

Poděkování

Na tomto místě bych rád poděkoval svému školiteli panu Doc. Ing. Pravoslavu Martinovi, CSc. za odborné rady a vedení při vypracování této práce a panu Prof. Ing. Miloši Laipertovi, DrSc. za cenné rady a připomínky.

Obsah

1	Úvod	1
2	Současný stav řešené problematiky	3
2.1	Stanovení základních požadavků na filtr	3
2.2	Aproximace modulových charakteristik přenosu analogových filtrů	4
2.2.1	Standardní aproximace	4
2.2.2	Nestandardní aproximace	7
2.3	Aproximace skupinového zpoždění analogových filtrů	9
2.3.1	Metody návrhu filtrů s ohledem na průběh fázové frekvenční charakteristiky	10
2.4	Programy pro analýzu a syntézu elektrických obvodů provozované jako WWW aplikace	12
3	Cíle disertační práce	15
4	Výsledky disertace s uvedením nových poznatků	17
4.1	Příspěvek k Čebyševovým aproximacím	17
4.1.1	Základní parametry a vztahy k Čebyševovým aproximacím	17
4.2	Čebyševova aproximace	18
4.2.1	Příklad transformace Čebyševovy NDP sudého stupně	20
4.3	Inverzní Čebyševova aproximace	24
4.3.1	Příklad transformace inverzní Čebyševovy NDP sudého stupně	24
4.4	Aproximace skupinového zpoždění	29
4.4.1	Skupinové zpoždění	29
4.4.2	Obvody pro korekci skupinového zpoždění	30
4.4.3	Fázovací články	30
4.4.4	Besselova aproximace, Besselovy polynomy	32
4.4.5	Jiný typ rozvoje funkce $\tanh(s)$	34

4.4.6	Aproximační rovnice fázovacího článku	34
4.4.7	Syntéza korektorů skupinového zpoždění	36
4.5	Algoritmus izoextremální aproximace skupinového zpoždění	38
4.5.1	Úvod	38
4.5.2	Popis algoritmu	39
4.5.3	Realizace aproximačního algoritmu v prostředí MAPLE	41
4.5.4	Příklad stejnoměrně zvlněné aproximace konstantního skupinového zpoždění	42
4.5.5	Příklad návrhu korektoru skupinového zpoždění pro Čebyševovu NDP	45
4.5.6	Příklad návrhu nestandardního filtru s korektorem skupinového zpoždění	47
4.5.7	Příklad návrhu korektoru skupinového zpoždění pro pásmovou propust	52
4.6	Diferenční evoluce pro výpočet parametrů charakteristické funkce fázovacího článku	56
4.6.1	Úvod do diferenční evoluce	56
4.6.2	Diferenční evoluční algoritmus	57
4.6.3	Aplikace DE algoritmu pro aproximaci skupinového zpoždění	60
4.6.4	Společné použití DE algoritmu a izoextremálního algoritmu pro návrh korektorů skupinového zpoždění	62
4.6.5	Realizace DE algoritmu v prostředí MAPLE	62
4.6.6	Příklad návrhu korektorů skupinového zpoždění řádu $n = 4, 5, 6$ pro dolní propust s použitím diferenčního evolučního algoritmu	63
4.7	Uživatelská rozhraní k programům pro analýzu a syntézu elektrických obvodů na bázi WWW aplikace	68
4.7.1	Aplikace pro syntézu elektrických filtrů	68
4.7.2	Uživatelské rozhraní na bázi WWW	70
4.7.3	Aplikace pro analýzu elektrických obvodů	75
5	Závěr	76
5.1	Nestandardní aproximace modulové charakteristiky	76
5.2	Příspěvek s Čebyševovým aproximacím	76
5.3	Aproximace skupinového zpoždění	77
5.4	Programy pro analýzu a syntézu elektrických obvodů provozované jako WWW aplikace	79

Literatura	80
Příloha	85
Použití izoextremální aproximace skupinového zpoždění	85
Diferenční evoluce v návrhu korektorů skupinového zpoždění	92

Seznam obrázků

4.1	Toleranční schéma NDP	18
4.2	Transformace maxima přenosu $\tilde{\Omega}_{01}$ s nejnižším kmitočtem do nuly	20
4.3	Realizace Čebyševovy NDP stupně $n = 4$	22
4.4	Realizace Čebyševovy NDP stupně $n = 4$ se shodným zakončením.	23
4.5	Transformace přenosové nuly NDP s nejvyšším kmitočtem do nekonečna	24
4.6	Realizace NDP s izoextremálním průběhem v nepropustném pásmu $n = 4$	27
4.7	Realizace NDP z kaskádní matice bez vázaných induktorů	28
4.8	Aproximace skupinového zpoždění a) Besselovými polynomy, b) polynomy $V_n(s)$	34
4.9	Stejněměrně zvlněná aproximace $\tau = 1$, stupeň $n = 4$	42
4.10	Stejněměrně zvlněná aproximace $\tau = 1$, stupeň $n = 5$	44
4.11	Frekvenční charakteristika skupinového zpoždění Čebyševovy NDP 4. řádu	45
4.12	Frekvenční charakteristiky skupinového zpoždění Čebyševovy NDP 4.řádu	46
4.13	Modulová frekvenční charakteristika Caerovy dolní propusti 7. řádu	48
4.14	Modulová frekvenční charakteristika NDP optimalizovaná programem NA-PFIL	49
4.15	Průběh skupinového zpoždění korigovaného filtru	51
4.16	Toleranční schéma pásmové propusti	52
4.17	Průběh modulové frekvenční charakteristiky pásmové propusti	53
4.18	Průběh skupinového zpoždění korigovaného filtru	54
4.19	Průběh skupinového zpoždění korigovaného filtru – detail propustného pásma	55
4.20	Blokové schéma DE algoritmu	61
4.21	Průběh skupinového zpoždění Caerovy NDP 5.řádu	64
4.22	Korigovaný průběh skupinového zpoždění Caerovy NDP. Odhadnuté parametry pomocí DE algoritmu.	65
4.23	Výsledné korigované průběhy skupinového zpoždění Caerovy NDP.	66
4.24	Model klient-server	70
4.25	Detailní řetězec zpracování WWW aplikací	72

Seznam tabulek

4.1	Čebyševova aproximace — transformace B	19
4.2	Inverzní Čebyševova aproximace — transformace C	25
4.3	Parametry pro stejnoměrnou aproximaci konstantního skupinového zpoždění	43
4.4	Počáteční odhad parametrů korektoru pro $n = 4$	50
4.5	Výsledné hodnoty charakteristické funkce korektoru.	50
4.6	Koeficienty přenosové funkce pásmové propusti	52
4.7	Výsledné hodnoty charakteristické funkce korektoru	54
4.8	Koeficienty přenosové funkce Caerovy NDP pátého řádu.	63
4.9	Parametry charakteristické funkce $\phi(s)$ získané DE algoritmem.	65
4.10	Konečné hodnoty parametrů charakteristické funkce $\phi(s)$	66
4.11	Výsledné odchylky skupinového zpoždění.	66

Kapitola 1

Úvod

Předložená práce se zabývá aktuální problematikou řešení otázek aproximace modulových charakteristik přenosu a charakteristik skupinového zpoždění analogových obvodů. Přestože je v literatuře této oblasti věnována značná pozornost, existují problémy, které jsou stále opomíjeny nebo je jejich řešení příliš složité a nekoncepční.

V současné době se projevuje stále velký zájem o oblast návrhu analogových soustav. Tento zájem vychází hlavně z potřeby realizovat efektivně analogové součásti digitálních systémů a rychlé analogové obvody vyhovující náročným požadavkům současného zpracování a přenosu signálů. Hledání nových postupů je motivováno nejen snahou o zlepšování parametrů např. rozšíření aktivního kmitočtového pásma, zvýšení rychlosti odezvy, dosažení větší přesnosti a respektování požadavků na skupinové zpoždění, ale i technologickými požadavky. Uvedené trendy se v plné míře uplatňují i při návrhu selektivních částí elektronických systémů.

Při návrhu analogových filtrů jsou v současné době kladeny požadavky na celou řadu parametrů filtru, což činí návrh komplexním problémem. Některé oblasti standardních metod návrhu byly v minulosti často opomíjeny. Tato skutečnost může při strukturovaném návrhu vést k řadě obtíží, které je třeba řešit nestandardním a nekoncepčním způsobem. To se týká zejména některých standardních aproximačních metod modulové charakteristiky, nestandardních metod aproximací modulové charakteristiky a aproximací fázové charakteristiky, resp. charakteristiky skupinového zpoždění.

Také rozšíření a vysoký výkon výpočetní techniky přinášejí do této oblasti nové možnosti. Zejména numerické optimalizační metody, aplikované v různých návrhových postupech, je možné efektivně řešit užitím výpočetní techniky.

V neposlední řadě je nutné zmínit i velké rozšíření celosvětové sítě Internet, ke které má dnes přístup téměř každý uživatel výpočetní techniky. Díky tomuto síťovému prostředí je

nyní možné celé speciální počítačové aplikace provozovat centrálně a uživatelům umožnit přístup pomocí jednotného, jednoduchého a standardizovaného rozhraní. To je velikým přínosem jak pro autory a správce vlastních aplikací, tak pro uživatele, kteří již nemusejí instalovat program lokálně na svůj počítač. Uživatel tak nepotřebuje specializovaný program na svém počítači, ale pro práci s aplikací používá nějaký standardní nástroj, např. prohlížeč WWW stránek.

Disertační práce přináší příspěvky k metodám standardních aproximací modulové charakteristiky analogových filtrů a prezentuje novou metodu pro návrh zpožďovacích linek a korektorů skupinového zpoždění. Dále je v práci navržen a popsán systém rozhraní pro přístup k počítačovým aplikacím analýzy a syntézy elektrických obvodů prostřednictvím technologie WWW.

Kapitola 2

Současný stav řešené problematiky

Tato kapitola obsahuje stručný přehled současného stavu řešené problematiky. Vzhledem k tématům zaměření práce je rozdělena do následujících čtyř částí :

- Stanovení základních požadavků na filtr.
- Aproximace modulových frekvenčních charakteristik analogových filtrů.
- Aproximace skupinového zpoždění analogových filtrů.
- Uživatelská rozhraní k programům pro analýzu a syntézu elektrických obvodů.

2.1 Stanovení základních požadavků na filtr

Stanovení požadavků je prvním krokem návrhu daného filtru. Zahrnuje mnohem více vstupních parametrů, než pouze základní elektrické. Vstupní požadavky můžeme rozdělit například do následujících bodů :

- Základní vlastnosti v kmitočtové oblasti :
 - modulová charakteristika (požadavky zadané tolerančním schématem, atd.),
 - fázová charakteristika nebo charakteristika skupinového zpoždění (lineární fáze, konstantní skupinové zpoždění).
- Základní vlastnosti v časové oblasti :
 - impulsní resp. přechodová charakteristika.
- Dynamické vlastnosti :

- úroveň vstupního signálu, dynamické poměry, zkreslení,
- vliv rušivých signálů, šum.

Při návrhu filtru je možné samozřejmě zohlednit i další požadavky jako technologii výroby, klimatické provozní podmínky, ekonomické požadavky, spolehlivost, atd. Prvotním požadavkem v drtivé většině případů bývají požadavky na modulovou frekvenční charakteristiku daného filtru, která je nejčastěji definována *tolerančním schématem*.

2.2 Aproximace modulových charakteristik přenosu analogových filtrů

Úlohou aproximace je nalézt přenosovou funkci, která odpovídá zadanému tolerančnímu schématu. Aproximace dělíme obvykle na dva základní typy :

- **Standardní** – vycházejí z analytického řešení charakteristické rovnice filtru :

$$H(p)H(-p) = \frac{1}{1 + \varphi(p)\varphi(-p)} \quad (2.1)$$

a je u nich daným způsobem volena charakteristická funkce $\varphi(p)$

- **Nestandardní** – obvykle předpokládají výchozí odhad přenosové funkce. Průběh této přenosové funkce se pak upravuje na požadovaný tvar většinou pomocí nějaké numerické iterační metody. Lze je označit za zobecnění standardních aproximací.

2.2.1 Standardní aproximace

Problematika standardních aproximací modulové frekvenční charakteristiky analogových filtrů je již v literatuře podrobně popsána např. [15], [41], [40] a [44]. Algoritmy některých aproximačních metod jsou však někdy publikovány nekompletně, používány nepřesně a nekoncepčně, nebo nejsou v praxi využívány všechny jejich možnosti.

V teorii aproximací se v zásadě rozlišují tyto standardní aproximace :

- *maximálně ploché (Padé),*
- *stejnoměrné,*
- *kvadratické.*

Pro syntézu filtrů mají praktický význam pouze první dvě, neboť požadujeme, aby celý průběh modulu nalezené přenosové funkce $|H(j\omega)|$ nevybočil z předepsaných mezí tolerančního schématu. Tento požadavek kvadratické aproximace nezaručují.

Mezi standardní aproximace lze zařadit :

Butterworthova aproximace – bývá označována také jako *aproximace s maximálně plochou modulovou charakteristikou*. V literatuře je možné ji nalézt např. v [15], [41] a [16].

Besselova aproximace – vychází z požadavků na konstantní skupinové zpoždění v propustném pásmu. Tento typ aproximace se používá zejména v případech, kdy záleží na fázových vlastnostech, resp. na zachování tvaru procházejícího signálu. Popis této aproximace lze nalézt např. v [41] a [44]. Podrobně bude o Besselově aproximaci pojednáno dále v této práci.

Čebyševova aproximace – je aproximace s *izoextremální charakteristikou v propustném pásmu*. V literatuře je možné ji nalézt např. v [15], [16], [11] a [41].

Přestože jsou Čebyševovy aproximace v literatuře poměrně podrobně popsány, chybí v jejich popisu některé významné prvky, které jsou však pro praktické využití velmi důležité.

V případě sudých stupňů Čebyševovy aproximace (s izoextremálním průběhem v propustném pásmu) nelze realizovat LC filtry zatížené na vstupu a výstupu stejnými rezistory ($R_1 \neq R_2 \neq 1$). Toto tvrzení vyplývá ze skutečnosti, že hodnota modulu přenosu v $\Omega = 0$ není nulová, ale má hodnotu a_{max} . Pro stejnosměrnou složku signálu musí být nastaven přenos různý od hodnoty 0,5, který odpovídá shodnému zakončení. V Saalově katalogu [40] jsou uvedeny tabulky pro vybrané hodnoty zvlnění normované dolní propusti v propustném pásmu a dále pak transformace těchto přenosových funkcí, umožňující zatížení filtru stejnými rezistory $R_1 = R_2 = 1$. Chybí však obecné analytické vztahy pro určení přenosových funkcí pro libovolný požadavek zvlnění v propustném pásmu.

Inverzní Čebyševova aproximace – je aproximace s *izoextremální charakteristikou v nepropustném pásmu*. V propustném pásmu má tato aproximace plochý průběh. Tato aproximace není v praxi příliš používána a její popis lze nalézt např. v [44] a [41]. V literatuře i jinde se v případě inverzní Čebyševovy aproximace setkáváme s následujícími nedostatky :

- V praxi je často odvozována pro mez nepropustného pásma pro NDP v $\Omega = 1$ což ale vyžaduje nestandardní způsob zpětné transformace z NDP prototypu. Typickým příkladem této interpretace jsou starší verze programového prostředí MATLAB, které poskytuje uživateli parametry přenosové funkce normované dolní propusti pro okraj nepropustného pásma $\Omega = 1$. Tento kmitočť je však u normovaných dolních propustí výhradně hraničním kmitočtem propustného pásma. Ve výzkumné zprávě [3] pro české zastoupení firmy Mathworks byl tento problém podrobně popsán. Aktuální verze programu MATLAB tuto chybu již neobsahuje.
- Sudé stupně přenosových funkcí inverzní Čebyševovy aproximace nelze realizovat klasickými LC příčkovými strukturami. Tato aproximace normované dolní propusti vede na racionální lomenou přenosovou funkci. Její nulové body na konečných kmitočtech jsou v případě realizace filtru klasickými LC příčkovými strukturami realizovány paralelními rezonančními obvody v podélných větvích, respektive sériovými rezonančními obvody v příčných větvích. Obtíže v realizaci normovaných dolních propustí sudých stupňů spočívají v tom, že v $\Omega = \infty$ nabývá $|H(j\Omega)|[dB]$ konečné hodnoty $a_s[dB]$ ¹ a nikoli hodnoty nulové, jako je tomu v případě lichých stupňů přenosové funkce. To má za následek, že při sudých stupních vede realizace na LC struktury s vázanými induktory, což je další překážkou jejich praktických aplikací.

Cauerova aproximace – je aproximace s *izoextremální charakteristikou v propustném i nepropustném pásmu*. Jako charakteristická funkce $\varphi(p)$ se volí Zolotarevova funkce. V literatuře je možné ji nalézt např. v [15], [16], [44] a [41].

Feistel-Unbehauenova aproximace – vychází z Besselovy aproximace, ale na rozdíl od ní má nuly přenosu v nepropustném pásmu. To umožňuje dosáhnout větší strmosti modulové charakteristiky v přechodovém pásmu. V literatuře je možné ji nalézt např. v [16] a [44].

Další typy aproximací. V praxi je někdy možné se setkat s dalšími typy aproximací, které se ale používají pouze ke speciálním účelům. Často nejsou polynomiální, jejich přenosová funkce není podílem dvou polynomů. Z tohoto důvodu nejsou přímo fyzikálně realizovatelné a je nutné hledat polynomiální aproximace, které se jim blíží. Jedná se například o *Gaussovu*, *Legendrovu*, *Kasteleinovu* aproximaci. Popis těchto aproximací lze nalézt např. v [44].

¹ a_s je minimální pokles modulu přenosu na mezi nepropustného pásma.

2.2.2 Nestandardní aproximace

Velice častou úlohou je řešení aproximace filtrů s nestandardními požadavky na selektivitu v propustném a nepropustném pásmu zadané např. schodovitým tolerančním schématem. Použití standardních aproximací zpravidla vede k vyšším stupňům přenosové funkce, a tím i většímu počtu stavebních prvků. Z těchto důvodů mají nestandardní metody aproximace svůj nezastupitelný význam. Nestandardní aproximace obvykle předpokládají vstupní odhad přenosové funkce, která se určí pomocí standardní aproximační metody. Tato výchozí přenosová funkce je pak modifikována iterativně tak, aby průběh vyhovoval tolerančnímu schématu s co nejnižším stupněm přenosové funkce.

Z literatury jsou známy iterační algoritmy schopné řešit tuto úlohu. Některé algoritmy mohou mít však svá omezení a nemusí vždy vést k optimálnímu výsledku z hlediska minimalizace chyby aproximace nebo kanoničnosti nalezených struktur.

Z literatury jsou známy následující metody :

- **Asymptotická aproximace lomenými přímkami (Bode) a Rumpeltova šablona**

jsou grafické metody, které se v současné době pro řešení aproximační úlohy prakticky nepoužívají. Průběhy reálných a komplexních Bodeho šablon jsou odvozeny například v literatuře [31] a [32]. Rumpeltova metoda je popsána v původní Rumpeltově disertaci [29], konkrétní aplikaci v návrhu filtrů lze nalézt také v [30].

- **Danielsova šablonová metoda**

Umožňuje navrhovat pásmové propusti a to jak nesymetrické, tak se stupňovitým průběhem tolerančního schématu v nepropustném pásmu. Metoda vyžaduje pouze odhad pólů přenosové funkce. Danielsova metoda je popsána v [17] a je implementována v programu *NAP*.

- **Iterační metoda na bázi Remezova algoritmu²**

Pomocí této metody je možné navrhovat všechny typy analogových filtrů se stupňovitým průběhem tolerančního schématu v propustném i nepropustném pásmu. Tato metoda je ze všech výše uvedených metod nejvíce flexibilní. Filtry navržené touto metodou mohou mít izoextremální průběh modulové frekvenční charakteristiky v propustném i nepropustném pásmu, proto je někdy nazývána jako zobecněná Caurova metoda. Metoda je také dobře algoritmizovatelná, což umožňuje kvalitní

²Remezův algoritmus je numerický iterační algoritmus, který aproximuje zadanou funkci racionálně lomenou funkcí s izoextremálním průběhem – v Čebyševově smyslu. Detailní popis lze najít např. v [20]

implementaci počítačovým programem. Uvedená metoda je popsána v [2], a je implementována např. v programu *NAPFIL* [1].

- **Optimalizační metody založené na heuristických algoritmech**

Pro modifikaci průběhu modulové frekvenční charakteristiky je možné použít i heuristické optimalizační metody jako jsou např. *genetické* nebo *evoluční* algoritmy. Tyto metody lze využít přímo k nestandardní aproximaci modulové charakteristiky, přičemž je možné zohlednit i požadavky na fázi, skupinové zpoždění, požadavky, resp. omezení, vyplývající z předpokládané realizační metody, atd.

Výsledkem je tedy přenosová funkce, která kompromisně splňuje řadu vstupních požadavků, kde požadavky na průběh modulu jsou jen jedny z mnoha. Detailní popis genetických a evolučních algoritmů lze nalézt v [46] a [45]. Použití genetických algoritmů pro návrh selektivních obvodů je popsáno např. v [47].

Výše popsané metody jsou prakticky implementovány v různých návrhových systémech a programech. Jejich hromadné rozšíření bylo podmíněno nástupem výkonné výpočetní techniky, protože nestandardní aproximace jsou ve většině případů výpočetně náročné. V [33], [34], [35], [36] a [37] jsou publikovány dílčí postupy pro návrh analogových i číslicových filtrů s nestandardními požadavky na průběh modulové frekvenční charakteristiky filtru. Některé tyto metody jsou buď matematicky příliš složité nebo algoritmicky nekonceptní, což vede k úzkému okruhu použití jen pro určité typy filtrů. Z „klasických“ numerických iteračních metod lze jen metodu na bázi Remezova algoritmu považovat za dostatečně univerzální a flexibilní, schopnou použití pro návrh všech základních typu filtrů s velkou variabilitou požadavků na průběh modulové charakteristiky.

Naproti tomu postupy vycházející z principu genetických a evolučních algoritmů můžeme považovat za univerzální pro optimalizovaný návrh selektivních soustav. Tyto algoritmy se začaly více používat zejména v posledních letech, neboť jsou poměrně náročné na výpočetní prostředky. Představují ale velice robustní a efektivní metody pro široké použití, což se prokázalo v mnoha oblastech technické praxe. Další informace a praktická využití těchto algoritmů lze nalézt např. [49], [45]. V oblasti optimalizací selektivních obvodů je jejich nespornou výhodou možnost kompromisního řešení, kdy vstupy optimalizace nejsou jen požadavky na průběh modulové charakteristiky, ale i další parametry, jako např. fázové požadavky, reálné vlastnosti obvodových součástek, atd. V praxi se ukázalo, že zejména algoritmus *diferenční evoluce* dává v optimalizaci analogových selektivních obvodů kvalitní výsledky. Na druhou stranu jsou tyto algoritmy výpočetně náročné. Tato skutečnost vyplývá z *paralelní* podstaty těchto algoritmů. V dnešní době, kdy je výkoná

výpočetní technika standardem, je možné je v mnoha případech dobře používat i na běžných stanicích typu PC. Pokud ale chceme tyto algoritmy používat pro složité a náročné optimalizace, měli bychom využít metod paralelního programování, včetně paralelních počítačových struktur. V současné době bohužel tento přístup vyžaduje speciální počítače, nebo alespoň výpočetní *clustery*.

Jako perspektivní se ukazuje vhodná kombinace heuristických algoritmů a „standardních“ optimalizačních procedur. Tato metoda byla již v praxi ověřena, např. v [47] a [48], a vede ke zrychlení výpočtu beze ztráty výhodných vlastností heuristických algoritmů. V této práci byla úspěšně ověřena i na optimalizovaném návrhu fázových korektorů.

2.3 Aproximace skupinového zpoždění analogových filtrů

Výsledkem návrhového postupu je přenosová funkce $H(p)$, případně charakteristická funkce $\varphi(p)$. Symbol p označuje komplexní kmitočet. Substitucí $p = j\omega$ můžeme získat komplexní kmitočtovou charakteristiku. Jejím rozdělením na *modul* a *argument* získáme modulovou a argumentovou (fázovou) frekvenční charakteristiku. Namísto fázové charakteristiky se častěji používá charakteristika *skupinového zpoždění*, přičemž skupinové zpoždění je definováno jako záporně vzatá derivace argumentu přenosové funkce podle kmitočtu.

$$\tau(\omega) = -\frac{d \arg[H(j\omega)]}{d\omega} \quad (2.2)$$

Přestože se při návrhu selektivního obvodu nejčastěji vychází z požadavků na modul, je vyrovnaný či korigovaný průběh skupinového zpoždění také častým požadavkem. Fázové požadavky respektujeme obvykle až jako druhé hledisko, a to zejména v případech, kdy požadujeme zachování tvaru signálu (např. impulsní průběhy) při průchodu filtrem. Základním vodítkem při prvotní aproximaci modulové charakteristiky můžeme akceptovat fakt, že zvolenému tvaru průběhu modulu, a tedy i volbě charakteristické funkce $\varphi(p)$, odpovídá určitá závislost průběhu skupinového zpoždění. Výběrem vhodné aproximace modulu můžeme tedy i zásadně ovlivnit fázové vlastnosti filtru. Pro optimální návrh musíme posoudit, nakolik jsou i tato hlediska pro nás důležitá.

Při návrhu filtru se v dnešní době využívají nejčastěji specializované programy, např. [52]. Nezanedbatelnou úlohu hrají i znalosti a zkušenosti návrháře, protože v praxi se jen těžko můžeme opřít o zcela automatický postup bez jakýchkoli zásahů.

V ideálním případě by měl být průběh skupinového zpoždění konstantní. Pak by všechny části spektra vstupního signálu procházely filtrem se stejným zpožděním a ob-

vod by nevykazoval žádné lineární zkreslení. To se v praxi projeví tvarovým zkreslením procházejícího signálu.

Z teorie je známo, že nelze navrhnout filtr, který by ideálně a nezávisle splňoval požadavky na modul i fázi, protože obě charakteristiky na sobě nejsou nezávislé. Získáváme tedy vždy jen kompromisní řešení obou požadavků. V praxi se s potřebou kvalitních fázových vlastností selektivních obvodů setkáme například v těchto oblastech :

- speciální analogové filtry v měřící technice,
- vstupní analogové obvody systémů pro přenos a zpracování datových signálů a videosignálů,
- speciální filtry pracující s impulsními průběhy.

2.3.1 Metody návrhu filtrů s ohledem na průběh fázové frekvenční charakteristiky

Standardní aproximace s kvalitní fázovou charakteristikou. Do této kategorie lze zařadit zejména Besselovu aproximaci, někdy též nazývanou Thomsonovu. Tento typ aproximace vykazuje na definovaném frekvenčním intervalu konstantní skupinové zpoždění. Jedná se o polynomiální filtry, kde je jmenovatel přenosové funkce tvořen tzv. Besselovými polynomy.

Besselovy filtry mají v propustném pásmu plochý průběh modulové frekvenční charakteristiky podobně jako Butterworthovy filtry. Selektivita filtru je dána stupněm polynomu. Základní nevýhodou této aproximace je však málo strmý průběh modulu v přechodovém pásmu. To v praxi vede na filtry vysokého stupně přenosové funkce a ke konstrukci je tedy třeba velkého počtu obvodových stavebních bloků. Mírným zlepšením může být užití Feistel-Unbehauenovy aproximace.

Úlohu maximálně ploché aproximace skupinového zpoždění pomocí Besselových polynomů lze nalézt např. v [25], [15], [41]. Standardní aproximační úloha pomocí Bessela vede, jak již bylo uvedeno, na polynomiální filtry. V literatuře bývají tabelizovány hodnoty normovaných dolních propustí s konstantním průběhem skupinového zpoždění a jejich realizace klasickými příčkovými LC strukturami. Tyto tabulky lze nalézt např. v [27].

Standardní filtr s korektorem skupinového zpoždění. V tomto případě jde v podstatě o rozdělení návrhu na dvě části :

- Návrh vlastního selektivního filtru, při kterém se zaměřujeme pouze na modulovou frekvenční charakteristiku.
- Návrh fázového korektoru, který bude zařazen do kaskády s výše uvedeným filtrem, a který bude kompenzovat fázovou charakteristiku tohoto filtru.

V případě korektoru se v praxi jedná o obvod typu fázovací článek. Je to obvod s neminimální fází, jehož modulová frekvenční charakteristika je konstantní v celém kmitočtovém pásmu. Průběh skupinového zpoždění tohoto obvodu lze navrhnout tak, aby kompenzoval průběh vlastního filtru.

Z literatury jsou známy následující metody sloužící k návrhům korektorů skupinového zpoždění :

- V práci [23] je uveden postup stejnoměrně zvlněné aproximace konstantního průběhu skupinového zpoždění na intervalu $\Omega \in \langle 0, 1 \rangle$, který je založen na vyrovnávání extrémů charakteristiky užitím iteračního algoritmu.
- Stejnou úlohu řešili Ulbricht a Piloty. Ve svém článku [24] publikovali podrobné tabulky polynomů, které získali řešením rovnice $\tau(s) = \tau_0 - \delta R(s)$, kde δ je zadaná chyba aproximace, τ_0 počáteční zpoždění, $R(s)$ neznámá racionální lomená funkce. Postup určení funkce $R(s)$ je založen jednak na vlastnosti konformního zobrazení $w = \sqrt{(s^2 + 1)}/s^2$, kterým se interval $-1 \leq \Omega \leq 1$ imaginární osy roviny $s = \Sigma + j\Omega$ zobrazuje na celou imaginární osu roviny $w = X + jY$, jednak na vlastnosti funkce $R(w)$, kterou vytváří sudá část přenosové funkce fiktivního fázovacího článku, sestavená z libovolného Hurwitzova polynomu $Q(w)$ stupně n , tedy $R(w) = Su\{Q(-w)/Q(w)\}$. Význačnou vlastností této funkce je, že osciluje na imaginární ose roviny w stejnoměrně mezi hodnotami $+1$ a -1 tak, že má $2n + 1$ extrémů. Problém aproximace spočívá v nalezení takového Hurwitzova polynomu $Q(w)$, aby rezidua v pólech transformované funkce $R(s)$ měly hodnoty $\pm 1/\delta$.
- V roce 1962 v článku [22] vyřešil Abele problém stejnoměrné aproximace konstantního jednotkového skupinového zpoždění na intervalu $\Omega \in \langle -\Omega_g, \Omega_g \rangle$ tak, že sestavil $2n + 1$ složitých nelineárních rovnic pro minima a maxima izoextremálního průběhu skupinového zpoždění na tomto intervalu. Rovnice vyřešil iteracemi, výsledkem je katalog jednak koeficientů polynomů $L_{n,\varepsilon}(s)$ stupňů $n = 1$ až $n = 10$, jednak odpovídajících hraničních kmitočtů Ω_g aproximačního pásma pro 22 vybraných hodnot stejnoměrné chyby aproximace δ .

- V článku [28], publikovaném v roce 1991, je uveden postup izoextremální aproximace skupinového zpoždění pro návrh fázovacích článků. Algoritmus pracuje na uzavřeném intervalu $\langle \omega_{lo}, \omega_{hi} \rangle$. Na tomto intervalu jsou zvoleny dvě spojité funkce $u(\omega)$ a $l(\omega)$, které určují horní a dolní mez pro průběh skupinového zpoždění. Iteračním postupem je hledána přenosová funkce fázovacího článku tak, aby průběh skupinového zpoždění byl na daném intervalu izoextremální a ohraničený danými mezemi. Výše uvedený postup je v článku demonstrován na několika příkladech.
- V dalších člancích, např. [38] nebo [39], jsou popsány metody návrhu fázovacích článků. V člancích jsou uvedeny metody pro aproximaci libovolného průběhu fázové charakteristiky, které pracují na principu interpolace žádaného průběhu a vedou na soustavu lineárních rovnic. Autoři uvádějí, že tento princip je vhodný pouze pro nízké řády fázovacích článků.

Porovnáváme-li zmíněné aproximační metody skupinového zpoždění, pak je na první pohled zřejmá jejich matematická složitost a těžkopádnost, patří jí i odlišnost užitého matematického aparátu k řešení v podstatě stejných úloh. Ve většině případů se také jedná o jednoúčelové metody zaměřené na konkrétní případy.

Návrh filtru s optimalizovaným průběhem skupinového zpoždění. Kromě „tradičních“ metod návrhu je možné v dnešní době použít i obecných optimalizačních postupů pro návrh selektivních obvodů. Při návrhu filtru můžeme uvažovat požadavky na modul, fázi, dynamické vlastnosti, atd., přičemž se snažíme najít takový obvod, který bude tyto požadavky kompromisně splňovat. Požadavky jsou standardně popsány *účelovou funkcí*, kterou se optimalizačním postupem snažíme minimalizovat. Účelová funkce je obvykle funkcí mnoha proměnných a optimalizační problém je netriviální záležitostí, kterou analyticky většinou nelze vyřešit. K řešení problému je možné s výhodou použít např. genetické a evoluční techniky.

2.4 Programy pro analýzu a syntézu elektrických obvodů provozované jako WWW aplikace

Nízká cena, nárůst výpočetního výkonu a další parametry umožnily rozšíření výpočetní techniky do různých oblastí technických aplikací. Pro syntézu a optimalizaci filtrů, analýzu těchto obvodů, atd. se dnes používají téměř výhradně počítače a specializované programy. Standardní přístup spočívá v užití osobního počítače s lokálně instalovaným programem.

To znamená decentralizovaný přístup k problému, kdy každý uživatel má k dispozici lokálně provozovanou kopii programu.

V době masivního rozšiřování globálních informačních technologií, zejména Internetu, je možné vytvořit i centralizované modely aplikací. Tento přístup má jistě mnoho výhod, mezi které lze zařadit :

- Program provozovaný centrálně – na jednom místě (serveru)
 - je možné zvolit a optimalizovat vhodný hardware a software pro danou aplikaci,
 - instalovaný software existuje pouze v jedné kopii, a to na serveru,
 - jakákoli oprava chybné funkce programu je realizována opět pouze na serveru a nevyžaduje tak přeinstalování lokálních kopií jednotlivých uživatelů.
- Umožňuje vytvořit jednotné uživatelské rozhraní například pomocí interaktivní WWW aplikace. Takové řešení má jen minimální požadavky na osobní počítač uživatele. Je maximálně nezávislé na výkonu stroje, operačním systému i typu prohlížeče WWW stránek.

V současné době se tento přístup stává stále populárnějším a zejména někteří výrobci elektronických součástek vytvářejí WWW aplikace, pomocí kterých je možné navrhovat základní zapojení např. zesilovačů, filtrů, atd. se součástkami těchto firem :

- Firma *National Semiconductor* provozuje WWW aplikaci *Webench* [55]. Tato aplikace umožňuje navrhovat a částečně i analyzovat a simulovat katalogová zapojení s analogovými a číslicovými integrovanými obvody této firmy. Aplikace *Webench* je velice dobře strukturovaná, umožňuje velmi dobrou orientaci uživatele a má jednotné a ucelené rozhraní.
- Firma *Maxim* provozuje na svých stránkách sadu jednoduchých aplikací, které umožňují návrh základních katalogových zapojení s integrovanými obvody této firmy. Koncepte této aplikace není jednotná a ucelená, sami autoři nazývají své samostatné aplikace jako „kalkulačky“. Další informace viz [56].
- Firma *Analog Devices* provozuje na svých stránkách sadu aplikací tzv. *Design Assistants* [57], pomocí kterých je možné navrhovat základní katalogová zapojení s integrovanými obvody této firmy. Jedná se skupinu nezávislých aplikací bez jednotného uceleného rozhraní.

Výše uvedené WWW aplikace umožňují uživateli poměrně jednoduše navrhovat základní zapojení s obvody jednotlivých firem. Aplikace *Webench* dokáže provádět v omezené míře i analýzu navržených obvodů. Ze všech tří jmenovaných aplikací představuje pouze *Webench* strukturovanou modulární aplikaci s jednotným rozhraním. Zbylé dva systémy jsou pouze souborem jednotlivých návrhových aplikací, které umožňují použití pouze pro konkrétní situace, např. pro jeden obvod daného výrobce.

Podobné jednoúčelové WWW aplikace lze nalézt i na dalších stránkách výrobců, ale i různých radioamatérů (aplikace pro návrhy anténních systémů), atd.

Všechny tyto systémy se vyznačují zejména úzkým zaměřením na konkrétní úkol v analýze či syntéze elektrických obvodů.

Kapitola 3

Cíle disertační práce

Na základě studia a rozboru současného stavu řešené problematiky byly formulovány následující závěry :

1. Standardní metody aproximací jsou dobře známy a v praxi používány. V literatuře jsou však některé algoritmy zpracovány nekompletně nebo nepřesně, případně jsou uvedeny pouze ve formě tabulek bez analytických vztahů. To omezuje použití jen na některé případy. Tento stav se týká zejména Čebyševovy a inverzní Čebyševovy aproximace.
2. Při návrzích fázových zpožďovačů a korektorů skupinového zpoždění se často vychází z praktických zkušeností návrháře, případně se používají tabelizované hodnoty, podle kterých se návrh přibližně provádí. Nedostatek robustních a univerzálních návrhových postupů je dán mnohem vyšší matematickou obtížností než v případě aproximací modulových charakteristik. V literatuře je sice popsáno několik metod aproximace skupinového zpoždění, jedná se ale většinou o metody příliš složité, což velice znesnadňuje jejich praktické nasazení.
3. Speciální programy určené k analýze a syntéze elektrických obvodů jsou dnes ve většině případů určené pro použití na lokálním osobním počítači. Je opomíjena možnost užití globálních komunikačních kanálů např. Internetu k vytvoření centralizované aplikace poskytující svoje služby prostřednictvím jednotného uživatelského rozhraní na bázi těchto technologií. Pokud existují aplikace tohoto typu, jedná se o jednoúčelové programy určené např. k návrhům katalogových zapojení s konkrétními obvody.

Z výše uvedeného rozboru vyplývá, že u standardních Čebyševových aproximací chybí transformace přenosových funkcí sudých stupňů umožňující jejich realizaci stejnými zakon-

čovacími rezistory. V případě inverzní Čebyševovy aproximace dosud chybí transformace přenosových funkcí sudého stupně, umožňující obvodovou realizaci bez použití induktorů se vzájemnými vazbami.

V oblasti aproximací a optimalizací fázových kmitočtových charakteristik, resp. charakteristik skupinového zpoždění chybí jednoduché, robustní a dobře algoritmizovatelné postupy k nalezení přenosových funkcí fázovacích článků v aplikacích korekčních obvodů a zpožďovacích článků.

V oblasti specializovaných univerzálních programů pro analýzu a syntézu elektrických obvodů chybí návrh a realizace těchto aplikací, které by byly provozovány v prostředí Internetu a v modelu klient-server.

Předložená disertační práce navazuje na výsledky školícího pracoviště v oblasti výzkumu selektivních obvodů. Na základě uvedených závěrů byly formulovány následující cíle disertační práce :

1. Odvodit analytické vztahy pro transformaci přenosové funkce a charakteristické funkce sudých stupňů Čebyševovy a inverzní Čebyševovy aproximace z důvodu realizace klasickými LC příčkovými strukturami.
2. Vytvořit algoritmus pro návrh korektorů skupinového zpoždění, algoritmus ověřit v úlohách vyrovnání průběhu skupinového zpoždění různých typů analogových filtrů.
3. Modifikovat algoritmus pro potřeby aproximace fázových zpožďovačů, umožňující izoextremální aproximaci konstantního skupinového zpoždění.
4. Oba výše uvedené algoritmy aproximace skupinového zpoždění implementovat ve vhodném matematickém programovém prostředí, které dokáže výsledky efektivně zpracovávat.
5. Navrhnout a realizovat model programu pro analýzu a syntézu elektrických obvodů. Systém bude pracovat v modelu klient-server, uživatelské rozhraní bude realizováno jako WWW aplikace.

Jednotlivé cíle budou podrobně rozvedeny v následující kapitole.

Kapitola 4

Výsledky disertace s uvedením nových poznatků

4.1 Příspěvek k Čebyševovým aproximacím

Původním přínosem této části práce je uvedení vztahů pro transformace přenosových funkcí normovaných dolních propustí s Čebyševovým a inverzním Čebyševovým průběhem, které lze realizovat klasickými LC příčkovými strukturami bez vázaných indukčností a se shodným zakončením $R_1 = R_2 = 1$.

Z literatury, např. [40], jsou známy obecné transformační vztahy v komplexním kmitočtu s , které ale nejsou uvedeny v analytické a snadno použitelné formě, vhodné pro přímý přepočít parametrů přenosové a charakteristické funkce. V této kapitole jsou popsány jednoduché tabelizované analytické vztahy vhodné pro návrh těchto typů filtrů, které lze dobře algoritmizovat. Prakticky realizované jsou např. v knihovně pro syntézu filtrů [52].

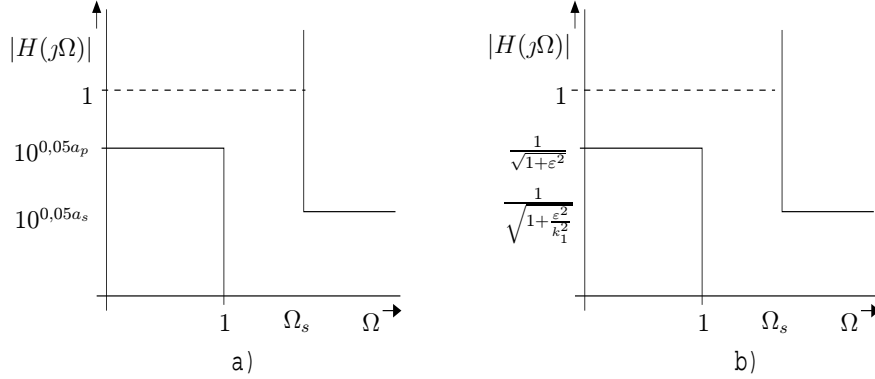
4.1.1 Základní parametry a vztahy k Čebyševovým aproximacím

Popis Čebyševovy aproximace lze nalézt v mnoha pramenech, např. [40], [15], [16], [41]. Popis inverzní Čebyševovy aproximace ve standardním tvaru, tzn. mez propustného pásma na kmitočtu $\Omega = 1$, je uveden např. v [41].

Aproximace je založena na charakteristické rovnici filtru

$$H(s)H(-s)|_{s=j\Omega} = |H(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 \varphi^2(\Omega)} \quad , \quad (4.1)$$

kde $H(s)$ je přenosová funkce a $\varphi(s)$ je charakteristická funkce. Požadavky na selektivitu normované dolní propusti jsou dány tolerančním schématem uvedeným na obr. 4.1a. Parametr a_p představuje zadanou toleranci v dB v propustném pásmu, tj. pro $\Omega \in \langle 0, 1 \rangle$.



Obrázek 4.1: Toleranční schéma NDP

Nepropustné pásmo je definováno hraničním kmitočtem Ω_s a přípustnou chybou aproximace v nepropustném pásmu a_s , vyjádřenou rovněž v dB. Parametry tolerančního schématu a_p , a_s , 1 , Ω_s představují výchozí požadavky pro řešení aproximační úlohy syntézy NDP. Tyto požadavky, bez ohledu na zvolený typ aproximace, lze standardně vyjádřit sekundárními parametry $\epsilon = \sqrt{10^{-0,1a_p} - 1}$, $k = 1/\Omega_s$, $k_1 = \sqrt{\frac{10^{-0,1a_p} - 1}{10^{-0,1a_s} - 1}}$. Konstanta ϵ pak přísluší zvlnění (chybě) kmitočtové charakteristiky v propustném pásmu, parametr k udává poměr mezních kmitočtů propustného a nepropustného pásma a konečně parametr k_1 vyjadřuje odstup modulu přenosu v propustném a nepropustném pásmu filtru. Souvislost sekundárních parametrů s tolerančním schématem udává obr. 4.1b. Stupeň aproximace pro Čebyševovu a inverzní Čebyševovu aproximaci určíme ze vztahu $n \geq \frac{\arg \cosh(1/k_1)}{\arg \cosh(1/k)}$.

4.2 Čebyševova aproximace

Vstupními údaji jsou přepočítané sekundární parametry ϵ , k , k_1 a stupeň aproximace n . Postup nalezení přenosové funkce $H(s)$ a parametrů charakteristické funkce $\varphi(s)$, jejíž znalost je aktuální při realizaci filtru klasickými LC příčkovými strukturami, je přehledně uveden např. v [11] a [41].

Je-li n liché, z nalezených funkcí $H(s)$ a $\varphi(s)$ lze bez obtíží realizovat filtr se zakončením $R_1 = R_2 = 1$.

Naopak sudý stupeň přenosové funkce vede na LC realizaci filtru s nestejnými zatěžovacími rezistory $R_1 \neq R_2 \neq 1$. V případě, že chceme zachovat stejné zakončení filtru, je třeba nalezenou přenosovou funkci sudého stupně transformovat vztahem

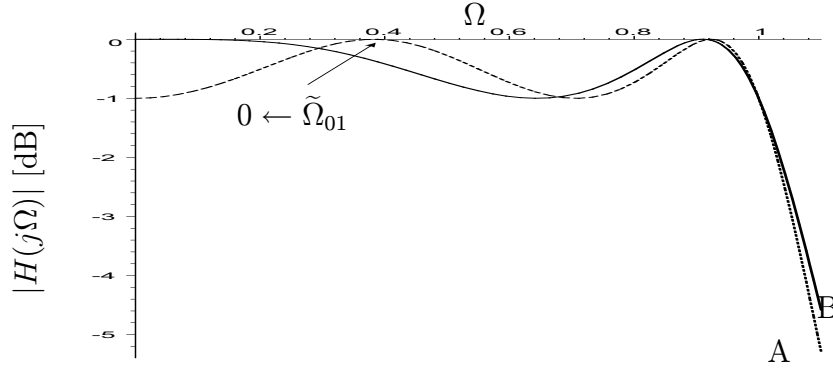
$$s_B^2 = \frac{s^2 + \tilde{\Omega}_{01}^2}{1 - \tilde{\Omega}_{01}^2}. \quad (4.2)$$

Vlastní transformace se týká původních nulových bodů charakteristické funkce $\tilde{\Omega}_{0\mu}$ a pólů $s_\mu = \alpha_\mu \pm j\beta_\mu$ přenosové funkce. Výsledkem jsou transformované funkce $H_B(s)$ a $\varphi_B(s)$ uvedené v tab. 4.1.

Transformací (4.2) se maximum modulu přenosu o nejnižším kmitočtu $\tilde{\Omega}_{01}$ přesouvá do počátku podle obr. 4.2. Tím se získá průběh obdobný lichému stupni. Z obr. 4.2 je také patrné snížení strmosti průběhu modulové charakteristiky transformovaného filtru v přechodovém pásmu.

Vstupní údaje	$\tilde{\Omega}_{0\mu}, \quad s_\mu = \alpha_\mu + j\beta_\mu, \quad \mu = 1, \dots, n/2$
Pomocné parametry	$A_\mu = \alpha_\mu^2 - \beta_\mu^2 + \tilde{\Omega}_{01}^2, \quad B_\mu = 2\alpha_\mu\beta_\mu$
Póly přenosové funkce	$s_{\mu B} = \alpha_{\mu B} + j\beta_{\mu B} =$ $= \sqrt{\frac{A + \sqrt{A^2 + B^2}}{2(1 - \tilde{\Omega}_{01}^2)}} + j\sqrt{\frac{-A + \sqrt{A^2 + B^2}}{2(1 - \tilde{\Omega}_{01}^2)}}$
Přenosová funkce	$H_B(s) = \prod_{\mu=1}^m \frac{H_{0B}}{s^2 - 2\alpha_{\mu B}s + \alpha_{\mu B}^2 + \beta_{\mu B}^2}$ $H_{0B} = \prod_{\mu=1}^m (\alpha_{\mu B}^2 + \beta_{\mu B}^2), \quad m = n/2$
Nulové body charakteristické funkce	$\tilde{\Omega}_{0\mu B} = \sqrt{\frac{\tilde{\Omega}_{0\mu}^2 - \tilde{\Omega}_{01}^2}{1 - \tilde{\Omega}_{01}^2}}, \quad \mu = 2, \dots, n/2$
Charakteristická funkce	$\varphi_B(s) = \varphi_{0B} s^2 \prod_{\mu=2}^m (s^2 + \tilde{\Omega}_{0\mu B}^2), \quad \varphi_{0B} = \frac{1}{H_{0B}\varepsilon}$

Tabulka 4.1: Čebyševova aproximace — transformace B



Obrázek 4.2: Transformace maxima přenosu $\tilde{\Omega}_{01}$ s nejnižším kmitočtem do nuly

4.2.1 Příklad transformace Čebyševovy NDP sudého stupně

Příklad demonstruje použití transformace přenosové a charakteristické funkce Čebyševovy normalizované dolní propusti sudého řádu.

Zadání

Parametry NDP jsou $a_p = -1dB$, $a_s = -30dB$ a $\Omega_s = 2, 35$.

Aproximace

Danou standardní aproximaci je možné provést například pomocí webové aplikace *syntfil* [52].

Výsledky aproximace

Odpovídající sekundární parametry jsou $\varepsilon = 0,508847$, $k = 0,425532$ a $k_1 = 0,016099$. Stupeň aproximace je dán vztahem

$$n \geq \frac{\arg \cosh(1/k_1)}{\arg \cosh(1/k)} = 3,217.$$

Stupeň aproximace zaokrouhlíme směrem nahoru, tedy $n = 4$. Pro $n = 4$ dále provedeme přepočítání k_1 a a_s na celé n

$$k_1 = \frac{1}{\cosh(4 \arg \cosh(1/k))} = 0,00498 \quad \implies \quad a_s = 10 \log \left(1 + \frac{\varepsilon^2}{k_1^2} \right) = -40,19dB.$$

Nuly charakteristické funkce $\varphi(s)$

$$\tilde{\Omega}_{01} = \cos \frac{\pi}{8} = 0,923880, \quad \tilde{\Omega}_{02} = \cos \frac{3\pi}{8} = 0,381683.$$

Póly přenosové funkce $H(s)$

$$s_{1,2} = \alpha_1 \pm j\beta_1 = -0,139536 \pm j0,983379, \quad s_{3,4} = \alpha_2 \pm j\beta_2 = -0,336897 \pm j0,407329.$$

Násobná konstanta H_0

$$H_0 = \frac{1}{\varepsilon 2^3} = 0,245653.$$

Přenosová funkce NDP

$$H(s) = \frac{0,245653}{s^4 + 0,952811s^3 + 1,453925s^2 + 0,742619s + 0,275628}.$$

Charakteristická funkce NDP

$$\varphi(s) = 8s^4 + 8s^2 + 1.$$

Realizace Čebyševovy NDP

Realizace je založena na odštěpování pólů imitanční funkce v nekonečnu (Cauerův algoritmus).

$$G(s) = \frac{1}{H(s)} = 4,07077(s^4 + 0,952811s^3 + 1,453925s^2 + 0,742619s + 0,275628)$$

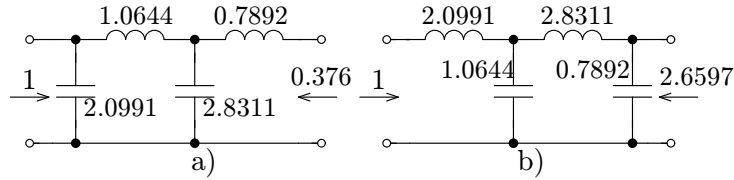
$$\varepsilon\varphi(s) = 4,07077(s^4 + s^2 + 0,125)$$

Z funkcí $H(s)$ a $\varphi(s)$ sestavíme normovanou vstupní impedanci filtru $z_{vst}(s)$, kterou rozvedeme v řetězový zlomek

$$z_{vst} = \frac{G(s) \pm \varphi(s)}{G(s) \mp \varphi(s)}$$

$$\begin{aligned} z_{vst} &= \frac{0,952812s^3 + 0,453925s^2 + 0,742620s + 0,150628}{2s^4 + 0,952812s^3 + 2,453925s^2 + 0,742620s + 0,400628} = \\ &= \frac{1}{2,099052s + \frac{1}{1,064439s + \frac{1}{2,831129s + \frac{1}{0,789193s + \frac{1}{2,659735}}}}} \end{aligned}$$

Příčková struktura NDP je znázorněna na následujícím obrázku :



Obrázek 4.3: Realizace Čebyševovy NDP stupně $n = 4$.

Transformace

Transformace, definovaná vztahem (4.2), přesune maximum modulu přenosu s nejnižším kmitočtem do počátku. Všechny potřebné transformační vztahy pro přepočítání parametrů přenosové a charakteristické funkce jsou uvedeny v tabulce 4.1.

$$H_B(s) = \frac{0,337210}{s^4 + 1,275980s^3 + 1,642468s^2 + 1,052481s + 0,337210}$$

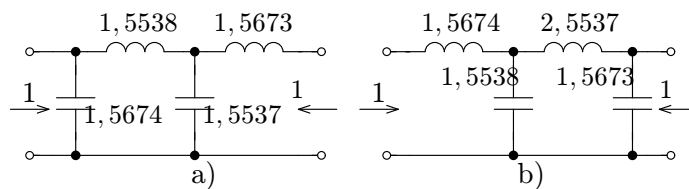
$$\varphi_B(s) = 5,827892s^4 + 7,827990s^2$$

$$G_B(s) = 2,965511(s^4 + 1,275980s^3 + 1,642468s^2 + 1,052481s + 0,337210)$$

$$\varepsilon\varphi_B(s) = 2,965505s^4 + 2,456708s^2$$

$$z_{vstB} = \frac{1}{1,567422s + \frac{1}{1,553816s + \frac{1}{1,553709s + \frac{1}{1,567330s + 1}}}}$$

Obvodová struktura transformované NDP je znázorněna na následujícím obrázku :



Obrázek 4.4: Realizace Čebyševovy NDP stupně $n = 4$ se shodným zakončením.

4.3 Inverzní Čebyševova aproximace

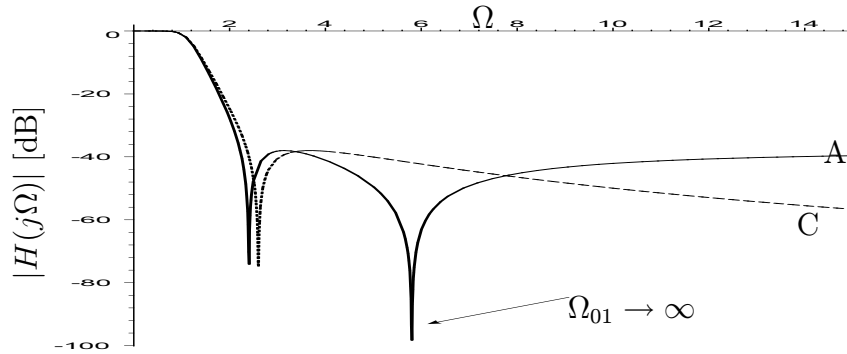
I v tomto případě jsou vstupními údaji přepočítané sekundární parametry ϵ , k , k_1 a stupeň aproximace n . Postup aproximace, tj. nalezení funkcí $H(s)$ a $\varphi(s)$, je přehledně uveden v [11]. Přenosová funkce má v případě sudého n konečnou hodnotu v $\Omega \rightarrow \infty$ a je proto realizovatelná pouze vázanými induktory.

Pro realizaci bez vázaných induktorů je nutno transformovat nuly přenosové funkce (póly charakteristické funkce) $\Omega_{0\mu}$ a póly $s_\mu = \alpha \pm j\beta$ původní přenosové funkce vztahem

$$s_C^2 = \frac{(\Omega_{01}^2 - 1)s^2}{\Omega_{01} + s^2}. \quad (4.3)$$

Vliv transformace na průběh modulu přenosu je zřejmý z obr. 4.5. Tento případ je možno realizovat klasickou LC příčkovou strukturou.

Užitím transformace (4.3) se snižuje strmost průběhu modulové charakteristiky v přechodovém pásmu filtru tím, že se posouvá mez nepropustného pásma.



Obrázek 4.5: Transformace přenosové nuly NDP s nejvyšším kmitočtem do nekonečna

4.3.1 Příklad transformace inverzní Čebyševovy NDP sudého stupně

Zadání

Parametry NDP jsou $a_p = -1dB$, $a_s = -38dB$ a $\Omega_s = 2, 35$.

Aproximace

Danou standardní aproximaci je možné provést například pomocí webové aplikace *syntfil* [52].

Vstupní údaje	$\Omega_{0\mu}, \quad s_\mu = \alpha_\mu + j\beta_\mu, \quad m = n/2$
Nuly přenosové funkce $H_C(s)$	$\Omega_{0\mu C} = \Omega_{0\mu} \sqrt{\frac{\Omega_{01}^2 - 1}{\Omega_{01}^2 - \Omega_{0\mu}^2}}$
Pomocné parametry	$A_\mu = \alpha_\mu^2 - \beta_\mu^2 + \Omega_{01}^2, \quad B_\mu = 2\alpha_\mu\beta_\mu$ $C_\mu = \sqrt{\frac{A_\mu + \sqrt{A_\mu^2 + B_\mu^2}}{2}}$ $D_\mu = \sqrt{\frac{-A_\mu + \sqrt{A_\mu^2 + B_\mu^2}}{2}}$
Póly přenosové funkce $H_C(s)$	$s_{\mu C} = \alpha_{\mu C} + j\beta_{\mu C}$ $\alpha_{\mu C} = \sqrt{\frac{\Omega_{01}^2 - 1}{A_\mu^2 + B_\mu^2}} (\alpha_\mu C_\mu - \beta_\mu D_\mu)$ $\beta_{\mu C} = \sqrt{\frac{\Omega_{01}^2 - 1}{A_\mu^2 + B_\mu^2}} (\alpha_\mu D_\mu + \beta_\mu C_\mu)$
Přenosová funkce $H_C(s)$ $H_C(s) = \frac{H_{0C}}{s^2 - 2\alpha_{mC}s + \alpha_{mC}^2 + \beta_{mC}^2} \prod_{\mu=1}^{m-1} \frac{s^2 + \Omega_{0\mu C}^2}{s^2 - 2\alpha_{\mu C}s + \alpha_{\mu C}^2 + \beta_{\mu C}^2}$ $H_{0C} = (\alpha_{mC}^2 + \beta_{mC}^2) \prod_{\mu=1}^{m-1} \frac{\alpha_{\mu C}^2 + \beta_{\mu C}^2}{\Omega_{0\mu C}^2}, \quad m = n/2$	
Charakteristická funkce $\varphi_C(s)$	$\varphi_C(s) = \varphi_{0C} s^n \prod_{\mu=1}^{m-1} \frac{1}{s^2 + \Omega_{0\mu C}^2}, \quad m = n/2$ $\varphi_{0C} = \frac{1}{H_{0C}}$

Tabulka 4.2: Inverzní Čebyševova aproximace — transformace C

Výsledky aproximace

Odpovídající sekundární parametry jsou $\varepsilon = 0,508847$, $k = 0,425532$ a $k_1 = 0,006406$. Stupeň aproximace je $n = 4$. Provedeme korekci polohy hraničního kmitočtu nepropustného pásma na celé n . Vypočteme nové hodnoty $k = 0,450318$, $\Omega_s = 2,220652$. Pomocné parametry a a b jsou $a = 0,163426$, $b = 1,915939$. Dále určíme póly přenosové funkce $H(s)$:

$$s_{1,2} = \alpha_1 + j\beta_1 = -0,394058 \pm j1,115310$$

$$s_{3,4} = \alpha_2 + j\beta_2 = -1,190119 \pm j0,577928$$

Nulové body přenosové funkce $H(s)$ jsou $\Omega_{01} = 2,403617$, $\Omega_{02} = 5,802844$. Přenosová funkce $H(s)$ a charakteristická funkce $\varphi(s)$ mají tvary

$$H(s) = \frac{1,25893 \cdot 10^{-2}(s^2 + 5,777274)(s^2 + 33,67300)}{s^4 + 3,168354s^3 + 5,025486s^2 + 4,709928s + 2,449133} = \frac{b(s)}{a(s)} \quad (4.4)$$

$$\varphi(s) = \frac{1,560911 \cdot 10^2 \cdot s^4}{(s^2 + 5,777374)(s^2 + 33,67300)} = \frac{k(s)}{b(s)} \quad (4.5)$$

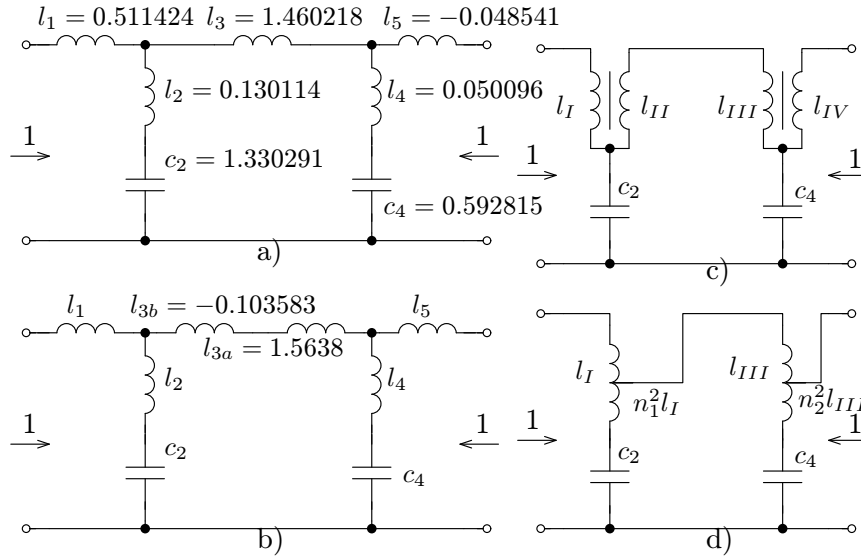
Z $H(s)$ a $\varphi(s)$ vyplývá kaskádní matice normovaného filtru

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} \frac{Su\{a(s)\} \pm Su\{k(s)\}}{b(s)} & \frac{Li\{a(s)\} \pm Li\{k(s)\}}{b(s)} \\ \frac{Li\{a(s)\} \mp Li\{k(s)\}}{b(s)} & \frac{Su\{a(s)\} \mp Su\{k(s)\}}{b(s)} \end{bmatrix}$$

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} \frac{1,588594s^4 + 3,991885s^2 + 1,1945415}{(s^2 + 5,777374)(s^2 + 33,6730)} & \frac{2,5167131s^3 + 3,741230s}{(s^2 + 5,777374)(s^2 + 33,6730)} \\ \frac{2,5167131s^3 + 3,741230s}{(s^2 + 5,777374)(s^2 + 33,6730)} & \frac{0,629488 \cdot 10^{-4}s^4 + 3,991885s^2 + 1,945415}{(s^2 + 5,777374)(s^2 + 33,6730)} \end{bmatrix}$$

Realizace NDP odštěpováním prvků z výše uvedené kaskádní matice je uvedena obrázku 4.6a.

Upravené zapojení NDP je nakresleno na obr.4.6b. Tato úprava spočívá v rozkladu původního induktoru l_3 na sériové spojení induktorů l_{3a} a l_{3b} tak, aby mezi induktory vzniklých trojpolů induktorů l_{3a} , l_4 , l_5 a l_1 , l_2 , l_{3b} byla dokonalá vazba. Trojpolů induktorů



Obrázek 4.6: Realizace NDP s izoextremálním průběhem v nepropustném pásmu $n = 4$.

s dokonalou vazbou lze nahradit bezetrátovými autotransformátory. Vlastní indukčnosti bezetrátových transformátorů na obr.4.6c jsou dány takto :

$$\begin{aligned} l_I &= l_2 + l_1 = 0,641538 \\ l_{II} &= l_2 + l_{3b} = 0,026531 \\ l_{III} &= l_2 + l_{3a} = 1,1613897 \\ l_{IV} &= l_4 + l_5 = 0,001555 \end{aligned}$$

Na obr.4.6d je uvedeno výsledné realizační zapojení NDP, ve kterém jsou autotransformátory realizovány vázanými induktory s odbočkami. Převody jsou dány rovnicemi

$$n_1 = \sqrt{\frac{l_{II}}{l_I}} = 0,20336$$

$$n_2 = \sqrt{\frac{l_{IV}}{l_{III}}} = 0,03104$$

Transformace

Transformace daná vztahem (4.3) přesune nulový bod funkce $H(s)$ s nejvyšším kmitočtem do nekonečna. Všechny potřebné transformační vztahy lze nalézt v tabulce 4.2. Transformovaná přenosová a charakteristická funkce mají tvar

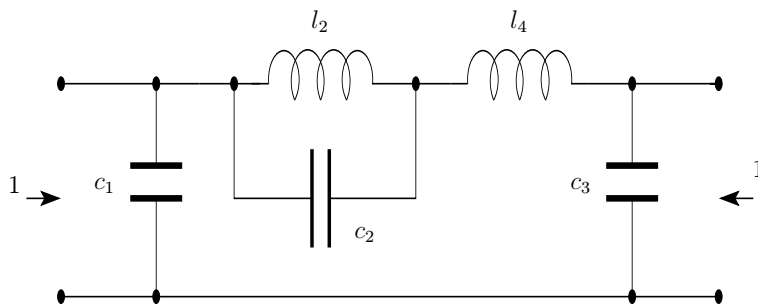
$$H_C(s) = \frac{0,340783 \cdot (s^2 + 6,766801)}{s^4 + 3,147718s^3 + 4,954065s^2 + 4,612651s + 2,306010}$$

$$\varphi_C(s) = \frac{5,766799s^4}{s^2 + 6,766801}$$

Z $H_C(s)$ a $\varphi_C(s)$ vyplývá kaskádní matice

$$\underline{A}_C = \begin{bmatrix} \frac{14,537301s^2 + 6,76680}{s^2 + 6,766801} & \frac{9,236724s^3 + 13,535451s}{s^2 + 6,766801} \\ \frac{9,236724s^3 + 13,535451s}{s^2 + 6,766801} & \frac{5,868837s^4 + 14,53730s^2 + 6,76680}{s^2 + 6,766801} \end{bmatrix}$$

Odštěpováním prvků z matice \underline{A}_C získáme realizaci NDP uvedenou na obr.4.7



Obrázek 4.7: Realizace NDP z kaskádní matice bez vázaných induktorů

Hodnoty součástek zapojení NDP na obr.4.7 jsou :

$$c_1 = 0,5345564$$

$$l_2 = 1,3648937$$

$$c_2 = 0,1082724$$

$$c_3 = 1,465716$$

$$l_4 = 0,635382$$

4.4 Aproximace skupinového zpoždění

V této části práce budou uvedeny základní vlastnosti skupinového zpoždění analogových obvodů, popsány fázovací články a také detailní popis návrhu obvodů s lineární fázovou charakteristikou na základě Besselovy aproximace. Dále bude uvedeno odvození charakteristické funkce fázovacího článku a odvození aproximační rovnice vycházející z této funkce.

V literatuře jsou jak vlastnosti fázovacích článků, tak principy návrhu obvodů s lineární fázovou charakteristikou popsány např. v [15], [41] a [44]. Charakteristická funkce fázovacího článku je uvedena v [41].

Původním přínosem této části je detailní a systematický popis výše uvedených problémů s ohledem na aproximace charakteristik skupinového zpoždění, jejichž popis bude následovat v dalších kapitolách.

4.4.1 Skupinové zpoždění

Je-li přenosová funkce analogového filtru $H(p)$ vyjádřená jako poměr obrazu výstupního napětí k obrazu vstupního napětí

$$H(p) = \frac{1}{G(p)} = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} \quad (4.6)$$

je skupinové zpoždění definováno jako záporně vzatá derivace argumentu přenosové funkce

$$\tau(\omega) = -\frac{d \arg[H(j\omega)]}{d\omega} = \frac{d \arg[G(j\omega)]}{d\omega} \quad (4.7)$$

Skupinové zpoždění součinu přenosových funkcí (kaskádního spojení) $H(p) = H_1(p)H_2(p)$ je dáno součtem skupinových zpoždění

$$\tau(\omega) = \tau_1(\omega) + \tau_2(\omega)$$

Pokud budeme uvažovat přenosovou funkci ve tvaru podílu dvou polynomů $H(p) = f(p)/v(p)$, bude výsledné skupinové zpoždění dáno rozdílem příslušných skupinových zpoždění

$$\tau(\omega) = \tau_f(\omega) - \tau_v(\omega)$$

4.4.2 Obvody pro korekci skupinového zpoždění

V praxi se setkáváme zpravidla se dvěma typy obvodů, které slouží k modifikaci průběhu skupinového zpoždění přenosové cesty :

1. **Zpožďovací obvody.** Slouží ke zpoždění celého spektra signálu nebo jen určitých složek spektra. V klasické analogové technice se realizují většinou obvody RLC se soustředěnými parametry (zpožďovací články) nebo s rozprostřenými parametry (zpožďovací vedení). Tyto obvody se používají například pro zpoždění obrazových signálů. Do skupiny zpožďovacích obvodů lze zařadit i Besselovy polynomiální filtry, tedy filtry s maximálně plochým průběhem skupinového zpoždění.
2. **Korektory skupinového zpoždění.** Slouží ke korekci průběhu skupinového zpoždění dané přenosové cesty nebo zařízení. Tyto obvody většinou korigují charakteristiku skupinového zpoždění daného zařízení tak, aby výsledný průběh byl konstantní funkcí kmitočtu.

Základním konstrukčním blokem pro realizaci obvodů prvního i druhého typu jsou fázovací články. Pro další matematické úvahy je třeba popsat charakteristické vlastnosti fázovacích článků.

4.4.3 Fázovací články

Fázovací článek je dvojbran s neminimální fází a s konstantní modulovou frekvenční charakteristikou. Přenosová funkce ideálního fázovacího článku má tento obecný tvar

$$A(p) = \frac{a(-p)}{a(p)} = \frac{1 - z(p)}{1 + z(p)} = e^{-2p\tau}, \tau = konst. \quad , \quad (4.8)$$

kde polynom $a(p)$ je Hurwitzův polynom. V pasivní podobě jsou nejčastěji realizovány souměrným křížovým článkem, v jehož podélných větvích je normovaná impedance $z(p)$.

$$z(p) = \frac{Z(p)}{R} = \tanh(p\tau) \quad . \quad (4.9)$$

Provedeme normování $s = p\tau$.

$$A(s) = \frac{1 - \tanh s}{1 + \tanh s} = \frac{1 - z(s)}{1 + z(s)} = e^{-2s} \quad . \quad (4.10)$$

V praxi se používají fázovací články prvního a druhého řádu. Přenosová funkce vyššího řádu se realizuje kaskádním spojením výše uvedených článků. Fázovací články mohou být realizovány pasivními LC obvody nebo ARC bloky.

Fázovací článek prvního řádu

Přenosová funkce fázovacího článku prvního řádu je dána vztahem (4.8), ve kterém je $a(p)$ polynom prvního stupně. Označíme-li jeho kořen

$$p_1 = -\alpha_0$$

bude mít přenosová funkce tvar

$$A(p) = \frac{p - \alpha_0}{p + \alpha_0}$$

Fázová charakteristika a skupinové zpoždění jsou dány vztahy

$$\beta(\omega) = -2 \arctan \frac{\omega}{\alpha_0}$$

$$\tau(\omega) = -\frac{d\beta}{d\omega} = \frac{2\alpha_0}{\omega^2 + \alpha_0^2}$$

Fázovací článek druhého řádu

Přenosová funkce fázovacího článku druhého řádu je opět dána vztahem (4.8), ve kterém je $a(p)$ polynom druhého stupně. Pro jeho komplexně sdružené kořeny

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\beta$$

má přenosová funkce tvar

$$A(p) = \frac{p^2 - \frac{\omega_r}{Q_r}p + \omega_r^2}{p^2 + \frac{\omega_r}{Q_r}p + \omega_r^2}$$

kde

$$\omega_r = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}, \quad Q_r = \frac{\omega_r}{2\alpha}$$

Fázová charakteristika a skupinové zpoždění jsou dány vztahy

$$\beta(\omega) = -2 \arctan \frac{\frac{\omega\omega_r}{Q_r}}{\omega_r^2 - \omega^2}$$

$$\tau(\omega) = \frac{2Q_r\omega_r(\omega^2 + \omega_r^2)}{Q_r^2(\omega^2 - \omega_r^2)^2 + \omega^2\omega_r^2}$$

4.4.4 Besselova aproximace, Besselovy polynomy

Princip a základní popis Besselovy aproximace lze nalézt např. v [15], [41] nebo [44]. Z důvodu dalších matematických úvah však bude v následující části detailně popsán princip návrhu obvodů s lineární fázovou charakteristikou a také detailní popis odvození Besselových polynomů.

Uvažujme přenosovou funkci polynomiálního filtru (dolní propust)

$$H(p) = \frac{1}{G(p)} = \frac{1}{v_0 + v_1p + v_2p^2 + v_3p^3 + \dots} \quad (4.11)$$

Pro substituci $p = j\omega$ můžeme reálnou a imaginární část polynomu $G(p)$ rozdělit

$$\begin{aligned} G(j\omega) &= v_0(-\omega^2)^0 + v_2(-\omega^2)^1 + v_4(-\omega^2)^2 + \dots \\ &\quad + j\omega(v_1(-\omega^2)^0 + v_3(-\omega^2)^1 + v_5(-\omega^2)^2 + \dots) \\ G(j\omega) &= M(-\omega^2) + j\omega N(-\omega^2) \end{aligned} \quad (4.12)$$

Fázovou charakteristiku systému s touto přenosovou funkcí lze zapsat jako

$$\beta(\omega) = \arg G(j\omega) = \arctan \frac{\text{Im}[G(j\omega)]}{\text{Re}[G(j\omega)]} = \arctan \frac{\omega N(-\omega^2)}{M(-\omega^2)} \quad (4.13)$$

Pro požadavek lineární fázové charakteristiky platí $\beta(\omega) = \tau\omega$, důsledkem je samozřejmě konstantní skupinové zpoždění $\tau(\omega) = \tau$.

Použijeme normování

$$s = p\tau, \quad \Omega = \omega\tau$$

Po přenormování můžeme psát vztah pro fázovou charakteristiku

$$\tan \Omega = \frac{\Omega N(-\Omega^2)}{M(-\Omega^2)} = \frac{\sin \Omega}{\cos \Omega} \quad (4.14)$$

Vztahy mezi funkcemi komplexní proměnné $\cos(z)$, $\cosh(z)$ a $\sin(z)$, $\sinh(z)$ jsou

$$\begin{aligned} \cos z &= \cosh(jz) \\ \sin z &= -j \sinh(jz) \end{aligned}$$

kde z je komplexní číslo. Můžeme dále psát

$$\tan \Omega = \frac{-j \sinh(j\Omega)}{\cosh(j\Omega)}$$

a dále pak

$$\begin{aligned} \tanh(j\Omega) &= \frac{j\Omega N(-\Omega^2)}{M(-\Omega^2)} \\ \tanh s &= \frac{sN(s^2)}{M(s^2)} = \frac{\sinh s}{\cosh s} \end{aligned} \quad (4.15)$$

Besselovy polynomy

Aby bylo možné vytvořit obvodově realizovatelnou přenosovou funkci, je třeba hyperbolicou funkci $\tanh(s)$ ve výrazu (4.15) aproximovat vhodnou racionálně lomenou funkcí. Toho lze dosáhnout rozvinutím funkcí \sinh a \cosh v nekonečnou řadu.

$$\begin{aligned} \sinh s &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{s^{2n+1}}{(2n+1)!} = s + \frac{s^3}{3!} + \frac{s^5}{5!} + \dots \\ \cosh s &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{s^{2n}}{(2n)!} = 1 + \frac{s^2}{2!} + \frac{s^4}{4!} + \dots \end{aligned}$$

Tento nekonečný rozvoj odpovídá lineární fázové charakteristice v intervalu $\Omega \in \langle 0, \infty \rangle$. V praxi ovšem musíme uvažovat přenosovou funkci $G(s)$ stupně n , tzn. omezený počet členů rozvoje. Lze tedy použít jen n členů rozvoje

$$\tanh s \approx \frac{sN(s^2)}{M(s^2)} = \frac{s}{1 + \frac{s^2}{3 + \frac{s^2}{5 + \frac{s^2}{\dots + \frac{s^2}{2n-1}}}}} \quad (4.16)$$

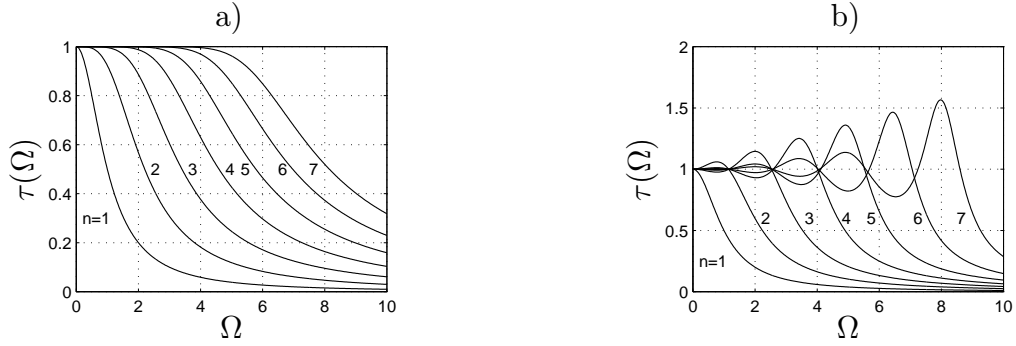
Můžeme tedy dále psát

$$G(s) = \frac{1}{H(s)} = M(s^2) + sN(s^2) = B_n(s) \quad (4.17)$$

kde $B_n(s)$ je Besselův polynom stupně n .

Vytváření Besselových polynomů vyšších stupňů je zcela analogické výše uvedenému příkladu. Pro $B_0(s) = 1$ lze počítat Besselovy polynomy z rekurentní formule

$$B_n(s) = (2n-1)B_{n-1}(s) + s^2B_{n-2}(s) \quad (4.18)$$



Obrázek 4.8: Aproximace skupinového zpoždění a) Besselovými polynomy, b) polynomy $V_n(s)$.

Besselovými polynomy jsou určeny přenosové funkce NDP, které aproximují lineární fázovou charakteristiku $b(\Omega) = \Omega$ (konstantní skupinové zpoždění $\tau(\Omega) = 1$). Tvary polynomů $B_n(s)$ a jejich nulové body jsou v literatuře často tabelizovány (viz [15], [41]).

4.4.5 Jiný typ rozvoje funkce $\tanh(s)$

Realizovatelnou racionálně lomenou přenosovou funkcí $A(s)$ lze získat i jiným rozvojem funkce $\tanh(s)$, a to do nekonečného součinu

$$\tanh s = s \prod_{k=1}^{\infty} \frac{1 + \frac{s^2}{k^2\pi^2}}{1 + \frac{s^2}{(2k-1)^2\pi^2}} \quad (4.19)$$

Kvůli realizovatelnosti je třeba opět omezit rozvoj na konečný počet členů.

Reaktanční funkce $z(s)$ a přenosové funkce fázovacích článků $A(s)$ jsou teď vyjádřeny jiným typem polynomů, než v případě Bessela. Označme je $V_n(s)$. Tyto polynomy, podobně jako polynomy Besselovy, lze přehledně tabelizovat viz. [41]. Z průběhů skupinového zpoždění Besselových polynomů a polynomů $V_n(s)$ zobrazených na obr.4.8 je patrné, že v případě polynomů $V_n(s)$ se jedná o aproximaci nestejněmálně zvlněnou s rostoucí odchylkou.

4.4.6 Aproximační rovnice fázovacího článku

Zavedme nyní charakteristickou funkci fázovacího článku $\phi(p)$ takto

$$\phi(p) = p\tau \frac{\prod_{i=1}^{(n-1)\otimes 2} (p\tau)^2 + \omega_{zi}^2}{\prod_{j=1}^{n\otimes 2} (p\tau)^2 + \omega_{pj}^2}$$

Znak \otimes označuje operaci celočíselné dělení. Funkce $\phi(p)$ je v podstatě jinak vyjádřený a upravený rozvoj funkce $\tanh(p\tau)$ uvedený v minulém odstavci (viz vztah 4.19).

Dále můžeme psát **charakteristickou rovnici** fázovacího článku

$$A(p) = \frac{a(-p)}{a(p)} = \frac{1 + K\phi(p)}{1 - K\phi(p)} = e^{-2p\tau} \quad (4.20)$$

Charakteristická funkce $\phi(p)$ má vlastnosti imitanční funkce. Je to racionálně lomená funkce, má komplexně sdružené nulové body a póly ležící výhradně na imaginární ose komplexní roviny $p = \sigma + j\omega$. Tyto nulové body a póly se střídají.

Aproximační úloha bude spočívat v nalezení nulových bodů, pólů a konstanty $\phi(p)$ tak, aby skupinové zpoždění mělo požadovaný průběh.

Souvislost průběhu skupinového zpoždění τ a charakteristické funkce $\phi(p)$ získáme z rovnice (4.20), ze které plyne

$$-\frac{1}{e^{-2p\tau}} \cdot \frac{d}{dp} e^{-2p\tau} = -\frac{1 + K\phi(p)}{1 - K\phi(p)} \cdot \frac{d}{dp} \frac{1 - K\phi(p)}{1 + K\phi(p)} \quad (4.21)$$

a dále pak

$$2\tau = -\frac{1 + K\phi(p)}{1 - K\phi(p)} \cdot \frac{-K\phi'(p)(1 + K\phi(p)) - K\phi'(p)(1 - K\phi(p))}{(1 + K\phi(p))^2}$$

Dalšími úpravami získáme výsledný tvar aproximační diferenciální rovnice

$$\tau = \frac{K\phi'(p)}{1 - K^2\phi^2(p)} = konst. \quad (4.22)$$

Pro zjednodušení dalších úvah je možné provést normování $s = p\tau$

$$A(s) = \frac{a(-s)}{a(s)} = \frac{1 + K\phi(s)}{1 - K\phi(s)} = e^{-2s} \quad (4.23)$$

$$\phi(s) = s \frac{\prod_{i=1}^{(n-1)\otimes 2} s^2 + \Omega_{zi}^2}{\prod_{j=1}^{n\otimes 2} s^2 + \Omega_{pj}^2} \quad (4.24)$$

Normovaná aproximační rovnice má tedy tvar

$$\tau = \frac{K\phi'(s)}{1 - K^2\phi^2(s)} = 1 \quad (4.25)$$

Z této rovnice je možné bezprostředně určit hodnoty skupinového zpoždění v nulových bodech a pólech charakteristické funkce fázovacího článku.

Zavedení charakteristické funkce fázovacího a aproximační rovnice má velký význam pro řešení aproximační úlohy.¹

Charakteristickou rovnicí je dána jednoduchá souvislost charakteristické funkce $\phi(s)$ se skupinovým zpožděním τ , což umožňuje jednoduché řešení aproximační úlohy. Charakteristická funkce $\phi(s)$ zobecňuje aproximační úlohu. Například Besselova aproximace korektoru skupinového zpoždění uvedená v předcházející kapitole je její podmnožinou. Problém aproximace v komplexní proměnné se transformuje na aproximaci v reálné proměnné.

Na základě charakteristické funkce fázovacího článku lze provádět návrh jak zpožďovacích obvodů, tak návrh korektorů skupinového zpoždění.

V [41] je popsána izoextremální aproximace konstantního skupinového zpoždění s definovanou odchylkou. Nuly a póly funkce $\phi(s)$ jsou zde tabelizovány pro několik hodnot odchylek a stupňů přenosové funkce. V tomto případě je řešena soustava nelineárních rovnic, proměnnými jsou parametry charakteristické funkce fázovacího článku. Je proveden počáteční odhad proměnných (interpoláčnı uzly), které jsou jednoduchým interpolačním postupem upřesňovány v několika krocích.

4.4.7 Syntéza korektorů skupinového zpoždění

Nelineární fázovou charakteristiku různých typů filtrů je možné korigovat korektorem skupinového zpoždění. Jsou to fázovací články, zapojené do kaskády s daným filtrem, které korigují charakteristiku skupinového zpoždění daného obvodu (filtru) tak, aby výsledný průběh měl definovaný tvar.

Označíme-li $\tau_f(\Omega)$ charakteristiku skupinového zpoždění korigovaného obvodu a $\tau_e(\Omega)$ charakteristiku skupinového zpoždění vyrovnavače, můžeme psát

$$\tau_f(\Omega) + \tau_e(\Omega) = \tau_v \pm \Delta \quad (4.26)$$

kde τ_v je konstanta a Δ je povolená změna skupinového zpoždění ve zvoleném kmitočtovém pásmu $\Delta\Omega$.

¹Tato funkce má při aproximaci skupinového zpoždění obdobný význam jako charakteristická funkce $\varphi(s)$ pro aproximaci modulové frekvenční charakteristiky.

Z rovnice (4.26) je zřejmé, že charakteristika skupinového zpoždění vyrovnavače je doplňkovou funkcí charakteristiky skupinového zpoždění korigovaného obvodu. Návrh vyrovnavače je třeba provést tak, aby výsledný průběh skupinového zpoždění v kmitočtovém pásmu $\Delta\Omega$ nepřekročil dané meze.

4.5 Algoritmus izoextremální aproximace skupinového zpoždění

Původním přínosem této části práce je uvedení nové metody pro izoextremální aproximaci skupinového zpoždění, která pracuje s charakteristickou funkcí fázovacího článku. Tento přístup, na rozdíl od dosud publikovaných metod, umožňuje poměrně jednoduchý a dobře algoritmizovatelný návrh korektorů skupinového zpoždění. Metoda pracuje na bázi modifikovaného druhého Remezova algoritmu.

Celý návrhový algoritmus včetně pomocných a doplňkových funkcí a procedur je naprogramován v matematickém prostředí Maple.

4.5.1 Úvod

Úloha aproximace skupinového zpoždění spočívá v nalezení polohy nulových bodů, pólů a konstanty charakteristické funkce fázovacího článku $\phi(s)$ tak, aby skupinové zpoždění $\tau(\Omega)$ mělo požadovaný průběh.

Zpoždňovací články. V tomto případě jde o izoextremální aproximaci konstantního průběhu skupinového zpoždění.

Korektory skupinového zpoždění. V případě návrhu korektorů aproximujeme charakteristiku skupinového zpoždění korigovaného obvodu, tak aby výsledný průběh daného obvodu včetně korektoru měl na zvoleném kmitočtovém intervalu izoextremální charakter. Úloha se zjednoduší, budeme-li hledat přímo výslednou charakteristiku skupinového zpoždění korektoru a korigovaného obvodu. V tomto případě vlastně aproximujeme stejnoměrně konstantní zpoždění s předepsanou odchylkou.

Označme charakteristiku skupinového zpoždění korigovaného obvodu $\tau_f(\Omega)^2$ a korektoru $\tau_e(\Omega)$. Charakteristika $\tau_f(\Omega)$ vyplývá z přenosové funkce korigovaného obvodu. Pokud není známa v analytickém tvaru, je zjištěna například měřením, je nutné ji spojitě aproximovat. Z důvodu aproximační úlohy je nezbytně nutné umět určit hodnotu skupinového zpoždění korigovaného filtru v libovolném bodě frekvenčního intervalu a ne pouze na několika diskrétních naměřených kmitočtech. Charakteristika $\tau_e(\Omega)$ vyplývá ze vztahů (4.23), (4.24) a (4.25). Vstupními parametry jsou kromě funkce $\tau_f(\Omega)$ ještě hodnota výsledného skupinového zpoždění τ_v a maximální odchylka od této hodnoty Δ na daném frekvenčním intervalu $\langle \Omega_l, \Omega_h \rangle$.

²V případě zpoždňovacího článku platí $\tau_f(\Omega) = konst.$

Cílem aproximace je splnění podmínky

$$\tau_f(\Omega) + \tau_e(\Omega) \approx \tau_v \pm \Delta \quad (4.27)$$

na předepsaném kmitočtovém intervalu $\langle \Omega_l, \Omega_h \rangle$.

4.5.2 Popis algoritmu

Algoritmus izoextremální aproximace skupinového zpoždění lze popsat v následujících krocích :

1. Odhad stupně přenosové funkce n korektoru skupinového zpoždění.
2. Nastavení iteračního kroku $\nu = 1$. Odhad počáteční polohy nul $\Omega_{zi}^{(1)}$, pólů $\Omega_{pj}^{(1)}$ a konstanty $k^{(1)}$ charakteristické funkce $\phi(s)$ fázovacího članku, kde $i = 1, 2, \dots, (n-1) \oslash 2$, $j = 1, 2, \dots, n \oslash 2$ a n je stupeň přenosové funkce korektoru skupinového zpoždění. Horním indexem je označen krok iterace. Znak \oslash označuje operaci celočíselné dělení. Charakteristická funkce fázovacího članku má pak tvar

$$\phi_e(s) = s \frac{\prod_{i=1}^{(n-1) \oslash 2} (s^2 + \Omega_{zi}^2)}{n \oslash 2 \prod_{j=1} (s^2 + \Omega_{pj}^2)} \quad (4.28)$$

Vztah pro vyjádření skupinového zpoždění korektoru lze psát

$$\tau_e = \frac{k \phi_e'(s)}{1 - k^2 \phi_e^2(s)} \quad (4.29)$$

3. Nalezení extrémů průběhu skupinového zpoždění z rovnice

$$\frac{d}{d\Omega} (\tau_e(\Omega) + \tau_f(\Omega)) = 0,$$

které označujeme Ω_k^{min} pro minima a Ω_l^{max} pro maxima. Minima a maxima průběhu se střídají.

4. Sestavení soustavy n nelineárních rovnic ve tvaru

$$\tau_e(0) + \tau_f(0) = \tau_{min}$$

$$\begin{aligned}
 \tau_e(\Omega_1^{max}) + \tau_f(\Omega_1^{max}) &= \tau_{max} \\
 \tau_e(\Omega_1^{min}) + \tau_f(\Omega_1^{min}) &= \tau_{min} \\
 &\vdots \\
 \tau_e(\Omega_k^{min}) + \tau_f(\Omega_k^{min}) &= \tau_{min} \\
 \tau_e(\Omega_l^{max}) + \tau_f(\Omega_l^{max}) &= \tau_{max}
 \end{aligned} \tag{4.30}$$

nebo

$$\begin{aligned}
 \tau_e(0) + \tau_f(0) &= \tau_{max} \\
 \tau_e(\Omega_1^{min}) + \tau_f(\Omega_1^{min}) &= \tau_{min} \\
 \tau_e(\Omega_2^{max}) + \tau_f(\Omega_2^{max}) &= \tau_{max} \\
 \tau_e(\Omega_2^{min}) + \tau_f(\Omega_2^{min}) &= \tau_{min} \\
 &\vdots \\
 \tau_e(\Omega_l^{max}) + \tau_f(\Omega_l^{max}) &= \tau_{max} \\
 \tau_e(\Omega_k^{min}) + \tau_f(\Omega_k^{min}) &= \tau_{min}
 \end{aligned} \tag{4.31}$$

kde $\tau_{min} = \tau_v - \Delta$, $\tau_{max} = \tau_v + \Delta$, přičemž platí, že $k + l = n - 1$. V praxi může nastat situace, kdy počet extrémů na daném frekvenčním intervalu překročí stupeň korektoru n a tím pádem i celkový počet nelineárních rovnic v dané soustavě. Tento problém lze řešit následovně :

- Upravit rozložení nul Ω_{zi} a pólů Ω_{pj} charakteristické funkce korektoru tak, aby počet extrémů výsledného průběhu skupinového zpoždění $\tau_f + \tau_e$ odpovídal počtu rovnic v soustavě.
- Snížit celkový počet optimalizovaných extrémů tak, že hodnotu skupinového zpoždění v daném extrému použijeme jako parametr vlastní optimalizace. To znamená, že $\tau_{min} = \tau(\Omega_k^{min})$ resp. $\tau_{max} = \tau(\Omega_l^{max})$. Tímto způsobem je možné eliminovat jeden nebo dva extrémy průběhu skupinového zpoždění. V praxi se ukazuje, že takto lze použít zejména oba extrémy (maximum i minimum) nejbližše konci propustného pásma, kde je změna charakteristiky skupinového zpoždění nejstrmější a tudíž nejhůře korigovatelná.

5. Tuto soustavu nelineárních rovnic lze řešit numerickou gradientní metodou, tj. metodou největšího spádu. Gradientní metoda je popsána např. v [20], [42]. Výsledkem jsou nové hodnoty parametrů charakteristické funkce $\phi_e(s)$. Jsou to upřesněné hodnoty nulových bodů $\Omega_{zi}^{(\nu)}$, pólů $\Omega_{pj}^{(\nu)}$ a násobné konstanty $k^{(\nu)}$.
6. Pokud výsledek neodpovídá relaci $\tau_{min} < (\tau_f(\Omega) + \tau_e(\Omega)) < \tau_{max}$, zvyšuje se krok $\nu = \nu + 1$ a iterační postup se od bodu 3 opakuje, dokud není cíl aproximace splněn.

4.5.3 Realizace aproximačního algoritmu v prostředí MAPLE

Všechny části uvedeného aproximačního algoritmu jsou prakticky implementovány v knihovně funkcí *GRLIB* v matematickém prostředí MAPLE. Pomocí procedur této knihovny je možné aproximovat průběhy skupinového zpoždění zadané do systému v analytickém tvaru. Knihovna *GRLIB* obsahuje následující funkce a procedury, které realizuje jednotlivé části aproximačního řetězce :

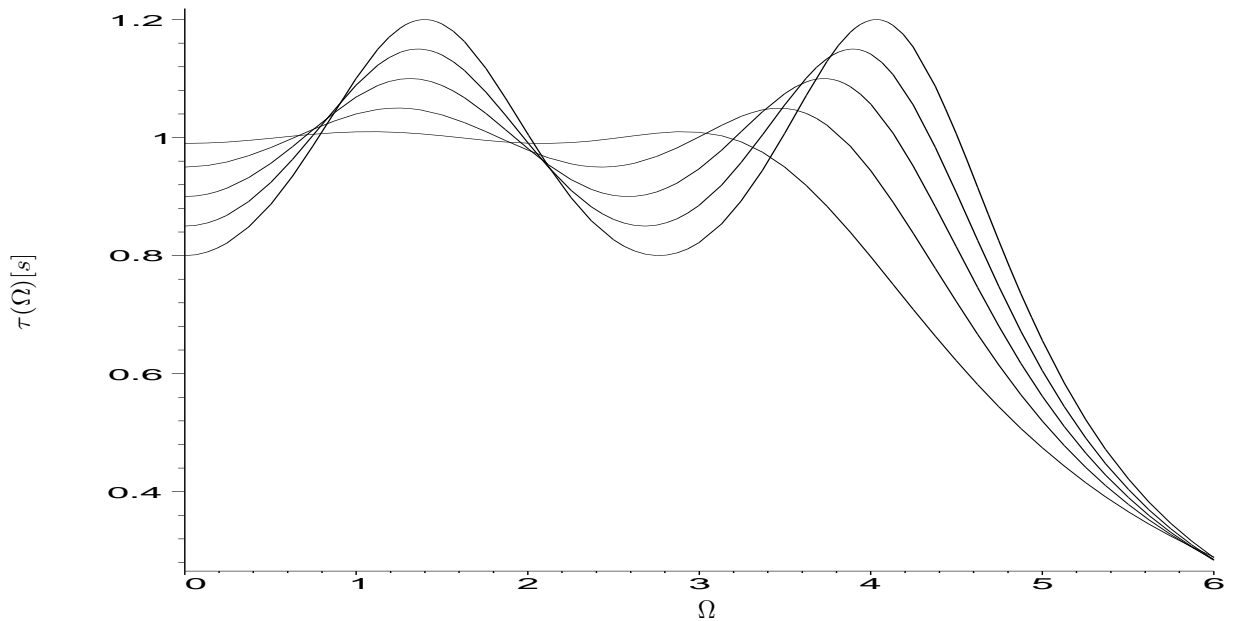
- Procedura pro vytvoření funkce τ_e , vyjadřující průběh skupinového zpoždění korektoru pro libovolný stupeň n .
- Procedura pro výpočet extrémů průběhu skupinového zpoždění kaskádního spojení korigovaného filtru a korektoru $\tau_e + \tau_f$ na definovaném intervalu. Procedura pracuje takto :
 - Interval je nejprve rozdělen na n dílků a lokální extrémy jsou vyhledávány pomocí vyčíslení funkce $\tau_e + \tau_f$ v tomto rozdělení.
 - Takto získané hrubé údaje jsou upřesněny pomocí metody inverzní iterované interpolace. Popis této metody lze nalézt např. v [20].
- Procedury pro vytvoření soustavy nelineárních rovnic a jejich reprezentaci v maticovém tvaru.
- Procedura pro řešení soustavy nelineárních rovnic gradientní metodou.
- Procedura pro výpočet přenosové funkce korektoru z parametrů charakteristické funkce fázovacího článku, která je výsledkem aproximační úlohy.
- Procedury pro vykreslení průběhů skupinového zpoždění filtru, korektoru, atp. v různých tvarech.

4.5.4 Příklad stejnoměrně zvlněné aproximace konstantního skupinového zpoždění

Prvním příkladem užití návrhového algoritmu skupinového zpoždění je stejnoměrná aproximace konstantního skupinového zpoždění $\tau = 1$ s různými odchylkami. Pro ilustraci řešení byly vybrány polynomy $a_n(s)$ čtvrtého a pátého řádu, kterými jsou určeny přenosové funkce fázovacích článků $A_n(s)$, s několika zvolenými odchylkami Δ od konstanty $\tau = 1$. Při stejnoměrně zvlněné aproximaci můžeme na zvoleném intervalu $\Omega \in \langle 0, \Omega_s \rangle$ nalézt n lokálních extrémů. Na tomto intervalu pak platí $\tau(\Omega_k) = 1 \pm \Delta$, kde $k = 0, \dots, n$ a Δ značí odchylku aproximace. Charakteristiky mají v $\Omega = 0$ lokální extrémy, přičemž pro n sudé se jedná o minimum, tedy $\tau(0) = 1 - \Delta$ a pro n liché se jedná o maximum, tedy $\tau(0) = 1 + \Delta$.

V případě aproximace konstantní hodnoty algoritmus velice rychle konverguje, počet kroků iteračního postupu ve všech případech nepřekročil dvacet.

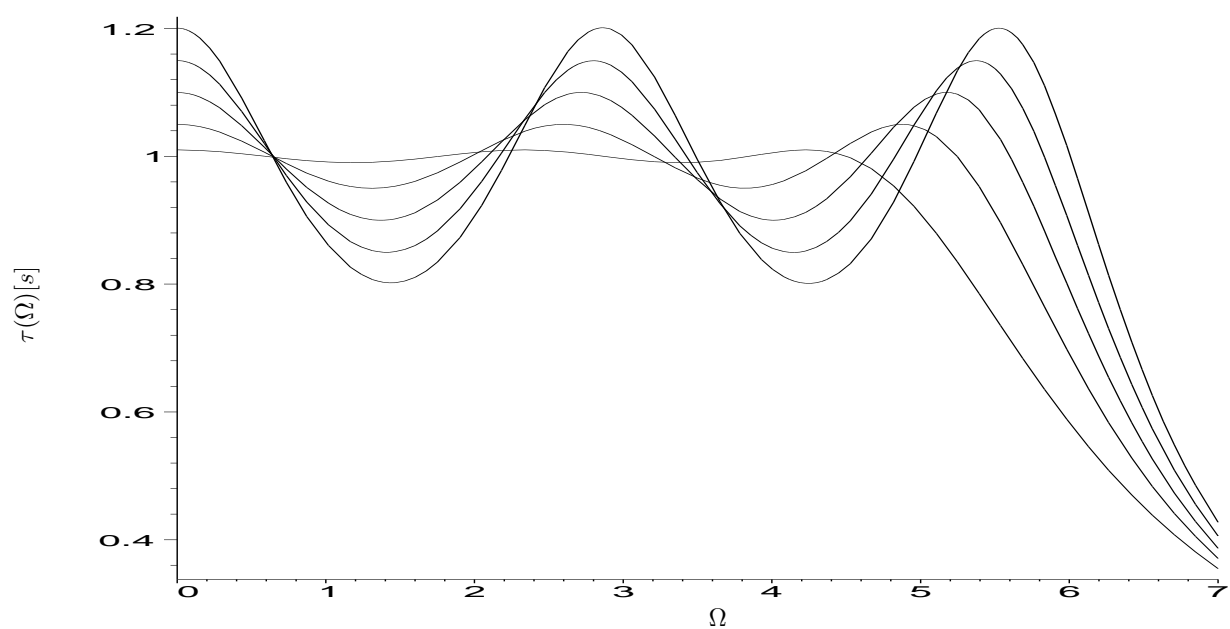
V tabulce 4.3 jsou uvedeny parametry polynomů, kterými jsou určeny přenosové funkce fázovacích článků stupně $n = 4$ a $n = 5$. Výsledné průběhy stejnoměrné aproximace jsou uvedeny na obr. 4.9 a 4.10.



Obrázek 4.9: Stejnoměrně zvlněná aproximace $\tau = 1$, stupeň $n = 4$

Odchylka aproximace Δ	Parametry charakteristické funkce $\phi(s)$ (stupeň $n = 4$)	Parametry charakteristické funkce $\phi(s)$ (stupeň $n = 5$)
$\Delta = 0,01$	$\Omega_{p1} = 1,567599$ $\Omega_{z1} = 3,140366$ $\Omega_{p2} = 5,350653$ $K = 7,062495$	$\Omega_{p1} = 1,574046$ $\Omega_{z1} = 3,139317$ $\Omega_{p2} = 4,713622$ $\Omega_{z2} = 7,285308$ $K = 0,106291$
$\Delta = 0,05$	$\Omega_{p1} = 1,558212$ $\Omega_{z1} = 3,159314$ $\Omega_{p2} = 4,959824$ $K = 5,707845$	$\Omega_{p1} = 1,584844$ $\Omega_{z1} = 3,125674$ $\Omega_{p2} = 4,726197$ $\Omega_{z2} = 6,693485$ $K = 0,134584$
$\Delta = 0,1$	$\Omega_{p1} = 1,554116$ $\Omega_{z1} = 3,191798$ $\Omega_{p2} = 4,822765$ $K = 4,962867$	$\Omega_{p1} = 1,598775$ $\Omega_{z1} = 3,120589$ $\Omega_{p2} = 4,768168$ $\Omega_{z1} = 6,478705$ $K = 0,156384$
$\Delta = 0,15$	$\Omega_{p1} = 1,556294$ $\Omega_{z1} = 3,229013$ $\Omega_{p2} = 4,762727$ $K = 4,478926$	$\Omega_{p1} = 1,615157$ $\Omega_{z1} = 3,128549$ $\Omega_{p2} = 4,820789$ $\Omega_{z2} = 6,395186$ $K = 0,174277$
$\Delta = 0,2$	$\Omega_{p1} = 1,564088$ $\Omega_{z1} = 3,272504$ $\Omega_{p2} = 4,745854$ $K = 4,116051$	$\Omega_{p1} = 1,630729$ $\Omega_{z1} = 3,136039$ $\Omega_{p2} = 4,869523$ $\Omega_{z2} = 6,357214$ $K = 0,190541$

Tabulka 4.3: Parametry pro stejnoměrnou aproximaci konstantního skupinového zpoždění



Obrázek 4.10: Stejně zvlněná aproximace $\tau = 1$, stupeň $n = 5$

4.5.5 Příklad návrhu korektoru skupinového zpoždění pro Čebyševovu NDP

Zadání požadavků

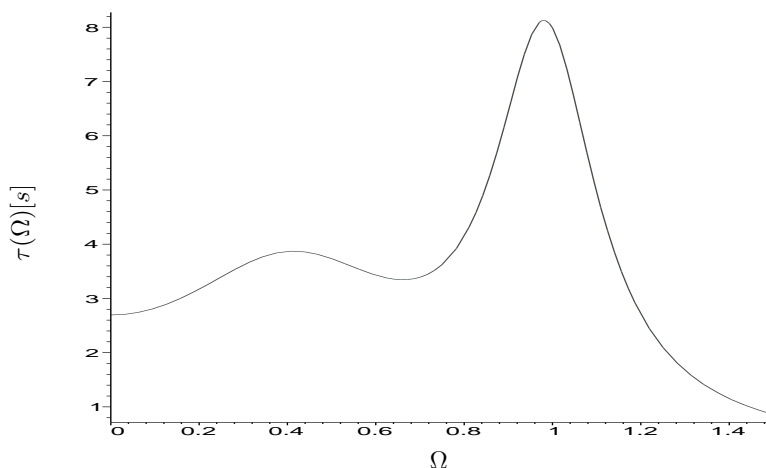
Příklad demonstruje návrh korektoru skupinového zpoždění pro Čebyševovu NDP 4. řádu. Výsledná maximální odchylka skupinového zpoždění v propustném pásmu by měla být $\Delta\tau < 3s$ v normovaném tvaru.

Návrh filtru

Přenosová funkce Čebyševovy NDP 4. řádu je :

$$H(s) = 0,245653 \frac{1}{s^4 + 0,952811s^3 + 1,453925s^2 + 0,742619s + 0,275628}$$

Průběh skupinového zpoždění této NDP je uveden na obr.4.11



Obrázek 4.11: Frekvenční charakteristika skupinového zpoždění Čebyševovy NDP 4. řádu

Návrh korektoru skupinového zpoždění

Pro korekci byl vybrán korektor řádu $n = 3$ jehož charakteristická funkce $\phi(s)$ má tvar

$$\phi_e(s) = \frac{s(s^2 + \Omega_{z1}^2)}{s^2 + \Omega_{p1}^2}$$

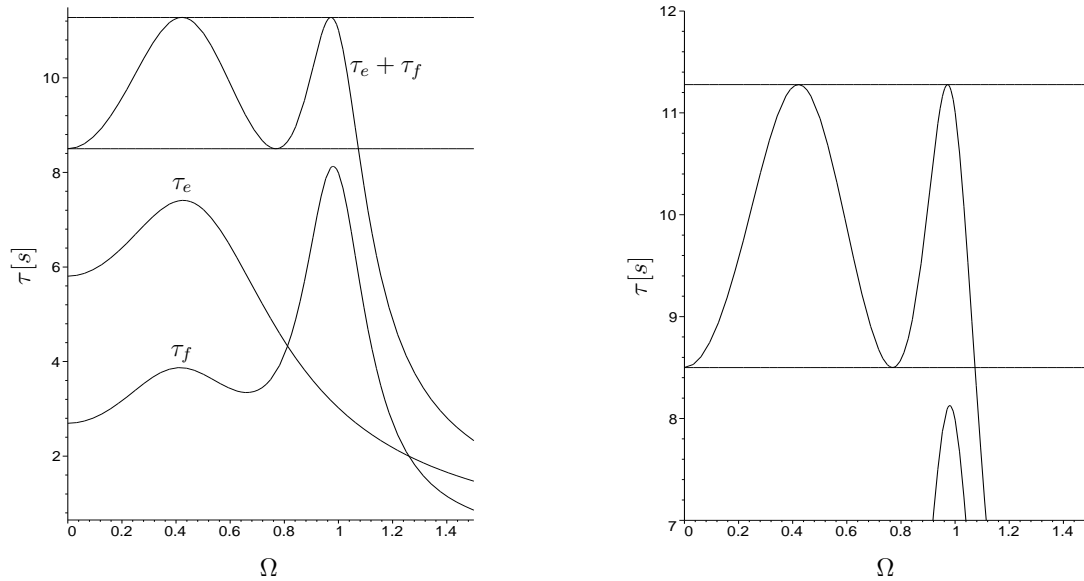
a průběh skupinového zpoždění je dán vztahem

$$\tau_e = \frac{K\phi'_e(s)}{1 - K^2\phi_e^2(s)}$$

Počáteční odhad vstupních veličin byl zvolen zcela intuitivně tak, aby korigovaný průběh přibližně odpovídal izoextremálnímu průběhu. Odhadnuté parametry jsou $\Omega_{p1} = 0.4$, $\Omega_{z1} = 0.8$ a $K = 1$. Ke splnění požadavků bylo třeba 20 kroků návrhového algoritmu. Výsledné hodnoty charakteristické funkce fázovacího článku a konstanta jsou $\Omega_{p1} = 0.474$, $\Omega_{z1} = 1.171$ a $K = 0.475$. Přenosová funkce fázovacího článku korektoru je

$$A(s) = \frac{-0.4755s^3 + s^2 - 0.6529s + 0.2259}{0.4755s^3 + s^2 + 0.6529s + 0.2259}$$

Na obr.4.12 jsou zakresleny kmitočtové charakteristiky skupinového zpoždění vlastní NDP τ_f , korektoru τ_e a výsledného korigovaného průběhu $\tau_f + \tau_e$. Odchyłka izoextremálního průběhu skupinového zpoždění v propustném pásmu je $\Delta\tau < 2.7s$.



Obrázek 4.12: Frekvenční charakteristiky skupinového zpoždění Čebyševovy NDP 4.řádu

4.5.6 Příklad návrhu nestandardního filtru s korektorem skupinového zpoždění

Zadání požadavků

Příklad demonstruje praktický návrh filtru, který slouží jako speciální filtr typu dolní propust pro aplikaci v měřicí technice. Vstupní požadavky návrhu jsou následující (jedná se již o frekvenčně normované parametry) :

- maximální hodnota modulové frekvenční charakteristiky $|H(j\Omega)|$ v propustném pásmu je $a_p = -0.04dB$,
- hodnota modulové frekvenční charakteristiky na předepsaném kmitočtu $\Omega_r = 1.1739 - 14.5dB$,
- minimální hodnota modulové frekvenční charakteristiky v nepropustném pásmu $a_s = -43dB$,
- mez nepropustného pásma $\Omega_s = 1.3913$.
- povolená změna skupinového zpoždění v propustném pásmu filtru v normovaném tvaru je max 2.5s.

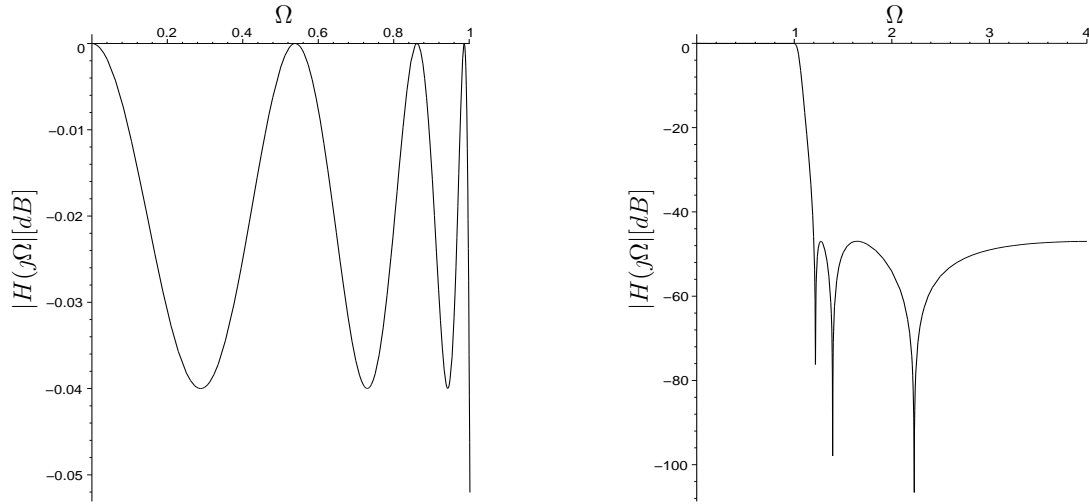
Návrh filtru

Postup návrhu vychází z běžně používaných metod návrhu analogového filtru. Vzhledem k požadavkům na průběh modulové frekvenční charakteristiky bude vhodné použít i nestandardní aproximační metodu, která umožní splnit požadavek na hodnotu přenosu na konkrétním kmitočtu a případně sledováním tvaru tolerančního schématu snížit stupeň realizované přenosové funkce.

1. **Aproximace útlumových požadavků na úrovni NDP.** Pokud není zadáno toleranční schéma NDP je třeba ho transformovat známým způsobem a poté aplikovat jednu ze standardních aproximačních metod. Protože má zadání nestandardní charakter, přesně danou hodnotu přenosu na konkrétním kmitočtu, bude toleranční schéma NDP respektovat nejprísnější požadavky vyplývající z tolerančního schématu zadaného filtru. Vzhledem k požadavku na nízký řád realizovaného filtru a specifickému požadavku na modulovou charakteristiku v propustném pásmu byla zvolena Caurova aproximace s izoextremálním průběhem v propustném i nepropustném pásmu. Výsledkem je přenosová funkce Caurovy NDP sedmého stupně ve tvaru :

$$H(s) = \frac{0,02867(s^2 + 4,9717)(s^2 + 1,9433)}{(s + 0,6302)(s^2 + 0,8789s + 0,6365)(s^2 + 0,3703s + 0,9462)} \cdot \frac{(s^2 + 1,4813)}{(s^2 + 0,0929s + 1,0813)} \quad (4.32)$$

Modulová frekvenční charakteristika v propustném a nepropustném pásmu je uvedena na obr. 4.13.



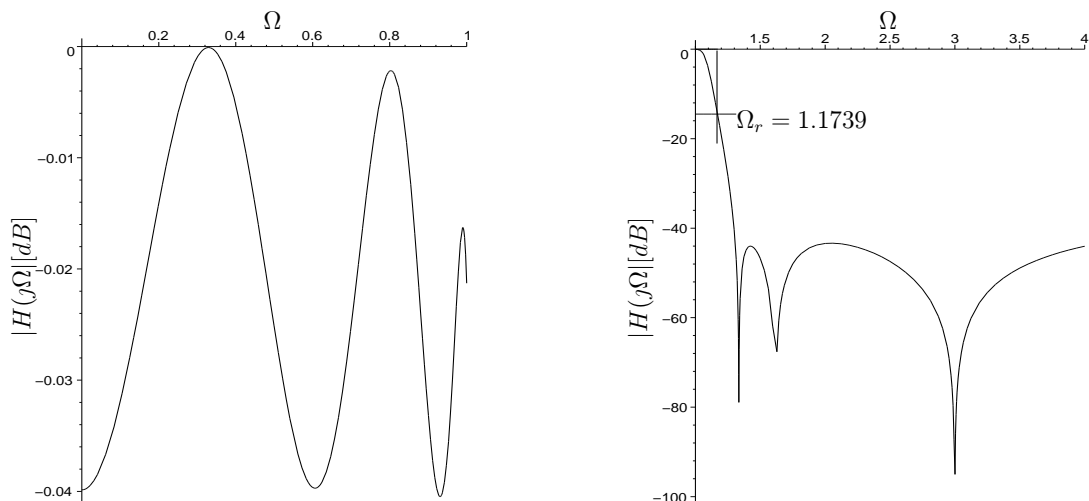
Obrázek 4.13: Modulová frekvenční charakteristika Cauerovy dolní propusti 7. řádu

2. Nestandardní optimalizace přenosové funkce. Výše uvedenou přenosovou funkcí standardního filtru je nutné modifikovat z důvodu nestandardních požadavků. K tomuto účelu lze použít různé metody a návrhové programy, např. program NAPFIL [1]. Bližší popis tohoto programu byl uveden v první kapitole. Výsledná přenosová funkce 6. řádu optimalizovaná programem NAPFIL má tvar :

$$H(s) = 0,0172 \frac{(s^2 + 8,989)(s^2 + 2,613)}{(s^2 + 0,146s + 1,164)(s^2 + 0,583s + 0,981)} \cdot \frac{(s^2 + 1,781)}{(s^2 + 1,306s + 0,635)} \quad (4.33)$$

Modulová frekvenční charakteristika v propustném a nepropustném pásmu je uvedena na obr. 4.14.

Tato přenosová funkce již splňuje všechny požadavky vyplývající ze zadání. Použitím nestandardní optimalizace se podařilo snížit stupeň přenosové funkce na $n = 6$.



Obrázek 4.14: Modulová frekvenční charakteristika NDP optimalizovaná programem NAPPFIL

Návrh korektoru skupinového zpoždění

1. **Zadání požadavků.**
2. **Počáteční odhad korektoru skupinového zpoždění.** Počátečním odhadem se rozumí volba :

- stupně korektoru skupinového zpoždění,
- násobné konstanty a rozložení nul a pólů charakteristické funkce fázovacího članku. Tento odhad nemusí být příliš přesný, ale v praxi vyžaduje určitou zkušenost návrháře. Kvalitativně nelze popsat jak přesný by měl počáteční odhad být resp. v jakých mezích od optima by se měl pohybovat. V případě velkých odlišností nebude návrhový algoritmus konvergovat a bude nutné počáteční podmínky optimalizace korigovat.

Ze zadaných požadavků na průběh skupinového zpoždění korigovaného filtru byl nejprve odhadnut korektor třetího řádu, se kterým se ovšem nepodařilo vyhovět výše uvedeným požadavkům. S korektorem čtvrtého řádu již lze splnit zadané požadavky. Počáteční odhad konstanty K a rozmístění nul Ω_{zi} a pólů Ω_{pj} charakteristické funkce fázovacího članku pro $n = 4$ byl proveden zcela intuitivně tak, aby průběh skupinového zpoždění korigovaného obvodu přibližně odpovídal izoextremálnímu průběhu. Tyto vstupní parametry jsou uvedeny v tabulce 4.4.

S tímto odhadem algoritmus bezpečně konverguje.

$K = 1$
$\Omega_{p1} = 0,2$
$\Omega_{z1} = 0,6$
$\Omega_{p2} = 0,9$

Tabulka 4.4: Počáteční odhad parametrů korektoru pro $n = 4$.

3. Návrh korektoru aproximačním algoritmem

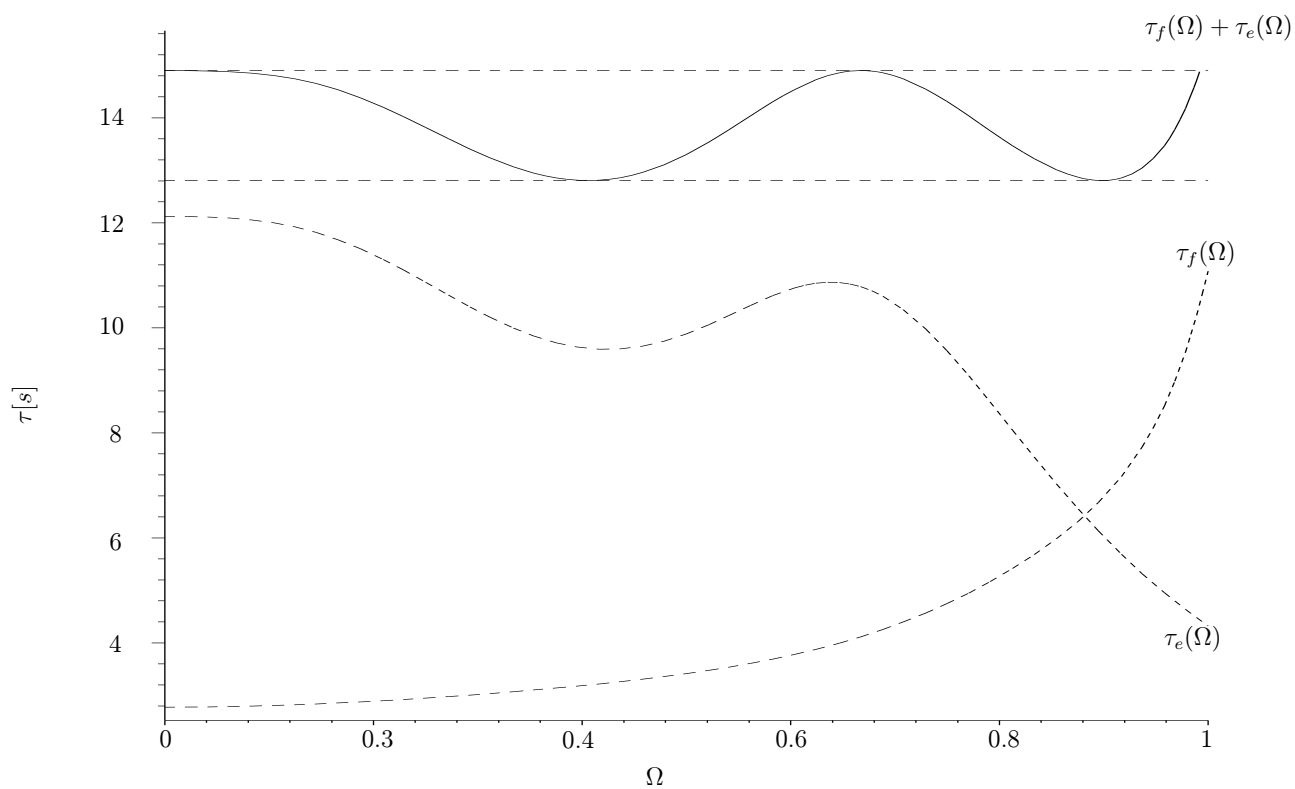
Požadavky na maximální hodnotu skupinového zpoždění v propustném pásmu byly splněny po třiceti iteracích. Výsledné hodnoty parametrů korektoru jsou uvedeny v tabulce 4.5. Na obr. 4.15 jsou zobrazeny průběhy skupinového zpoždění, kde $\tau_f(\Omega)$ je průběh korigované dolní propusti, $\tau_e(\Omega)$ průběh navrhovaného korektoru. Odchylka izoextremálního průběhu skupinového zpoždění korigovaného obvodu činí $\Delta = \pm 1,12s$ od střední hodnoty, která je $\tau_v = 13,8s$.

$K = 1,10342$
$\Omega_{p1} = 0,265$
$\Omega_{z1} = 0,57967$
$\Omega_{p2} = 0,92562$

Tabulka 4.5: Výsledné hodnoty charakteristické funkce korektoru.

Přenosovou funkci korektoru lze určit ze vztahů (4.23) a (4.24).

$$A(s) = \frac{s^4 - 1,1377s^3 + 0,9567s^2 - 0,3880s + 0,0640}{s^4 + 1,1377s^3 + 0,9567s^2 + 0,3880s + 0,0640}. \quad (4.34)$$

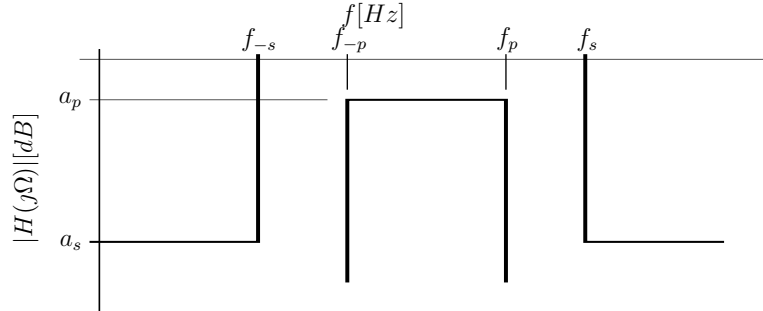


Obrázek 4.15: Průběh skupinového zpoždění korigovaného filtru

4.5.7 Příklad návrhu korektoru skupinového zpoždění pro pásmovou propust

Zadání požadavků

Na obr.4.16 je uvedeno toleranční schéma zadané pásmové propusti. Parametry tolerančního schématu jsou $f_{-s} = 0.4MHz$, $f_{-p} = 0.54MHz$, $f_p = 0.56MHz$, $f_s = 0.8MHz$, $a_p = -0.1dB$ a $a_s = -80dB$.



Obrázek 4.16: Toleranční schéma pásmové propusti

Návrh filtru

Zadání obvodu vede na konkrétní realizaci Butterworthovou pásmovou propustí čtvrtého řádu s šířkou pásma $\Delta\Omega = 0.1256$, geometrickým středem propustného pásma $\Omega_m = 3.4551$ a relativní šířkou pásma $B = \Delta\Omega/\Omega_m = 0.2894$. Tyto parametry jsou frekvenčně normovány z důvodu jednodušších aritmetických operací. Přenosová funkce pásmové propusti je

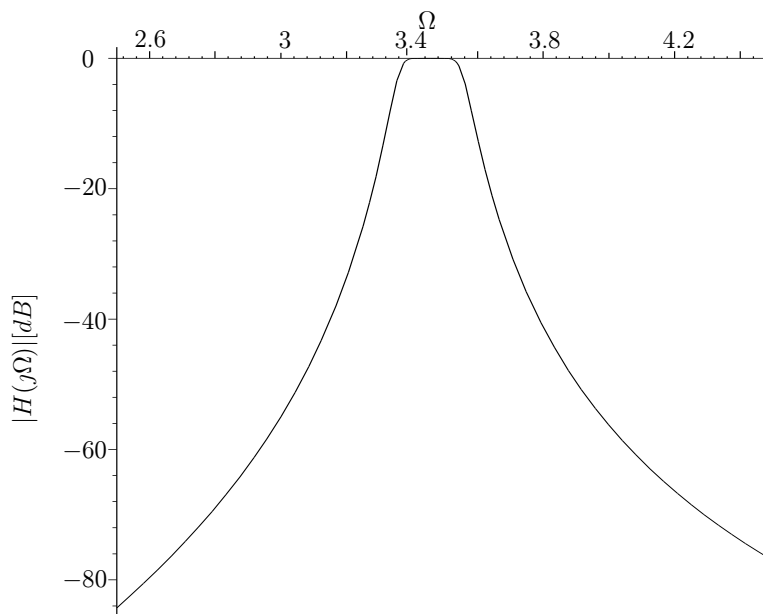
$$H(s) = \frac{K s^4}{s^8 + b_7 s^7 + \dots + b_1 s + b_0} \quad (4.35)$$

kde koeficienty b_n a konstanta K jsou uvedeny v tab.4.6.

K	$=$	0.0016	b_3	$=$	224.8853
b_7	$=$	0.5253	b_2	$=$	6825.5535
b_6	$=$	47.8911	b_1	$=$	893.9055
b_5	$=$	18.8373	b_0	$=$	20312.6270
b_4	$=$	858.4310			

Tabulka 4.6: Koeficienty přenosové funkce pásmové propusti

Průběh modulové frekvenční charakteristiky dané pásmové propusti je uveden na obr.4.17.



Obrázek 4.17: Průběh modulové frekvenční charakteristiky pásmové propusti

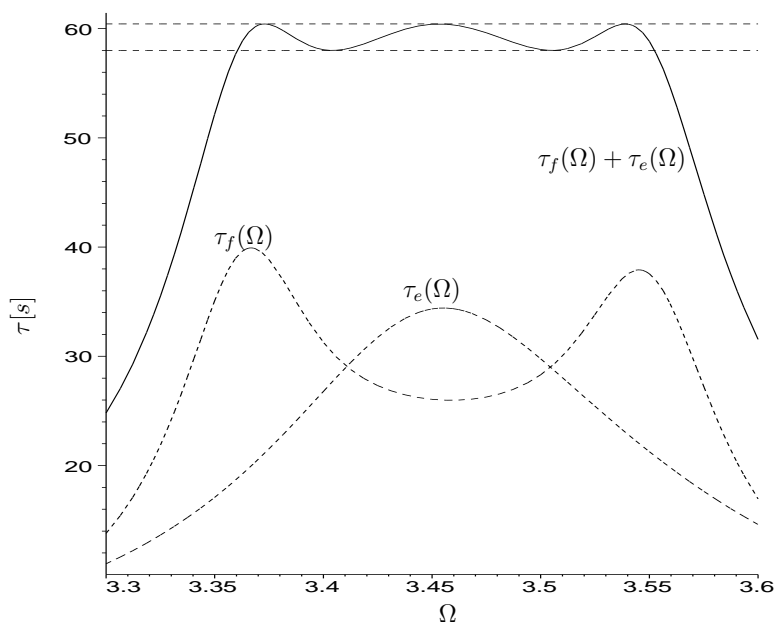
Návrh korektoru skupinového zpoždění

1. **Zadání požadavků.** Maximální odchylka hodnot průběhu skupinového zpoždění korigované pásmové propusti má být po normování $\Delta < 1.5s$ v propustném pásmu.
2. **Počáteční odhad korektoru skupinového zpoždění.** Pro korekci byl zvolen korektor čtvrtého řádu $n = 4$. Počáteční odhad konstanty K a rozmístění nul Ω_{zi} a pólů Ω_{pj} charakteristické funkce fázovacího članku pro $n = 4$ byl proveden intuitivně tak, aby průběh skupinového zpoždění korigovaného obvodu přibližně odpovídal izoextremálnímu průběhu.
3. **Návrh korektoru aproximačním algoritmem.** Požadavky na odchylku skupinového zpoždění byly splněny po třiceti iteracích algoritmu. Výsledné hodnoty parametrů korektoru jsou uvedeny v tab.4.7.

Na obr. 4.18 jsou zobrazeny průběhy skupinového zpoždění, kde $\tau_f(\Omega)$ je průběh korigované pásmové propusti, $\tau_e(\Omega)$ průběh navrhovaného korektoru. Odchylka izoextremálního průběhu skupinového zpoždění korigovaného obvodu činí $\Delta = 1,21s$ od střední hodnoty která je $\tau_v = 59,42s$.

$K = 0.48534$
$\Omega_{p1} = 3.35558$
$\Omega_{z1} = 3.46711$
$\Omega_{p2} = 3.59477$

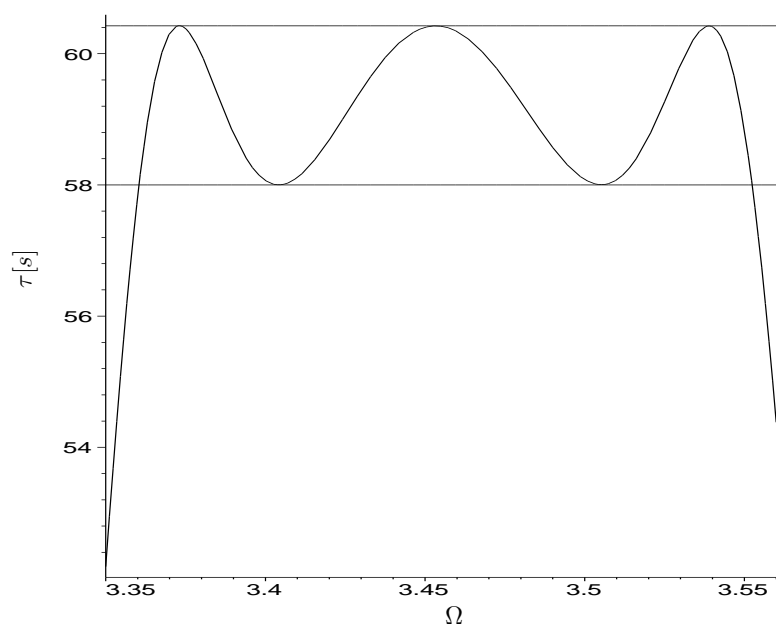
Tabulka 4.7: Výsledné hodnoty charakteristické funkce korektoru



Obrázek 4.18: Průběh skupinového zpoždění korigovaného filtru

Přenosová funkce korektoru skupinového zpoždění je

$$A(s) = \frac{s^4 - 0,485s^3 + 24,182s^2 - 5,840s + 145,511}{s^4 + 0,485s^3 + 24,182s^2 + 5,840s + 145,511}$$



Obrázek 4.19: Průběh skupinového zpoždění korigovaného filtru – detail propustného pásma

4.6 Diferenční evoluce pro výpočet parametrů charakteristické funkce fázovacího článku

Původním přínosem této části práce je popis konkrétní aplikace diferenčního evolučního algoritmu v aproximaci skupinového zpoždění analogových obvodů, který pracuje s charakteristickou funkcí fázovacího článku.

Diferenční evoluce je z literatury, např. [45], dobře známá heuristická globální optimalizační metoda. Použití diferenční evoluce v některých oblastech návrhu elektrických obvodů lze nalézt např. v [47], [48], [50] a [51].

Spojením této metody s izoextremální aproximací, která byla uvedena v předchozí kapitole, vznikne velice robustní a efektivní návrhový algoritmus.

Aproximační algoritmus na bázi diferenční evoluce a další pomocné funkce jsou naprogramovány v matematickém prostředí Maple.

4.6.1 Úvod do diferenční evoluce

Heuristické optimalizační algoritmy v současné době představují mocný nástroj pro řešení mnoha komplikovaných technických problémů. Pro řešení těchto problémů se v posledních několika desetiletích objevila skupina velmi výkonných algoritmů využívajících principů vývoje a evoluce v přírodě. Tyto algoritmy jsou heuristické a jejich typickým rysem je práce s *populací* možných řešení, kteří se nazývají *jedinci*. Podstata těchto algoritmů spočívá v opakovaném modifikování této populace podle evolučních principů tak, aby bylo nalezeno nejlepší řešení. Tento postup lze schematicky popsat následujícími kroky :

1. Vytvoření a vyčíslení (ohodnocení) počáteční populace P jedinců \underline{x} .
2. Vytvoření a vyčíslení množiny nových jedinců P' náhodnými změnami s vybranými jedinci z populace P .
3. Náhrada některých jedinců z populace P jedinci z $P' \Rightarrow$ vytvoření nové populace.
4. Návrat do bodu 2, pokud není splněna podmínka ukončení evolučního procesu.

Dále můžeme celý evoluční proces algoritmizovat takto :

begin

$G = 0$

inicializace $P_G = \{\underline{x}_{1,G}, \underline{x}_{2,G}, \dots, \underline{x}_{NP,G}\}$

```

ohodnocení  $P_G : \{f(\underline{x}_{1,G}), f(\underline{x}_{2,G}), \dots, f(\underline{x}_{NP,G})\}$ 
while not ukončovací podmínka splněna do
  begin
    mutace populace  $P_G$ ,  $P'_G = mutace(P_G)$ 
    křížení populace  $P'_G$ ,  $P''_G = krizeni(P'_G)$ 
    ohodnocení  $P''_G : \{f(\underline{x}''_{1,G}), f(\underline{x}''_{2,G}), \dots, f(\underline{x}''_{NP,G})\}$ 
    vyber novou populaci  $P_{G+1}$  z populace  $P_G$  a  $P''_G$ 
     $G = G + 1$ 
  end
end

```

kde $P_G = \{\underline{x}_{1,G}, \dots, \underline{x}_{NP,G}\}$ je populační matice vygenerovaná pro generaci G . Každé řešení daného problému je tzv. *ohodnoceno*. Toto ohodnocení je v podstatě vyčíslení *účelové funkce* f a udává míru kvality každého jedince. Účelová funkce f je definována shodně s konvenčními optimalizačními procedurami. Cílem optimalizace je nalezení jedince s minimální hodnotou účelové funkce.

Nová generace je vytvářena výběrem lepších jedinců z generace předchozí tzv. *selekčním mechanismem*. Někteří jedinci jsou dále transformováni pomocí *genetických operátorů*, kterými jsou např. *mutace* nebo *křížení*. Po určitém počtu generací algoritmus konverguje k nejlepšímu řešení, které reprezentuje jedinec s nejlepším ohodnocením.

Evoluční algoritmy se v praxi ukázaly jako velmi výkonné také v oblasti návrhu a optimalizací elektrických obvodů a systémů.

Základní výhodou diferenčních evolučních technik je skutečnost, že nepotřebují pro zajištění konvergence žádný počáteční odhad parametrů, a také jsou velmi odolné proti konvergenci do lokálních extrémů. Nevýhodou je vysoká výpočetní náročnost, která vyplývá z velkého počtu potřebných generací. Jinými slovy lze říci, že tyto algoritmy konvergují k výsledku, ale poměrně pomalu.

4.6.2 Diferenční evoluční algoritmus

Původní diferenční evoluční algoritmus byl navržen Kennethem V. Pricem a Rainierem Stornem a vychází z principů tzv. genetického žíhání. První verze DE algoritmu byla autory publikována v roce 1995. Bližší popis algoritmu lze nalézt např. v [45] a v [49].

Princip činnosti DE algoritmu

Cílem diferenční evoluce je v cyklech zvaných *generace* vyšlechtit co nejlepší populaci jedinců ve smyslu ohodnocení účelové funkce každého jedince. Průběh generace lze popsat následujícími kroky :

Nastavení vstupních parametrů – jde o parametry řídící chod celé evoluce. Je to mutační konstanta $F \in \langle 0, 2 \rangle$, práh křížení $CR \in \langle 0, 1 \rangle$, počet jedinců v populaci NP a počet parametrů jedince D . Na začátku je též nutné nadefinovat *prototyp jedince*, tzn. z jakých typů čísel se budou jedinci skládat. V našem případě se bude jednat o obor kladných reálných čísel.

Nastavení čítače generací $G = 0$

Tvorba prvotní populace – bude náhodně vygenerována prvotní (startovní) populační matice P_G jedinců \underline{x} podle prototypu. Rozměr populační matice je $NP \times D$.

$$P_G = \{\underline{x}_{1,G}, \underline{x}_{2,G}, \dots, \underline{x}_{NP,G}\}$$

$$\underline{x}_{i,G} = \{x_{1,i,G}, x_{2,i,G}, \dots, x_{D,i,G}\}, \quad i = 1, \dots, NP$$

kde parametry $x_{j,i,G}$, $j = 1, \dots, D$ jedinců $\underline{x}_{i,G}$ jsou voleny náhodně v oboru prototypu jedince.

Začátek cyklu generace – podmnožinou každé generace je *evoluční cyklus*, který zajišťuje postupné *evoluční šlechtění* každého jedince z populace. Postupně se vybírá jeden *aktivní jedinec* za druhým až do konce populace a pro každého z nich je proveden následující *evoluční cyklus*. Výběrem posledního jedince z populace je ukončena tvorba jedné generace.

Evoluční cyklus – v tomto cyklu je prováděna *mutace* a *křížení*. Tento proces lze popsat v bodech :

- Jsou postupně vybráni všichni jedinci ze stávající populace, tedy vždy jeden *aktivní jedinec* $\underline{x}_{k,G}$, $k = 1, \dots, NP$.
- Jsou vybráni náhodně dva další jedinci-vektory z populace $\underline{x}_{r1,G}$ a $\underline{x}_{r2,G}$. Tito jedinci se od sebe odečtou a získá se tak *diferenční vektor* $\underline{\lambda}$.

$$\underline{\lambda} = \underline{x}_{r1,G} - \underline{x}_{r2,G}$$

- Tento *diferenční vektor* se vynásobí mutační konstantou F , která jej změní – zmutuje a získá se *váhováný diferenční vektor* $\underline{\mu}$.

$$\underline{\mu} = F \cdot \underline{\lambda}$$

- *Diferenční váhovaný vektor* se přičte ke třetímu vybranému vektoru a získá se *šumový vektor*. V našem případě se jako tento třetí vektor použije nejlepší (nejlépe ohodnocený na základě účelové funkce) jedinec-vektor z aktuální populace $\underline{x}_{best,G}$. V literatuře se tento způsob získání šumového vektoru označuje *DE/best/1/bin*. Výpočet šumového vektoru $\underline{\nu}$ lze popsat vztahem :

$$\underline{\nu} = \underline{x}_{best,G} + \underline{\mu}$$

- Je vytvořen *zkušební vektor* $\underline{\psi}$ takto :
 - Z *aktivního* $\underline{x}_{k,G}$ a *šumového* $\underline{\nu}$ vektoru se vybírá postupně jeden prvek za druhým a pro takto vybranou dvojici se generuje náhodné číslo $R \in \langle 0, 1 \rangle$.
 - Toto náhodné číslo se porovná s konstantou CR . Pokud platí $R < CR$, pak se na příslušné místo ve *zkušebním vektoru* umístí prvek ze *šumového vektoru* a v opačném případě z *aktivního vektoru*. Tento postup můžeme popsat následujícím algoritmem :

if $R < CR$ **then**

$$\psi_j = \nu_j$$

else

$$\psi_j = x_{j,k,G}$$

kde $j = 1, \dots, D$.

- *Zkušební vektor* $\underline{\psi}$ se ohodnotí účelovou funkcí $f(\underline{\psi})$ a tato hodnota je porovnána s účelovou funkcí $f(\underline{x}_{k,G})$ *aktivního vektoru* $\underline{x}_{k,G}$. Do nové populace je vybrán vektor-jedinec s lepším ohodnocením. Tento princip lze opět popsat algoritmem :

if $f(\underline{\psi}) \leq f(\underline{x}_{k,G})$ **then**

$$\underline{x}_{k,G+1} = \underline{\psi}$$

else

$$\underline{x}_{k,G+1} = \underline{x}_{k,G}$$

- Inkrementace kroku evolučního cyklu $k = k + 1$ dokud nejsou vyčerpáni všichni jedinci v dané populaci generace G , tedy doku platí $k \leq NP$.

Testování parametrů pro ukončení celého DE cyklu – DE algoritmus může být ukončen po zadaném počtu generací G_{max} , nebo na základě jiných podmínek, např. testováním změn nejlepšího jedince mezi dvěma generacemi.

Celý DE algoritmus je schematicky znázorněn na obr.4.20.

Penalizace účelové funkce

Při použití DE algoritmu se ukazuje, že některé parametry účelové funkce (parametry jedinců v populaci) mohou představovat fyzikálně nerealizovatelná řešení. V takových případech je nutné, ve vybraných oblastech oboru hodnot těchto parametrů, výskyt jednoznačně *zakázat* nebo znevýhodnit, jinak též *penalizovat*. V případě DE algoritmu se používá *penalizování* účelové funkce pro nevhodné hodnoty parametrů. Nevhodná řešení se tedy nezamítnou, ale pouze penalizují.

Penalizace má vlastně efekt jakéhosi *znepříjemnění* výskytu jedinců v dané penalizační oblasti prostoru řešení. Výsledek je takový, že jedinci, kteří se díky evolučnímu procesu dostanou do penalizačních oblastí, jej buď rychle opustí, nebo nepostoupí do další populace.

4.6.3 Aplikace DE algoritmu pro aproximaci skupinového zpoždění

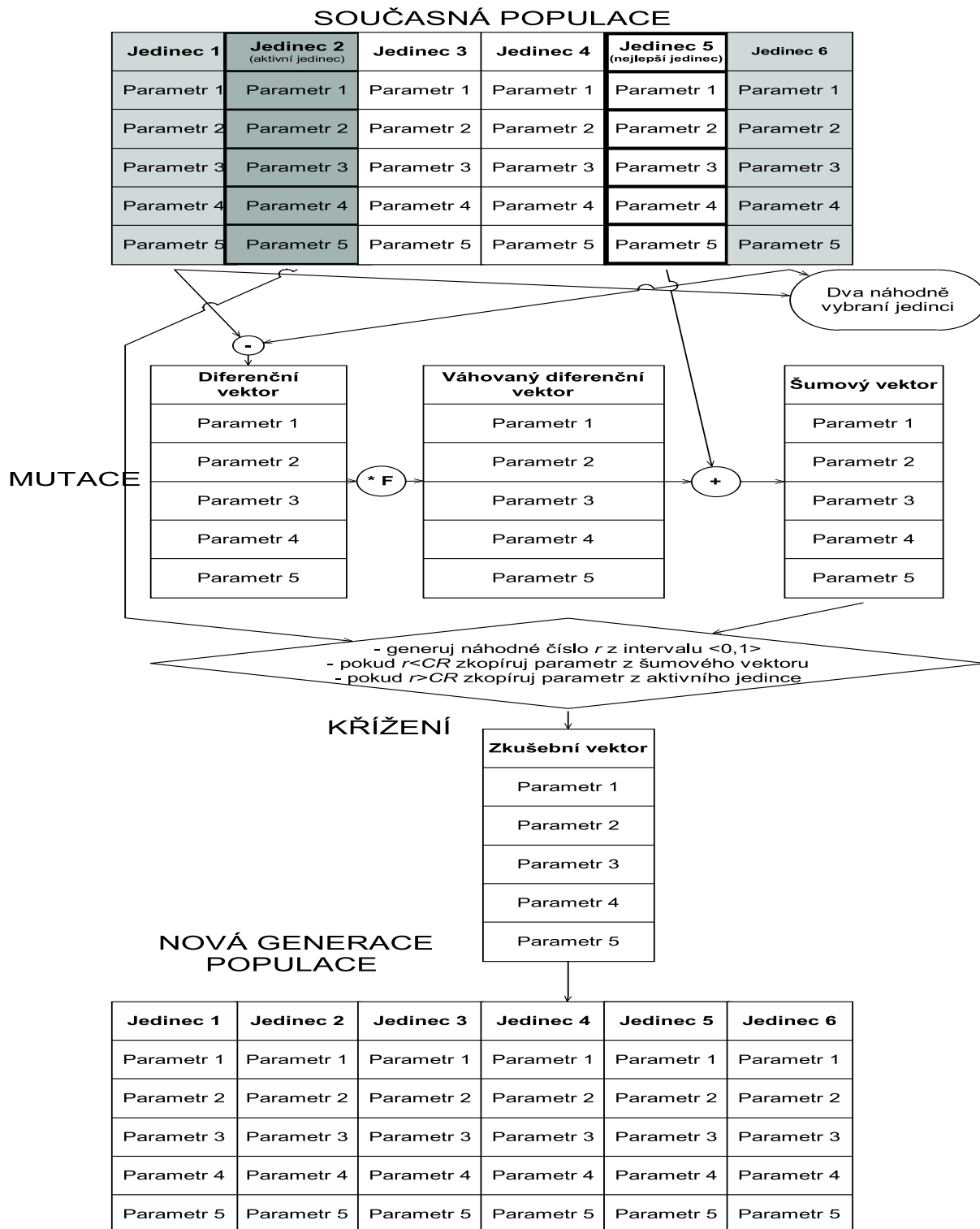
DE algoritmus je možné použít jako metodu pro hledání parametrů charakteristické funkce fázovacího článku.

Účelová funkce

Skupinové zpoždění kaskádního spojení filtru a korektoru lze popsat rovnicí :

$$\tau(\Omega) = \tau_f(\Omega) + \tau_e(\Omega) \quad (4.36)$$

kde $\tau_f(\Omega)$ popisuje průběh skupinového zpoždění filtru a $\tau_e(\Omega)$ korektoru. Funkce $\tau_e(\Omega)$ je popsána rovnicí (4.25) a (4.24). Parametry účelové funkce $f(\underline{x})$ budou tedy nuly Ω_{zi} , póly Ω_{pj} a konstanta K charakteristické funkce fázovacího článku $\phi(s)$. Účelovou funkci můžeme zapsat takto :



Obrázek 4.20: Blokové schéma DE algoritmu

$$f(\underline{x}) = \max(\tau(\Omega)) - \min(\tau(\Omega)) + P_1 + P_2 \quad (4.37)$$

Účelová funkce bude na definovaném frekvenčním intervalu minimalizována pomocí DE algoritmu. To znamená, že bude minimalizována odchylka skupinového zpoždění. Rozdíl hodnot $\max(\tau(\Omega)) - \min(\tau(\Omega))$ v účelové funkci znamená rozdíl maximální a minimální hodnoty skupinového zpoždění kaskádního spojení filtru a korektoru na definovaném frekvenčním intervalu.

Penalizační funkce

Dvě penalizační funkce P_1 a P_2 zajišťují, aby všechny parametry účelové funkce (a zároveň parametry charakteristické funkce fázovacího článku) byly v předepsaném intervalu, a aby se nuly a póly střídaly, což je podmínkou fyzikální realizovatelnosti fázovacího článku.

Konkrétní vyjádření obou funkcí bude uvedeno a demonstrováno na příkladu následujícím v této kapitole.

4.6.4 Společné použití DE algoritmu a izoextremálního algoritmu pro návrh korektorů skupinového zpoždění

DE algoritmus lze tedy s výhodou využít v aplikaci návrhu korektorů skupinového zpoždění. V předcházející kapitole byl popsán algoritmus pro hledání izoextremálního průběhu skupinového zpoždění, resp. hledání parametrů charakteristické funkce fázovacího článku tak, aby výsledný průběh skupinového zpoždění měl izoextremální průběh. Tento algoritmus je velice rychlý a efektivní, ale vyžaduje jistý počáteční odhad, kterým je podmíněna jeho konvergence. Naproti tomu DE algoritmus počáteční odhad nevyžaduje.

Nabízí se tedy použít kombinaci obou algoritmů tak, že v první fázi řešení bude aplikován DE algoritmus, kterým budou odhadnuty hodnoty nul, pólů a konstanty charakteristické funkce. Následně bude aplikována izoextremální aproximace, která rychle a efektivně najde řešení. V praxi se toto spojení ukázalo jako velice výhodné a pomocí tohoto postupu je možné velice efektivně a téměř automaticky navrhovat korektory skupinového zpoždění analogových filtrů.

4.6.5 Realizace DE algoritmu v prostředí MAPLE

Všechny části uvedeného DE algoritmu včetně penalizačních procedur atd. jsou implementovány v již uvedené knihovně *GRLIB* pro prostředí MAPLE.

4.6.6 Příklad návrhu korektorů skupinového zpoždění řádu $n = 4, 5, 6$ pro dolní propust s použitím diferenčního evolučního algoritmu

V této části je uvedena realizace korektorů skupinového zpoždění řádu $n = 4, 5, 6$ pro Cauerovu NDP.

Zadání požadavků

Pro tento příklad je korigovaným obvodem Cauerova NDP pátého řádu. Přenosová funkce má následující parametry

$$H(s) = \frac{\sum_{i=0}^4 b_i s^i}{\sum_{j=0}^5 a_j s^j},$$

$b_0 = 0.253189$	$a_0 = 0.253189$
$b_1 = 0$	$a_1 = 0.885141$
$b_2 = 0.150948$	$a_2 = 1.407205$
$b_3 = 0$	$a_3 = 2.013651$
$b_4 = 0.019196$	$a_4 = 1.159668$
	$a_5 = 1$

Tabulka 4.8: Koefficienty přenosové funkce Cauerovy NDP pátého řádu.

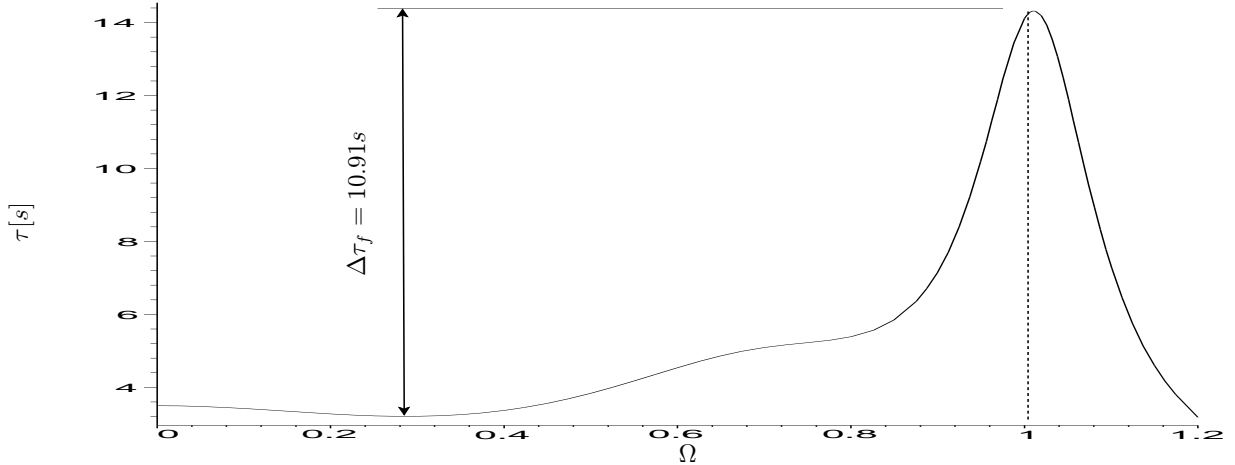
Na obr. 4.21 je nakreslen průběh skupinového zpoždění dané NDP v propustém pásmu. Maximální difference skupinového zpoždění je $\Delta\tau_f = 10.91s$ na okraji propustného pásma.

Počáteční odhad parametrů pomocí DE algoritmu

Počátečním odhadem rozumíme získání hodnot nul, pólů a konstanty charakteristické funkce fázovacího článku $\phi(s)$ definovanou vztahem (4.24). Průběh skupinového zpoždění kaskádního spojení filtru a korektoru $\tau(\Omega)$ je popsán rovnicí (4.36).

Účelová funkce $f(\underline{x})$ je popsána vztahem (4.37),

kde vektor-jedinec \underline{x} je tvořen z nul, pólů a konstanty charakteristické funkce fázovacího článku. Funkce P_1 je penalizační funkce, kterou lze popsat takto



Obrázek 4.21: Průběh skupinového zpoždění Caerovy NDP 5.řádu

$$P_1 = \sum_{i=1}^D \begin{cases} 20000 - 100x_i & \text{pokud } x_i < 0 \\ 20000 + 100x_i & \text{pokud } x_i > 10 \\ 0 & \text{jindy} \end{cases} \quad (4.38)$$

kde D je počet hledaných veličin, tedy počet prvků vektoru \underline{x} a x_i jsou prvky tohoto vektoru. Penalizační funkce P_1 má za úkol zajistit to, aby se hodnoty nul a pólů pohybovaly v předepsaném intervalu.

Dále je nutné, aby se nuly a póly charakteristické funkce střídaly. To je podmínkou fyzikální realizovatelnosti daného obvodu. Tuto podmínku zajišťuje penalizační funkce P_2

$$P_2 = \sum_{i=1}^{D-1} \begin{cases} 0 & \text{pokud } x_i < x_{i+1} \\ 20000 + 100x_i & \text{jindy} \end{cases} \quad (4.39)$$

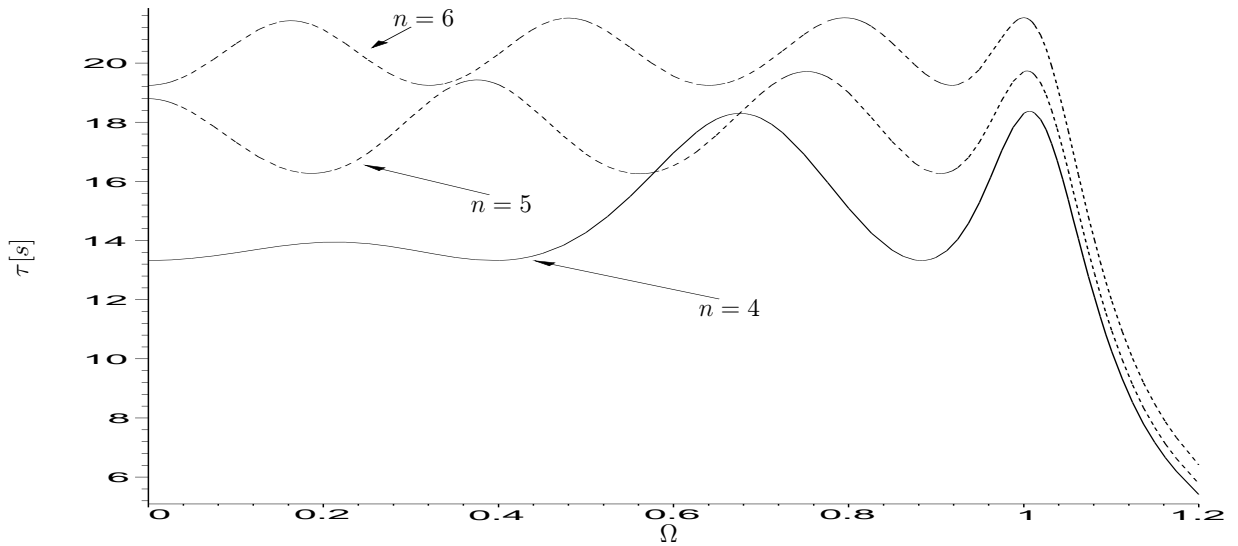
Dalšími parametry DE algoritmu jsou velikost populace $NP = 150$, mutační konstanta $F = 0.9$ a práh křížení $CR = 0.9$.

Běh evolučního algoritmu může být omezen počtem generací nebo testováním, zda-li se nejlepší jedinec ve staré generaci výrazně liší od nejlepšího v generaci nové. Pokud jsou rozdíly v určitých mezích, je algoritmus ukončen.

Výsledné hodnoty nul, pólů a konstanty charakteristické funkce po aplikaci evolučního algoritmu jsou uvedeny v tabulce 4.9. Frekvenční závislosti průběhu skupinového zpoždění filtru s korektory jsou uvedeny na obr.4.22.

$n = 4$	$n = 5$	$n = 6$
$\Omega_{p1} = 0.3035$	$\Omega_{p1} = 0.2258$	$\Omega_{p1} = 0.1846$
$\Omega_{z1} = 0.6015$	$\Omega_{z1} = 0.4334$	$\Omega_{z1} = 0.3726$
$\Omega_{p2} = 0.8859$	$\Omega_{p2} = 0.6779$	$\Omega_{p2} = 0.5546$
$K = 0.9825$	$\Omega_{z2} = 0.9323$	$\Omega_{z2} = 0.7635$
	$K = 1.098$	$\Omega_{p3} = 1.018$
		$K = 1.0577$

Tabulka 4.9: Parametry charakteristické funkce $\phi(s)$ získané DE algoritmem.



Obrázek 4.22: Korigovaný průběh skupinového zpoždění Caerovy NDP. Odhadnuté parametry pomocí DE algoritmu.

Konečný výpočet izoextremálního průběhu skupinového zpoždění

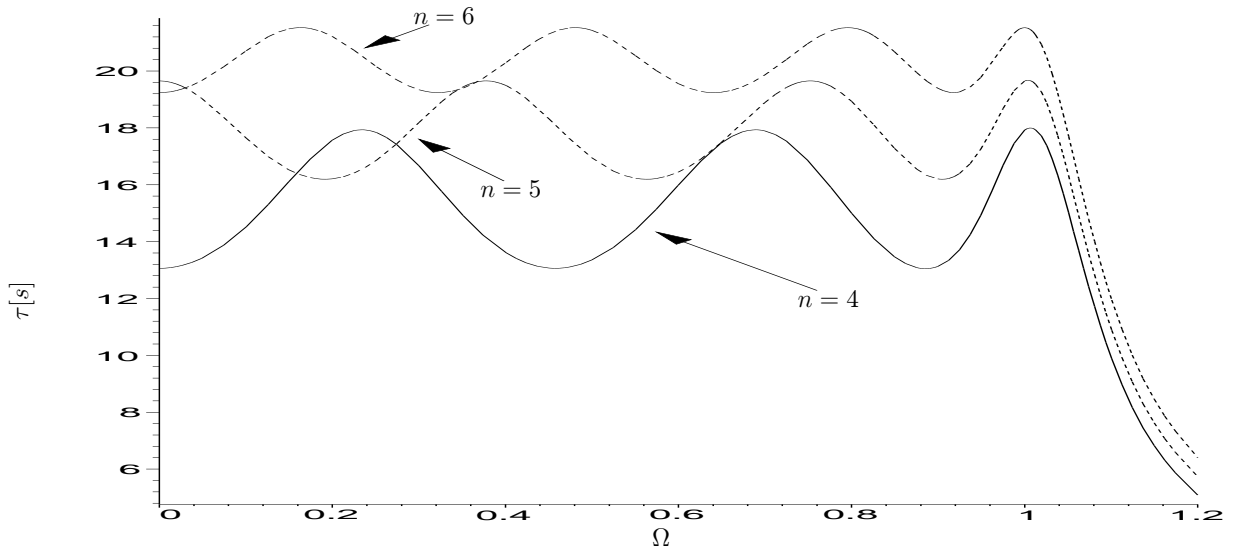
Hodnoty parametrů charakteristické funkce $\phi(s)$ získané DE algoritmem použijeme jako výchozí hodnoty pro izoextremální aproximaci skupinového zpoždění, podobně jako v minulých příkladech. Výsledné hodnoty jsou uvedeny v tabulce 4.10., průběhy skupinového zpoždění na obr. 4.23. V tabulce 4.11 je uvedena odchylka izoextremálního korigovaného průběhu pro korektory stupně $n = 4, 5, 6$.

Společné použití DE algoritmu a algoritmu pro izoextremální aproximaci má následující vlastnosti :

- DE algoritmus konverguje velice dobře i bez počátečního odhadu parametrů, nicméně konverguje k výsledku velice pomalu.

$n = 4$	$n = 5$	$n = 6$
$\Omega_{p1} = 0.2588$	$\Omega_{p1} = 0.2206$	$\Omega_{p1} = 0.1842$
$\Omega_{z1} = 0.5434$	$\Omega_{z1} = 0.4277$	$\Omega_{z1} = 0.3718$
$\Omega_{p2} = 0.8152$	$\Omega_{p2} = 0.6716$	$\Omega_{p2} = 0.5538$
$K = 0.7212$	$\Omega_{z2} = 0.924$	$\Omega_{z2} = 0.7628$
	$K = 1.1351$	$\Omega_{p3} = 1.0166$
		$K = 1.0526$

Tabulka 4.10: Konečné hodnoty parametrů charakteristické funkce $\phi(s)$.



Obrázek 4.23: Výsledné korigované průběhy skupinového zpoždění Caerovy NDP.

n	$\Delta\tau$
4	4.8792
5	3.4581
6	2.2852

Tabulka 4.11: Výsledné odchylky skupinového zpoždění.

- Proto je DE algoritmus použit jen pro počáteční odhad parametrů pro následující aplikaci izoextremální aproximace, která vyžaduje odhadnuté parametry, ale pak konverguje velice efektivně v několika krocích.

Výše uvedený příklad a další příklady v praxi potvrdily, že společné použití DE algoritmu a postupu na bázi Remezova algoritmu reprezentuje vysoce výkonný, robustní a efektivní systém pro návrh korektorů skupinového zpoždění. Tento princip je původním

přínosem autora k tomuto problému.

4.7 Uživatelská rozhraní k programům pro analýzu a syntézu elektrických obvodů na bázi WWW aplikace

V této části práce bude nejprve popsán návrh a koncepce specializované aplikace pro syntézu elektrických filtrů a aplikace pro analýzu elektrických obvodů včetně standardizovaného rozhraní na bázi WWW prvotně určené pro použití ve výuce. Dále pak budou prezentovány konkrétní aplikace vytvořené a provozované na pracovišti katedry Teorie obvodů ČVUT v Praze.

Původním přínosem k této části je detailní rozbor a návrh aplikace, jejích funkčních částí s výběrem jednotlivých komponent, návrh a realizace rozhraní a komunikačních protokolů mezi komponentami a konkrétní realizace částí vlastní aplikace.

4.7.1 Aplikace pro syntézu elektrických filtrů

V současné době existuje celá řada počítačových aplikací pro návrh elektrických filtrů. Jedná se většinou o jednoúčelové programy, řešící část návrhového postupu, případně kompletní návrh. Jejich použití pro výukové účely není ve většině případů vhodné, neboť často potřebujeme sledovat výsledky jednotlivých kroků návrhu, případně je dále matematicky upravovat. Z tohoto pohledu je optimální kombinovat návrhový systém s vhodným matematickým programem, případně realizovat vlastní návrh přímo v tomto programu.

Vzhledem k vlastnostem a dobrým zkušenostem s matematickým programem Maple na našem pracovišti je realizace návrhového procesu implementována právě v tomto programu. Program Maple poskytuje kvalitní aparát pro symbolické i numerické matematické operace. Zejména možnost symbolického zpracování je velmi důležitá v procesu návrhu analogových obvodů. Dále pak obsahuje vlastní procedurální jazyk, který umožňuje vytváření vlastních funkcí i větších programových celků.

Návrhový systém realizovaný v prostředí Maple umožňuje uživateli postupovat krok za krokem a tak mít celý proces plně pod kontrolou. V neposlední řadě může uživatel využívat silný matematický aparát prostředí Maple pro zobrazování a úpravy mezivýsledků a další nadstandardní operace v průběhu návrhu. Takové možnosti nemůže z principu věci uživateli nabídnout žádný jednoúčelový program.

Toto řešení má i další výhody, například možnost analýzy výsledných obvodových struktur pomocí knihovny Syrup [53]. Tato knihovna umožňuje symbolickou i numerickou analýzu elektrických obvodů a je volně přístupná na WWW stránkách firmy Maplesoft

<http://www.maplesoft.com/applications/>.

Knihovna Syntfil

Na základě uvedených poznatků byla na našem pracovišti vyvinuta knihovna funkcí *Syntfil* pro návrh analogových filtrů. Tato knihovna obsahuje následující funkční části :

1. Soubor funkcí pro řešení aproximační úlohy z tolerančního schématu :
 - transformace tolerančního schématu DP, HP, PP, PZ na NDP,
 - výpočet stupně přenosové funkce pro zvolený typ aproximace,
 - funkce pro výpočet Butterworthovy aproximace,
 - funkce pro výpočet Čebyševovy aproximace,
 - funkce pro výpočet Cauerovy aproximace typu A, B a C,
 - funkce pro výpočet Inverzní Čebyševovy aproximace typu A a B,
 - výpočet sekundárních parametrů filtru,
 - výpočet přenosové a charakteristické funkce (nuly a póly).
2. Soubor funkcí pro syntézu příčkové struktury LC filtru z dané přenosové a charakteristické funkce :
 - výpočet kaskádní matice pro syntézu z přenosové a charakteristické funkce pro zvolené zakončení,
 - syntéza příčkové LC struktury pro polynomiální nebo racionálně lomenou přenosovou funkci (odštěpování struktury typu T nebo II zepředu nebo zezadu),
 - transformace součástí NDP příčkového LC filtru na DP, HP, PP, PZ,
 - analýza výsledné struktury s možností zahrnutí reálných vlastností induktorů (činitelů jakosti).
3. Soubor funkcí pro syntézu aktivní RC (ARC) struktury filtru :
 - kmitočtová transformace pólů a nul NDP na póly a nuly DP, HP, PP, PZ a jejich rozčlenění na bikvadratické sekce,
 - určení optimálního řazení sekcí,
 - rozdělení celkového zesílení na jednotlivé sekce pro vyrovnanou dynamiku celého filtru,

- syntéza jednotlivých bikvadratických sekcí – výběr vhodných zapojení a výpočet velikostí součástí,
- analýza výsledné struktury s možností zahrnutí reálných vlastností operačních zesilovačů a zaokrouhlení hodnot rezistorů do zvolené řady,

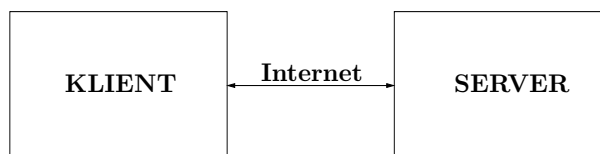
Bližší popis knihovny Syntfil včetně podrobné dokumentace a volně přístupné verze k vyzkoušení lze nalézt v [54] a na příslušných WWW stránkách.

4.7.2 Uživatelské rozhraní na bázi WWW

Použití výše uvedené knihovny pro návrh filtrů vyžaduje samozřejmě lokálně nainstalovaný program Maple včetně knihovny Syntfil. Vlastní návrh vyžaduje jistou znalost práce v prostředí Maple. Postup není zcela automatický, ale skládá se z jednotlivých dílčích kroků v prostředí Maple, což může být např. při výuce výhodou, ale při návrhu standardního filtru vyžaduje od návrháře více spolupráce než jednoúčelový program.

Je ale možné vytvořit aplikaci pro návrh elektrických filtrů, která bude interně využívat knihovnu Syntfil v prostředí Maple. Tato aplikace uživatele zcela „odstíní“ od přímého používání knihovny, bude tedy jakousi aplikační nadstavbou nad danou knihovnou.

K vytvoření aplikačního rozhraní je možné využít různé přístupy. V době velkého rozšiřování globálních informačních technologií, zejména Internetu, se jeví jako velmi výhodné vytvořit uživatelské rozhraní právě v prostředí Internetu. Aplikace pak bude provozována centrálně a uživatel bude pro komunikaci se systémem používat klientský program. Tento přístup je v literatuře označován jako model *klient-server*. Schematicky je model uveden na obr.4.24.



Obrázek 4.24: Model klient-server

Výhody tohoto přístupu byly již uvedeny v první kapitole. Uživatelské rozhraní k aplikaci na bázi Internetu je možné postavit na různých používaných technologiích typu *klient-server*, nebo je možné navrhnout a realizovat vlastní řešení. To by v praxi znamenalo vytvořit :

1. klientský program používaný uživatelem,

2. serverový program komunikující s klientem v síti Internet,
3. aplikační protokol pro komunikaci klienta se serverem.

Takový přístup by sice umožnil maximální přizpůsobení uživatelského rozhraní potřebám aplikace, na druhou stranu by vyžadoval užití speciálního klienta a serveru, což by vedlo k omezení univerzálnosti řešení. Z analýzy používaných Internetových technologií se jako vhodná pro naše použití jeví jediné technologie WWW. Tato technologie poskytuje dostatečné prostředky pro vytvoření interaktivního uživatelského rozhraní, i když samozřejmě není ve všech směrech ideální.

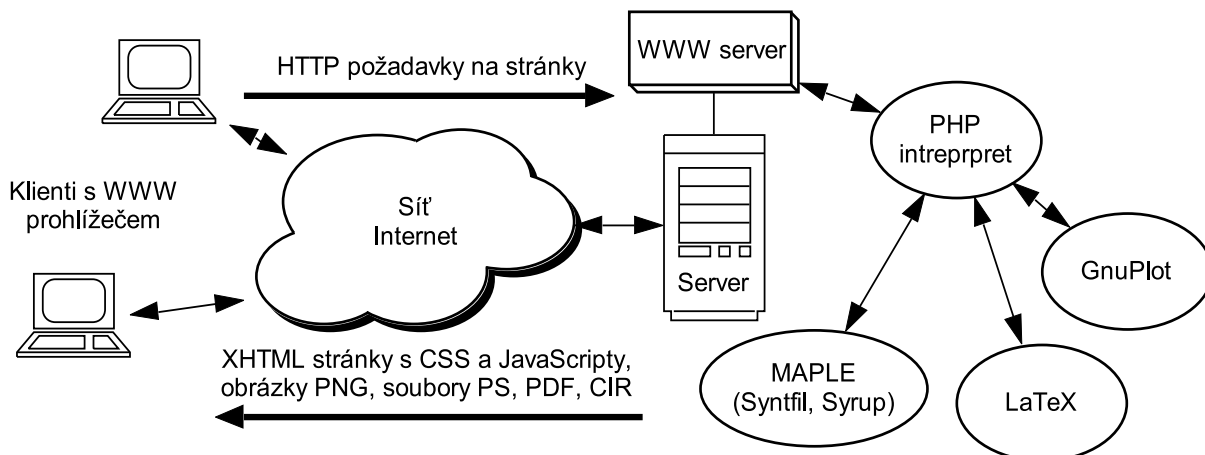
Pro vlastní programové řešení celého systému je třeba vybrat příslušné komponenty, realizující jednotlivé části systému. Ve výsledku se bude jednat o poměrně komplexní systém, kde každá součást hraje významnou úlohu. Hlavními hledisky pro výběr komponent jsou robustnost, spolehlivost, bezpečnost v provozu a v neposlední řadě také cena. Při výběru je záměrem použít programové součásti s otevřeným kódem a svobodnou licencí a pokusit se tak maximálně eliminovat uzavřená, proprietární řešení.

Aplikační část na straně serveru využívá následující programové vybavení :

- Operační systém Unixového typu s jádrem LINUX. Konkrétně je použit operační systém *Debian GNU/Linux*.
- Matematický program *Maple* s knihovnou *Syntfil*.
- Webový server *Apache* s vestavěným interpretem programovacího jazyka *PHP* a se speciálním modulem umožňujícím komunikaci s programem *Maple*.
- Interpret jazyka *Python*.
- Program pro vědeckou grafiku *Gnuplot*.
- Univerzální typografický systém *LaTeX*.

Kromě *Maple* jsou ostatní komponenty programy se svobodnou licencí. Jejich použití je zcela zdarma, a přitom v praxi poskytují naprosto srovnatelné možnosti jako komerční řešení.

Na straně klienta je možné použít libovolný prohlížeč WWW stránek odpovídající současným standardům. Aplikaci je třeba koncipovat s důrazem na různorodost prohlížečů tak, aby nepoužívala žádné specifické funkce podporované jen jediným konkrétním prohlížečem.



Obrázek 4.25: Detailní řetězec zpracování WWW aplikací

Detailní struktura WWW aplikace

Strana klienta. Na klientské straně pracuje uživatel se svým počítačem připojeným k síti Internet. Uživatel má na svém počítači nainstalován libovolný webový prohlížeč, např. Microsoft Internet Explorer, Mozilla, Firefox, Opera či jiný. Uživatel také není omezen na konkrétní operační systém. Prostřednictvím odkazů a formulářových polí na stránce aplikace zadává úkoly ke zpracování. Na straně serveru dojde ke zpracování a výsledek je opět ve formě webové stránky zaslán klientovi v odpovědi.

Strana serveru. Server používá výkonný hardware kategorie PC s operačním systémem Debian GNU/Linux. Na straně serveru pracuje webový server Apache, který obsluhuje veškeré HTTP požadavky na stránky od klientů. Vstupní data z formulářů a výstupní data do stránek jsou generovány pomocí skriptů v jazyce PHP. Příslušný skript obdrží pomocí formulářů vstupní údaje od uživatele. Tyto údaje převede do formy souborů, které předá výpočetní jednotce v matematickém programu Maple. Maple své výstupy opět ukládá do souborů, ze kterých jsou opět pomocí skriptů v jazyce PHP a Python generovány webové stránky. Následně jsou stránky odesílány v odpovědích zpět klientovi. Grafy jsou vytvářeny pomocí nástroje Gnuplot a na tvorbu tiskových výstupů je použit program *LaTeX*.

Detailní popis funkce serverové části WWW aplikace

Hlavní část systému pracuje na straně serveru. Praktický návrh výše uvedené aplikace má tyto aspekty a řešení :

- Jako hostitelský operační systém je využíván OS *Debian GNU LINUX* [58]. Tento operační systém je využíván z důvodu spolehlivosti, stability, ale také z důvodu dlouhodobých zkušeností s tímto systémem.
- Jádro výpočetního systému tvoří sada programů v prostředí *Maple*. Tento přístup byl zvolen z důvodu praktických zkušeností s tímto programem na našem pracovišti a zejména proto, že pro *Maple* byla připravena řada knihoven pro analýzu a syntézu elektrických obvodu, např. knihovna *Syntfil* [54].

Komunikace mezi programem *Maple* a okolím probíhá pomocí jednotně navržených textových souborů, ze kterých *Maple* čerpá vstupní údaje pro matematické operace. Vypočtené hodnoty jsou opět ve standardizovaném formátu ukládány do souborů. Tuto činnost zajišťuje knihovna procedur, vytvořená v makrojazyce *Maple*. Tyto výstupy jsou dalšími částmi aplikace zpracovávány a jsou z nich vytvářeny uživatelské výstupy, jak v grafické, tak i v textové podobě.

- Vstupní a výstupní údaje předávané mezi programem *Maple* a okolím zajišťují skripty v jazyce *PHP* [59]. Tento jazyk byl zvolen kvůli aplikačním možnostem, vynikající spolupráci s WWW serverem *Apache*, do kterého je přímo integrován a také kvůli syntaxi vlastního jazyka vycházející z jazyka *C*. Komunikaci mezi *Maple* a okolními částmi aplikace zajišťuje třída naprogramovaná v *PHP*. Tímto způsobem je zajištěna maximální transparentnost komunikačního kanálu na obou stranách.
- Jelikož je *Maple* proprietární komerční program, není možné zasahovat do jeho vnitřní struktury, což přináší některé dílčí problémy. V praxi se ukázalo, že v některých mezních situacích při vykonávání programu *Maple* uvízne v nekonečné smyčce, tzn. není standardně ukončen. Tímto způsobem je možné postupně vyčerpat všechny dostupné prostředky poskytované operačním systémem, což v důsledku bude znamenat nestandardní chování celé aplikace. Tento problém byl vyřešen periodickým sledováním stavu všech paralelních procesů *Maple* v OS *Linux* s následnou likvidací nefunkčních procesů.
- Uživatel pracuje se systémem pomocí standardního prohlížeče WWW stránek, takže rozhraní mezi uživatelem a serverovou částí musí používat technologie, které je standardní WWW prohlížeč schopen zpracovat. Jedná se zejména o hypertextový značkovací jazyk *XHTML*, včetně rozšířených možností poskytovaných technologií kaskádových stylů *CSS*. Popis obou technologií lze nalézt např. v [60]. Vstupní údaje jsou od uživatele získávány standardní cestou pomocí HTML formulářů. Výstupní XHTML stránky jsou generovány skripty v jazyce *PHP*.

- Stěžejní část aplikace pracuje na serverové straně, přesto jsou dílčí části implementovány a zpracovávány na straně klienta. Tímto způsobem je možné usnadnit práci uživatele s aplikací, protože není nutné odesílat všechna data pro zpracování z klienta na server. Na klientské straně jsou realizovány tyto části aplikace :

Kontrola syntaxe vstupních údajů z formulářových polí. Systém provádí kontroly úplnosti zadaných údajů a také syntaktickou kontrolu vstupních dat. To znamená že uživatel nemůže například zadat řetězec do pole pro reálnou číselnou hodnotu.

Manipulace s objekty v XHTML stránkách. Díky objektovému modelu XHTML stránky, který je přístupný klientské aplikaci v prohlížeči, je možné provádět řadu změn v obsahu stránky. V aplikaci je tato technologie použita například pro výměnu hodnot ve formulářích, zobrazování on-line nápovědy, automatické překreslování obrázků, atd.

Programový kód klientské části je psán výhradně v jazyce *JavaScript*, který je v dnešní době standardem pro tyto typy aplikací. Přesto může být právě tato technologie zdrojem chyb při práci s aplikací. Ty jsou způsobeny různorodostí WWW prohlížečů, resp. rozdílnou implementací interpretu jazyka *JavaScript* v těchto prohlížečích. Při programování byl kladen velký důraz na standardy jazyka a čistotu kódu tak, aby výše uvedené problémy byly co nejvíce eliminovány.

- Pro generování grafů je používán program *GnuPlot* [61]. Tento program umožňuje velice kvalitně zpracovávat dvojrozměrnou i trojrozměrnou vědeckou grafiku a má značné možnosti konfigurace a nastavení. Další výhodou je velké množství výstupních grafických formátů. Vstupní údaje jsou programu *GnuPlot* předávány v podobě textových souborů.
- Systém umožňuje generování tiskových výstupů ve formátech *PDF* a *PostScript*. K tomuto účelu je používán typografický systém *LaTeX*, jehož popis lze nalézt např. v [62]. Systém *LaTeX* nabízí velké možnosti pro vytváření technických tiskových výstupů. Generování výstupů pracuje na principu statických šablon pro systém *LaTeX*, které jsou na serverové straně doplňovány potřebnými údaji pomocí skriptů v jazyce *PHP*.

4.7.3 Aplikace pro analýzu elektrických obvodů

Po vytvoření výše uvedené aplikace, která se nyní používá zejména ve výuce, vyvstal požadavek na aplikaci pro analýzu elektrických obvodů pracující také s WWW rozhraním. Byla realizována aplikace umožňující symbolickou a numerickou analýzu analogových obvodů. Pro vlastní analýzu systém používá :

Maple se systémem **Syrup** pro symbolickou analýzu obvodů.

Spice pro numerickou analýzu obvodů. Konkrétně je v systému použit program *OpusSpice*, kterých vychází ze standardů Spice3 a XSpice. Tento program je k dispozici zdarma pro operační systémy Solaris, Linux a Windows. Z analýz implementuje OpusSpice stejnosměrnou, střídavou, přechodovou a šumovou analýzu.

Aplikace pro analýzu obvodů, včetně webového rozhraní, pracuje na stejném principu jako systém pro analýzu filtrů, proto zde již nebude podrobně popsána.

Detailní informace o uvedených webových aplikacích lze nalézt v [7], [8] a [12].

Kapitola 5

Závěr

V závěru práce je uvedeno shrnutí dosažených výsledků v souvislosti se stanovenými cíli. Dále je uveden jejich praktický význam a jsou naznačeny možnosti dalšího rozvoje této problematiky.

Předložená práce se prakticky zabývá několika aspekty problematiky syntézy a analýzy elektrických obvodů :

5.1 Nestandardní aproximace modulové charakteristiky

V práci je popsán princip návrhu analogových filtrů všech typů s nestandardními požadavky na průběh modulové frekvenční charakteristiky v propustném i nepropustném pásmu. Použitý algoritmus je iterační a vychází ze zobecněného Remezova druhého algoritmu.

Algoritmus je prakticky implementován v programu *Napfil*, pomocí kterého je možné navrhovat analogové filtry s nestandardními požadavky.

Výsledky byly presentovány na konferenci [2].

5.2 Příspěvek s Čebyševovým aproximacím

V této části jsou představeny obecné analytické transformační vztahy pro sudé stupně přenosové funkce Čebyševovy a inverzní Čebyševovy aproximace. Tyto transformace umožňují realizace LC příčkových dolních propustí se shodným zakončením, resp. bez vázaných induktorů. Použitelnost transformačních vztahů je demonstrována na dvou příkladech

syntézy NDP.

Problematika Čebyševových aproximací byla již v minulosti zpracována více autory. Přesto transformace přenosových funkcí sudých stupňů nebyly systematicky zpracovány tak, jako je to v případě Caurovy aproximace.

Z literatury, např. [40], jsou známy obecné transformační vztahy v komplexním kmitočtu s , které ale nejsou uvedeny v analytické a snadno použitelné formě vhodné pro přímý přepočítání parametrů přenosové a charakteristické funkce. V této části práce jsou tedy popsány jednoduché tabelizované analytické vztahy vhodné pro návrh těchto typů filtrů, které lze dobře algoritmizovat. Prakticky realizované jsou např. v knihovně pro syntézu filtrů *Syntfil* [52].

Vlastní přínos. Původním přínosem této části práce je uvedení obecných analytických vztahů pro transformace přenosových funkcí normovaných dolních propustí s Čebyševovým a inverzním Čebyševovým průběhem, které lze realizovat klasickými LC příčkovými strukturami bez vázaných indukčností a se shodným zakončením $R_1 = R_2 = 1$. Výsledky byly prezentovány na konferencích [4], [5], [6] a publikovány ve výzkumných zprávách a časopisech [11], [3]. Prakticky implementovány jsou uvedené transformace např. v knihovně *Syntfil* [54].

Možné směry dalšího vývoje. V návaznosti na uvedené výsledky by bylo užitečné popsané transformace prakticky implementovat v programech pro syntézu selektivních obvodů tak, aby je bylo možné standardně využívat v praxi.

5.3 Aproximace skupinového zpoždění

V práci jsou uvedeny dvě metody pro aproximační úlohu skupinového zpoždění, které pracují s charakteristickou funkcí fázovacího článku :

Izoextremální aproximace skupinového zpoždění. Tato metoda realizuje pomocí modifikovaného druhého Remezova algoritmu aproximaci se zvlněným průběhem a s konstantní odchylkou. Výsledkem je velice efektivní algoritmus, který lze bez problémů realizovat formou počítačového programu. Princip aproximace vycházející z charakteristické funkce fázovacího článku umožňuje přistupovat k tomuto problému podobně jako k izoextremální aproximaci modulové charakteristiky tak, jak je popsána např. v [14] a realizována v [1]. Použitelnost aproximačního algoritmu je demonstrována na několika příkladech aproximace konstantního průběhu skupinového zpoždění a na návrzích korektorů pro dolní propusti a pásmovou propust.

Aproximace skupinového zpoždění pomocí diferenční evoluce. Tato metoda vychází ze známé metody diferenční evoluce, globální heuristické optimalizační metody, která je popsána např. v [45]. V práci je popsán tento evoluční algoritmus a jeho praktická modifikace i implementace pro účely prvotního odhadu parametrů charakteristické funkce.

Spojením obou metod, metody na bázi diferenční evoluce pro počáteční odhad a izo-extremální metody pro výsledný výpočet, vznikne velice efektivní a robustní návrhový algoritmus, který je ideální pro zpracování počítačovým programem.

Vlastní přínos. Původním přínosem této části práce je uvedení nové metody pro izo-extremální aproximaci skupinového zpoždění a popis konkrétní aplikace diferenčního evolučního algoritmu v aproximaci skupinového zpoždění analogových obvodů. Obě metody pracují s charakteristickou funkcí fázovacího článku. Tento přístup, na rozdíl od dosud publikovaných metod, umožňuje poměrně jednoduchý a dobře algoritmizovatelný návrh korektorů skupinového zpoždění.

Celý návrhový postup je prakticky implementován v matematickém prostředí Maple. Implementace v tomto prostředí dovoluje poloautomatický návrh korektorů, kontrolu mezivýsledků při proceduře návrhu, doplňkové matematické operace s výsledky, vykreslování výsledků v grafech, atd.

Uvedené metody byly presentovány na mezinárodních konferencích [9], [10]. Komplexní návrhový postup, který využívá obě uvedené metody, byl přijat k presentaci na prestižní mezinárodní konferenci *IEEE ISCAS 2006* [13].

Možné směry dalšího vývoje. Presentovaná metoda pro návrh korektorů skupinového zpoždění spojuje výhody diferenčního evolučního algoritmu a standardní metody na bázi Remezova algoritmu. V návaznosti na zde uvedené výsledky by bylo užitečné otestovat i jiné optimalizační metody ve spojení s DE algoritmem, případně modifikovat algoritmus pro návrh filtrů s optimalizovaným průběhem fázové charakteristiky. Dále bylo užitečné upravit algoritmus pro použití v oblasti návrhu číslicových fázových korektorů.

V neposlední řadě je možné hledat i další možnosti praktické implementace uvedeného algoritmu, např. začlenění do nějakého stávajícího programu pro syntézu filtrů. V současné době se připravuje implementace v již dříve zmiňované knihovně.

5.4 Programy pro analýzu a syntézu elektrických obvodů provozované jako WWW aplikace

V této části práce je nejprve popsán návrh a koncepce specializované aplikace pro syntézu elektrických filtrů a aplikace pro analýzu elektrických obvodů včetně standardizovaného rozhraní na bázi WWW. Dále jsou presentovány konkrétní aplikace vytvořené a provozované na našem pracovišti.

Vlastní přínos. Původním přínosem k této části je detailní rozbor a návrh aplikace, jejích funkčních částí s výběrem jednotlivých komponent, návrh a realizace rozhraní a komunikačních protokolů mezi komponentami a konkrétní realizace částí vlastní aplikace.

Výsledky byly presentovány na mezinárodních konferencích [7], [8] a [12].

Možné směry dalšího vývoje. Uvedený koncept WWW aplikace a popsané WWW systémy pro analýzu a syntézu elektrických obvodů jsou navrženy dostatečně obecně a implementovány tak, aby bylo možno je systematicky rozšiřovat o další funkční bloky a moduly. Kromě funkčních rozšíření, jako je např. implementace nestandardních aproximací modulové charakteristiky, aproximací skupinového zpoždění nebo rozšířené podpory syntézy číslicových obvodů, lze do budoucna uvažovat i o projektech jako interaktivní schematický editor v jazyce *Java* nebo editory knihoven modelů součástí pro aplikaci analýzy obvodů.

Literatura

- [1] Vrbata, J.: *Nestandardní aproximace analogových filtrů*, Diplomová práce 1999.
- [2] Vrbata, J.: *Nonstandard Approximation of the Transfer Function for Analog Filters*, příspěvek na konferenci, Radioelektronika 1999, VUT Brno, 1999.
- [3] Laipert, M., Vlček, M., Vrbata, J.: *Funkce INVCHEBY2 a INVCHEBY pro program MATLAB*, výzkumná zpráva VZ2000/1, ČVUT Praha, Fakulta elektrotechnická, 2000.
- [4] Laipert, M., Vlček, M., Vrbata, J.: *Remark to Inverse Chebyshev Approximation of Normalized Lowpass Filter Prototype*, příspěvek na konferenci, Radioelektronika 2000, Slovenská technická univerzita Bratislava, 2000.
- [5] Laipert, M., Vlček, M., Vrbata, J.: *Aplikace inverzní Čebyševovy aproximace*, příspěvek na konferenci, Nové směry ve zpracování signálů V., Vojenská akadémia Liptovský Mikuláš, 2000.
- [6] Laipert, M., Vlček, M., Vrbata, J.: *Remark to Chebyshev Approximation of Normalized Lowpass Filter Prototype*, příspěvek na konferenci, Radioelektronika 2001, VUT Brno, 2001.
- [7] Bičák, J., Hospodka, J., Martinek, P., Vrbata, J.: *Design of electric filters in MAPLE and through WWW interface*, příspěvek na konferenci, ICECS 2001 - The 8th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems., St. Julians, 2001, ICECS 2001, vol.1, s 1619-1622.
- [8] Hospodka, J., Bičák, J., Martinek, P., Boreš, P., Vrbata, J.: *Synthesis of the Electrical Filters in MAPLE*, příspěvek na konferenci, Workshop 2002, ČVUT Praha, 2002.
- [9] Vrbata, J., Laipert, M., Vlček, M.: *Návrh korektoru skupinového zpoždění počítačem*, příspěvek na konferenci, Nové směry v zpracování signálů VI. Liptovský Mikuláš, Vojenská akadémia, 2002.

-
- [10] Vrbata, J., Laipert, M., Vlček, M.: *Synthesis of the Group Delay Equalizers*, příspěvek na konferenci, ICECS 2002, Dubrovnik, 2002.
- [11] Laipert, M., Vlček, M., Vrbata, J.: *Contribution to the Chebyshev Approximations of the Normalized Low-Pass Prototype*, článek v časopise, *Radioengineering 2004 vol. 13, 2004*.
- [12] Hospodka, J., Koblíha, O., Vrbata, J.: *Využití programu Spice prostřednictvím interaktivní stránky www*, článek na konferenci, *Nové směry v zpracování signálů VII*, Liptovský Mikuláš, Vojenská akadémia, 2004.
- [13] Žiška, P., Vrbata, J.: *Method for Design of Analog Group Delay Equalizers*, přijatý článek na konferenci, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, IS-CAS 2006*.
- [14] Devleeschouwer, E., Grenez, F.: *An efficient procedure for the design of a large class of analog and digital filters*, *IEEE Transactions in circuits and systems-II: Analog and digital processing*, vol. 39, no. 1, January 1992.
- [15] Laipert, M., Vlček M.: *Lineární obvody*, Skripta ČVUT 1999.
- [16] Martinek, P., Boreš, P., Matzner, I.: *Elektrické filtry*, Skripta ČVUT 1997.
- [17] Novotný, P.: *Nestandardní aproximace*, Diplomová práce 1995.
- [18] Karel Rektorys a spolupracovníci: *Přehled užití matematiky*, SNTL 1973.
- [19] Kvasil, J., Čajka, J.: *Úvod do syntézy lineárních obvodů*, SNTL Praha 1981.
- [20] Ralston, A.: *Základy numerické matematiky*, Academia Praha 1978.
- [21] Petr, R.: *Universální programový modul pro aproximační úlohu v návrhových programech pro selektivní soustavy*, Diplomová práce 1994.
- [22] Abele, T. A.: *Übertragungsfaktoren mit Tchebyscheffscher Approximation konstanter Gruppenlaufzeit.*, A.E.Ü. Band 16, 1962.
- [23] Trifonov, I. I.: *Sintez reaktivnykh cepej s zadannymi fazovymi charakteristikami.*, Svjaz, Moskva, 1969.
- [24] Ulbricht, E., Piloty, H.: *Über den Entwurf von Allpässen, Tiefpässen und Bandpässen mit einer Tschebyscheffschen Sinne approximierten konstanten Gruppenlaufzeit.*, A.E.Ü, Band 16, 1962.

-
- [25] Balabanian, N.: *Syntéza elektrických obvodů.*, SNTL, Praha, 1965.
- [26] Williams, A. B.: *Electronic Filter Design Handbook.*, McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1981.
- [27] Kvasil, J.: *Lineární obvody pro přenosovou techniku*, Skripta ČVUT 1978.
- [28] Henderson, R.K., Ping, L., Sewell, J.I.: *Extended Remez algorithms for filter amplitude and group delay approximation*, IEE Proceedings-G, Vol. 138, No. 3, June 1991.
- [29] Rumpelt, E.: *Über den Entwurf elektrischer Wellenfilter mit vorgeschriebenen Betriebsverhalten*, Disertační práce 1947, TH Mnichov.
- [30] *Lineární obvody*, SNTL, Praha 1967.
- [31] Kvasil, J., Čajka, M.: *Úvod do syntézy lineárních obvodů.*, SNTL/ALFA, Praha, 1981.
- [32] Mikulec, M., Havlíček, V. : *Základy teorie elektrických obvodů 2. díl.*, Vydavatelství ČVUT Praha, 1998.
- [33] Smith, R., Temes, C.G.: *An iterative approximation procedure for automatic filter synthesis*, IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-12, no. 2, March 1965.
- [34] Rabiner, L., Graham, N.Y., Helms, H.D.: *Linear programming of IIR digital filters with arbitrary magnitude function*, IEEE Transactions on acoustics, speech and signal processing, vol. ASSP-22, no. 2, April 1974.
- [35] Steiglitz, K.: *Computer-Aided design of recursive digital filters*, IEEE Transactions on audio and electroacoustics, vol. AU-18, no. 2, June 1970.
- [36] Dolan, M.T.: *Comments on „On the approximation problem for recursive digital filters with arbitrary attenuation curve in the passband and the stopband“*, IEEE Transactions on acoustics, speech and signal processing, December 1976.
- [37] Dubois, H., Leich, H.: *On the approximation problem for recursive digital filters with arbitrary attenuation curve in the passband and stopband*, IEEE Transactions on acoustics, speech and signal processing, vol. ASSP-23, no.2, April 1975.
- [38] Gregorian, R., Temes, G.: *Design Techniques fo Digital and Analog All-Pass Circuits*, IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. CAS-25, no.12, December 1978.

- [39] Temes, G., Bingham, J.: *Iterative Chebyshev Approximation Technique for Network Synthesis*, IEEE Transactions on Circuit Theory, vol. 14, no.1, March 1967.
- [40] Saal, R.: *Spravočník po rasčetu filtrov*, Radio in svjaz, Moskva 1983.
- [41] Davídek, V., Laipert, M., Vlček, M.: *Analogové a číslicové filtry*, Monografie, Vydavatelství ČVUT 2004.
- [42] Zörnig, P.: *Numerické metody*, Skripta ČVUT, Vydavatelství ČVUT 1989.
- [43] Hajoš, Z. : *Filtre v televíznej technike*, Alfa Bratislava 1988.
- [44] Hájek, K., Sedláček, J.: *Kmitočtové filtry*, BEN–technická literatura, Praha 2002.
- [45] Zelinka, I. : *Umělá inteligence*, BEN–technická literatura, Praha 2002.
- [46] Man, K.F., Tang, K.S., Kwong, S.: *Genetic Algorithms*, Springer–Verlag Londod Limited, London 2001.
- [47] Vondraš, J.: *Aplikace evolučních algoritmů při návrhu selektivních obvodů*, Disertační práce, ČVUT Fakulta elektrotechnická 2003.
- [48] Vondraš, J.: *Different Evolution Algorithm Application in Optimized Filter Design*, Workshop 2001, ČVUT, vol. A, s. 50-51. ISBN 80-01-02335-4.
- [49] Corne, D., Dorigo, M., Glover, F.: *New Ideas in Optimization*, McGraw-Hill Publishing 1999.
- [50] Žiška, P., Laipert, M: *Novel Method for Analog Filter Transfer Function Identification*, Radioelektronika 2005, s. 21-24. ISBN 80-214-2904-6..
- [51] Žiška, P., Laipert, M: *Novel Method for Identification of Digital All-pass Filter Transfer Function*, Thirty-Seventh Southeastern Symposium on System Theory. Piscataway: IEEE, 2005, vol. 1, s. 196-200. ISBN 0-7803-8808-9..
- [52] Hospodka, J., Bičák, J., Koblíha, O.: *Syntfil*, webová aplikace pro syntézu elektrických filtrů, <https://obvody.feld.cvut.cz/syntfil/>.
- [53] Riel, J.: *Syrup–Symbolic circuit analyzer*, Část knihovny SHARE pro MAPLE.
- [54] Hospodka, J., Bičák, J.: *Knihovna Syntfil* <http://syntfil.feld.cvut.cz/>.

- [55] National Semiconductors: *Webench*, webová aplikace pro syntézu elektrických obvodů, <http://webench.national.com/>.
- [56] Maxim: *Maxim Design Calculators*, sada webových aplikací pro návrh elektrických obvodů, <http://www.maxim-ic.com/tools/calculators/>.
- [57] Analog Devices: *Analog Devices Design Assistants*, sada webových aplikací pro návrh elektrických obvodů,
<http://www.analog.com/en/DCDesignToolsDisplay/0,3091,,00.html>.
- [58] Operační systém *Debian GNU LINUX*, <http://www.debian.org/>.
- [59] Univerzální skriptovací jazyk *PHP*, <http://www.php.net/>.
- [60] Hypertextový značkový jazyk pro popis WWW stránek *XHTML*,
<http://www.w3.org/>.
- [61] Program pro vědeckou grafiku *GnuPlot*, <http://www.gnuplot.info/>.
- [62] Typografický systém *LaTeX*, <http://www.cstug.cz/>.

Příloha

Tato příloha obsahuje podrobnější popis knihovny funkcí *GRLIB* pro matematické prostředí *MAPLE* v příkladech praktického návrhu korektoru skupinového zpoždění pro dolní propust. Pomocí této knihovny je možné navrhovat korektory skupinového zpoždění analogových filtrů. Funkce obsažené v knihovně lze v zásadě rozdělit na dvě části :

- funkce pro izoextremální aproximaci skupinového zpoždění a pomocné operace,
- funkce pro aproximaci skupinového zpoždění na bázi diferenční evoluce a pomocné operace.

Použití izoextremální aproximace skupinového zpoždění

Počáteční nastavení, nahrání doplňujících knihoven *linalg*, *plottools* a *grib*

```
> restart;  
> with(linalg):  
> with(plottools):  
> libname:=libname, "/home/honza/mnt/HIPPO/homes/maple/korektor";  
> with(grib);
```

```
libname := "/opt/maple8/lib", "/home/honza/mnt/HIPPO/homes/maple/korektor"
```

[*extremy*, *extremy2*, *extremy_korektoru*, *poc_cit*, *poc_jmen*, *soustava*, *vykresli*, *vytvorpren*, *vytvortau*, *vytvortau2*]

Inicializační nastavení odhadnutých parametrů charakteristické funkce fázovacího článku $\phi(s)$, tzn. nul, pólů a konstanty.

```

> f0[1]:=0.2: #pol
> f0[2]:=0.4: #nula
> f0[3]:=0.6: #pol
> f0[4]:=0.9: #nula
> f0[5]:=1: #konstanta
> fp[1]:=f0[1]:
> fz[1]:=f0[2]:
> fp[2]:=f0[3]:
> fz[2]:=f0[4]:
> k:=f0[5]:
> tmax:=16:
> tmin:=19:

```

Zadání přenosové funkce korigovaného filtru.

```

> pren:=(.19196922e-1*s^4+.150948*s^2+.25318987)/(s^5+1.159668*s^4+2.01
> 3651*s^3+1.407205*s^2+.885141*s+.253189):

```

Výpočet skupinového zpoždění korigovaného filtru z přenosové funkce.

```

> pren2:=diff(pren,s):
> pren3:=subs(s=I*omega,pren2):
> filtr:=evalc(-Re(pren3/subs(s=I*omega,pren))):

```

Vytvoření charakteristické funkce fázovacího članku pátého řádu a doplnění odhadnutých nul, pólů a konstanty do této funkce.

```

> x:=vytvortau(5):
> x:=subs(f[1]=f0[1],x):
> x:=subs(f[2]=f0[2],x):
> x:=subs(f[3]=f0[3],x):
> x:=subs(f[4]=f0[4],x):
> x:=subs(f[5]=f0[5],x):

```

Vykreslení průběhu skupinového zpoždění kaskádního spojení filtru a korektoru.

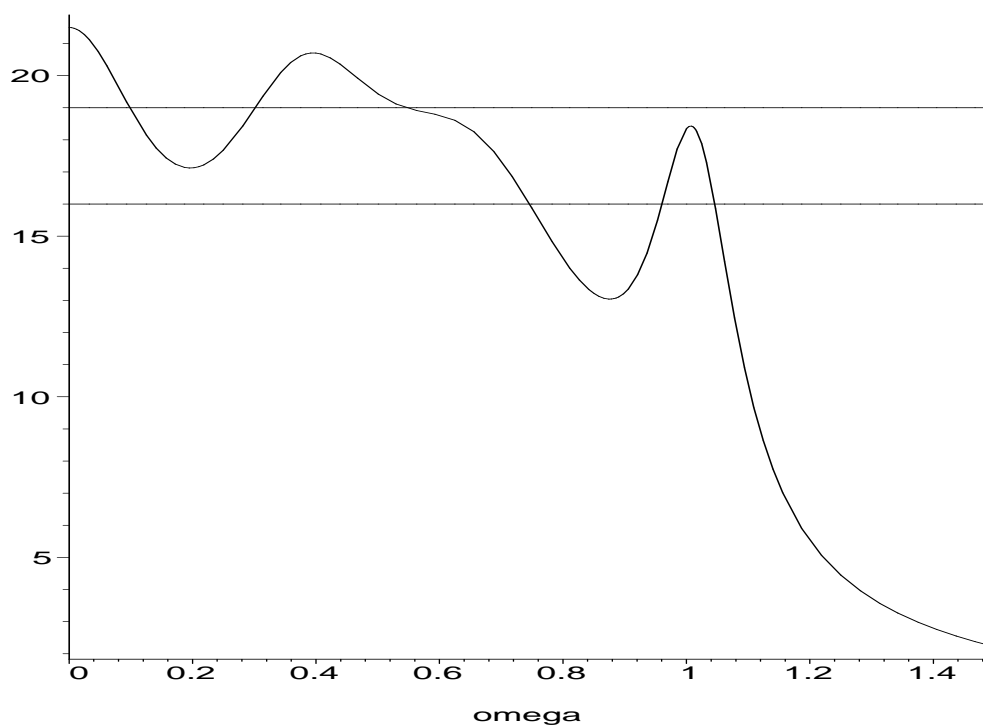
```

> plot([tmax,tmin,x+filtr],omega=0..1.5,color=[black,black,black]);

```

Výpočet extrémů průběhu skupinového zpoždění na definovaném intervalu.

```
> pom:=vytvortau2(5,fz,fp,k):  
> fce:=simplify(filtr+subs(s=I*omega,pom)):  
> ex:=extremy_korektoru(fce,0,2,300):  
> fex1:=evalf(ex[1]);  
> fex2:=evalf(ex[2]);  
> fex3:=evalf(ex[3]);  
> fex4:=evalf(ex[4]);  
> fex5:=evalf(ex[5]);
```



$fex1 := 0.1933333333$

$fex2 := 0.3933333333$

$fex3 := 0.8733333333$

$fex4 := 1.006666667$

$fex5 := 2.$

Iterativní výpočet modifikovaným Remezevých algoritmem.

```
> iter:=20:
> n:=20:
> for x from 1 to iter do
> F:=matrix(5,1):
> F[1,1]:=(vytvortau(5)+filtr)-tmax:
> F[2,1]:=(vytvortau(5)+filtr)-tmin:
> F[3,1]:=(vytvortau(5)+filtr)-tmax:
> F[4,1]:=(vytvortau(5)+filtr)-tmin:
> F[5,1]:=(vytvortau(5)+filtr)-tmax:
> F[1,1]:=subs(omega=0,F[1,1]):
> #F[1,1]:=subs(omega=fex1,F[1,1]):
> F[2,1]:=subs(omega=fex1,F[2,1]):
> F[3,1]:=subs(omega=fex2,F[3,1]):
> F[4,1]:=subs(omega=fex3,F[4,1]):
> F[5,1]:=subs(omega=fex4,F[5,1]):
> fnew:=soustava(F,f0,5,n):
> f0[1]:=fnew[1,n]:
> f0[2]:=fnew[2,n]:
> f0[3]:=fnew[3,n]:
> f0[4]:=fnew[4,n]:
> f0[5]:=fnew[5,n]:
> fp[1]:=fnew[1,n]:
> fz[1]:=fnew[2,n]:
> fp[2]:=fnew[3,n]:
> fz[2]:=fnew[4,n]:
> k:=fnew[5,n]:
> pom:=vytvortau2(5,fz,fp,k);
> fce:=simplify(filtr+subs(s=I*omega,pom));
> ex:=extremy_korektoru(fce,0,1.5,500):
> fex1:=ex[1]:
> fex2:=ex[2]:
> fex3:=ex[3]:
> fex4:=ex[4]:
> fex5:=ex[5]:
> pom:=fce:
> tmax:=evalf(subs(omega=1,pom)):
> pom:=fce:
> tmin:=evalf(subs(omega=fex5,pom)):
> od:
```

```
> fp[1]:=fnew[1,n];  
> fz[1]:=fnew[2,n];  
> fp[2]:=fnew[3,n];  
> fz[2]:=fnew[4,n];  
> k:=fnew[5,n];
```

Vykreslení výsledného průběhu skupinového zpoždění korektoru.

```
> vykresli(5,fz,fp,k,1.5,tmin,tmax);
```

Výsledné hodnoty nul, pólů a konstanty charakteristické funkce fázovacího článku.

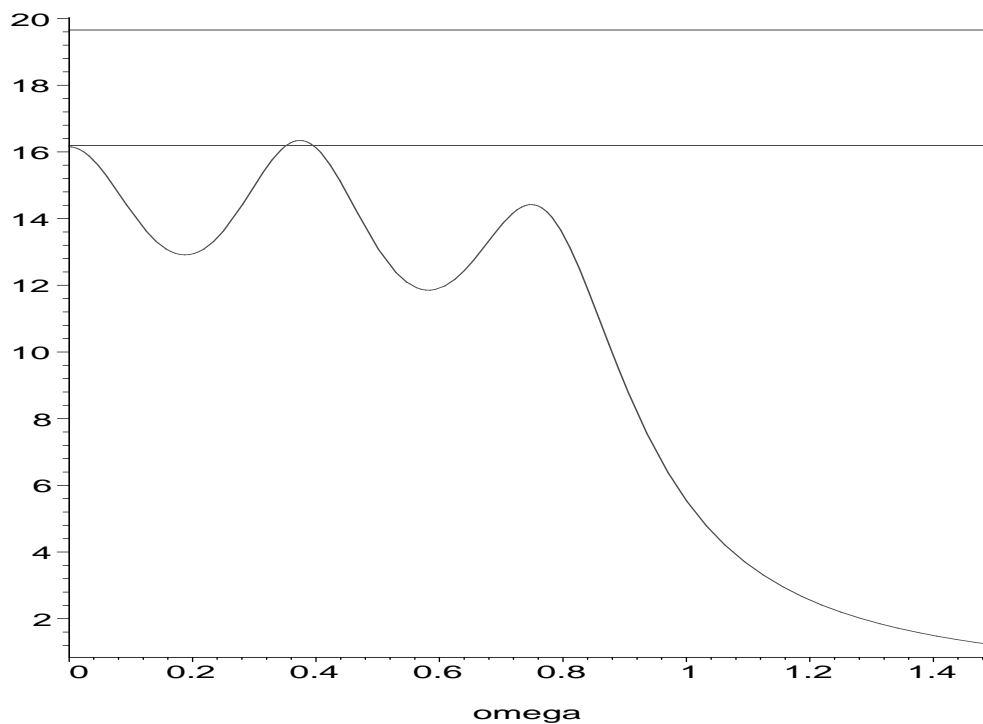
$$fp_1 := 0.2206249428$$

$$fz_1 := 0.4278318653$$

$$fp_2 := 0.6716976209$$

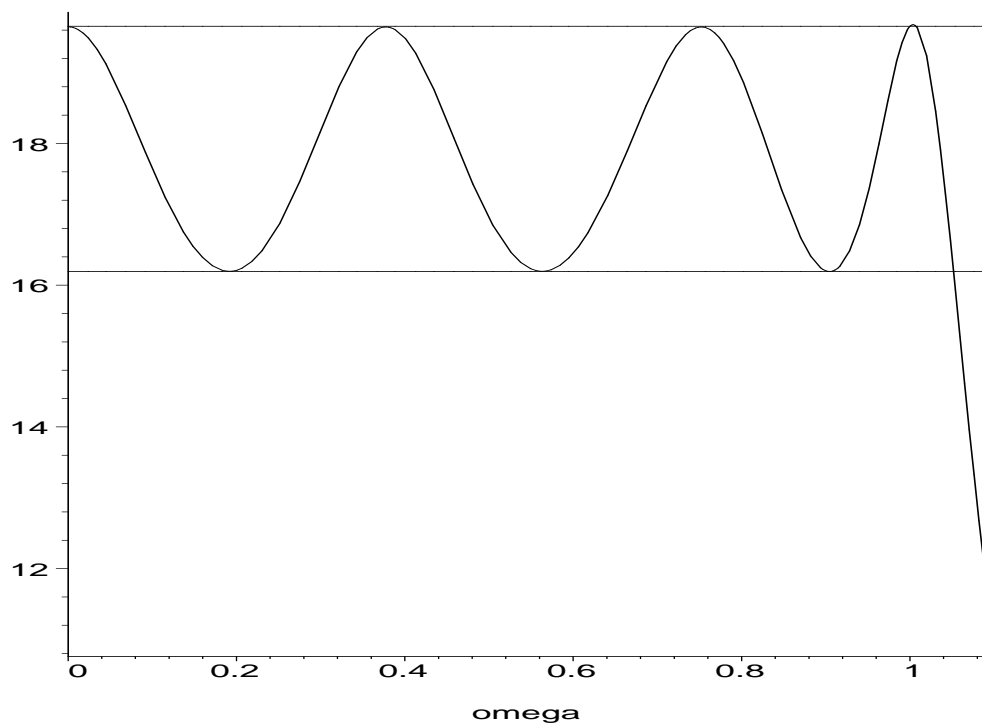
$$fz_2 := 0.9242687374$$

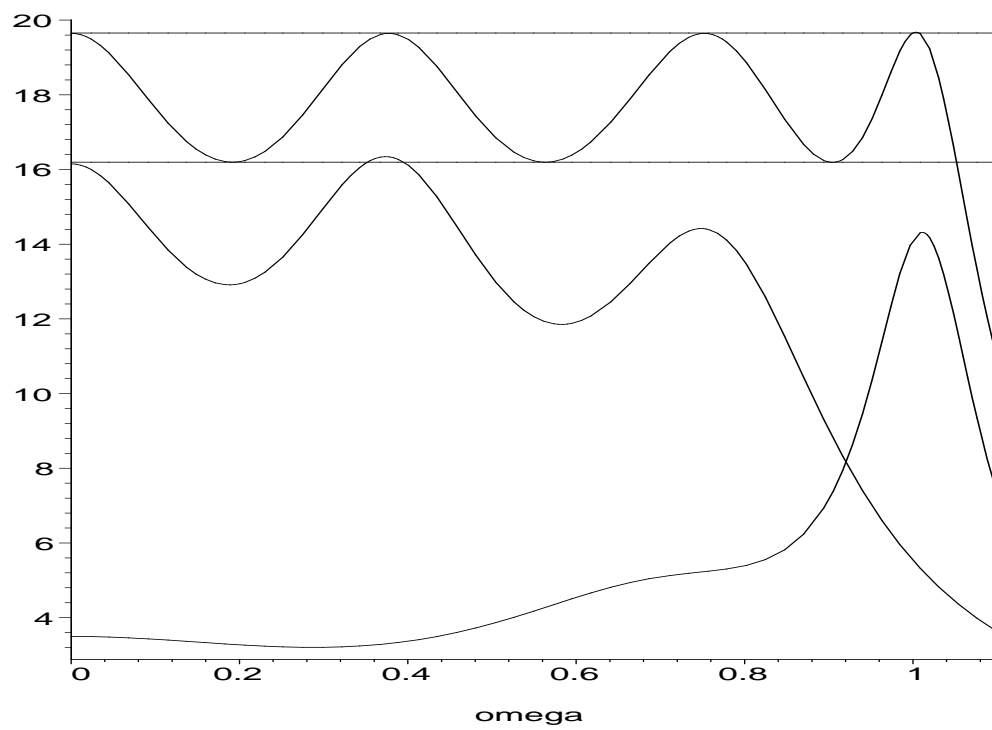
$$k := 1.134249545$$



Vykreslení průběhu skupinového zpoždění korigovaného obvodu.

```
> tau:=vytvortau(5):  
> tau:=subs(f[1]=fp[1],tau):  
> tau:=subs(f[2]=fz[1],tau):  
> tau:=subs(f[3]=fp[2],tau):  
> tau:=subs(f[4]=fz[2],tau):  
> tau:=subs(f[5]=k,tau):  
> plot({tmax,tmin,(tau+filtr)  
> },omega=0..1.1,color=[black,black,black]);  
> plot({tmax,tmin,(tau+filtr),filtr,tau  
> },omega=0..1.1,color=[black,black,black,black]);
```





Diferenční evoluce v návrhu korektorů skupinového zpoždění

Počáteční nastavení, nahrání doplňujících knihoven *linalg*, *plottools* a *grrlib*

```
> restart;
> with(linalg):
> with(plottools):
> libname:=libname, "/home/honza/mnt/HIPPO/homes/maple/korektor";
> with(grrlib);
```

libname :=

"/home/honza/maple10/lib", "/home/honza/mnt/HIPPO/homes/maple/korektor"

[*aktivjedinec*, *dvu*, *extremy*, *extremy2*, *extremy_korektoru*, *korjen*, *nahodnyjedinec*, *nejjedinec*, *poc_cit*, *poc_jmen*, *pocatecnipopul*, *soustava*, *sumv*, *ucelfce*, *vykresli*, *vytvorpopul*, *vytvortau*, *vytvortau2*, *zkusv*]

Nastavení základních parametrů DE algoritmu. Velikost populace *NP*.

```
> NP:=150:
```

Mutační konstanta *F*.

```
> F:=0.9:
```

Práh křížení *CR*.

```
> CR:=0.9:
```

Počet parametrů úšlové funkce, tzn. velikost jedince.

```
> n:=5:
```

Zadání přenosové funkce korigovaného filtru a výpočet skupinového zpoždění z přenosové funkce.

```
> pren:=(.19196922e-1*s^4+.150948*s^2+.25318987)/(s^5+1.159668*s^4+2.01
> 3651*s^3+1.407205*s^2+.885141*s+.253189):
> pren2:=diff(pren,s):
> pren3:=subs(s=I*omega,pren2):
> filtr:=evalc(-Re(pren3/subs(s=I*omega,pren))):
```

Vytvoření matice počáteční populace a naplnění jedinců náhodnými hodnotami.

```
> popul1:=vytvorpopul(n,NP);
```

popul1 := popul

> *popul := pocatecni popul(n, NP, popul1);*

popul := popul

Zahájení cyklu generace, počet generací je 800.

> *for gener from 1 to 800 do*

Vytvoření nové populace.

> *popul_new := vytvorpopul(n, NP);*

Výpočet nejlépe ohodnoceného jedince v populaci.

> *pom := nejjedinec(n, NP, popul, filtr);*

> *best := aktivjedinec(n, pom, popul);*

Zahájení evolučního cyklu pro každého jedince v dané generaci populace.

> *for evol from 1 to NP do*

Výběr aktivního jedince.

> *aktiv := aktivjedinec(n, evol, popul);*

Dva náhodně vybraní jedinci z populace.

> *jedr1 := nahodnyjedinec(n, NP, popul);*

> *jedr2 := nahodnyjedinec(n, NP, popul);*

Výpočet diferenčního váhového vektoru.

> *dvvektor := dvv(n, F, jedr1, jedr2);*

Výpočet šumového vektoru.

> *sumvektor := sumv(n, dvvektor, best);*

Výpočet zkušební vektoru.

> *zkusvektor := zkusv(n, CR, aktiv, sumvektor);*

Do nové generace populace postoupí buď aktivní jedinec nebo zkušební jedinec-vektor na základě porovnání jejich ohodnocení účelovou funkcí.

```

> if (ucelfce(n,aktiv,filtr)<ucelfce(n,zkusvektor,filtr)) then
> for f from 1 to n do
> popul_new[evol,f]:=aktiv[f]:
> od:
> else
> for f from 1 to n do
> popul_new[evol,f]:=zkusvektor[f]:
> od:
> fi:
> od:
> popul:=popul_new:
> od:

```

Určení nejlepšího jedince v poslední generaci populace

```

> pom:=nejjedinec(n,NP,popul,filtr):
> best:=aktivjedinec(n,pom,popul);
> print(best);

```

best := jed

```

table([1 = 0.220600000, 2 = 0.427700000, 3 = 0.671600000, 4 = 0.924000000,
5 = 1.135100000
])

```

Hodnoty tohoto vektoru odpovídají parametrům charakteristické funkce fázovacího članku v pořadí Ω_{p1} , Ω_{z1} , Ω_{p2} , Ω_{z2} a konstanta K .