteristiky a kritických parametrů	172
4.4.3. Jiné experimentální a empirické metody seřizování	174
Metoda seřizení regulátorů podle Chiena, Hronese a Reswicka	174
Postup při seřizování metodou Chiena, Hronese a Reswicka	174
Postup při seřizování podle tab. 4-14 a tab. 4-15	178
4.4.4. Metoda seřizení regulátorů metodou „pokus-omyšl“	180
Postup při seřizování regulačního obvodu metodou „pokus-omyšl“	180
4.4.5. Metoda relé	181
KAPITOLA 5. REGULÁTORY S OPTIMALIZOVANOU STRUKTUROU	183
5.1. Diskrétní kompenzační regulace	184
5.1.1. Princip kompenzace dynamiky soustavy v otevřeném obvodu b/b	184
Realizovatelnost přenosu G_0	185
5.1.2. Návrh kompenzačního regulátoru uplatněním principu realizovatelnosti	186
5.1.3. Nemimálnifázovost diskrétního přenosu soustavy a její důsledky na stabilitu obvodu	190
Heuristické odstranění nestability způsobované nemimálnifázovostí přenosu sousta-	

OBSAH

332	OBSAH
	193
	195
5.1.4. Návrh regulátoru na principu přidělení pólů přenosům obvodu	199
Používané struktury obvodu pro návrh s přidělením pólů	199
Volba určujícího polynomu	202
Určení stupňů polynomů v diofantické rovnici a řešení metodou neurčitých koeficientů	207
5.1.5. Algebraická teorie	208
Příklady návrhu regulace v konečném počtu kroků	211
KAPITOLA 6 STAVOVÉ REGULÁTORY	213
6.1 Úvod	213
6.2 Získání stavového popisu	214
6.2.1. Model kaskády dvou nádrží	215
Sestavení bilančních rovnic	215
Linearizace	216
Statické charakteristiky	217
Lineární stavový model kaskády nádrží	217
Převod stavového modelu na matici přenosů	218
6.2.2. Základní kanonické struktury a jejich souvislost s vnějším popisem	222
6.2.3. Transformace souřadnic a změna struktur	227
Operátor transformace	227
Vlastní vektory, vlastní čísla, módy	227
6.2.4. Podobnostní transformace	229
6.3 Proporcionální zpětná vazba od stavových proměnných	231
6.3.1. Sytéza stavové zpětné vazby využívající Frobeniův kanonický tvar	232
Nekmitavý setrvačný systém druhého řádu	233
Korekce statického zesílení	233
Sytéza pro obecný tvar prostřednictvím Frobeniova tvaru	234
6.3.2. Stavově realizovaný návrh regulace v konečném počtu kroků	236
KAPITOLA 7 REGULÁTORY V ROZVĚTVENÝCH OBVODECH REGULACE JEDNÉ VELIČINY	241
7.1 Obvod s pomocnou regulovanou veličinou	241
Postup při seřízení rozvětveného regulačního obvodu s pomocnou regulovanou veličinou	243
7.2 Obvod poměrové regulace	246
Postup při seřízení rozvětveného obvodu poměrové regulace	248
7.3 Obvod s pomocnou akční veličinou	250
Postup při seřízení rozvětveného regulačního obvodu s pomocnou akční veličinou	251
7.4 Obvod s měřením poruchové veličiny	254
Postup při seřízení rozvětveného regulačního obvodu s měřenou poruchovou veličinou	255
7.5 Obvod s vnitřním modelem	257
Postup při seřízení rozvětveného regulačního obvodu s vnitřním modelem	260
7.6 Obvod se Smithovým prediktorem	262

OBSAH

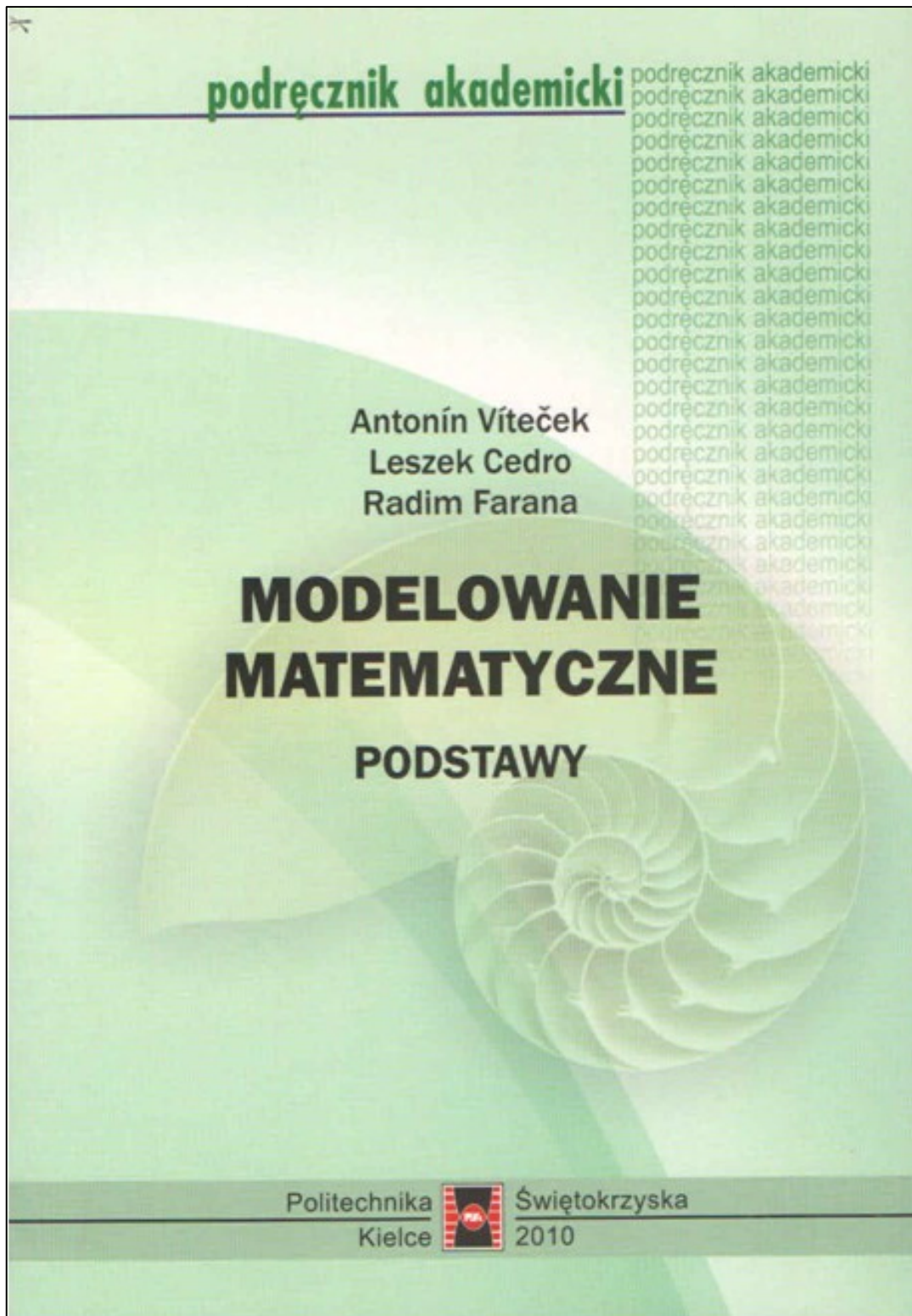
OBSAH	333
Postup při seřazení rozvětveného regulačního obvodu se Smithovým prediktorem	263
PID	264
PID	264
Postup při seřazení rozvětveného regulačního obvodu s modifikovaným Smithovým prediktorem	265
KAPITOLA 8 REGULÁTORY V OBVODECH REGULACE VÍCE VELIČIN S OVLIVNĚNÍM	267
8.1 Souběžná regulace více veličin na jednom objektu	267
8.1.1. Regulační obvod s více vzájemně se ovlivňujícími veličinami	267
8.1.2. Systémy s více vstupy a výstupy	269
Popis přenosovými funkcemi	269
Kanonické (přenosové) struktury systémů s více vstupy a výstupy	271
8.2 Autonomnost regulačních obvodů při souběžné regulaci více veličin	274
8.2.1. Problém vzájemného ovlivnění obvodů při současné regulaci více veličin na jednom objektu	274
8.2.2. Blokové schéma regulačního obvodu s více regulovanými veličinami	277
Podmínky autonomnosti	278
8.2.3. Autonomní regulace dvou veličin	281
8.2.4. Využití nadbytečných akčních veličin k autonomnímu řízení dalších veličin	286
REJSTŘÍK	295
LITERATURA CITOVANÁ	309
Knžní publikace	309
Skripta – učební texty	312
Články v časopisech	314
Příspěvky na kongresech, konferencích, seminářích	314
Diplomové a disertační práce	316
LITERATURA DOPORUČENÁ	317
Knžní publikace	317
Skripta – učební texty	318
Články v časopisech	319
Příspěvky na kongresech, konferencích, seminářích	319
Diplomové a disertační práce	316
POZNÁMKY K POUŽÍVÁNÍ JEDNOTEK A SYMBOLŮ	323
OBSAH	329

8.5 Zahraniční učebnice: Modelowanie matematyczne. Podstawy

Učebnice je určena pro studenty především bakalářského studia oboru Automatizace a robotika. Autorský tým se skládal z vysokoškolských učitelů z České a Polské republiky. Vedoucím autorem byl prof. Ing. Antonín Víteček, CSc. z Fakulty strojní VŠB-TU Ostrava, dalšími autory byli dr. Ing. Leszek Cedro z Fakulty mechatroniky a stavby strojů z Technické univerzity v Kielcích a prof. Ing. Radim Farana, CSc. ze stejné vysoké školy jako vedoucí autor. Zde při spolupráci vznikly určité problémy s domluvou týkající se označení a používané terminologie a také s dodržáním požadavků na formální úpravu danou nakladatelstvím Technické univerzity v Kielcích. Po překonání těchto problémů, spolupráce již byla dobrá. Ze struktury učebnice je zřejmé, že zvyky v Polsku jsou poněkud jiné, např. tabulky Laplaceovy transformace a základních fyzikálních veličin jsou umístěny vpředu i když je zvykem umisťovat je v přílohách.



Ukázka 5



SPIS TREŠCI

Przedmowa	5
Wykaz waŹniejszych symboli, oznaczeŹ i skrótów	7
Przekształcenie Laplace'a	11
Tablica transformat przekształcenia Laplace'a	13
Podstawowe wielkości fizyczne	17
1. Wprowadzenie	19
2. Modele matematyczne systemów dynamicznych	27
2.1. Jednowymiarowe modele matematyczne	28
2.2. Wielowymiarowe modele matematyczne	30
3. Liniowe modele matematyczne systemów dynamicznych	33
3.1. Jednowymiarowe liniowe modele matematyczne	33
3.2. Wielowymiarowe liniowe modele matematyczne	48
4. Linearyzacja nieliniowych modeli matematycznych	53
4.1. Jednowymiarowe nieliniowe modele matematyczne	53
4.2. Wielowymiarowe nieliniowe modele matematyczne	58
5. Klasyfikacja liniowych elementów dynamicznych	61
5.1. Podstawowe elementy proporcjonalne	61
5.1.1. Element proporcjonalny bezinercyjny	62
5.1.2. Element proporcjonalny z inercją pierwszego rzędu	63
5.1.3. Element proporcjonalny z inercją drugiego rzędu	64
5.1.4. Element opóźniający	68
5.1.5. Przesuwnik fazowy pierwszego rzędu	69
5.2. Podstawowe elementy różniczkujące	74
5.2.1. Element różniczkujący bezinercyjny	75
5.2.2. Element różniczkujący z inercją pierwszego rzędu	76
5.3. Podstawowe elementy całkujące	78
5.3.1. Element całkujący bezinercyjny	79
5.3.2. Element całkujący z inercją pierwszego rzędu	80
6. Zasady tworzenia modeli matematycznych	83
6.1. Systemy mechaniczne	84
6.2. Systemy elektryczne	97
6.2.1. Czwórnik	101
6.2.2. Wzmacniacz operacyjny	102
Literatura	119

Podręcznik akademicki „Modelowanie matematyczne – podstawy” przeznaczony jest dla studentów Wydziału Mechatroniki i Budowy Maszyn Politechniki Świętokrzyskiej w Kielcach. Zawiera on podstawowe wiadomości dotyczące zagadnień modelowania matematycznego systemów dynamicznych, z którymi studenci mogą spotkać się podczas studiów.

Publikacja składa się z sześciu rozdziałów, dodatków i wykazu literatury. Rozdział pierwszy poświęcony jest wprowadzeniu i podstawom teorii systemów. W rozdziale drugim opisano powszechnie używane modele matematyczne systemów dynamicznych. Rozdział trzeci przedstawia liniowe modele matematyczne systemów dynamicznych. W rozdziale czwartym opisano linearyzację nieliniowych modeli matematycznych. Rozdział piąty poświęcono podziałowi liniowych elementów dynamicznych. W rozdziale szóstym przedstawiono zasady tworzenia modeli matematycznych różnych systemów dynamicznych. Uwagę skupiono na modelowaniu matematycznym systemów mechanicznych oraz elektrycznych. W dwóch dodatkach zamieszczono tablice transformat Laplace'a oraz podstawowych wielkości fizycznych.



PL ISBN 978-83-88906-28-2

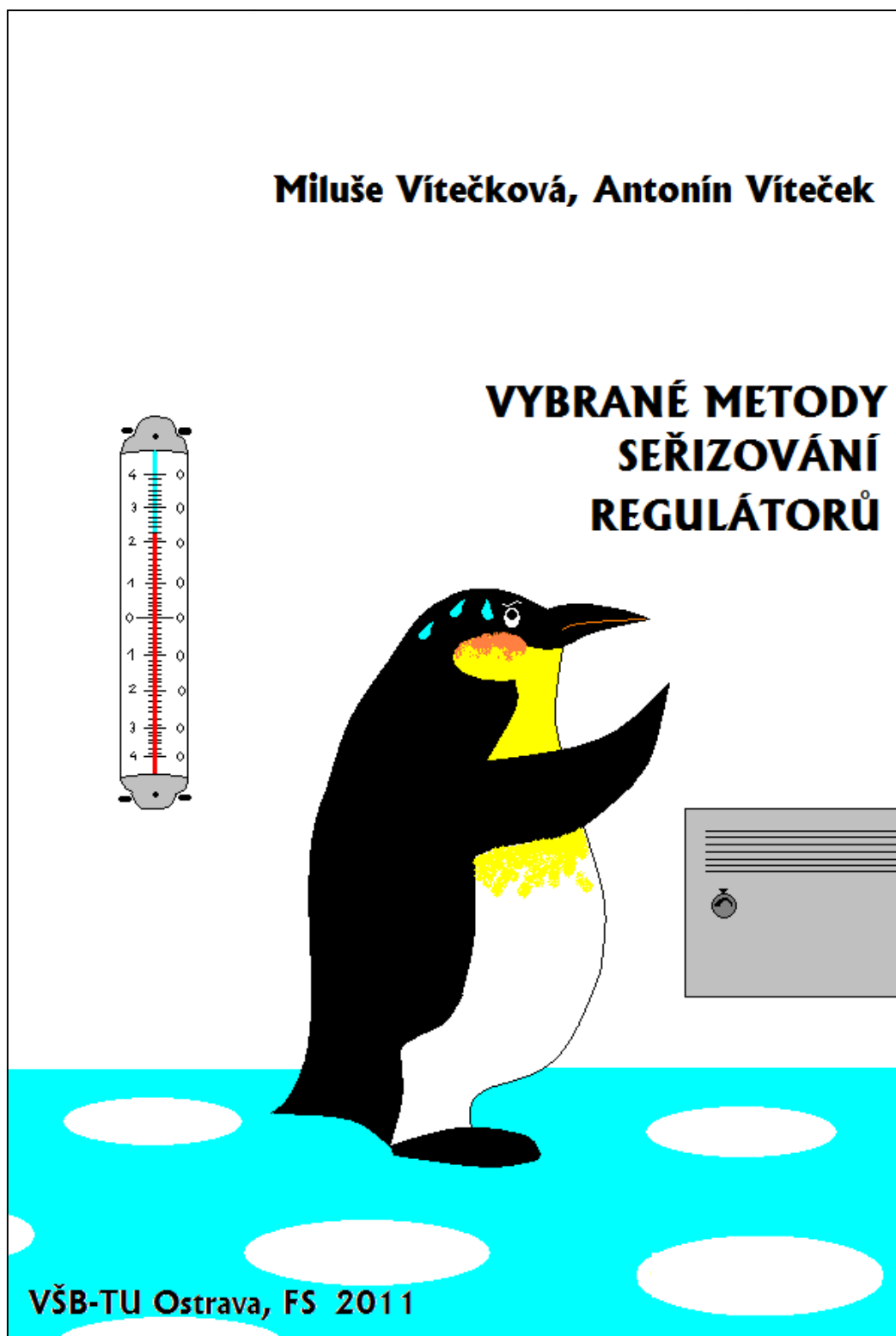
8.6 Monografie: Vybrané metody seřizování regulátorů

Monografie vznikla za podpory grantového projektu. Obsahuje řadu nových výsledků a přístupů, a to získaných jak z dostupné odborné literatury, tak i vlastních, které byly doposud publikovány v příspěvcích na konferencích nebo v časopisech. Její struktura a obsah jsou koncipovány tak, aby mohla sloužit jako vhodný doplněk ke studiu a také odborníkům z praxe. Vzhledem k tomu, že oba autoři spolupracují v oblasti automatického řízení na problematice seřizování regulátorů dlouhou dobu a jsou ze stejného pracoviště, spolupráce při vytváření monografie byla bezproblémová.

Publikace obsahuje veliké množství nejrůznějších grafů, kde jednotlivé průběhy jsou odlišeny nejenom barvou, ale i typem čáry, a proto je vhodná jak pro černobílý, tak i barevný tisk. Umožňuje rovněž pohodlné čtení na vhodných tabletech.



Ukázka 6



Obsah

Seznam základních použitých symbolů	7
Úvod	13
1 Regulační obvody	15
1.1 Základní struktury regulačních obvodů	15
1.2 Regulační obvod s číslicovým regulátorem	18
1.3 Jednotný přístup k regulačním obvodům s analogovými a číslicovými regulátory	24
2 Regulátory	25
2.1 Analogové regulátory s jedním stupněm volnosti	25
2.2 Analogové regulátory se dvěma stupni volnosti	28
2.3 Číslicové regulátory s jedním stupněm volnosti	37
2.4 Číslicové regulátory se dvěma stupni volnosti	41
2.5 Simulační modely regulátorů	42
3 Regulované soustavy	49
3.1 Úprava L-přenosů soustav na základě přechodové charakteristiky	49
3.2 Přímá úprava L-přenosů soustav	53
4 Seřizování regulátorů	57
4.1 Základní ukazatele kvality regulace	57
4.2 Metody seřizování vycházející z uzavřeného regulačního obvodu	68
4.2.1 Experimentální metoda „pokus – omyl“	69
4.2.2 Experimentální metody kritických parametrů	70
4.2.3 Metoda čtvrtinového tlumení	74
4.2.4 Metoda dobrého zesílení	75
4.2.5 Metoda překmitu	76
4.2.6 Zlepšení regulačního pochodu	78
4.3 Metody seřizování vycházející z modelu soustavy	88
4.3.1 Zieglerova-Nicholsova metoda přechodové charakteristiky	88
4.3.2 „Univerzální“ experimentální metoda	91
4.3.3 Metoda SIMC	97
4.3.4 Metoda požadovaného modelu	109

6	<i>Obsah</i>
4.3.5	Metoda optimálního modulu a symetrického optima 135
4.3.6	Metoda násobného dominantního pólu 145
	Příloha P1 – Definiční vztahy a základní vlastnosti D-transformace 173
	Příloha P2 – Převodní tabulky pro analogové regulátory PID 179
	Příloha P3 – Určení kritických parametrů 187
	Příloha P4 – Integrační regulované soustavy 195
	Příloha P5 – Vztah mezi metodou přímé syntézy a metodou vnitřního modelu 197
	Příloha P6 – Volba vzorkovací periody 201
	Příloha P7 – L- a Z-transformace 205
	Literatura 217

9 LITERATURA

1. BALÁTĚ, J. *Automatické řízení*. Praha, BEN – technická literatura, 2003 (2. přepracované vydání 2004, ISBN 80-7300-148-9), 664 str., ISBN 80-7300-020-2
2. BEER, D., MCMURREY, D. *A Guide to Writing as an Engineer*. Third Edition. John Wiley&Sons, Hoboken, 2009, 276 pp. ISBN 978-0-470-41701-0
3. FARANA, R., LANDRYOVÁ, L., LOKOSOVÁ, J., SMUTNÝ, L., VÍTEČEK, A., VÍTEČKOVÁ, M., WAGNEROVÁ, R. *Programová podpora simulace dynamických systémů. Sbíрка řešených příkladů*. Fakulta strojní, VŠB-TU Ostrava, 2002, 114 str. ISBN 80-02-01129-5
4. FARANA, R., SMUTNÝ, L., VÍTEČEK, A. *Zpracování odborných textů z oblasti automatizace a informatiky*. Ostrava, skripta FS VŠB-TU Ostrava, 1999, 68 str. (2. vydání 2001), ISBN 80-7078-737-6
5. FARANA, R., SMUTNÝ, L., VÍTEČEK, A., VÍTEČKOVÁ, M. *Zpracování závěrečných prací z oblasti automatizace a informatiky včetně anglicko-českého slovníku automatizační techniky a řízení*. Ostrava, skripta FS VŠB-TU Ostrava, 2004, 116 str., ISBN 80-248-0557-X
6. FARANA, R., SMUTNÝ, L., VÍTEČEK, A., VÍTEČKOVÁ, M., WAGNEROVÁ, R. *Doporučení pro psaní odborných textů z oblasti automatizace a informatiky*. Fakulta strojní, VŠB-TU Ostrava, 2008, 80 str., ISBN 978-80-248-1925-9
7. GUSTAVII, B. *How to Write and Illustrate a Scientific Paper*. Second Edition. Cambridge University Press, Cambridge 2008, 168 pp., ISBN 978-0-511-87890-6
8. HARRIS, T. E., SHEBLOM, J. C. *Small Group and Team Communication*. (Fourth Edition) Pearson Education, Inc., Boston 2008, 337 pp. ISBN – 13: 978-0-205-48367-9
9. HOFREITER, M. *Identifikace systémů I*. Česká technika – nakladatelství ČVUT, Praha 2009, 202 str., ISBN 978-80-01-04228-1
10. KUBÍK, S., KOTEK, Z., ŠALAMON, M. *Teorie regulace I. Lineární regulace*. Druhé vydání. Teoretická knihnice inženýra, SNTL - Nakladatelství technické literatury, Nakladatelství ALFA, Praha, 1974, 270 str.
11. KUBÍK, S., KOTEK, Z., ŠALAMON, M. *Teorie regulace II. Nelineární regulace*. Teoretická knihnice inženýra, SNTL - Nakladatelství technické literatury, Nakladatelství ALFA, Praha, 1969, 259 str.
12. KUBÍK, S., KOTEK, Z., STREJČ, V., ŠTECHA, J. *Teorie automatického řízení I. Lineární a nelineární systémy*. Teoretická knihnice inženýra, SNTL - Nakladatelství technické literatury, ALFA – vydavatelství technické a ekonomické literatury, Praha, 1982, 300 str.

13. KUBÍK, S., KOTEK, Z., RAZÍM, M., HRUŠÁK, J., BRANŽOVSKÝ, J. *Teorie automatického řízení II. Optimální, adaptivní a učící se systémy*. Teoretická knižnice inženýra, SNTL - Nakladatelství technické literatury, ALFA – vydavatel'stvo technickej a ekonomickej literatúry, Praha, 1982, 522str.
14. LEWINE, W. S. (editor) *The Control Handbook*. CRC Press, Boca Raton, Florida, 1996, 1548 pp., ISBN 0-8493-8570-9 (74 contributors, 7 – advisory board)
15. MAUCH, J. E., PARK, N. *Guide to the Successful Thesis and Dissertation. A Handbook for Students and Faculty*. Fifth Edition. Marcel Dekker, New York 2003, 330 pp., ISBN 0-8247-4288-5
16. MICHALÍK, P., ROUB, Z., VRBÍK, V. *Zpracování diplomové a bakalářské práce na počítači*. Fakulta pedagogická, Západočeská univerzita v Plzni, 2006, 68 str. ISBN 80-7043-458-9
17. MURRAY, R. *Writing for Academic Journals*. Second Edition. McGraw-Hill, Open University Press, New York 2009, 238 pp., ISBN 0-07151122-9
18. ROUBÍČEK, O. Chystáte odbornou publikaci? *Automa*. Roč. 11, 1/2005 str. 49-51. ISSN 1210-9592
19. ROZAKIS, L. *Schaum's Quick Guide to Writing Great Research Papers*. Second Edition. McGraw-Hill, New York 2007, 193 pp., ISBN 0-07-151122-9
20. RUBENS, P. *Science & Technical Writing. A Manual of Style*. Second Edition. Routledge, New York 2001, 427 pp., ISBN 0-203-90160-6
21. SVOBODOVÁ, Z. et al. *Writing in English. A Practical Handbook for Scientific and Technical Writers*. A Pilot Project, Leonardo da Vinci programme, European Commission, 2000, 71 pp.
22. ŠVARC, I. *Automatizace. Automatické řízení*. (2. doplněné vydání). Akademické nakladatelství CERM, Brno 2005, 262 str., ISBN 80-214-2943-7
23. ŠVARC, I., ŠEDA, M., VÍTEČKOVÁ, M. *Automatické řízení*. (2. doplněné vydání). Akademické nakladatelství CERM, Brno 2007, 324 str., ISBN 80-214-3491-2
24. ŠIGUT, J., VÍTEČEK, A., HEGER, M., SMUTNÝ, L. *Základní pojmy a označení v automatizační a výpočetní technice*. Ostrava, skripta FSE VŠB Ostrava 1987, 67 str.
25. ŠVEC, J. *Týmová práce*. Skripta zpracovaná Národním ústavem odborného vzdělávání a občanským sdružením Projekt Odyssea. Říjen 2006, 48 str.
26. TAUFER, I., KOTYK, J., JAVŮREK, M. *Jak psát a obhajovat závěrečnou práci*. Fakulta elektrotechniky a informatiky, Univerzita Pardubice, 2009, 40 str., ISBN 978-80-7395-157-3
27. VAVŘÍN, P. A KOL. *Automatizační technika. Malá encyklopedie elektrotechniky*. SNTL Nakladatelství technické literatury, Praha 983, 660 str.
28. VÍTEČKOVÁ, M., ŠMEJKAL, L. Doporučované značení veličin v automatizaci. *Automatizace*, ročník 45, číslo 12, prosinec 2002, str. 780-785, ISSN 0005-125X

29. VÍTEČKOVÁ, M., VÍTEČEK, A. *Anglicko-český slovník základních pojmů z oblasti automatického řízení. 2. Přepracované vydání*, Ostrava, skripta FS VŠB-TU Ostrava, 2008, 244 str., ISBN 80-248-1924-2
30. VÍTEČEK, A., WAWRZICZKOVÁ, M., NĚMEC, R. *Návrh na doporučované značky, zkratky a dělení členů regulačních obvodů*. Ostrava, doplňkový učební text FSE VŠB Ostrava 1987, 16 str.
31. VÍTEČEK, A. *Zásady pro vypracování disertační práce*. Fakulta strojní, VŠB-TU Ostrava 2003a, 6 str.
32. VÍTEČEK, A. *Doporučení pro vypracování habilitační práce*. Fakulta strojní, VŠB-TU Ostrava 2003b, 4 str.
33. ZÍTEK, P., VÍTEČEK, A. *Doporučované značky, zkratky a názvy z oblasti automatického řízení*. Ostrava, doplňkový učební text FS VŠB-TU Ostrava 1995, 10 str.