

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta strojního inženýrství

Ústav automatizace a informatiky

Ing. Olga Davidová

**VYUŽITÍ FREKVENČNÍCH METOD
PŘI NAVRHOVÁNÍ
DISKRÉTNÍCH SYSTÉMŮ ŘÍZENÍ**

EXPLOITATION OF FREQUENCY METHODS
FOR DESIGN OF DISCRETE CONTROL SYSTEMS

ZKRÁCENÁ VERZE PH.D. THESIS

Obor : Technická kybernetika

Školitel : Doc. Ing. Ivan Švarc, CSc.

Oponenti: Prof. Ing. Antonín Víteček, CSc., Dr.h.c.
Prof. Ing. Miroslav Olehla, CSc.
Doc. Ing. Anton Kachaňák, CSc.

Datum obhajoby: 8. 10. 2004

KLÍČOVÁ SLOVA

Syntéza regulačních obvodů, číslicový regulátor, korekční člen, logaritmická amplitudová frekvenční charakteristika, frekvenční metody, metoda typizované logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky

KEY WORDS

Synthesis of Control Circuit, Digital Controller, Correcting Element, Logarithmic Amplitude Frequency Characteristic, Frequency Methods, Method of Standardized Logarithmic Amplitude Frequency Characteristic

MÍSTO ULOŽENÍ PRÁCE

Ústav automatizace a informatiky, FSI, VUT v Brně

Obsah

1 Úvod	5
1.1 Současný stav řešené problematiky	6
1.2 Cíle disertační práce	8
2 Frekvenční popis systému	8
2.1 Frekvenční charakteristiky diskrétního systému v logaritmických souřadnicích	8
2.2 Frekvenční charakteristiky číslicových regulátorů	9
3 Syntéza spojitých regulačních obvodů frekvenčními metodami	12
3.1 Ukazatele kvality regulace	12
3.2 Frekvenční metody syntézy	13
3.3 Metoda typizované logaritmické frekvenční charakteristiky	13
3.3.1 Typizovaná logaritmická amplitudová frekvenční charakteristika	13
3.3.2 Způsoby sestrojení typizované charakteristiky	14
3.3.3 Popis metody	14
4 Syntéza diskrétních regulačních obvodů frekvenčními metodami	15
4.1 Navrhovaná metoda typizované logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky pro diskrétní regulační obvody	16
4.1.1 Popis metody	16
4.1.2 Sestrojení logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky regulované soustavy	16
4.1.3 Sestrojení typizované logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky regulačního obvodu	19
4.1.4 Určení parametrů číslicového regulátoru nebo korekčního členu	20
4.2 Metoda transformovaných frekvenčních charakteristik	21
4.3 Srovnání metod	22
4.4 Použití navrhované metody na regulačních obvodech	23
5 Závěr	23
6 Seznam použité literatury	25
7 Seznam publikací autora	27
Anotace	28
Curriculum vitae	29

1 Úvod

Regulační obvod má za úkol odstraňovat vliv poruch, které vstupují do regulované soustavy a zajišťovat sledování regulované veličiny v závislosti na veličině řídicí. Základní podmínkou pro to, aby byl obvod schopen tyto funkce vykonávat je, aby byl správně navržen. Při návrhu regulačního obvodu je třeba zohlednit provozní podmínky, za kterých má regulační obvod pracovat. Jelikož pro návrh regulačního obvodu nejsou vypracovány žádné exaktní metody, je nutné spoléhat na zkušenosti a intuici člověka, což v podstatě znamená vycházet z již realizovaných a vyzkoušených řešení, ze kterých se provádí extrapolace nebo interpolace.

Úkolem syntézy regulačního obvodu je stanovení jeho struktury a parametrů tak, aby byly splněny požadavky přesnosti, stability a kvality regulačního pochodu. Při syntéze regulačního obvodu je důležité převést tyto požadavky na matematickou formulaci, která je vhodná pro další zpracování. Podle zadaných výchozích předpokladů může syntéza řešit tři různé typy úloh. V prvním případě lze volit libovolně jak strukturu, tak i parametry regulačního obvodu a omezení spočívá pouze v nutnosti splnění podmínek fyzikální realizovatelnosti. Znamená to tedy nový návrh technologického zařízení a jeho řízení. Ve druhé variantě je zadána část struktury i část parametrů regulačního obvodu. Sem zařazujeme zvláštní případ obvodů, které se nedělí na regulovanou soustavu a regulátor, a to servomechanismy. Jsou to zařízení používaná pro řízení polohy (polohové servomechanismy) a řízení rychlosti (rychlostní servomechanismy). Z hlediska syntézy jsou dány vlastnosti výkonového zesilovače, servomotoru s převodovkou a měřicího členu a stanovují se vlastnosti předzesilovače s korekcemi. Třetím možným typem syntézy je případ, kdy je plně zadána struktura a některé parametry regulačního obvodu, část parametrů je pak volitelná. Do této skupiny patří regulační obvody, které se dělí na regulátor a regulovanou soustavu. Syntéza spočívá v určení vhodného typu a stavitelných parametrů regulátoru k zadané regulované soustavě.

Kvalitu regulace lze posoudit na základě různých ukazatelů. Existují ukazatele kvality regulace z časových průběhů veličin regulačního obvodu, z frekvenčních charakteristik nebo z polohy pólů regulačního obvodu. Pro syntézu regulačního obvodu je k dispozici celá řada použitelných metod, které se liší jednak složitostí a jednak tím, z jakých ukazatelů kvality regulace vycházejí.

Empirické metody syntézy jsou metody, které nejsou většinou podloženy matematicky, ale vznikly rozborem velkého množství regulačních pochodů. Je to obecně známá Ziegler-Nicholsova metoda a dále Reinischova pravidla. Další skupinu tvoří metody minimalizace podle integrálních kritérií kvality regulace, kam lze zařadit kritérium minima lineární regulační plochy, minima kvadratické regulační plochy, metoda ITAE. Mezi metody, které vycházejí z průběhu modulu frekvenční charakteristiky uzavřeného regulačního obvodu patří metoda optimálního modulu a metoda symetrického optima. Je třeba se také zmínit o metodě standardních tvarů, která je založena na vzorových typech přenosových funkcí uzavřeného regulačního obvodu, jež dávají vyhovující regulační pochod a metodě inverze dynamiky, která je vhodná zejména pro regulované soustavy s dopravním zpožděním. V neposlední řadě je nutné uvést grafické metody, kam patří metoda geometrického místa kořenů a dále metody, které řeší syntézu pomocí frekvenčních charakteristik. Do této skupiny patří například metoda typizované logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky a Brown-Campbellova konstrukce.

V inženýrské praxi se velmi často používají právě frekvenční metody, které jsou založeny na modelech popisujících chování systémů ve frekvenční oblasti a lze je zařadit mezi přibližné grafické metody. Výhodou těchto metod je jejich jednoduchost, názornost a možnost interpretace kritérií kvality regulace. Frekvenční charakteristiky, které tyto metody používají, lze snadno získat experimentálně, aniž by bylo nutné znát analytický popis regulované soustavy. Nevýhodou frekvenčních metod je, že nedávají velkou možnost algoritmovat daný problém a využít tak

počítačovou podporu. Rovněž by bylo problematické jejich použití při návrhu mnohorozměrových regulačních obvodů. Jako určitá nevýhoda se jeví také jejich omezení na lineární modely a v případě použití logaritmických amplitudových frekvenčních charakteristik na systémy s minimální fází.

Mohlo by se proto zdát, že uvedené metody, vzhledem k omezené možnosti použití výpočetní techniky, ztrácí v současné době na významu. Jejich aktuálnost bych však viděla v tom, že je mnohdy potřebné provést předběžný návrh regulátoru jednoduchými metodami pro přibližné modely regulované soustavy, zejména typu servomechanismu. Po něm pak může následovat použití přesnější metody s parametrickou nebo případně i strukturální optimalizací.

1.1 Současný stav řešené problematiky

Jak již bylo uvedeno v úvodní části práce, je pro syntézu regulačních obvodů možné použít celou řadu nejrůznějších metod. Použití jednotlivých metod závisí na tom, zda navrhujeme spojitý nebo diskrétní regulační obvod. Metody řešící návrh spojitých regulačních obvodů jsou obecně známé a jsou popsány v řadě literatur. Metody, které se používají při návrhu diskrétních regulačních obvodů jsou podrobně popsány v úvodní části disertační práce. V nich lze navrhnout klasický regulátor s pevně danou strukturou, který je popsán přenosem, případně rovnicí. Jeho syntéza spočívá ve výběru typu a nastavení vhodných parametrů. Někdy je však výhodnější namísto klasického číslicového regulátoru zvolit obecný číslicový regulátor, označovaný jako číslicový korekční člen. Pak se určuje jak struktura regulátoru, tak i jeho parametry.

Samostatnou pozornost bych zde věnovala frekvenčním metodám, protože ty jsou náplní mé disertační práce. V tomto případě bych se zmínila i o frekvenčních metodách používaných pro návrh spojitých regulačních obvodů. Základem všech frekvenčních metod jsou frekvenční charakteristiky používané v různých podobách. Metodika sestrojování frekvenčních charakteristik spojitých systémů je věc obecně známá a je jí věnována pozornost ve všech knihách zabývajících se teorií lineárního řízení, jako např. [Hanuš,1982a], [Zítek,1993], nebo ze zahraničních [Dorf,1995], [Levine,1996] a řada dalších. Méně autorů se však již zabývá sestrojováním frekvenčních charakteristik diskrétních systémů. Zde bych jako příklad uvedla publikaci [Štecha,1999], [Zítek,2001b] nebo [Švarc,2002]. I tyto práce se však omezují pouze na frekvenční charakteristiky v komplexní rovině nebo v lineárních souřadnicích. Frekvenční charakteristiky v logaritmických souřadnicích, které budu ve své práci používat, uvádí [Kachaňák,1987], [Fenclová,1996] a ze zahraničních pramenů [Besekerskij,1975] nebo [Levine,1996], kde se k jejich sestrojení využívá bilineární transformace.

Do metod používaných k návrhu spojitých regulačních obvodů je možné zařadit Brown-Campbellovu konstrukci pro určení zesílení otevřeného regulačního obvodu. Pomocí této konstrukce, která se provádí v komplexní rovině, se pro zvolené rezonanční převýšení frekvenčního přenosu uzavřeného regulačního obvodu určuje odpovídající zesílení otevřeného regulačního obvodu. Metoda je uvedena např. v [Kotek,1979] nebo [Kubík,1982] a podrobně pak v [Balátě,2003]. Ke zlepšení dynamických vlastností uzavřeného regulačního obvodu je možné do něj zařadit sériový korekční člen, zpětnovazební korekční člen, případně jejich kombinaci, což řeší např. [John, 1998]. Tyto členy pak slouží k rozšíření propustného pásma nebo ke zvýšení přesnosti regulace v nižších frekvencích.

Velmi rozšířenou metodou je metoda typizované logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky. Metoda vychází ze znalosti tzv. žádané nebo typizované logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky otevřeného obvodu, znázorňované ve formě asymptot, která splňuje předem stanovené požadavky na přesnost a kvalitu regulačního obvodu. Její podstata spočívá v sestrojení logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky regulované soustavy a návržení typizované logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky podle zadaných požadavků.

Z rozdílu těchto dvou charakteristik se určí logaritmická amplitudová frekvenční charakteristika regulátoru a z ní potom přenos regulátoru. Lze ji použít i u servomechanismů pro návrh korekčních členů. Metoda je uváděna řadou autorů pod různými názvy. Například [Kubík,1982] ji uvádí pod názvem metoda požadované frekvenční charakteristiky rozpojeného regulačního obvodu, stejně jako [Mařík,1989]. Jako metoda standardního tvaru frekvenční charakteristiky otevřeného obvodu je publikována v [Vavřín,1987]. Z novějších prací se jí věnuje [Balátě,2003]. Nejpodrobněji je však zpracována ve starších dílech ruských autorů [Besekerskij,1975] a [Makarov,1977], kde jsou uvedeny i způsoby sestavení typizované charakteristiky podle různých autorů. Např. její sestavení podle Solodovnikova [Solodovnikov,1954] [Solodovnikov,1967] nebo podle Sankovského-Sigalova [Sankovskij,1971], [Sankovskij,1973].

Frekvenční metody syntézy využívající logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky ve formě asymptot uvádí rovněž [Fenclová,1996], která tuto problematiku řeší ve spojení s počítačovým programem pro simulaci regulačního pochodu. Seřazením PID regulátoru ve frekvenční oblasti se zabývá příspěvek [Morilla,2000], který ve své práci využívá poznatků uvedených v [Aström,1984].

U frekvenčních metod syntézy diskrétních regulačních obvodů se často používají frekvenční charakteristiky v logaritmických souřadnicích. Na nich je založena metoda transformovaných frekvenčních charakteristik, která je uvedena v [Černý,1984], [Zeman,1987], využívající Padého rozvoje 1.řádu. Výpočet transformovaných přenosů regulovaných soustav se provádí pomocí tabulky základních typů přenosů, které se převádějí na transformované frekvenční přenosy a z nich se sestrojí transformovaná frekvenční charakteristika v logaritmických souřadnicích. Transformovaná frekvenční charakteristika číslicového regulátoru se určí podle žádaného průběhu logaritmických amplitudových a fázových frekvenčních charakteristik otevřeného regulačního obvodu v nízkofrekvenční a středofrekvenční oblasti. Z jejího tvaru se získá transformovaný frekvenční přenos regulátoru a zpětnou transformací pak z-přenos číslicového regulátoru. Tato metoda byla publikována v [Schneider,1977] a [Tröndle,1978].

Řešením na základě logaritmických frekvenčních charakteristik s využitím bilineární transformace se zabývá práce [Kachaňák,1987]. Zde se podle ukazatelů kvality regulace (amplitudová bezpečnost, fázová bezpečnost), obdobně jako u spojitých regulačních obvodů, určují parametry číslicového regulátoru. Rovněž pomocí bilineární transformace s použitím Bodeho, Nyquistovy nebo Nicholsovy metody, uvedených v [DiStefano III,1990] a [Kuo,1992], je řešen návrh diskrétních systémů v [Levine,1996].

V práci [Ogata,1995] se využívá také bilineární transformace. V přetransformované rovině se aplikují frekvenční metody používané u spojitých regulačních obvodů ke stanovení parametrů spojitého regulátoru. Zpětnou transformací se pak určí parametry číslicového regulátoru. Nepoužívají se zde však frekvenční charakteristiky v logaritmických souřadnicích. S problematikou návrhu diskrétních systémů pomocí frekvenčních metod se lze rovněž seznámit například v příspěvcích [Kučera,1995] a [Bernardo,1999].

Ve své práci budu vycházet také z poznatků uvedených v [Besekerskij,1975], kde se používají k návrhu číslicových korekčních členů logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky. Sestavení těchto charakteristik se zde provádí pomocí bilineární transformace. Zde se objevuje náznak použití typizovaných logaritmických charakteristik pro návrh diskrétních regulačních obvodů.

1.2 Cíle disertační práce

V návaznosti na předcházející kapitolu jsem si stanovila následující hlavní cíle své disertační práce :

- zpracovat konstrukci frekvenčních charakteristik diskretních členů v logaritmických souřadnicích. V rámci tohoto bodu rovněž vytvořit přehled logaritmických amplitudových frekvenčních charakteristik číslicových regulátorů,
- popsat metodu návrhu spojitých regulačních systémů frekvenčními metodami se zaměřením na metodu typizované logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky a uvést možné způsoby sestavení typizovaných charakteristik. Tato část bude sloužit k následnému využití u diskretních systémů,
- aplikovat metodu typizované logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky používanou pro určení parametrů spojitých regulátorů, případně korekčních členů, na diskretní regulační systémy, tedy v mém případě na návrh číslicových korekčních členů,
- použít navrhovanou metodu na konkrétních regulačních obvodech, a ukázat tak její použitelnost a vhodnost.

2 Frekvenční popis systému

Základem frekvenčních metod používaných pro syntézu regulačních obvodů jsou frekvenční charakteristiky. Proto je také jedna část disertační práce věnována právě frekvenčnímu popisu systémů, který zahrnuje frekvenční přenos a jeho grafické vyjádření ve formě frekvenčních charakteristik. Pojem frekvenčního přenosu je založen na představě rotujícího vektoru představujícího kmitavý pohyb [Zítek, 2001b]. Zatímco ve spojitém popisu je tento vektor v komplexní rovině určen funkcí $e^{j\omega t}$, pak v diskretním čase je dán posloupností $e^{j\omega kT}$. Spojitou i diskretní dynamickou soustavu je možné podrobit testu na vynucené kmitání a stanovit tak jejich frekvenční charakteristiky. Rozdíl je v tom, že jak budící, tak i vynucené kmity jsou u spojitých systémů vyjádřeny spojitým harmonickým signálem, kdežto u diskretních systémů je to posloupnost signálů s danou vzorkovací periodou.

2.1 Frekvenční charakteristiky diskretního systému v logaritmických souřadnicích

Frekvenční charakteristiku diskretního systému lze zobrazit, obdobně jako u spojitých systémů, třemi různými způsoby: v komplexní rovině, v lineárních souřadnicích a v logaritmických souřadnicích. Z hlediska tématu mé disertační práce byly pro mě nejdůležitější frekvenční charakteristiky diskretního systému v logaritmických souřadnicích, které využívají k určení frekvenčního přenosu bilineární transformaci [Hrivňák,1983], [Kachaňák,1987],

$$z = \frac{1+w}{1-w} \quad w = \frac{z-1}{z+1} \quad . \quad (2.1a,b)$$

Dosažením vztahu

$$z = e^{j\omega T} = \cos \omega T + j \sin \omega T \quad (2.2)$$

do (2.1a) dostaneme

$$w = \frac{e^{j\omega T} - 1}{e^{j\omega T} + 1} = j \operatorname{tg} \frac{\omega T}{2} = j\bar{\Omega} , \quad (2.3)$$

což znamená, že jednotková kružnice z-roviny se zobrazí na imaginární osu w-roviny a vnitřek jednotkové kružnice se zobrazí do levé poloroviny w. Ve vztahu (2.3) představuje výraz

$$\bar{\Omega} = \operatorname{tg} \frac{\omega T}{2} \quad (2.4)$$

relativní transformovanou frekvenci. Častěji se však zavádí absolutní transformovaná frekvence [Besekerskij,1975], [Vích,1983], jejíž vzájemný vztah s relativní je

$$\Omega = \frac{2}{T} \bar{\Omega} . \quad (2.5)$$

Z uvedeného vztahu zároveň vyplývá vzájemná souvislost mezi reálnou frekvencí ω a transformovanou frekvencí Ω , která je určena rovnicí

$$\Omega = \frac{2}{T} \operatorname{tg} \frac{\omega T}{2} . \quad (2.6)$$

Současně se také frekvenční rozsah reálných frekvencí $\omega \in \langle 0, \pi/T \rangle$ transformuje na frekvenční rozsah transformovaných frekvencí $\Omega \in \langle 0, \infty \rangle$, přičemž pro $\omega T/2 \leq 0,25$ je $\omega \approx \Omega$ a transformovaná frekvence se tak téměř rovná frekvenci reálné. Komplexní proměnná w je tedy při použití transformované frekvence Ω rovna

$$w = \frac{T}{2} j\Omega . \quad (2.7)$$

Logaritmická amplitudová a fázová frekvenční charakteristika se potom sestrojí na základě frekvenčního přenosu, který se získá ze z-přenosu

$$G(j\Omega) = G(z) \Bigg|_{z = \frac{1 + \frac{T}{2} j\Omega}{1 - \frac{T}{2} j\Omega}} . \quad (2.8)$$

Pro vyjádření logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky je rovněž možné použít asymptot. Postup sestrojení těchto asymptot je shodný jako v případě spojitých systémů, pouze místo frekvence ω se zde používá transformovaná frekvence Ω .

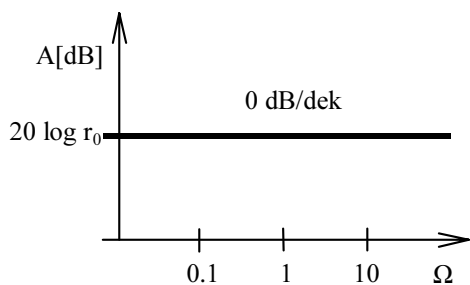
2.2 Frekvenční charakteristiky číslicových regulátorů

Úkolem kapitoly o frekvenčních charakteristikách číslicových regulátorů, která je uvedena v disertační práci, je sestavit přehled frekvenčních přenosů číslicových regulátorů a vykreslit jejich frekvenční charakteristiky se zaměřením především na frekvenční charakteristiky v logaritmických souřadnicích. V téžích se omezím pouze na sestrojení logaritmických amplitudových frekvenčních charakteristik číslicových regulátorů ve formě asymptot. Této problematice jsem se věnovala v [Davidová, 2003c]. Aby bylo možné charakteristiky sestrojít, je nutné nejprve odvodit vztahy

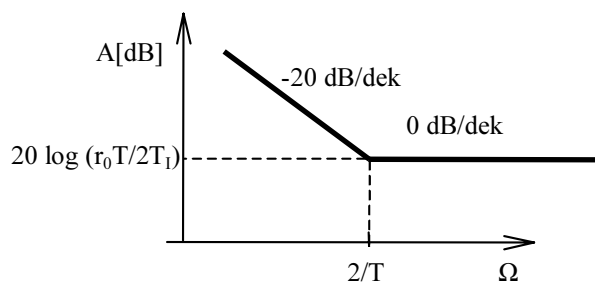
pro frekvenční přenos těchto regulátorů. Při výpočtu jsem vycházela ze z-přenosů číslicových regulátorů převzatých z [Vítečková, 1998] a využila jsem transformační vztah (2.8). Z frekvenčního přenosu $G_R(j\Omega)$ jednotlivých číslicových regulátorů se potom stanoví hodnota amplitudy $A(\Omega)$ vyjádřená v decibelech, přičemž platí

$$A[\text{dB}] = 20 \log A(\Omega) = 20 \log |G_R(j\Omega)| \quad (2.9)$$

Pro ukázkou jsem zvolila odvození S regulátoru. Všechny ostatní odvozené frekvenční přenosy jsou uvedeny v tabulce 2.1. Sestrojené logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky číslicových regulátorů jsou pak na obrázcích 2.1 až 2.5.



Obr. 2.1 – Charakteristika P regulátoru



Obr. 2.2 – Charakteristika S regulátoru

S regulátor

Při odvození sumačního regulátoru je výchozí z-přenos ve tvaru

$$G_R(z) = r_0 \frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1} \quad (2.10)$$

Dosazením transformačního vztahu (2.8) se určí frekvenční přenos

$$G_R(j\Omega) = r_0 \frac{T}{T_I} \frac{1 + \frac{T}{2} j\Omega}{1 - \frac{T}{2} j\Omega} \frac{1 - \frac{T}{2} j\Omega}{1 + \frac{T}{2} j\Omega} = \dots = \frac{r_0}{T_I} \frac{1 + \frac{T}{2} j\Omega}{j\Omega} \quad (2.11)$$

Amplitudová část frekvenčního přenosu vyjádřená v decibelech je

$$A[\text{dB}] = 20 \log \frac{r_0}{T_I} - 20 \log \Omega + 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{T}{2}\right)^2 \Omega^2} \quad (2.12)$$

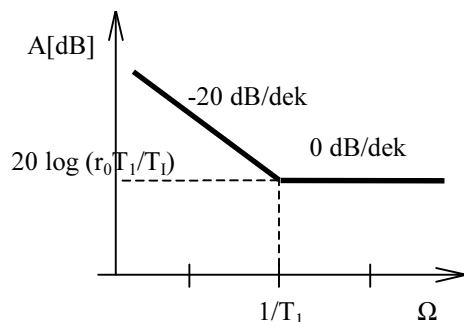
Nyní nastanou dva případy, je-li hodnota Ω větší nebo menší než $2/T$. Pokud je hodnota frekvence $\Omega < 2/T$, pak $(T/2)^2 \Omega^2 \ll 1$ a amplituda má hodnotu

$$A[\text{dB}] = 20 \log \frac{r_0}{T_I} - 20 \log \Omega + 0 = 20 \log \frac{r_0}{T_I} - 20 \log \Omega, \quad (2.13)$$

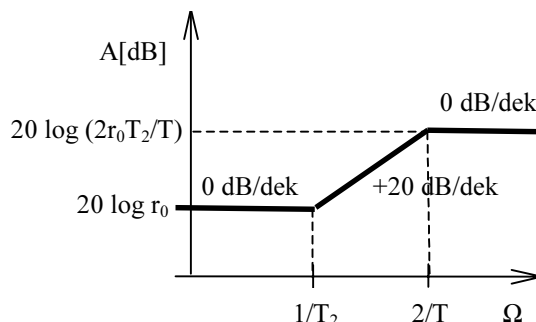
což znamená, že asymptota má v tomto úseku sklon -20 dB/dek. Je-li naopak $\Omega > 2/T$, je $(T/2)^2 \Omega^2 \gg 1$ a amplituda je

$$A[\text{dB}] = 20 \log \frac{r_0}{T_I} - 20 \log \Omega + 20 \log \frac{T}{2} \Omega = 20 \log \frac{r_0 T}{2 T_I}. \quad (2.14)$$

Asymptota je tvořena přímkou, jejíž sklon je 0 dB/dek. Průběh charakteristiky je uveden na obrázku 2.2.



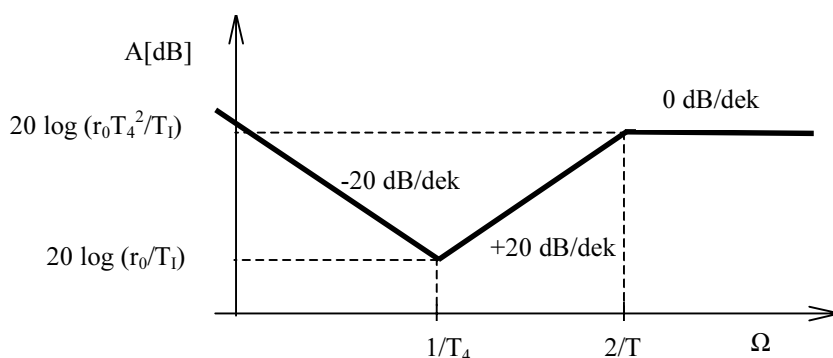
Obr. 2.3 – Charakteristika PS regulátoru



Obr. 2.4 – Charakteristika PD regulátoru

Tabulka 2.1 – Aproximované frekvenční přenosy číslicových regulátorů

Regulátor	Frekvenční přenos
P	$G_R(j\Omega) = r_0$
S	$G_R(j\Omega) = \frac{r_0}{T_I} \frac{\left(1 + \frac{T}{2} j\Omega\right)}{j\Omega}$
PS	$G_R(j\Omega) = \frac{r_0}{T_I} \frac{(1 + jT_1\Omega)}{j\Omega}$
PD	$G_R(j\Omega) = r_0 \frac{(1 + jT_2\Omega)}{\left(1 + \frac{T}{2} j\Omega\right)}$
PSD	$G_R(j\Omega) = \frac{r_0}{T_I} \frac{(1 + 2T_3 j\Omega + T_4^2 j^2 \Omega^2)}{j\Omega \left(1 + \frac{T}{2} j\Omega\right)}$



Obr. 2.5 – Charakteristika PSD regulátoru

3 Syntéza spojitých regulačních obvodů frekvenčními metodami

Úlohou syntézy regulačního obvodu je navrhnout vhodný korekční člen, buď v přímé větvi nebo ve zpětné vazbě tak, aby statické i dynamické vlastnosti uzavřeného regulačního obvodu vyhovovaly zadaným požadavkům, tj. co nejlepší sledování řídicí veličiny a co nejdokonalejší kompenzace poruch. V průběhu let byla vypracována řada různých metod pro návrh struktury i parametrů regulačních obvodů. Nebyla však zatím nalezena univerzální metoda, která by byla schopná splnit spektrum požadavků při různých informacích o regulované soustavě i požadovaných vlastnostech regulace. Metody syntézy lze rozdělit do několika skupin. Jednu z nich tvoří grafické metody syntézy, které využívají frekvenční charakteristiky a nazývají se frekvenční metody syntézy. Jejich výhodou je, že je lze aplikovat i na systémy s dopravním zpožděním.

3.1 Ukazatele kvality regulace

Kvalitu regulace lze posuzovat na základě ukazatelů v časové, frekvenční nebo obrazové oblasti. V časové oblasti se kvalita regulace stanovuje podle odezvy regulačního obvodu na skokový signál, tedy z průběhu přechodové charakteristiky. Na ní lze určit kvantitativní ukazatele, podle kterých se hodnotí chování regulačního obvodu a mezi které patří maximální překmit y_{max} regulované veličiny, doba regulace t_r , trvalá regulační odchylka e_T , perioda kmitů T přechodové charakteristiky. V obrazové oblasti je určující pro kvalitu regulace poloha pólů uzavřeného regulačního obvodu v komplexní rovině.

Při analýze regulačního obvodu ve frekvenční oblasti se posuzuje jeho kvalita na základě frekvenčních charakteristik otevřeného nebo uzavřeného regulačního obvodu. Na frekvenční charakteristice uzavřeného regulačního obvodu se určuje rezonanční převýšení A_r , rezonanční frekvence ω_r a šířka pásma propustnosti ω_b . Na frekvenční charakteristice otevřeného regulačního obvodu jsou definovány ukazatele kvality regulace, kterými jsou amplitudová bezpečnost δ a fázová bezpečnost γ . Jako výhodnější se jeví použití frekvenčních charakteristik v logaritmických souřadnicích, protože tyto charakteristiky je možné nakreslit jednodušším a rychlejším způsobem pouze ve formě asymptot. Na základě výše uvedených ukazatelů kvality regulace lze posoudit průběh regulačního pochodu.

3.2 Frekvenční metody syntézy

Při syntéze uzavřeného regulačního obvodu se upravuje frekvenční charakteristika otevřeného obvodu tak, aby byly splněny ukazatele kvality regulace. Úpravu frekvenční charakteristiky otevřeného regulačního obvodu lze provést těmito způsoby:

- změnou zesílení otevřeného regulačního obvodu,
- zařazením sériového korekčního členu.

Zesílení otevřeného regulačního obvodu lze stanovit na základě zvoleného rezonančního převýšení A_r frekvenčního přenosu uzavřeného regulačního obvodu. V komplexní rovině se zesílení určuje pomocí Brown – Campbellovy konstrukce [Kubík,1982],[Balátě,2003].

Sériové korekční členy jsou členy, které jsou zapojeny v sérii s ostatními členy tvořícími přímou větev regulačního obvodu. Mohou jimi být buď standardní lineární regulátory P, PI, PD, PID nebo obecné korekční členy nahrazující tyto regulátory. Při návrhu jejich parametrů se využívá metoda typizované logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky, která vychází ze skutečnosti, že logaritmické amplitudové charakteristiky členů, které jsou zařazeny v sérii se sčítají, což umožňuje snadné určení korekčního členu. Tato metoda, která se používá pro syntézu spojitých regulačních obvodů, je v disertační práci aplikována na diskrétní regulační obvody.

3.3 Metoda typizované logaritmické frekvenční charakteristiky

Vlastnosti uzavřeného regulačního obvodu jsou plně určeny frekvenčními charakteristikami jeho rozpojeného obvodu. Pro návrh regulačního obvodu se nejčastěji používají metody, které využívají frekvenčních charakteristik v logaritmických souřadnicích. V případě systému s minimální fází, což jsou systémy, u kterých přenos otevřeného obvodu nesmí mít póly a nuly v pravé komplexní polorovině, postačí sestřít pouze logaritmickou amplitudovou frekvenční charakteristiku. Její tvar plně určuje charakter přechodových procesů a není nutné proto vykreslovat fázovou charakteristiku. Příkladem takové frekvenční metody je metoda typizované logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky, která vychází ze znalosti tzv. žádané nebo typizované logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky otevřeného obvodu, znázorňované ve formě asymptot. Charakteristika splňuje předem stanovené požadavky na přesnost a kvalitu regulačního obvodu.

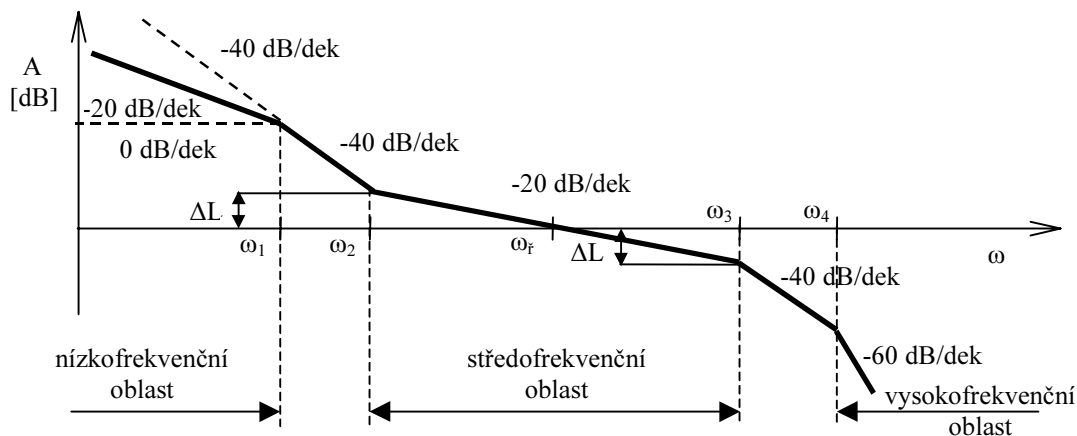
3.3.1 Typizovaná logaritmická amplitudová frekvenční charakteristika

Typizovanou logaritmickou amplitudovou frekvenční charakteristiku (logaritmická amplitudová frekvenční charakteristika bude v dalším textu zkracována LAFCH) lze rozdělit na tři části: nízkofrekvenční, středofrekvenční a vysokofrekvenční oblast, jak je znázorněno na obr. 3.1.

Nízkofrekvenční oblast je dána úsekem charakteristiky do prvního zlomu, který nastane při frekvenci $\omega_1 = 1/\max T_i$. Sklon charakteristiky je závislý na řádu integrace přenosu rozpojeného obvodu a může být 0 dB/dek, -20 dB/dek nebo -40 dB/dek. Asymptota nízkofrekvenční části charakteristiky musí procházet při frekvenci $\omega = 1$ hodnotou $20 \log K_o$, kde K_o je zesílení otevřeného regulačního obvodu. Tato oblast charakteristiky stanovuje typ regulačního obvodu a má vliv na přesnost regulace v ustáleném stavu.

Středofrekvenční oblast je určena úsekem frekvenční charakteristiky v okolí průsečíku této charakteristiky s osou 0 dB při úhlové frekvenci ω_f , která se označuje jako frekvence řezu. Aby byl průběh přechodové charakteristiky optimální, měla by mít amplitudová frekvenční charakteristika v okolí frekvence řezu ω_f sklon asymptoty -20 dB/dek. Pokud tomu tak je, pak

hodnota fázové bezpečnosti γ je závislá na převýšení ΔL koncových bodů asymptoty -20 dB/dek proti ose 0 dB. Úhlová frekvence ω_f se stanoví v závislosti na požadované době regulace t_r . Středofrekvenční oblast určuje kvalitu přechodového děje a její šířka se volí v rozsahu $0,5$ až $2,9$ dekády. Čím je šířka větší, tím je regulační obvod více tlumen a tím je také větší jeho fázová bezpečnost γ .



Obr. 3.1 - Typizovaná logaritmická amplitudová frekvenční charakteristika

Vysokofrekvenční oblast začíná při úhlovém kmitočtu $\omega_4 = (6 \text{ až } 8) \omega_f$ a nemá podstatný vliv na průběh přechodového děje uzavřeného regulačního obvodu. Sklon asymptoty v této oblasti bývá většinou -40 dB/dek nebo -60 dB/dek. Je lepší mít pokud možno velký sklon její asymptoty, protože se tím zmenšuje požadovaný příkon výkonného orgánu a vliv vysokofrekvenčních poruch. V řadě případů se však při výpočtu vysokofrekvenční část charakteristiky nebere na zřetel.

Spojení mezi nízkofrekvenční a středofrekvenční oblastí, stejně jako mezi středofrekvenční a vysokofrekvenční oblastí je provedeno pomocí asymptoty o sklonu -40 dB/dek, případně -60 dB/dek.

3.3.2 Způsoby sestrojení typizované charakteristiky

Pro vlastní sestrojení typizované LAFCH se využívají různá pravidla. Některé způsoby určení charakteristiky, jako například metoda Solodovnikova publikovaná v [Besekerskij,1975] a [Makarov,1977], jsou zbytečně složité a využívají k sestrojení řadu nomogramů. Tyto grafické postupy vnášejí do výpočtu zákonitě nepřesnosti. Jako příklad metody, která není náročná, uvádím v disertační práci metodu Sankovského–Sigalova publikovanou v [Makarov,1977]. Kromě toho vznikly i metody, které využívají řady zjednodušení. K nim patří například metoda uvedená v [Jegorov,1967], kterou využíván pro sestrojení charakteristiky u diskretních systémů.

3.3.3 Popis metody

Podstata této metody vychází ze vztahu odvozeného v disertační práci, kdy pro frekvenční přenosy v logaritmických souřadnicích platí

$$|G_R(j\omega)|_{\text{dB}} = |G_o(j\omega)|_{\text{dB}} - |G_S(j\omega)|_{\text{dB}} . \quad (3.1)$$

Znamená to tedy, že LAFCH regulátoru se stanoví z rozdílu LAFCH otevřeného regulačního obvodu (typizované) a LAFCH regulované soustavy. Z hlediska postupu se nejprve sestrojí

LAFCH regulované soustavy, přičemž do přenosu soustavy $G_S(j\omega)$ se kromě vlastního objektu regulování obvykle zahrnují také porovnávací člen a konstantní členy regulátoru jako jsou snímače nebo silové členy regulátoru.

Pak se sestrojí typizovaná LAFCH otevřeného regulačního obvodu na základě pravidel a požadavků uvedených v kapitole 3.3.1. Nakonec se podle vztahu (3.1) provede rozdíl obou těchto charakteristik a určí se tak LAFCH regulátoru. Podle frekvencí zlomů a sklonů asymptot LAFCH regulátoru se získá frekvenční přenos $G_R(j\omega)$. Z něho se pak zvolí typ regulátoru a určí jeho parametry.

Metoda typizované LAFCH otevřeného regulačního obvodu se používá více při návrhu servomechanismů než klasických regulačních obvodů, které se skládají z regulátoru a regulované soustavy, protože v tomto případě je struktura obvodu v podstatě plně zadána a volba typu regulátoru a návrh jeho parametrů je omezen. V takovém případě nenavrhujeme regulátor, ale sériový korekční člen. Postup je ale obdobný. Regulovaná soustava pak odpovídá otevřenému obvodu původního servomechanismu a otevřený regulační obvod otevřenému obvodu korigovaného servomechanismu.

4 Syntéza diskrétního regulačního obvodu frekvenčními metodami

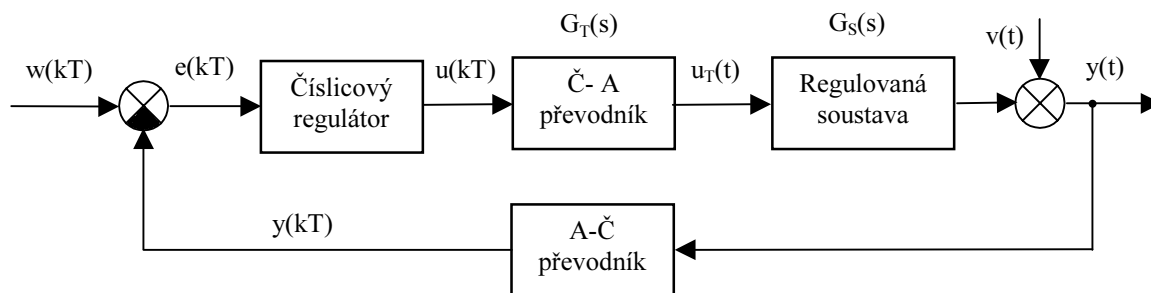
V diskrétních regulačních obvodech, na rozdíl od spojitych obvodů, je třeba brát v úvahu ještě jeden důležitý parametr, a tím je vzorkovací perioda T . Její velikost se většinou volí na základě dynamických vlastností regulované soustavy. Pro určení hodnoty vzorkovací periody se využívá některý z empirických vztahů uvedených například v [Balátě,2003], [Isermann,2003] nebo [Vítečková,1998]

Při návrhu diskrétního regulačního obvodu je uvažován jednoduchý obvod, uvedený na obrázku 4.1, který obsahuje spojitou regulovanou soustavu a před ní umístěný tvarovač. Ve většině případů se používá tvarovač 0. řádu jehož přenos je

$$G_T(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s} \quad (4.1)$$

Spojité regulovaná soustava, A-Č a Č-A převodník tvoří celkovou regulovanou soustavu, která je popsána z-přenosem, jež bude v dalším textu označován $G_S(z)$ a určí se podle vztahu uvedeném např. v [Balátě,2003]

$$G_S(z) = (1 - z^{-1})Z \left\{ L^{-1} \left\{ \frac{G_S(s)}{s} \right\} \Big|_{t=kT} \right\} \quad (4.2)$$



Obr. 4.1 - Diskrétní regulační obvod

4.1 Navrhovaná metoda typizované logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky pro diskrétní regulační obvody

Metoda typizované LAFCH popsaná v kapitole 3.3 se používá pro spojité regulační obvody, a to jak pro návrh parametrů spojitých regulátorů, tak i pro návrh obecného korekčního členu. Cílem této práce je uvedenou metodu aplikovat také pro syntézu diskrétních regulačních obvodů. V podobě, v jaké je zde uváděna, nebyla doposud publikována v žádné literatuře. Náplní této kapitoly bude tedy popsat postup navrhované metody.

4.1.1 Popis metody

Podstata navrhované metody je založena na stejném principu jako u spojitých regulačních obvodů. Vychází se z LAFCH a i v případě diskrétních regulačních obvodů platí, že je-li frekvenční přenos otevřeného regulačního obvodu určen vztahem

$$G_o(j\Omega) = G_R(j\Omega)G_S(j\Omega) \quad , \quad (4.3)$$

pak přenos regulátoru je dán podílem

$$G_R(j\Omega) = \frac{G_o(j\Omega)}{G_S(j\Omega)} \quad , \quad (4.4)$$

což v logaritmických souřadnicích představuje rozdíl

$$\left|G_R(j\Omega)\right|_{\text{dB}} = \left|G_o(j\Omega)\right|_{\text{dB}} - \left|G_S(j\Omega)\right|_{\text{dB}} \quad . \quad (4.5)$$

Z toho tedy vyplývá, že je třeba nejprve sestrojít LAFCH regulované soustavy a navrhnout typizovanou LAFCH otevřeného regulačního obvodu. LAFCH regulátoru, případně korekčního členu, se pak stanoví z rozdílu LAFCH otevřeného regulačního obvodu, tj. typizované a LAFCH regulované soustavy. Pokud tato charakteristika svým tvarem odpovídá některé z LAFCH číslicových regulátorů, které byly zpracovány v kapitole 2.2, pak lze určit přímo typ a parametry regulátoru. Pokud tomu tak není, určí se podle frekvencí zlomů a sklonů asymptot frekvenční přenos $G_R(j\Omega)$, který se převede na z-přenos číslicového korekčního členu.

4.1.2 Sestrojení logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky regulované soustavy

Je-li dána regulovaná soustava, která je popsána přenosem, pak k vytvoření z-přenosu se použijí vztahy odvozené v disertační práci. Dále je nutné zvolit hodnotu vzorkovací periody T . Ta se volí na základě časových konstantách regulované soustavy podle empirických vztahů.

Při sestrovování amplitudové frekvenční charakteristiky v logaritmických souřadnicích se vychází z frekvenčního přenosu $G_S(j\Omega)$, který se určí z přenosu $G_S(z)$ použitím vztahu (2.8). Pro určení frekvenčního přenosu je možné použít metodiku popsanou v [Besekerskij,1975], která vychází z toho, že frekvenční charakteristiku lze rozdělit na dvě části, jednu tvoří charakteristika v oblasti nízkých frekvencí a druhou charakteristika v oblasti vysokých frekvencí. Dělicí frekvencí je hodnota ω_d , pro kterou platí

$$\omega_d < \frac{2}{T} \quad . \quad (4.6)$$

Jestliže uvažujeme přenos regulované soustavy ve tvaru s vyjádřenými časovými konstantami, pak všechny časové konstanty T_1, T_2, \dots, T_n se rozdělí na dvě skupiny. V první skupině jsou časové konstanty T_1, \dots, T_q , pro které je splněna podmínka

$$T_i > \frac{T}{2} . \quad (4.7)$$

Druhá skupina je tvořena časovými konstantami T_{q+1}, \dots, T_n , pro které platí

$$T_i < \frac{T}{2} . \quad (4.8)$$

Časové konstanty τ_1, \dots, τ_m odpovídají lomovým frekvencím menším než je frekvence ω_d . To se nevztahuje k těm časovým konstantám, které byly do přenosu regulované soustavy přidány za účelem kompenzace jeho pólů.

V oblasti nízkých frekvencí, kde platí pro časové konstanty podmínka (4.7), jsem v disertační práci odvodila frekvenční přenos pro proporcionální regulovanou soustavu

$$G_s(s) = \frac{K(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s) \dots (1 + \tau_m s)}{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s) \dots (1 + T_n s)} \quad (4.9)$$

dosazením transformačního vztahu (2.8) do z-přenosu této soustavy. Jeho výsledný tvar je

$$G_s(j\Omega) = \sum_{i=1}^q B_i \frac{1 - e^{-\frac{T}{T_i}}}{\begin{pmatrix} 1 + \frac{T}{2} j\Omega \\ 1 - \frac{T}{2} j\Omega \end{pmatrix} - e^{-\frac{T}{T_i}}} = \sum_{i=1}^q B_i \frac{\left(1 - e^{-\frac{T}{T_i}}\right) \left(1 - \frac{T}{2} j\Omega\right)}{\left(1 - e^{-\frac{T}{T_i}}\right) \begin{pmatrix} 1 + \frac{1 + e^{-\frac{T}{T_i}}}{1 - e^{-\frac{T}{T_i}}} \frac{T}{2} j\Omega \end{pmatrix}} =$$

$$= \left(1 - \frac{T}{2} j\Omega\right) \left[\sum_{i=1}^q \frac{B_i}{1 + T_i j\Omega} \right] , \quad (4.10)$$

kde na základě platnosti vztahu (2.6) a uvažování nerovnosti (4.7) jsem použila aproximaci

$$\frac{1 + e^{-\frac{T}{T_i}}}{1 - e^{-\frac{T}{T_i}}} \approx 2 \frac{T_i}{T} . \quad (4.11)$$

Obdobným postupem jsem odvodila také frekvenční přenos pro integrační regulovanou soustavu 1. řádu a 2. řádu. Pokud se porovnají vztahy určující jednotlivé přenosy regulované soustavy s frekvenčními přenosy, lze konstatovat, že frekvenční přenos regulované soustavy se může určit z přenosu regulované soustavy pouze položením $s=j\Omega$ a vynásobením frekvenčního přenosu výrazem $(1-Tj\Omega/2)$. Ze vztahu (2.6) vyplývá, že pro malé frekvence se transformovaná frekvence Ω téměř shoduje s reálnou frekvencí ω . Protože zároveň platí vztah (4.7), je možné výraz $(1-Tj\Omega/2)$ při sestrojování LAFCH v oblasti nízkých frekvencí zanedbat, takže logaritmická amplitudová frekvenční charakteristika spojitě regulované soustavy se v této oblasti shoduje s logaritmickou amplitudovou frekvenční charakteristikou spojitě regulované soustavy

s tvarovačem na vstupu. Proto je možné použít metodiku sestrojování frekvenční charakteristiky, která byla použita pro spojitý systémy.

Jestliže v **oblasti vysokých frekvencí** je přenos regulované soustavy ve tvaru

$$G_s(s) = \frac{\omega_d}{s(1+T_{q+1}s)\dots(1+T_ns)} \quad , \quad (4.12)$$

kde pro frekvenci ω_d platí

$$\omega_d = \frac{K\tau_1\tau_2\dots\tau_m}{T_1T_2\dots T_q} \quad , \quad (4.13)$$

pak rozložením na parciální zlomky a převedením na frekvenční přenos, obdobným postupem jako v oblasti nízkých frekvencí, se dostane výraz

$$G_s(j\Omega) = \left(1 - \frac{T}{2}j\Omega\right) \left[\frac{\omega_d}{j\Omega} - \omega_d \sum_{i=q+1}^n \frac{A_i}{1 + \frac{1+e^{-\frac{T}{T_i}}}{1-e^{-\frac{T}{T_i}}} \frac{T}{2}j\Omega} \right] = \quad (4.14)$$

$$= \left(1 - \frac{T}{2}j\Omega\right) \left[\frac{\omega_d}{j\Omega} - \omega_d \sum_{i=q+1}^n \frac{A_i}{1 + \frac{T}{2}j\Omega} \right] = \frac{\omega_d \left[1 + \left(\frac{T}{2} - T_\Sigma\right)j\Omega\right] \left(1 - \frac{T}{2}j\Omega\right)}{j\Omega \left(1 + \frac{T}{2}j\Omega\right)}$$

Úpravy uvedené ve vztahu (4.14) bylo možné provést na základě skutečnosti, že v oblasti vysokých frekvencí platí vztah (4.8) a je proto možné položit

$$\frac{1 + e^{-\frac{T}{T_i}}}{1 - e^{-\frac{T}{T_i}}} \approx 1 \quad (4.15)$$

a dále platí označení

$$\sum_{i=q+1}^n N_i = \sum_{i=q+1}^n T_i = T_\Sigma \quad . \quad (4.16)$$

Začátek logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky v oblasti vysokých frekvencí splývá s koncem této charakteristiky v oblasti nízkých frekvencí a to v bodě $\Omega = \omega_d$. Celkové frekvenční přenosy, podle kterých se sestojí obě části frekvenční charakteristiky, jsou pro jednotlivé typy regulovaných soustav uvedeny v tabulce 4.1. Z takto vytvořeného frekvenčního přenosu se pro sestojení LAFCH stanoví hodnota amplitudy pro úseky asymptot podle vztahu

$$A[\text{dB}] = 20 \log |G_s(j\Omega)| \quad . \quad (4.17)$$

Tabulka 4.1 – Frekvenční přenosy

Řád integrace	$G_S(j\Omega)$
0	$G_S(j\Omega) = \frac{K(1 + \tau_1 j\Omega) \dots (1 + \tau_m j\Omega) \left(1 - \frac{T}{2} j\Omega\right) \left[1 + \left(\frac{T}{2} - T_\Sigma\right) j\Omega\right]}{(1 + T_1 j\Omega) \dots (1 + T_q j\Omega) \left(1 + \frac{T}{2} j\Omega\right)}$
1	$G_S(j\Omega) = \frac{K(1 + \tau_1 j\Omega) \dots (1 + \tau_m j\Omega) \left(1 - \frac{T}{2} j\Omega\right) \left[1 + \left(\frac{T}{2} - T_\Sigma\right) j\Omega\right]}{(j\Omega)(1 + T_1 j\Omega) \dots (1 + T_q j\Omega) \left(1 + \frac{T}{2} j\Omega\right)}$
2	$G_S(j\Omega) = \frac{K(1 + \tau_1 j\Omega) \dots (1 + \tau_m j\Omega) \left(1 - \frac{T}{2} j\Omega\right) \left[1 + \left(\frac{T}{2} - T_\Sigma\right) j\Omega\right]}{(j\Omega)^2 (1 + T_1 j\Omega) \dots (1 + T_q j\Omega) \left(1 + \frac{T}{2} j\Omega\right)}$

4.1.3 Sestrojení typizované logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky otevřeného regulačního obvodu

Tvar typizované LAFCH otevřeného regulačního obvodu je třeba navrhnout tak, aby bylo dosaženo žádaného průběhu této charakteristiky $G_o(j\Omega)$ v nízkofrekvenční a středofrekvenční oblasti. V nich platí, obdobně jako u spojitých systémů, že průběh nízkofrekvenční části charakteristiky určuje přesnost regulace v ustáleném stavu, tedy velikost trvalé regulační odchylky a středofrekvenční část charakteristiky určuje dynamické vlastnosti uzavřeného regulačního obvodu. Příklad jednoho z možných tvarů typizované charakteristiky je zakreslen rovnou čarou na obrázku 4.2.

Postup sestrojení typizované frekvenční charakteristiky je uveden v literatuře různými způsoby. Protože snahou je navrhnout takový postup, aby určení parametrů diskrétního regulačního obvodu bylo co nejjednodušší, zvolila jsem následující postup zakreslení typizované charakteristiky. Nejprve se vypočítá frekvence řezu Ω_r , při které asymptota protíná osu 0 dB. Ta se stanoví na základě předpokládané doby regulace t_r podle vztahu

$$\Omega_r = (1 \div 4) \frac{\pi}{t_r} \quad . \quad (4.18)$$

Tímto bodem se vede asymptota se sklonem -20 dB/dek, která tvoří středofrekvenční oblast typizované charakteristiky. K určení frekvencí ohraničujících středofrekvenční oblast jsem použila vztahy uvedené v [Makarov,1977]. Tyto vztahy používané pro spojitě systémy jsem aplikovala na systémy diskrétní

$$\Omega_3 \approx (2 \div 4)\Omega_f \quad , \quad (4.19)$$

$$\Omega_2 \approx \frac{\Omega_f^2}{\Omega_3} \quad . \quad (4.20)$$

Podle vztahu (4.19) lze určit lomovou frekvenci Ω_3 z rozmezí hodnot, což umožňuje volit fázovou bezpečnost, neboť ta je na šířce středofrekvenční oblasti závislá. Čím se volí větší hodnota koeficientu z intervalu od 2 do 4, tím je větší také fázová bezpečnost. Podle vztahu (4.20) se stanoví lomová frekvence Ω_2 . Jelikož výraz neobsahuje rovnítko, i zde je možná případná úprava hodnoty této frekvence. Pokud se některá z vypočítaných hodnota Ω_2 nebo Ω_3 blíží některé z převrácených hodnot časových konstant regulované soustavy, pak je lepší použít tuto hodnotu. Je to z důvodů toho, že čím více se typizovaná frekvenční charakteristika otevřeného regulačního obvodu svým tvarem blíží k tvaru charakteristiky regulované soustavy, tím je navrhovaný korekční člen jednodušší.

Z bodu tvořícího začátek středofrekvenční oblasti se sestrojí asymptota o sklonu -40 dB/dek, případně -60 dB/dek. Její průsečík s frekvenční charakteristikou regulované soustavy určí lomovou frekvenci Ω_1 , která tvoří konec nízkofrekvenční oblasti. Sklon asymptoty v nízkofrekvenční oblasti se volí na základě požadovaného řádu integrace otevřeného regulačního obvodu. Sklon asymptot ve vysokofrekvenční oblasti se ukázalo vhodné volit stejný jako u asymptot frekvenční charakteristiky regulované soustavy.

4.1.4 Určení parametrů číslicového regulátoru nebo korekčního členu

Při určování parametrů číslicového regulátoru, případně korekčního členu, lze volit jednu ze dvou variant. První variantu jsem nazvala grafickou. V tomto případě se provede grafické sestrojení LAFCH podle vztahu (4.5), tedy jako rozdíl amplitudové frekvenční charakteristiky otevřeného obvodu (rovná čára) a regulované soustavy (čerchovaná čára), jak je znázorněno na obrázku 4.2.

Na základě jejího tvaru, podle frekvencí zlomů a sklonů asymptot, se stanoví frekvenční přenos $G_R(j\Omega)$. Při jeho určování lze využít pravidel obdobných jako u spojitých systémů. Každé lomové frekvenci Ω_i , při které se sklon asymptoty LAFCH regulátoru zvětšuje o $-v20$ dB/dek, odpovídá ve jmenovateli frekvenčního přenosu $G_R(j\Omega)$ člen

$$\left(1 + \frac{1}{\Omega_i} j\Omega\right)^v \quad . \quad (4.21)$$

Jestliže při lomových frekvencích Ω_j se sklon zvětšuje o $+n20$ dB/dek, tak v čitateli přenosu $G_R(j\Omega)$ tomu odpovídá člen

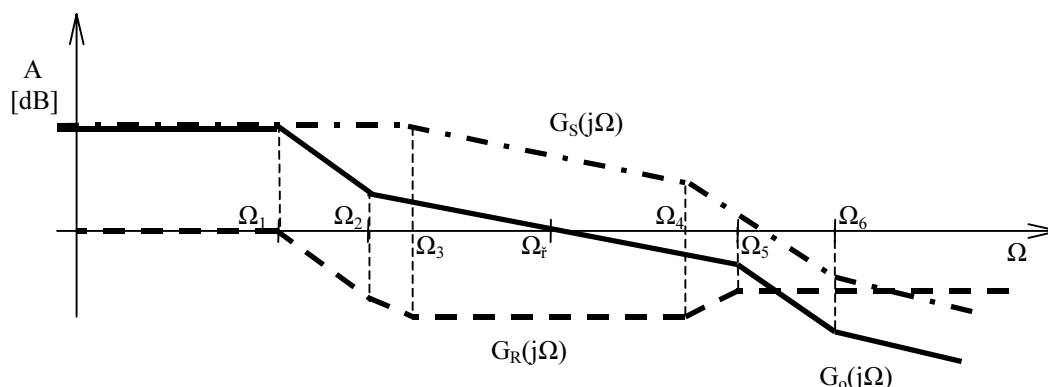
$$\left(1 + \frac{1}{\Omega_j} j\Omega\right)^n \quad . \quad (4.22)$$

Do frekvenčního přenosu regulátoru se dosadí transformační vztah

$$j\Omega = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \quad (4.23)$$

a získá se tak z-přenos regulátoru

$$G_R(z) = G_R(j\Omega) \Big|_{j\Omega = \frac{2z-1}{Tz+1}} \quad (4.24)$$



Obr. 4.2 – Určení LAFCH číslicového regulátoru

Druhou variantu určení parametrů číslicového regulátoru, resp. korekčního členu, jsem nazvala numerickou. Protože grafika vnáší značné nepřesnosti, abychom se vyhnuli grafickému sestrojování LAFCH regulátoru lze postupovat tak, že na základě tvaru LAFCH otevřeného regulačního obvodu se podle vztahů (4.21), resp. (4.22) určí jeho frekvenční přenos $G_O(j\Omega)$ a podle vztahu (4.4) výpočtem frekvenční přenos $G_R(j\Omega)$. Pak již stejným způsobem jako v případě grafické varianty metody se využitím transformačního vztahu (4.24) stanoví přenos $G_R(z)$.

Zejména u diskretních regulačních obvodů se nebude jednat o klasický číslicový regulátor, protože jen v ojedinělých případech dostaneme z-přenos, který některému z číslicových regulátorů odpovídá. Bude se jednat o korekční člen, který však bude označován $G_R(z)$.

V současné době, tedy v době rozvoje výpočetní techniky, kdy funkci regulátoru zastává číslicový počítač, již není nutné určovat parametry konkrétního průmyslového číslicového regulátoru. Postačí navrhnout jakýkoliv obecný korekční člen zapojený v sérii se spojitou regulovanou soustavou, který bude splňovat požadavky na kvalitu a přesnost regulace. V tom bych viděla konkrétní přínos mnou navrhované metody, která se zabývá právě určením obecného číslicového korekčního členu.

4.2 Metoda transformovaných frekvenčních charakteristik

Jako příklad metody, která rovněž využívá typizovanou logaritmickou amplitudovou frekvenční charakteristiku, ale pomocí které se určují parametry průmyslového číslicového regulátoru, je metoda transformovaných frekvenčních charakteristik uvedená v [Černý,1984], [Zeman,1987]. Tato metoda byla publikována v [Schneider,1977], [Tröndle,1978]. Pro diskretní regulační obvod na obrázku 4.1 se určí na základě vztahu (4.2) z-přenos spojitě regulované soustavy $G_S(z)$. Vzájemný vztah mezi operátorem s a operátorem z je dán rovnicí

$$z = e^{sT} \approx \frac{1 + \frac{T}{2}s}{1 - \frac{T}{2}s} \quad (4.25)$$

Vzhledem k tomu, že frekvenční charakteristika soustavy je transcendentní funkcí proměnné $j\omega$, je znesnadněno přímé sestavení frekvenční charakteristiky diskrétního systému pouhým dosazením $s=j\omega$. Proto se zavádí operátor q , který je definován transformací

$$z = \frac{1 + \frac{T}{2}q}{1 - \frac{T}{2}q} \quad q = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \quad (4.26a,b)$$

Vztahy (4.25) a (4.26) představují vzájemné zobrazení komplexních rovin Z , S a Q . Pomocí těchto transformací se levá komplexní polorovina roviny S převede do vnitřní části jednotkové kružnice roviny Z . Body $s=j\omega$, které leží na imaginární ose roviny S , se transformují na body $q=j\Omega$, které leží rovněž na imaginární ose, ovšem roviny Q . Ω představuje transformovanou frekvenci, jejíž vzájemný vztah s reálnou frekvencí ω je dán vztahem (2.6).

Transformovaný přenos v proměnné q se stanoví ze vztahu (4.2) dosazením transformace (4.26a) za hodnotu z

$$G_S(q) = (1 - z^{-1}) Z \left\{ \frac{G_S(s)}{s} \right\} \Bigg|_{\substack{z = \frac{1 + \frac{T}{2}q}{1 - \frac{T}{2}q}} \quad (4.27)$$

Při praktickém výpočtu se přenos $G_S(s)$ rozloží na parciální zlomky a potom lze pro výpočet transformovaného přenosu $G_S(q)$ použít tabulku uvedenou v disertační práci, která je převzata z [Černý,1984]. V ní jsou uvedeny základní typy přenosů a jim příslušející jednotlivé transformované přenosy. Transformovaný frekvenční přenos se určí dosazením

$$q = j\Omega \quad (4.28)$$

do transformovaného přenosu $G_S(q)$. Z něho se sestojí amplitudová, případně fázová transformovaná logaritmická frekvenční charakteristika stejným postupem jako v případě spojitých systémů.

Při určování parametrů číslicového regulátoru se vychází z jeho LAFCH, která se stanoví na základě LAFCH otevřeného regulačního obvodu $G_o(j\Omega)$, jež musí mít požadovaný průběh v nízkofrekvenční a středofrekvenční oblasti (obdobně jako u spojitých systémů), a LAFCH regulované soustavy $G_S(j\Omega)$ podle vztahu (4.5). Podle tvaru frekvenční charakteristiky regulátoru se určí transformovaný přenos regulátoru $G_R(q)$, do něhož se dosadí transformační vztah (4.26b) a získá se tak z -přenos regulátoru

$$G_R(z) = G_R(q) \Bigg|_{q = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}} \quad (4.29)$$

4.3 Srovnání metod

Pokud bych měla srovnat mnou navrhovanou metodu typizované LAFCH uvedenou v kapitole 4.1 s metodou transformovaných frekvenčních charakteristik, která je popsána v kapitole 4.2, pak obě metody vycházejí z principu požadovaného tvaru typizované LAFCH. U této charakteristiky se její vlastnosti, které byly definovány pro spojitě systémy využívají na systémy diskrétní. Jako

velkou výhodou mnou navrhované metody bych viděla v tom, že využitím aproximace (4.11), respektive (4.15) se určení frekvenčního přenosu značně zjednoduší. Časové konstanty frekvenčního přenosu jsou v mém případě stejné jako časové konstanty regulované soustavy, a není nutné provádět složité přepočítávání, jak je tomu v případě metody transformovaných frekvenčních charakteristik. Další výhodou je možnost navržení libovolného číslicového korekčního členu, na rozdíl od metody transformovaných frekvenčních charakteristik, kde se volí přímo typ regulátoru, dokonce i některé jeho parametry.

4.4 Použití navrhované metody na regulačních obvodech

Obsáhlá část disertační práce je věnována aplikaci navrhované metody na konkrétních regulačních obvodech. Pro jednoduché regulační obvody, ve kterých je postupně volena proporcionální regulovaná soustava, integrační regulovaná soustava 1. řádu a 2.řádu, je ukázán postup určení parametrů číslicových korekčních členů. Jsou zde použity různé varianty typizovaných charakteristik. Pomocí Simulinku jsou získány regulační průběhy, ze kterých je určena přesnost regulace podle trvalé regulační odchylky a kvalita regulace v závislosti na době regulace a překmitu .

5 Závěr

Tématem disertační práce je využití frekvenčních metod při návrhu diskrétních systémů řízení. Aby bylo možné toto téma zpracovat, bylo nutné nejprve zhodnotit současný stav této problematiky, a potom na již řešené varianty navázat vlastním přístupem k řešení tohoto úkolu. V závislosti na současném stavu jsem si zvolila hlavní cíle své disertační práce, které jsem uvedla v úvodu.

Protože základem frekvenčních metod jsou frekvenční charakteristiky, je kapitola navazující na úvod věnována problematice sestrojování frekvenčních charakteristik, spojitých a především pak diskrétních členů, v logaritmických souřadnicích. Zvláštní pozornost jsem zaměřila na vytvoření přehledu frekvenčních charakteristik v logaritmických souřadnicích jednotlivých číslicových regulátorů.

V další části jsem se nejprve věnovala ukazatelům kvality regulace, a to jak v časové, tak i frekvenční oblasti, na základě kterých lze posoudit průběh regulačního pochodu a provést návrh regulátoru. Ve frekvenční oblasti je výhodnější použít k posouzení kvality regulace frekvenční charakteristiku otevřeného regulačního obvodu, kterou lze získat jednodušším způsobem než frekvenční charakteristiku uzavřeného regulačního obvodu. Hlavní náplní této kapitoly je syntéza spojitých regulačních obvodů frekvenčními metodami, při které je možné navrhnout buď konkrétní spojitý regulátor nebo zejména v případě servomechanismů, zcela obecný korekční člen. K tomu se nejčastěji používají frekvenční metody, které využívají frekvenční charakteristiky v logaritmických souřadnicích. V disertační práci jsem se podrobně popsala metodu typizované logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky. Jsou zde rozebrány některé varianty sestrojování typizované charakteristiky podle různých autorů.

Hlavní částí disertační práce je kapitola zabývající se návrhem diskrétních regulačních obvodů. V ní jsem aplikovala metodu typizované logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky, která se používá u spojitých regulačních obvodů, na obvody diskrétní. Vyšla jsem z poznatků uvedených v použité literatuře a navrhla jsem vlastní postup určení číslicového korekčního členu. Snahou bylo, aby mnou navrhovaná metoda, byla jednoduchá a lehce použitelná vzhledem k důležitosti a rozšíření používání diskrétních regulačních obvodů v současné praxi. Protože při grafickém řešení je možné se dopustit řady nepřesností, snažila jsem se postup návrhu korekčního

členu volit tak, aby bylo případně možné co nejvíce použít výpočtu. Tuto část práce pokládám za hlavní teoretický přínos mé disertace.

Pro srovnání je v práci uvedena i metoda transformovaných frekvenčních charakteristik, která rovněž využívá typizovanou logaritmickou frekvenční charakteristiku, ale jejíž výpočet je jednak složitější a jednak neumožňuje navrhnout obecný korekční člen, nýbrž parametry průmyslového číslicového regulátoru.

Poslední kapitola se věnuje použití navrhované metody typizované logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky na konkrétních regulačních obvodech. Je zde na jednoduchých příkladech ukázán jednak postup určování číslicových korekčních členů, ale i jak různé parametry ovlivňují typ navrhovaného korekčního členu, a následně pak průběh regulace. K těmto parametrům patří například volba frekvence řezu v závislosti na požadované době regulace, šířka středofrekvenční oblasti nebo sklon asymptoty v nízkofrekvenční oblasti typizované logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky. S využitím Simulinku programového prostředí Matlab jsou pak namodelovány průběhy regulované veličiny navržených diskrétních regulačních obvodů a na nich ukázána přesnost regulace, velikost překmitu a doba regulace. Tyto konkrétní aplikace ukazují použitelnost a vhodnost navrhované metody.

Jako hlavní přínos své disertační práce po stránce teoretické vidím v aplikaci metody typizované logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky na návrh diskrétních regulačních obvodů. Tato metoda byla dosud používána při návrhu spojitých regulačních obvodů a do současné doby jsem se kromě určitých náznaků např. v [Besekerskij,1975], [Kachaňák, 1987], kde je pouze ukázána možnost použití této metody, ale není tato dovedena do praktické použitelnosti, s touto aplikací metody na diskrétní regulační obvody nesešla. Další přínos pro teorii řízení spatřuji v rozpracování konstrukce logaritmických frekvenčních charakteristik pro diskrétní systémy. Problematika řešení frekvenčních charakteristik diskrétních systémů se ve většině případů omezuje na charakteristiky v komplexní rovině a v lineárních souřadnicích, a malá pozornost je věnována charakteristikám v souřadnicích logaritmických. Za přínos lze rovněž pokládat odvození a sestavení přehledu frekvenčních charakteristik jednotlivých typů průmyslových číslicových regulátorů.

V přínosech, které jsem uvedla jako přínosy pro teorii, lze zároveň spatřovat i přínosy pro průmyslovou praxi, protože teoreticky zpracované metody jsou dovedeny až k praktickému použití. Je možné se domnívat, že po uvedení této metody ve známost bude mít značný praktický význam pro projektanty diskrétních systémů řízení. Praktický význam této metody je v dnešní době o to větší, že umožňuje navrhnout zcela obecný číslicový korekční člen a není vázána na použití konkrétních typů číslicových regulátorů.

V neposlední řadě je třeba se zmínit i o možnosti ekonomického přínosu. Ten je možné vidět v tom, že jednoduchá metoda návrhu diskrétních regulačních obvodů rozšíří jejich používání. A protože tyto jsou mnohem levnější než spojitě, lze jimi dosáhnout finančních úspor v průmyslové praxi.

Závěrem lze tedy konstatovat, že podle mého názoru je cílů disertační práce beze zbytku dosaženo. Při řešení zadaného tématu jsem se setkala především s problémem dostupnosti moderní současné literatury, která by se věnovala této oblasti. Přes toto, a některé další technické problémy, se mi podařilo náročný úkol vyřešit.

6 Seznam použité literatury

- Aström, K.J. & Hägglund, T. Automatic tuning of simple regulators with specification on phase and amplitude margins. *Automatica*, 1984, Volume 20, p.645-651.
- Balátě, J. *Vybrané statě z automatického řízení*. Brno : Vysoké učení technické v Brně, 1996. 359s. ISBN 80-214-0793-X.
- Balátě, J. *Automatické řízení*. Praha : Nakladatelství BEN-technická literatura, 2003. 664s. ISBN 80-7300-020-2.
- Bartsch, H.J. *Matematické vzorce*. Praha : SNTL, 1983. 832s.
- Bernardo, A. & Prieto, R. On the frequency response of scalar discrete-time systems. *Automatica*, 1999, Volume 35, Issue 11, p.1843-1853.
- Besekerskij, V.A. & Popov, E.P. *Teorija system avtomatičeskovo regulirovanija*. Moskva : Nauka, 1975. 768s.
- Bode, H.W. *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*. Princeton : Van Nostrand, 1945. chap.8.
- Černý, M., Kreysa, K. & Šubrt, J. *Číslicová regulace elektrických pohonů*. Praha : SNTL, 1984. 208s.
- DiStefano III, J.J., Stubberud, A.R. & Williams, I.J. *Feedback and Control Systems*. New York : McGraw-Hill, 1990.
- Dorf, R.C. & Bishop, R.H. *Modern Control Systems*. Natick : Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1995. 807p. ISBN 0-201-84559-8.
- Farana, R., Smutný, L., Víteček, A. & Vítečková, M. *Zpracování závěrečných prací z oblasti automatizace a informatiky*. Ostrava : VŠB - Technická univerzita Ostrava, 2004. 116s. ISBN 80-248-0557-X.
- Fenclová, M., Pech, Z. & Suková, M. *Teorie automatického řízení - Návody do cvičení*. Praha : ČVUT Praha, 1996. 152s. ISBN 80-01-01039-2.
- Hanuš, B., Balátě, J., Švarc, I. & Zikuš, F. *Teorie automatického řízení I - I. část*. Liberec : Vysoká škola strojní a textilní v Liberci, 1982a.
- Hanuš, B., Balátě, J., Švarc, I. & Zikuš, F. *Teorie automatického řízení I - II. část*. Liberec : Vysoká škola strojní a textilní v Liberci, 1982b.
- Hanuš, B., Olehla, M. & Modrlák, O. *Regulace technologických procesů*. Brno : Vysoké učení technické v Brně, 2000. 316s. ISBN 80-214-1460-X.
- Havlena, V. & Štecha, J. *Moderní teorie řízení*. Praha : ČVUT Praha, 1994. 297s. ISBN 80-01-02095-9.
- Hofreiter, M. *Příklady a návody automatického řízení*. Praha : Vydavatelství ČVUT, 2002. 139s. ISBN 80-01-02447-4.
- Horáček, P. *Systémy a modely*. Praha : ČVUT Praha, 1999. 234s. ISBN 80-01-01923-3.
- Hrivňák, J. & Spurná, N. *Lineárne číslicové riadiace obvody v príkladoch a úlohách*. Bratislava : ALFA Bratislava, 1983. 288s.
- Isermann, R. *Digital Control Systems*. Berlin : Springer-Verlag, 1981.
- Jegorov, K.V. *Osnovy teorii avtomatičeskovo regulirovanija*. Moskva : Energija, 1967. 648s.
- John, J. *Systémy a řízení*. Praha : ČVUT Praha, 1998. 109s. ISBN 80-01-01474-6.
- Kachaňák, A. *Teória automatického riadenia II*. Bratislava : Edičné stredisko SVŠT v Bratislave, 1987. 334s.
- Kotek, Z. & Štecha, J. *Teorie automatického řízení spojitých lineárních systémů*. Praha : ČVUT Praha, 1979. 243s.
- Krokavec, D. *Teória automatického riadenia II - Diskrétne systémy*. Bratislava : Alfa - Vydavateľstvo technickej a ekonomickej literatúry, 1989. 196s.
- Kubík, S., Kotek, Z., Strejc, V. & Štecha, J. *Teorie automatického řízení I - Lineární a nelineární systémy*. Praha : SNTL Praha, 1982. 528s.

- Kučera, V. Analysis and design of discrete linear control systems. *Automatica*, 1995, Volume 31, Issue 5, p.795-797.
- Kuo, B.C. *Digital Control Systems*. Philadelphia : Saunders Publishing, 1992.
- Leigh, J.R. *Applied Digital Control - Theory, Design and Implementation*. Englewood Cliffs : Prentice-Hall, Inc., 1992. 524p. ISBN 0-13-044249.
- Levine, W.S. *The Control Handbook*. Boca Raton : CRC Press, Inc., 1996. 1548p. ISBN 0-8493-8570-9.
- Makarov, I.M. & Menskij, B.M. *Linejnyje avtomatičeskije systemy*. Moskva : Mašinostro-jenije, 1977. 464s.
- Mařík, V., Hlaváč, V., Kalačová, M. & Šonka, M. *Teorie automatického řízení II*. Praha : České vysoké učení technické v Praze, 1989. 224s.
- Morilla, F. & Dormido, S. Methodologies for the tuning of PID controllers in the frequency domain. In *Workshop on digital control PID'00*. Terrassa(Spain) : Universitat Politecnica de Catalunya, 2000, p.155-160.
- Ogata, K. *Discrete-Time Control Systems*. Englewood Cliffs : Prentice-Hall, Inc., 1995. 744p. ISBN 0-13-034281-5.
- Pugačev, V.S. *Osnovy avtomatičeskovo regulirovanija*. Moskva : Nauka, 1968. 679s.
- Sankovskij, E. A. *Voprosy teorii avtomatičeskovo regulirovanija*. Moskva : Vysšaja škola, 1971. 231s.
- Sankovskij, E.A. *Spravočnoe posobie po teorii sistem avtomatičeskovo regulirovanija i upravlenija*. Minsk : Vyšejšaja škola, 1973. 584s.
- Schneider, G. Über die Beschreibung von Abtastsystemen in Transformierten Zeitbereich. *Regelungstechnik*, 1977, s. A 26-32.
- Solodovnikov, V.V. *Osnovy avtomatičeskovo regulirovanija*. Moskva : Mašgiz, 1954. 1118s.
- Solodovnikov, V.V. *Teorija avtomatičeskovo regulirovanija*. Moskva : Mašinostrojenije, 1967. 680s.
- Strejc, V. a kol. *Syntéza regulačních obvodů s číslicovým počítačem*. Praha : Nakladatelství Československé akademie věd Praha, 1965. 461s.
- Štecha, J. & Havlena, V. *Teorie dynamických systémů*. Praha : Vydavatelství ČVUT, 1999. 248s. ISBN 80-01-01971-3.
- Švarc, I. *Teorie automatického řízení I*. Brno : Vysoké učení technické v Brně, 1987.
- Švarc, I. *Teorie automatického řízení I*. Brno : Vysoké učení technické v Brně, 1992. 210s. ISBN 80-214-0516-3.
- Švarc, I. *Teorie automatického řízení II*. Brno : Vysoké učení technické v Brně, 1993. 231s. ISBN 80-214-0550-3
- Švarc, I., Lacko, B. & Němec, Z. *Automatizace*. Brno : Vysoké učení technické v Brně, 1995. 192s. ISBN 80-214-0704-2.
- Švarc, I. *Automatizace – Automatické řízení*. Brno : Vysoké učení technické v Brně, 2002. 201s. ISBN 80-214-2087-1.
- Švec, J., Šiška, I. & Vavřín, P. *Teorie řízení I – Lineární systém*. Brno : Vysoké učení technické v Brně, 1982. 208s.
- Tröndle, H.P. Anwenderorientierte Auslegung von Abtastreglern nach der Methode der Doppelverhältnisse. *Regelungstechnik*, 1978, s. 384-391.
- Vavřín, P. *Teorie řízení I – 2.část*. Brno : Vysoké učení technické v Brně, 1983. 132s.
- Vavřín, P. *Teorie automatického řízení I*. Brno : Vysoké učení technické v Brně, 1987. 214s.
- Veselý, V. a kol. *Navrhovanie a projektovanie ASŘ TP*. Bratislava : Alfa Bratislava, 1992. ISBN 80-05-01099-0.
- Vích, R. *Transformace Z a některá její použití*. Praha : SNTL Praha, 1983. 184s.
- Víteček, A. *Matematické metody automatického řízení - Transformace L a Z*. Ostrava : Vysoká škola báňská v Ostravě, 1988. 152s.

- Vítečková, M. *Seřízení regulátorů metodou inverze dynamiky*. Ostrava : VŠB-Technická univerzita Ostrava, 1998. 56s. ISBN 80-7078-628-0.
- Wessely, E., Badida, M. & Telepovský, M. *Teória automatického riadenia II*. Košice : Rektorát Technickej univerzity v Košiciach, 1992. 427s. ISBN 80-7099-131-3.
- Zeman, K. & Spíral, L. *Automatická regulace v elektrických pohonech I*. Plzeň : Ediční středisko VŠSE Plzeň, 1987. 220s.
- Zítek, P. *Základy automatického řízení*. Praha : ČVUT Praha, 1993. 147s. ISBN 80-01-01016-3.
- Zítek, P. & Petrová, R. *Matematické a simulační modely*. Praha : ČVUT Praha, 1996. 128 s. ISBN 80-01-01524-6.
- Zítek, P. *Matematické a simulační modely 1 - Modely v komplexním oboru*. Praha : ČVUT Praha, 2001a. 111s. ISBN 80-01-02300-1.
- Zítek, P., Hofreiter, M. & Hlava, J. *Automatické řízení*. Praha : ČVUT Praha, 2001b. 148s. ISBN 80-01-02044-4.

7 Seznam publikací autora

- Davidová, O. Příspěvek k Ziegler-Nicholsově metodě nastavení parametrů regulátorů. In *4.mezinárodní vědecko-technická konference ŘÍZENÍ PROCESŮ*. Kouty nad Desnou : Univerzita Pardubice, 2000a, s.178. ISBN 80-7194-271-5.
- Davidová, O. & Soukup, K. Stanovení typu pomocného regulátoru v rozvětvených regulačních obvodech. In *International Scientific Conference*. Ostrava : VŠB–TU Ostrava, 2000b, s.7. ISBN 80-7078-798-8.
- Davidová, O. Využití fuzzy logiky v diagnostice. In *24.mezinárodní konference TD 2000-DIAGON*. Zlín : Academia centrum University T.Bati ve Zlíně, 2001a, s.43-48. ISBN 80-7318-005-7.
- Davidová, O. Vliv funkce příslušnosti na průběh fuzzy regulace. In *XXVI. Seminar ASR '2001 Instruments and Control*. Ostrava : VŠB – TU Ostrava, 2001b, s.12. ISBN 80-7078-890-9.
- Davidová, O. Diagnostikování stavu objektu s využitím fuzzy logiky. *AUTOMA*, 2001c, č.11, s. 52-55.
- Davidová, O. Průběh fuzzy regulace v závislosti na volbě defuzzifikační metody. In *5.mezinárodní konference STROJNÉ INŽINIERSTVO*. Bratislava : Slovenská technická univerzita v Bratislave, 2001d, s.730-735. ISBN 80-227-1616-2.
- Davidová, O. Příspěvek k určování optimálních parametrů regulátorů. In *5.mezinárodní vědecko-technická konference ŘÍZENÍ PROCESŮ*. Kouty nad Desnou : Univerzita Pardubice, 2002a, s.65. ISBN 80-7149-452-1.
- Davidová, O. Vliv báze pravidel fuzzy regulátoru na průběh regulace. In *5.mezinárodní vědecko-technická konference ŘÍZENÍ PROCESŮ*. Kouty nad Desnou : Univerzita Pardubice, 2002b, s.66. ISBN 80-7149-452-1.
- Davidová, O. *Využití frekvenčních metod při navrhování diskrétních systémů řízení*. Pojednání ke státní doktorské zkoušce. Brno, 2002c
- Davidová, O. Frekvenční popis číslicových regulátorů. In *6.mezinárodní konference STROJNÉ INŽINIERSTVO*. Bratislava : Strojnická fakulta Slovenskej technickej univerzity v Bratislave, 2002d, s.45. ISBN 80-227-1783-5.
- Davidová, O. Diagnostika regulačního obvodu pomocí ukazatelů kvality regulace. In *26.mezinárodní konference TD 2000-DIAGON*. Zlín : Academia centrum University T.Bati ve Zlíně, 2003a, s.111-115. ISBN 80-7318-129-0.
- Davidová, O. Application of frequency method for design of digital controller parameters. In *Summer school "Advanced Control Theory and Applications"*. Plovdiv, 2003b, s.87-90. ISBN 954-8779-44-7.

- Davidová, O. Logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky číslicových regulátorů. In *7.mezinárodní konference STROJNÉ INŽINIERSTVO*. Bratislava, 2003c, s.50. ISBN 80-227-1960-9.
- Davidová, O. Využití metody typizované charakteristiky pro návrh parametrů číslicových regulátorů. In *6.vědecko-technická konference s mezinárodní účastí ŘÍZENÍ PROCESŮ*. Kouty nad Desnou : Univerzita Pardubice, 2004a, s.55. ISBN 80-7194-662-1.
- Soukup, K. & Davidová, O. Monitorování a dokumentace pohybu. In *26.mezinárodní konference TD 2000-DIAGON*. Zlín : Academia centrum University T.Bati ve Zlíně, 2003d, s.22-27. ISBN 80-7318-129-0.
- Vdoleček, F., Davidová, O. & Soukup, K. : Automatizace a diagnostika v souvislostech výuky. In *24.mezinárodní konference TD 2000-DIAGON*. Zlín : Academia centrum University T.Bati ve Zlíně, 2001e, s. 167-171. ISBN 80-7318-005-7.

Anotace

Tématem disertační práce je návrh diskrétních regulačních obvodů použitím frekvenčních metod. Při syntéze regulačních obvodů, ať již spojitých nebo diskrétních, se používá celá řada nejrůznějších metod, mezi které patří také frekvenční metody. Základem těchto metod jsou frekvenční charakteristiky, přičemž práce se věnuje především konstrukci frekvenčních charakteristik diskrétních členů v logaritmických souřadnicích. Z frekvenčních metod, které využívají charakteristiky v logaritmických souřadnicích, je podrobně zpracována metoda typizované logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky. Jsou zde uvedeny různé postupy při vlastním sestavování typizované charakteristiky. Popsaná metoda se používá pro návrh spojitých regulačních obvodů, u kterých se určují parametry spojitých regulátorů nebo obecných korekčních členů.

Hlavní náplní disertační práce je aplikace metody typizované logaritmické amplitudové frekvenční charakteristiky na návrh diskrétních regulačních obvodů. Navrhovaná metoda je použita na konkrétních regulačních obvodech pro stanovení parametrů číslicových korekčních členů. S využitím Simulinku jsou tyto obvody namodelovány a zakresleny jejich regulační průběhy, na kterých je provedeno vyhodnocení přesnosti a kvality regulace.

Annotation

The subject of the presented PhD thesis is a design of discrete control circuits using frequency methods. A lot of different methods including frequency methods are used for continuous or discrete control circuit synthesis. Grounds of these methods are frequency characteristics. The thesis is focused on the frequency characteristic design of discrete elements in logarithmic coordinates. The method of standardized amplitude frequency characteristic is a detailed compilation of frequency methods that use characteristics in logarithmic coordinates. The thesis deals with different techniques of how to construct standardized characteristics. The described method is used to design continuous control circuits where parameters of continuous controllers or general correcting elements are required.

The main aim of the thesis is to apply the standardized amplitude frequency characteristic to the design of discrete control circuits. The proposed method has been applied to particular control circuits with the aim to determine the parameters of digital correcting elements. Then, using Simulink, these circuits are modelled, and their control courses, which are used for evaluation of accuracy and control of quality, are drawn.

Curriculum vitae

Osobní údaje :

Jméno a příjmení : **Ing. Olga Davidová**
Datum narození : 23.6.1961 v Brně
Adresa : Barvičova 48, 602 00 Brno
Národnost : česká
E-mail: davidova@uai.fme.vutbr.cz

Vzdělání :

- státní rigorózní zkouška v rámci doktorandského studia na Fakultě strojního inženýrství VUT v Brně, obor Technická kybernetika (2002)
- Vysokého učení technického v Brně, Fakulta strojní, obor Přístrojová, regulační a automatizační technika (1985)
- Gymnázium v Brně, Lerchova 63 (1980)

Praxe :

- **V. 1992 - dosud** : pedagogický pracovník (asistent) na strojní fakultě VUT v Brně. Do roku 1996 jsem pracovala na Ústavu výrobních strojů, systémů a robotiky. V současné době pracuji na odboru automatizace Ústavu automatizace a informatiky.
- **VII. 1991 - IV. 1992** : vědeckovýzkumný pracovník na strojní fakultě VUT v Brně, kde jsem řešila výzkumné úkoly na základě požadavků podniků a také jsem se podílela na výuce.
- **IX. 1985 - VI. 1991** : vědeckovýzkumný pracovník na Sdruženém vědeckém a výzkumném pracovišti VUT v Brně, kde jsem pracovala v softwarovém oddělení. Oddělení řešilo úkoly z oblasti tvorby aplikačního programového vybavení pro řízení strojírenské výroby. Tyto úkoly byly zpracovávány pro konkrétní výrobní podniky.

Pedagogická činnost :

V současné době vyučuji na Ústavu automatizace a informatiky tyto předměty : Automatizace (přednášky, cvičení, 3.ročník), Teorie automatického řízení I (cvičení, 4.ročník), Teorie automatického řízení II (cvičení, 4.ročník), Vyšší formy řízení (cvičení, 5.ročník), Automatizace a regulace (přednášky, cvičení, 2.ročník, 2.ročník komb.st.), Základy automatizace (přednášky, cvičení, 2.ročník).

Jazykové znalosti :

- němčina (aktivně)
- angličtina (pasivně)
- ruština (aktivně)

Zájmy :

Sport, příroda, cestování