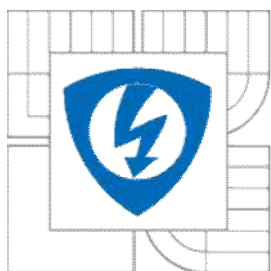


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

FILTRY VYŠŠÍCH ŘÁDŮ S PROUDOVÝMI ZRCADLY CURRENT MIRROR HIGHER-ORDER FILTERS

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. MATOUŠ NOVOTNÝ

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. IVO LATTENBERG, Ph.D.



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav telekomunikací

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Telekomunikační a informační technika

Student: Bc. Matouš Novotný
Ročník: 2

ID: 77804
Akademický rok: 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Filtry vyšších řádů s proudovými zrcadly

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte strukturu nekaskádních filtrů typu dolní, horní a pásmová propust 4. a 6. řádu s proudovými zrcadly. Navrženou strukturu simulujte pomocí simulačních programů PSpice nebo MicroCap. Pro simulaci proudového zrcadla zvolte vhodný náhradní model. Zaměřte se zejména na statické převodní charakteristiky, frekvenční závislosti proudového přenosu na kmitočtu a vstupní a výstupní impedanci. Výstupy zpracujte do přehledných grafů. Proveďte zhodnocení, které parazitní vlastnosti modelu způsobují které deformace charakteristik oproti ideálnímu modelu. Navrhněte hodnoty součástek pro mezní kmitočet 10 MHz. Při návrhu proveďte dynamickou optimalizaci. Zhodnoťte vlastnosti navrženého filtru, jako jsou dosažitelná jakost či dynamický rozsah.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] VRBA, K., VRBA, K. Technika analogových obvodů a systémů, Skripta FEI VUT v Brně, Brno, 1987
- [2] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. Kmitočtové filtry. Nakladatelství BEN - technická literatura, Praha 2002, 529 stran, ISBN 80-7300-023-7.
- [3] BIOLEK, D. Řešíme elektronické obvody, BEN, 2004, ISBN 80-7300-125-X

Termín zadání: 29.1.2010

Termín odevzdání: 26.5.2010

Vedoucí práce: doc. Ing. Ivo Lattenberg, Ph.D.

prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ANOTACE

Předkládaná práce se zabývá návrhem kmitočtových filtrů s využitím více aktivních prvků MCMI (Multi-output Current Mirror and Inverter). Úvod práce je nejprve věnován teorii kmitočtových filtrů a jejich možným využitím. Dále jsou diskutovány navržené obvodové struktury s danými aktivními prvky z hlediska vlivu parazitních vlastností použitých reálných modelů. Součástí práce je i numerický návrh nalezených řešení a jejich simulace ve vhodném programu.

Klíčová slova: kmitočtový filtr, proudový mód, pásmová propust, mezní kmitočet, univerzální proudový konvektor.

ABSTRACT

Submitted work engages in suggestion of frequency-selection filters with usage of more active elements of the MCMI (Multi-Output Current Mirror and inverter). The preamble of thesis is applied to theory of frequency-selection filters and possible usage of them. The projected circuit layouts with the active elements are discussed in terms of the impact of parasitic properties of the real models. The part of thesis is numerical suggestion of found solutions, their simulation in suitable program.

Keywords: frequency-selection filter, current mode, band-pass filter, cut-off frequency, universal current conveyor.

NOVOTNÝ, M. *Filtry vyšších řádů s proudovými zrcadly*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. XY s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Ivo Lattenberg, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma „Filtry vyšších řádů s proudovými zrcadly“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

.....

podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Ivo Lattenbergovi, Ph.D. za velmi užitečnou metodickou pomoc a cenné rady při zpracování diplomové práce.

V Brně dne

.....

podpis autora

OBSAH

OBSAH	5
SEZNAM OBRÁZKŮ	6
SEZNAM TABULEK	6
ÚVOD	7
1 KMITOČTOVÉ FILTRY A JEJICH VYUŽITÍ	8
1.1 POPIS PŘENOSOVÝCH VLASTNOSTÍ FILTRŮ.....	8
1.2 KMITOČTOVÉ FILTRY 1. ŘÁDU	10
1.3 KMITOČTOVÉ FILTRY 2. ŘÁDU	11
2 ZPŮSOBY REALIZACE KMITOČTOVÝCH FILTRŮ	13
2.1 PASIVNÍ FILTRY RC A RLC.....	13
2.2 AKTIVNÍ RC FILTRY.....	13
3 FILTRY VYŠŠÍCH ŘÁDŮ	15
3.1 KASKÁDNÍ ŘAZENÍ BLOKŮ 1. A 2. ŘÁDU	15
3.2 NEKASKÁDNÍ ŘAZENÍ BLOKŮ 1. A 2. ŘÁDU	16
3.3 SIMULACE PŘÍČKOVÝCH FILTRŮ RLC	17
4 POUŽITÝ AKTIVNÍ PRVEK	19
4.1 PROUDOVÉ ZRCADLO A INVERTOR CMI	19
5 NÁVRHOVÉ METODY	21
5.1 METODA AUTONOMNÍHO OBVODU	21
5.2 METODA PŘIDRUŽENÉ TRANSFORMACE	21
6 NÁVRH FILTRŮ METODOU NEKASKÁDNÍ SYNTÉZY	23
6.1 DOLNÍ PROPUST A PÁSMOVÁ PROPUST 4. ŘÁDU	24
6.2 HORNÍ PROPUST 4. ŘÁDU.....	26
6.3 DOLNÍ A PÁSMOVÁ PROPUST 6. ŘÁDU	27
6.4 HORNÍ PROPUST 6. ŘÁDU.....	28
7 SIMULACE NAVRŽENÝCH ZAPOJENÍ	29
7.1 MODULOVÁ A FÁZOVÁ CHARAKTERISTIKA.....	30
7.2 VSTUPNÍ A VÝSTUPNÍ IMPEDANCE.....	34
7.3 STEJNOSMĚRNÁ PROUDOVÁ ZÁVISLOST	37
8 DYNAMICKÁ OPTIMALIZACE	39
ZÁVĚR	41
SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	42
PŘEHLED POUŽITÝCH ZKRATEK A SYMBOLŮ	44
SEZNAM PŘÍLOH	46

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 3.1: Princip kaskádního řazení bloků	16
Obr. 3.2: Blokové schéma Follow-the-leader feedback.....	17
Obr. 4.1: a) Schématická značka CMI, b) Reprezentace CMI pomocí CCCS.....	19
Obr. 4.2: a) Schématická značka MCMI, b) Realizace MCMI pomocí UCC.....	20
Obr. 5.1: Principiální schéma přidružené transformace	22
Obr. 6.1: Bezeztrátový integrační článek v proudovém módu.....	23
Obr. 6.2: Bezeztrátový derivační článek v proudovém módu.....	24
Obr. 6.3: Multifunkční kmitočtový filtr pracující v proudovém módu	24
Obr. 6.4: Horní propust pracující v proudovém módu	26
Obr. 7.1: Vnitřní struktura ideálního modelu proudového konvejeoru UCC.....	29
Obr. 7.2: Reálný model UCC doplněn o pasivní parazitní prvky	29
Obr. 7.3: Modulové charakteristiky filtrů typu DP	30
Obr. 7.4: Fázové charakteristiky filtrů typu DP	31
Obr. 7.5: Modulové charakteristiky filtrů typu HP	32
Obr. 7.6: Fázové charakteristiky filtrů typu HP	32
Obr. 7.7: Modulové charakteristiky filtrů typu PP	33
Obr. 7.8: Fázové charakteristiky filtrů typu PP	34
Obr. 7.9: Vstupní impedance filtrů 4. řádu.....	35
Obr. 7.10: Vstupní impedance filtrů 6. řádu.....	36
Obr. 7.11: Výstupní impedance filtrů 4. řádu.....	36
Obr. 7.12: Výstupní impedance filtrů 6. řádu.....	37
Obr. 7.13: Stejnoseměrná proudová závislost	38
Obr. 8.1: Proudové přenosy bez dynamické optimalizace	40
Obr. 8.2: Proudové přenosy po dynamické optimalizaci	40

SEZNAM TABULEK

Tab. 1: Koeficienty přenosové funkce aproximované dle Butterwortha.....	25
---	----

ÚVOD

Kmitočtové filtry se vyskytují v různých oblastech elektrotechniky a elektroniky. Patří mezi základní stavební bloky pro zpracování signálů v radiotechnice, elektroakustice, měřicí technice, regulační technice a v dalších.

Kmitočtové filtry se mohou lišit jak svou funkcí nebo konstrukcí, tak i použitými prvky nebo pracovní oblastí daného filtru. Vzhledem k tomu, že oblast elektroniky a elektrotechniky podléhá neustálému vývoji, stoupají i nároky na vlastnosti kmitočtových filtrů. Jedním z parametrů, na který je kladen zvýšený nárok, je dosažení větší šířky frekvenčního pásma použitelnosti filtru a také snížení napájecího napětí při zachování dostatečného dynamického rozsahu a odstupu signálu od šumu. Tuto problematiku řeší kmitočtové filtry s novými, moderními, aktivními prvky pracujícími v proudovém módu.

V této práci se budu zabývat návrhem kmitočtových filtrů vyšších řádů s proudovými zrcadly. Proudová zrcadla mohou být zastoupena vhodnými náhradními modely pracujícími v proudovém módu. Navržená zapojení budou podrobena simulacím ve vhodném programu.

1 KMITOČTOVÉ FILTRY A JEJICH VYUŽITÍ

Kmitočtové filtry jsou lineární obvody, zpravidla dvoubrany, které mění kmitočtové spektrum amplitud a fází procházejícího signálu. Některé kmitočtové složky obvykle propouští bez ovlivnění, tato oblast se nazývá propustné pásmo a jiné kmitočtové složky potlačuje, tzv. pásmo potlačení či nepropustné pásmo. Výstupní signál je též obvykle časově zpožděn z důvodu fázových posuvů procházejících kmitočtových složek [2].

Kmitočtové filtry můžeme dělit podle různých hledisek a vlastností. Nejdůležitějším je rozdělení filtrů podle rozložení propustného a nepropustného pásma. Jedná se o dolní propust (DP), horní propust (HP), pásmová propust (PP), pásmová zadrž (PZ), fázovací (všepropustný) článek (FČ) [1].

1.1 POPIS PŘENOSOVÝCH VLASTNOSTÍ FILTRŮ

Prochází-li přes kmitočtový filtr harmonický signál s amplitudou I_1 , kmitočtem f_1 a fází φ_1 , získáme na výstupu filtru opět harmonický signál se stejným kmitočtem, ale jinou velikostí amplitudy a fáze (I_2, φ_2) [1]. Závislost modulu proudového přenosu na frekvenci je vyjadřována modulovou kmitočtovou charakteristikou. Časové zpoždění signálu procházejícího filtrem je znázorňováno fázovou kmitočtovou charakteristikou.

Přenos proudu K_i harmonického signálu filtrem lze pro daný kmitočet f vyjádřit komplexním výrazem

$$K_i = K_i \cdot e^{j\varphi} = \frac{-I_2 e^{j\varphi_2}}{I_1 e^{j\varphi_1}} = \frac{I_2}{I_1} \cdot e^{j(\varphi_2 - \varphi_1)}, \quad (1.1)$$

který můžeme rozdělit na reálnou a imaginární část. Častěji ale používáme vyjádření přenosu pomocí modulu a argumentu

$$K_i = \frac{I_2}{I_1}, \quad \varphi = \varphi_2 - \varphi_1, \quad (1.2)$$

kde modul K_i je poměr amplitud výstupního a vstupního signálu a argument φ je výsledný fázový posuv (časový rozdíl vztažený na periodu) mezi výstupním a vstupním signálem jako rozdíl fází výstupního signálu φ_2 a vstupního signálu φ_1 . Modul přenosu K_i je bezrozměrné číslo a často se udává v logaritmické míře, kdy platí

$$K_i[dB] = 20 \log(K_i). \quad (1.3)$$

Toto běžně používané vyjádření umožňuje grafické znázornění velkého rozsahu hodnot. Modul a argument (fázi) přenosu lze takto vypočítat jen pro konkrétní kmitočet harmonického signálu ω . Pro praktické použití je výhodné přenosové vlastnosti vyjádřit jako funkce kmitočtu, kdy pro každý kmitočet lze vypočítat odpovídající přenos. Závislost přenosu na kmitočtu je komplexní funkcí $K_i(j\omega)$, kde $\omega = 2\pi f$, nebo $K_i(p)$, kde běžně uvažujeme $p = j\omega$.

Přenosová funkce má nejčastěji tvar racionální lomené funkce [1]

$$K(j\omega) = -\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{a_m(j\omega)^m + a_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \dots + a_1j\omega + a_0}{b_n(j\omega)^n + b_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + b_1j\omega + b_0}, \quad (1.4)$$

$$K(p) = -\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{a_m(p)^m + a_{m-1}(p)^{m-1} + \dots + a_1p + a_0}{b_n(p)^n + b_{n-1}(p)^{n-1} + \dots + b_1p + b_0}, \quad (1.5)$$

kde a , b jsou reálné koeficienty. Platí, že řád polynomu čitatele m je menší nebo roven řádu jmenovatele n ($m \leq n$). Nejvyšší mocnina n udává řád filtru. Řád filtru (řád modelu) určuje s jakou věrností jsou modelovány přenosové charakteristiky filtru.

Tuto komplexní funkci opět můžeme rozdělit na modulovou a argumentovou část. Velikost amplitud jednotlivých kmitočtových složek výsledného signálu získáme vynásobením amplitud vstupních složek příslušnou velikostí modulu přenosu pro daný kmitočet f_i podle vztahu

$$I_2(f_i) = I_1(f_i) \cdot K(f_i) \quad (1.6)$$

Velikost fází kmitočtových složek výstupního signálu získáme obdobně a to přičtením příslušného fázového posuvu filtru $\varphi(f_i)$ k fázím vstupních složek

$$j_2(f_i) = j_1(f_i) + \varphi(f_i) - p. \quad (1.7)$$

V následujícím textu budou uvedeny základní typy kmitočtových filtrů. Pro jejich popis se pro jednoduchost vychází z pasivních RC resp. RLC struktur. Závěry lze pak aplikovat i na aktivní kmitočtové filtry [3].

1.2 KMITOČTOVÉ FILTRY 1. ŘÁDU

Filtry s přenosovou funkcí 1. řádu obsahují mimo rezistoru R jeden akumulční prvek (L nebo C). Vzhledem k jednoduchosti a ceně realizace se jako akumulční prvek nejčastěji používá kondenzátor. Vzhledem k tomu, že jde o obvody s přenosovou funkcí 1. řádu, nelze realizovat filtry typu pásmová propust a pásmová zadrž [1].

Dolní propust 1. řádu je obvodem, který propouští nízké kmitočty a vysoké potlačuje. Přenosová funkce má tvar:

$$K(j\omega) = -\frac{I_2(j\omega)}{I_1(j\omega)} = \frac{1/RC}{j\omega + 1/RC} \cong \frac{\omega_0}{p + \omega_0} \quad (1.8)$$

Platí, že $1/RC = 1/t = \omega_0$, kde t je časová konstanta a ω_0 je úhlový kmitočet. Rezonanční kmitočet snadno získáme z úhlového kmitočtu $f_0 = 1/(2\pi RC)$.

Přenosová funkce horní propusti 1. řádu má tvar

$$K(j\omega) = -\frac{I_2(j\omega)}{I_1(j\omega)} = \frac{j\omega}{j\omega + 1/RC} \cong \frac{p}{p + \omega_0}, \quad (1.9)$$

kde se objevují shodné proměnné jako u dolní propusti.

Jako fázovací článek 1. řádu je nevhodnější použít obvod s operačním zesilovačem [1], jehož přenosovou funkci lze vyjádřit ve tvaru

$$K(j\omega) = -\frac{I_2(j\omega)}{I_1(j\omega)} = \frac{-R + 1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} \cong \frac{-p + \omega_0}{p + \omega_0}, \quad (1.10)$$

kde $\omega_0 = 1/RC$. Výpočtem lze zjistit, že modul přenosu je jednotkový a kmitočtově nezávislý. Modul přenosu je tedy konstantní, ale posun fáze je dvojnásobný oproti DP či HP 1. řádu.

1.3 KMITOČTOVÉ FILTRY 2. ŘÁDU

Tyto filtry musí obsahovat při realizaci s diskrétními prvky mimo rezistoru nejméně dva akumulární prvky, nejčastěji je využívána kombinace prvků R , L a C , ale mohou to být i dva rezistory a dva kapacitory či dva indukty. Filtry 2. řádu jsou velmi často využívány pro různé méně náročné aplikace a jako základní stavební bloky pro filtry vyšších řádů. Použití dvou kmitočtově závislých prvků umožňuje dosáhnout větší strmosti kmitočtové modulové charakteristiky než u filtrů s přenosovou funkcí 1. řádu [1].

Kmitočtové vlastnosti dolní propusti 2. řádu popisuje přenosová funkce v obecném tvaru

$$K(p) = \frac{\omega_0^2}{p^2 + p\omega_0/Q + \omega_0^2}, \quad \text{kde } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ a } Q = \frac{\omega_0 L}{R_s}. \quad (1.11)$$

Pro obvod horní propusti 2. řádu je výsledná přenosová funkce ve tvaru

$$K(p) = \frac{p^2}{p^2 + p\omega_0/Q + \omega_0^2}, \quad (1.12)$$

kde pro ω_0 a Q platí shodné vztahy jako v případě u DP 2. řádu (1.11).

Filtry 2. řádu nám umožňují realizaci všech základních typů filtrů, tedy i pásmové propusti (PP), která propouští určité pásmo kmitočtů a pásmové zadržky (PZ), která naopak určité pásmo kmitočtů zadržuje.

Obecný vzorec pásmové propusti 2. řádu je roven

$$K(p) = \frac{p w_0 / Q}{p^2 + p w_0 / Q + w_0^2}, \quad (1.13)$$

Šířka propustného pásma pro pokles o 3 dB je dána vztahem

$$B_3 = \frac{f_0}{Q} [\text{Hz}]. \quad (1.14)$$

Pásmová zadržka je opakem PP, propouští signály na frekvencích blízkých nule a nekonečnu ($K=1$), kdežto na rezonančním kmitočtu je přenos nulový. Přenosová funkce má tvar

$$K(p) = \frac{p^2 + w_0^2}{p^2 + p w_0 / Q + w_0^2}. \quad (1.15)$$

Fázovací obvod 2. řádu je charakterizován přenosovou funkcí ve tvaru

$$K(p) = \frac{p^2 - p w_0 / Q + w_0^2}{p^2 + p w_0 / Q + w_0^2}. \quad (1.16)$$

Výpočtem lze zjistit, že modul přenosu $K(p) = 1$ a tudíž je modulová charakteristika kmitočtově nezávislá.

2 ZPŮSOBY REALIZACE KMITOČTOVÝCH FILTRŮ

Kmitočtové filtry můžeme v praxi realizovat mnoha odlišnými způsoby, které do určité míry určují i některé podstatné provozní vlastnosti filtru. Důležité je jejich rozdělení podle použitých stavebních prvků [1]. Pro účely této práce postačí porovnat vlastnosti aktivních a pasivních kmitočtových filtrů.

2.1 PASIVNÍ FILTRY RC A RLC

Filtry RC vynikají svou jednoduchostí, dostupností a nízkou cenou výchozích součástek, rezistorů a kondenzátorů. Praktické využití mají jen jednoduché filtry prvního řádu a druhého řádu s nízkým činitelem jakosti ($Q < 0,5$).

Filtry RLC umožňují realizovat teoreticky libovolný typ filtru. Jejich omezení vyplývá především z použití cívek. Ty jsou obzvláště pro nízké kmitočty (velké hodnoty L) rozměrné, drahé a ztrátové (malý činitel jakosti Q). Obecně je také použití filtrů RLC omezeno vlastními ztrátami cívek a kondenzátorů a také tolerancí a stabilitou jejich hodnot pro propusti a zádrže s velmi malou relativní šířkou pásma. Obvykle jsou používány v kmitočtovém rozsahu od 100 kHz do 300 MHz, pro nižší kmitočty jen výjimečně. Pro kmitočty nad hranicí asi 300 MHz se výrazně projevují parazitní vlastnosti prvků [1].

2.2 AKTIVNÍ RC FILTRY

Filtry ARC kromě rezistorů a kondenzátorů obsahují minimálně jeden aktivní prvek. Větší počet funkčních bloků umožňuje získat více výstupů využitelných pro různé druhy filtrace. Aktivní filtry mohou v propustném pásmu dosahovat přenosu 1 i více. Aktivní filtry umožňují snazší nastavitelnost a laditelnost změnou hodnot odporů. Umožňují dosahovat příznivých hodnot vstupní a výstupní impedance podle

$$Z_{vyst} < Z_{vst} / 100, \quad (2.1)$$

což umožňuje kaskádní řazení filtrů. Nevýhodou na druhé straně může být potřeba napájení aktivních prvků. Mají obdobné vlastnosti jako filtry RLC, ale vzhledem

k vlastnostem aktivních prvků se jejich použití omezuje nejčastěji na kmitočtové pásmo přibližně 0,1 Hz až 100 kHz.

V současné době je věnována velká pozornost filtrům s novými aktivními prvky jako jsou proudové a napěťové konvejory (CCx, ICCx, UCC, DVCC, atd.) transimpedanční zesilovače (OTA, BOTa, MOTa). Ve vnitřní struktuře těchto prvků se používají nové principy, které umožňují prvkům pracovat na velmi vysokých kmitočtech (řádově až stovky MHz). Tyto filtry mohou pracovat v napěťovém, proudovém nebo smíšeném módu. Proudový mód má proti napěťovému výhodu ve vyšší šířce kmitočtového pásma, vyšší rychlosti, nízkém napětí, velkém dynamickém rozsahu a jednoduché struktuře obvodu [2].

Aktivní filtry se navrhují obvyklými metodami syntézy lineárních obvodů (viz kap. 3). Podle zadaných provozních vlastností filtru (kmitočtová charakteristika, přechodová charakteristika apod.) se aproximují přenosové vlastnosti filtru pomocí některé ze známých aproximačních funkcí (dle Butterwortha, Čebyševa, Bessela aj.), splňujících podmínky fyzikální realizovatelnosti [2].

3 FILTRY VYŠŠÍCH ŘÁDŮ

Filtry vyšších řádu jsou myšleny filtry s přenosovou funkcí vyššího řádu než dva. Tyto filtry se mimo jiné vyznačují větší strmostí v pásmu přechodu. Přenosová funkce filtru n -tého řádu se bude asymptoticky blížit k přímce, které klesá se strmostí $n \cdot 20$ dB/dek. Pro řád polynomu jmenovatele přenosové funkce (1.5) platí, $n > 2$.

Pro návrh kmitočtových filtrů ARC vyšších řádů se nejčastěji využívá tři obvodových principů, které vykazují přijatelně malou citlivost na tolerance použitých součástek. Jedná se o kaskádní řazení bloků 1. a 2. řádu, nekaskádní řazení bloků 1. a 2. řádu, simulace příčkových filtrů RLC [9].

3.1 KASKÁDNÍ ŘAZENÍ BLOKŮ 1. A 2. ŘÁDU

Kaskádní řazení bloků (kaskádní syntéza) využívá jako základní stavební bloky filtry 2. či 1. řádu, kdy výstup jednoho bloku je přiveden na vstup následujícího (obr. 3.1). Přenosová funkce výsledného filtru $K(p)$ je dána násobkem přenosových funkcí jednotlivých bloků

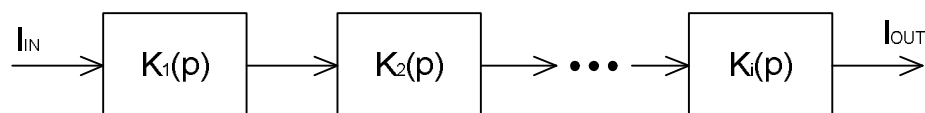
$$K(p) = K_i(p) \cdot K_{i-1}(p) \cdot \dots \cdot K_1(p), \quad (3.1)$$

kde i udává počet bloků výsledného zapojení.

Mezi výhody kaskádního způsobu zapojení patří:

- § Velmi jednoduchý návrh filtrů typu DP a HP a poměrně snadný i návrh filtru typu PP, popř. PZ.
- § Jednoduchost dostavování koeficientů vzhledem k zřejmému vlivu vlastností jednotlivých selektivních bloků na výslednou přenosovou funkci.
- § Poměrně dobré a snadno nastavitelné dynamické poměry (minimální a maximální úroveň signálu).
- § Nezávislost tvaru výsledné modulové a fázové charakteristiky na základních koeficientech přenosu K_i jednotlivých bloků, což umožňuje snadnou optimalizaci dynamického rozsahu.

Nevýhodou tohoto typu realizace je velká citlivost na tolerance hodnot prvků a největší rozptyl základních parametrů bloků (F_i , Q_i) a tudíž i největší hodnoty Q a s tím související celkové citlivosti filtru.



Obr. 3.1: Princip kaskádního řazení bloků

Přenosovou funkci sudého řádu n , kterou realizuje $m = n/2$ bloků 2. řádu lze vyjádřit dle [1]

$$K(p) = -\frac{I_{out}}{I_{in}} = \prod_{i=1}^m \frac{a_{2i}p^2 + a_{1i}p + a_{0i}}{p^2 + p\omega_{0i}/Q_i + \omega_{0i}^2}, \quad (3.2)$$

kde a_i jsou reálné koeficienty, ω_0 je úhlový kmitočet a Q činitel jakosti výsledného zapojení.

Filtr lichého řádu n realizuje $m = (n - 1)/2$ bloků druhého řádu a jeden pasivní blok RC 1. řádu, který se připojuje nakonec filtru. Takového zapojení bude mít tvar přenosové funkce

$$K(p) = -\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{a_{1(m+1)}p + a_{0(m+1)}}{p + \omega_{0(m+1)}} \cdot \prod_{i=1}^m \frac{a_{2i}p^2 + a_{1i}p + a_{0i}}{p^2 + p\omega_{0i}/Q_i + \omega_{0i}^2}. \quad (3.3)$$

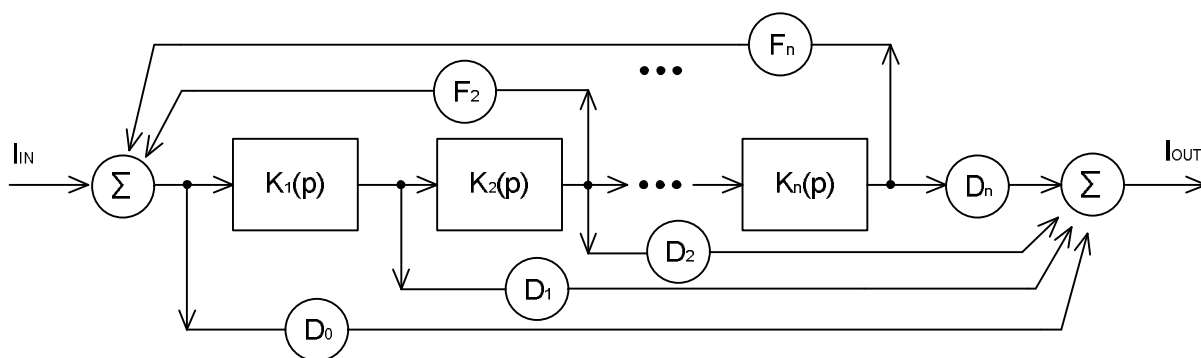
Zde se vyskytují shodné proměnné jako v rovnici (3.2).

3.2 NEKASKÁDNÍ ŘAZENÍ BLOKŮ 1. A 2. ŘÁDU

Základní princip této metody spočívá v rozšíření přímého kaskádního propojení selektivních bloků o zpětné nebo dopředné odporové vazby. Mezi výhody nekaskádní realizace patří malá citlivost přenosových vlastností filtru na toleranci hodnot prvků. Nevýhodou je citlivost tvaru výsledné přenosové funkce na hodnoty

základních koeficientů přenosu K_0 jednotlivých bloků. V mnoha případech se také setkáváme s horšími šumovými vlastnostmi realizací. U nekaskádních zapojení rozlišujeme více typů struktur. Mezi dvě hlavní patří tzv. Follow-the-leader feedback (FLF) a Leap-frog (LF) [1].

Struktura FLF je tvořena zpětnovazebními vazbami z výstupů bloků do vstupního sumátoru. Může být doplněna dopřednými vazbami do výstupního sumátoru (obr. 3.2).



Obr. 3.2: Blokové schéma Follow-the-leader feedback

Základní selektivní bloky jsou označeny K_1 až K_n , sumátory a hodnoty zpětnovazebních přenosů F resp. dopředných přenosů D jsou znázorněny kroužky.

Struktura zvaná Leap-frog bývá též řazena též řazena do skupiny nekaskádního spojování bloků. Podstatou návrhu této struktury je převod vlastností impedančně vázaných prvků příčkového filtru RLC na ekvivalentní zapojení s impedančně oddělenými bloky ARC 1. řádu, popř. 2. řádu [1].

Lze konstatovat, že nekaskádní filtry ARC jsou aplikovány nejčastěji pro filtry typu pásmová propust, protože zde pro vyšší hodnoty činitelů jakosti vynikne výhoda nižších citlivostí realizace.

3.3 SIMULACE PŘÍČKOVÝCH FILTRŮ RLC

Metoda simulace příčkových filtrů RLC hledá zapojení obvodů s aktivními prvky, které simulují vlastnosti dvojité zakončených pasivních RLC filtrů při zachování

nízké citlivosti propustného pásma těchto filtrů. Nejjednodušší způsob realizace těchto ARC filtrů spočívá v přímé náhradě cívek bezeztrátovými syntetickými induktory, které jsou následně vloženy do RLC filtru. Další možností je simulovat najednou celé bloky se stejným typem prvků.

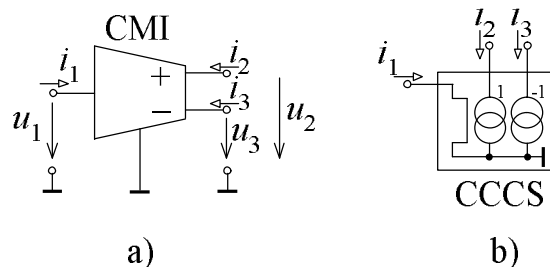
Aktivní filtry simulující příčkové filtry RLC mají nejnižší citlivosti propustného pásma mezi aktivními filtry. Lze tedy říci, že metoda je vhodná pro realizaci filtrů s nejpřísnějšími požadavky. Nevýhodou této metody je, že RLC prototyp musí existovat dříve než bude tato metoda aplikována [1, 9].

4 POUŽITÝ AKTIVNÍ PRVEK

Z důvodů zmiňovaných v kap. 2.2 bude navržený filtr pracovat v čistě proudovém módu, tj. jak aktivní prvek, tak celý filtrační obvod pracují v proudovém módu [4].

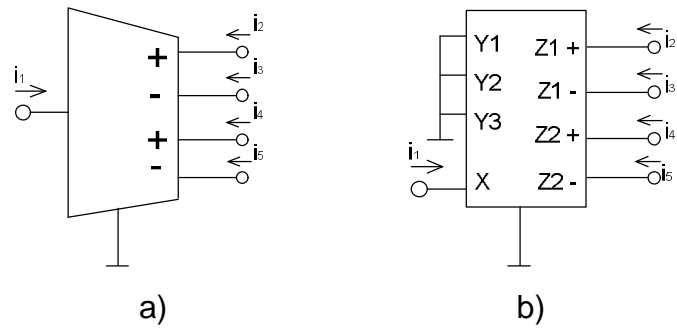
4.1 PROUDOVÉ ZRCADLO A INVERTOR CMI

Aktivní prvek CMI (Current Mirror and Inverter) byl zaveden se záměrem dále rozšířit kmitočtové pásmo zpracovávaného signálu a udržet dostatečný odstup signálu od šumu i při nízkých napájecích napětích. Na výstup obvodu je proud přenesen v neměnné podobě v případě zapojení jako proudové zrcadlo. Druhou variantou je přenesení proudu s opačnou polaritou (invertor). Branové proudy jsou definovány vztahy $i_2 = i_1$, $i_3 = -i_1$. Jeho ideální model je možné definovat dvěma zdroji proudu řízeného společným proudem. Schematická značka tohoto prvku a odpovídající ideální model realizovaný zdrojem proudu řízeného proudem (CCCS) je uveden na obr. 4.1.



Obr. 4.1: a) Schématická značka CMI, b) Reprezentace CMI pomocí CCCS

Počet výstupních proudových bran lze dále rozšířit a definovat tak obecnější prvek MCMI (Multi-output CMI), jehož schématická značka je na obr. 4.2a. Uvedené prvky CMI a MCMI nejsou v současné době dostupné jako integrované obvody, lze však využít principiální shodnosti s univerzálním proudovým konvejorem (UCC). V tomto případě je nutné vstupní napěťové brány Y proudového konvejeoru uzemnit (obr. 4.2b) a využívat pouze proudové brány X a Z [5].



Obr. 4.2: a) Schématická značka MCMC, b) Realizace MCMC pomocí UCC

5 NÁVRHOVÉ METODY

K návrhu kmitočtových filtrů se využívají různé návrhové metody. Jedna z možností spočívá ve využití již existujícího zapojení, které je možné obměnit či vylepšit. Tento postup ovšem nelze aplikovat pokaždé. Jsou známy i další návrhové metody jako metoda grafů signálových toků nebo metoda autonomního obvodu.

5.1 METODA AUTONOMNÍHO OBVODU

Autonomní obvod je takový obvod, který nemá budicí zdroje a nemá ani vyznačenou vstupní či výstupní svorku. Takový obvod je popsán tzv. charakteristickou rovnicí (CE) ve tvaru součtu součinu admitancí, z níž už můžeme vyčíst možné aplikace obvodu, např. jako kmitočtový filtr. Snažíme se, aby pasivní prvky byly jedním koncem pokud možno uzemněny, poněvadž takovéto prvky se snadněji realizují v integrovaných obvodech [7].

Postup návrhu je popsán v následujících krocích [6]:

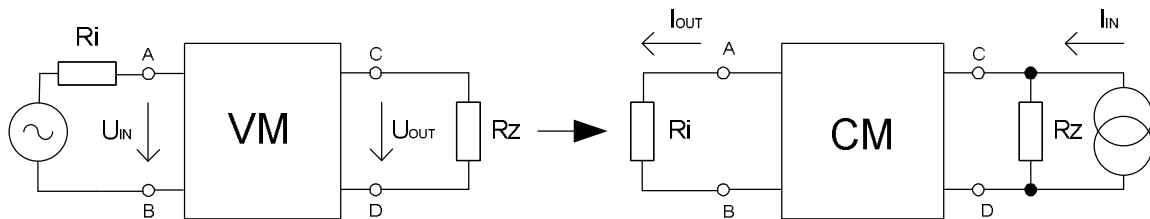
1. Volba zobecněného autonomního obvodu, tj. obvod s aktivními prvky s obecnými parametry a nekonkretizovanými pasivními prvky (admitance). V obvodu se nevyskytují budicí zdroje a nejsou definovány ani vstupní a výstupní brány.
2. Výpočet charakteristické rovnice obvodu, zpravidla ve vhodném počítačovém programu (SNAP [8]).
3. Zjednodušení charakteristické rovnice vhodnou volbou parametrů aktivních prvků.
4. Konkretizace pasivních prvků tak, aby obvod získal požadované vlastnosti (viz modulová charakteristika)
5. Určení umístění vstupních a výstupních bran. Někdy je možné realizovat i několik filtrů současně (univerzální filtr).
6. Výpočet požadované přenosové funkce.

5.2 METODA PŘIDRUŽENÉ TRANSFORMACE

Princip této metody je založen na transformaci známého zapojení pracujícího v napěťovém módu (VM) do módu proudového (CM). Daný obvodový prototyp (N), pracující ve VM, má jistý odpovídající přidružený obvod CM (N_A), který má proudovou

přenosovou funkci $K_I = I_{OUT} / I_{IN}$ stejnou, jako byla napěťová u prototypu $K_V = U_{OUT} / U_{IN}$ a naopak. Je zřejmé, že se stejnými přenosovými funkcemi zůstávají stejné i jejich citlivosti na změny parametrů obvodových prvků. Uvedené obvody N a N_A jsou vzájemně vnitřně reciproční.

Obvod N_A získáme z prototypu N tak, že zaměníme buzení z napěťového (V_{IN}) na proudové (I_{IN}) a zároveň zaměníme vstupní (A, B) a výstupní (C, D) bránu. To znamená budící napěťový zdroj V_{IN} nahradíme zkratem, přes který pak v N_A teče výstupní proud I_{OUT} , který je odezvou na I_{IN} . Budící proudový zdroj I_{IN} připojíme na původně výstupní bránu (C, D) prototypu N . Pasivní prvky (R, L, C) tvoří podobvod (s vnějšími uzly A, B, C, D, E, G), který se z N do N_A převádí beze změny.

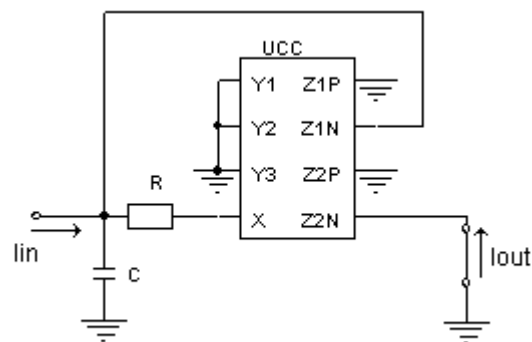


Obr. 5.1: Principiální schéma přidružené transformace

Aktivní prvky a funkční bloky v prototypu N nahradíme jim přidruženými prvky, které zapojíme k uzlům pasivní části (A, B, C, D, E, G). Při transformaci v obvodě N_A také zaměníme vstupní a výstupní bránu těchto bloků [12].

6 NÁVRH FILTRŮ METODOU NEKASKÁDNÍ SYNTÉZY

Na základě znalosti metody nekaskádní syntézy lze říci, že je možné vytvářet filtry vyšších řádů vhodným řazením bloků 1. řádu a 2. řádu. V této kapitole je pojednán návrh filtrů 4. a 6. řádu a to řazením integračních nebo derivačních článků. Pro vytvoření bezetrátového integračního, resp. derivačního článku je využito zapojení s aktivním prvkem MCMI. Takové zapojení integračního článku je uvedeno na obr. 6.1. Výhodou tohoto uspořádání je nízká vstupní a vysoká výstupní impedance [14].

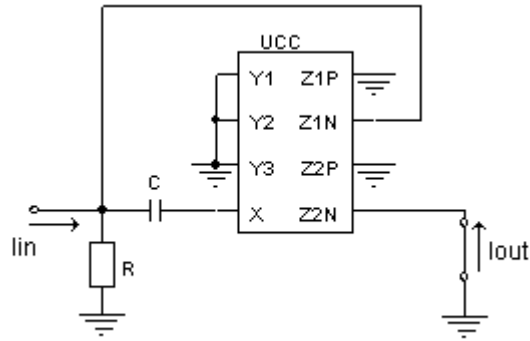


Obr. 6.1: Bezeztrátový integrační článek v proudovém módu

Přenos proudu bezeztrátového integračního článku je popsán vztahem

$$K(p) = -\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{1}{pRC} = \frac{G}{pC}. \quad (6.1)$$

Zapojení bezeztrátového derivačního článku získáme snadno záměnou pozice rezistoru a kondenzátoru (obr. 6.2).



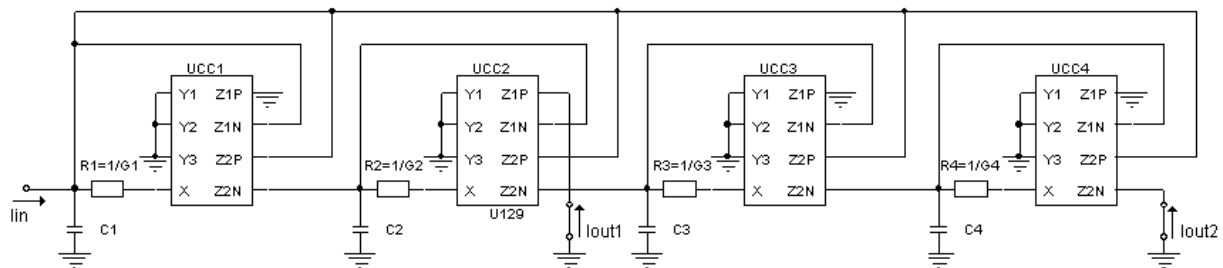
Obr. 6.2: Bezeztrátový derivační článek v proudovém módu

Vztah pro přenos proudu bezeztrátového derivačního článku je

$$K(p) = -\frac{I_{out}}{I_{in}} = pRC = \frac{pC}{G}. \quad (6.2)$$

6.1 DOLNÍ PROPUST A PÁSMOVÁ PROPUST 4. ŘÁDU

Jestliže složíme čtyři integrační články (obr. 6.1) do kaskády, přidáme zpětné vazby z každého aktivního prvku zpět na vstup, získáme zapojení filtru, které je zobrazeno na obrázku 6.3.



Obr. 6.3: Multifunkční kmitočtový filtr pracující v proudovém módu

Charakteristická rovnice (CE) zapojení z obrázku 6.3 je

$$D = p^4(C_1C_2C_3C_4R_1R_2R_3R_4) + p^3(C_2C_3C_4R_2R_3R_4) + p^2(C_3C_4R_3R_4) + p(C_4R_4) + 1 \quad (6.3)$$

Přenosové funkce proudu realizovatelné tímto obvodem jsou následující:

$$K_{i1} = -\frac{I_{out2}}{I_{in}} = -\frac{1}{D} \quad (6.4)$$

$$K_{i2} = -\frac{I_{out1}}{I_{in}} = \frac{p^2 (C_3 C_4 R_3 R_4)}{D} \quad (6.5)$$

Obvod tedy umožňuje realizovat dolní propust (6.4) a pásmovou propust (6.5).

V dalším kroku je třeba určit hodnoty pasivních součástí. Ty jsou dány typem aproximace a řádem filtru. Zvolil jsem aproximaci dle Butterwortha. Tvar přenosové funkce (1.5) lze pro potřeby nekaskádní syntézy vyjádřit vztahem

$$K(s) = \frac{K_0}{1 + c_{n1}s + c_{n2}s^2 + \dots + c_{ni}s^i + \dots + c_{nm}s^n}, \quad (6.6)$$

kde $c_{n1}, c_{n2}, \dots, c_{nm}$ jsou kladné reálné koeficienty u jednotlivých mocnin normované komplexní proměnné $s = p/w_m$ a K_0 značí přenos filtru.

Hodnoty koeficientů c_{ni} přenosové funkce z rovnice (6.6) pro filtr 4. řádu a 6. řádu jsou uvedeny v tabulce 1, kde n udává řád filtru.

Tab. 1: Koeficienty přenosové funkce aproximované dle Butterwortha

n	C_{n1}	C_{n2}	C_{n3}	C_{n4}	C_{n5}	C_{n6}
4	2,6131	3,4142	2,6131	1,0000	-	-
6	3,8637	7,4641	9,1416	7,4641	3,8637	1,0000

Hodnoty pasivních prvků lze vyjádřit úpravou vzorců [10]. Když $C_1 = C_2 = C$, pro numerický návrh, lze použít vztahy

$$R_4 = \frac{C_{n1}}{C \cdot w_m}, \quad (6.7)$$

$$R_3 = \frac{C_{n2}}{C^2 \cdot R_4 \cdot (w_m)^2}, \quad (6.8)$$

$$R_2 = \frac{C_{n3}}{C^3 \cdot R_4 \cdot R_3 \cdot (w_m)^3}, \quad (6.9)$$

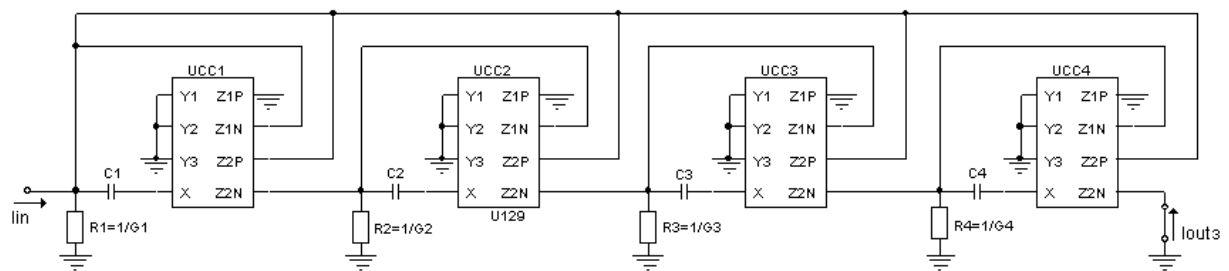
$$R_1 = \frac{C_{n4}}{C^4 \cdot R_4 \cdot R_3 \cdot R_2 \cdot (w_m)^4}, \quad (6.10)$$

kde úhlový mezní kmitočet je roven $w_m = 2\pi f_m$.

Hodnoty kondenzátorů byly zvoleny $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 200$ pF a požadovaný mezní kmitočet $f_m = 10$ MHz. Dle (6.7, 6.8, 6.9, 6.10) byly dopočítány hodnoty rezistorů $R_4 = 208 \Omega$, $R_3 = 104 \Omega$, $R_2 = 61 \Omega$, $R_1 = 30 \Omega$. Ekvivalentní hodnoty vodivostí jsou $G_4 = 4,81$ mS, $G_3 = 9,62$ mS, $G_2 = 16,39$ mS, $G_1 = 33,33$ mS.

6.2 HORNÍ PROPUST 4. ŘÁDU

Spojením derivačních článků obdobným způsobem jako v kap. 6.1 získám filtr realizující horní propust 4. řádu zobrazený na obrázku 6.4.



Obr. 6.4: Horní propust pracující v proudovém módu

Charakteristická rovnice (CE) zapojení z obrázku 6.4 je

$$D = p^4 (C_1 C_2 C_3 C_4 R_1 R_2 R_3 R_4) + p^3 (C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3) + p^2 (C_1 C_2 R_1 R_2) + p (C_1 R_1) + 1 \quad (6.11)$$

Přenosová funkce proudu realizovatelná tímto obvodem je následující:

$$K_i = -\frac{I_{out3}}{I_{in}} = -\frac{p^4(C_1C_2C_3C_4R_1R_2R_3R_4)}{D} \quad (6.12)$$

Stejným způsobem jako v kapitole 6.1 byly dopočítány hodnoty pasivních součástí. Hodnoty rezistorů jsou $R_1 = 208 \Omega$, $R_2 = 104 \Omega$, $R_3 = 61 \Omega$, $R_4 = 30 \Omega$. Ekvivalentní hodnoty vodivostí jsou $G_1 = 4,81 \text{ mS}$, $G_2 = 9,62 \text{ mS}$, $G_3 = 16,39 \text{ mS}$, $G_4 = 33,33 \text{ mS}$.

6.3 DOLNÍ A PÁSMOVÁ PROPUST 6. ŘÁDU

Rozšířením zapojení podle obrázku 6.3 o další dva integrační články získám multifunkční filtr 6. řádu, viz příloha 1.

Charakteristická rovnice (CE) zapojení tohoto multifunkčního filtru je

$$D = p^6(C_1C_2C_3C_4C_5C_6R_1R_2R_3R_4R_5R_6) + p^5(C_2C_3C_4C_5C_6R_2R_3R_4R_5R_6) + p^4(C_3C_4C_5C_6R_3R_4R_5R_6) + p^3(C_4C_5C_6R_4R_5R_6) + p^2(C_5C_6R_5R_6) + p(C_6R_6) + 1 \quad (6.13)$$

Přenosové funkce proudu realizovatelné obvodem z přílohy 1 jsou následující:

$$K_{i1} = -\frac{I_{out2}}{I_{in}} = -\frac{1}{D} \quad (6.14)$$

$$K_{i2} = -\frac{I_{out1}}{I_{in}} = \frac{p^3(C_4C_5C_6R_4R_5R_6)}{D} \quad (6.15)$$

Obvod tedy umožňuje realizovat dolní propust (6.14) a pásmovou propust (6.15).

Stejným způsobem jako v kapitole 6.1 byly dopočítány hodnoty pasivních součástí. Hodnoty rezistorů jsou $R_1 = 21 \Omega$, $R_2 = 41 \Omega$, $R_3 = 65 \Omega$, $R_4 = 97 \Omega$, $R_5 = 154 \Omega$, $R_6 = 307 \Omega$. Ekvivalentní hodnoty vodivostí jsou $G_1 = 47,62 \text{ mS}$, $G_2 = 24,39 \text{ mS}$, $G_3 = 15,38 \text{ mS}$, $G_4 = 10,31 \text{ mS}$, $G_5 = 6,49 \text{ mS}$, $G_6 = 3,26 \text{ mS}$.

6.4 HORNÍ PROPUST 6. ŘÁDU

Rozšířením zapojení podle obrázku 6.4 o dva derivační články získám horní propust 6. řádu, viz příloha 2.

Charakteristická rovnice (CE) zapojení tohoto multifunkčního filtru je

$$D = p^6(C_1C_2C_3C_4C_5C_6R_1R_2R_3R_4R_5R_6) + p^5(C_1C_2C_3C_4C_5R_1R_2R_3R_4R_5) + p^4(C_1C_2C_3C_4R_1R_2R_3R_4) + p^3(C_1C_2C_3R_1R_2R_3) + p^2(C_1C_2R_1R_2) + p(C_1R_1) + 1 \quad (6.16)$$

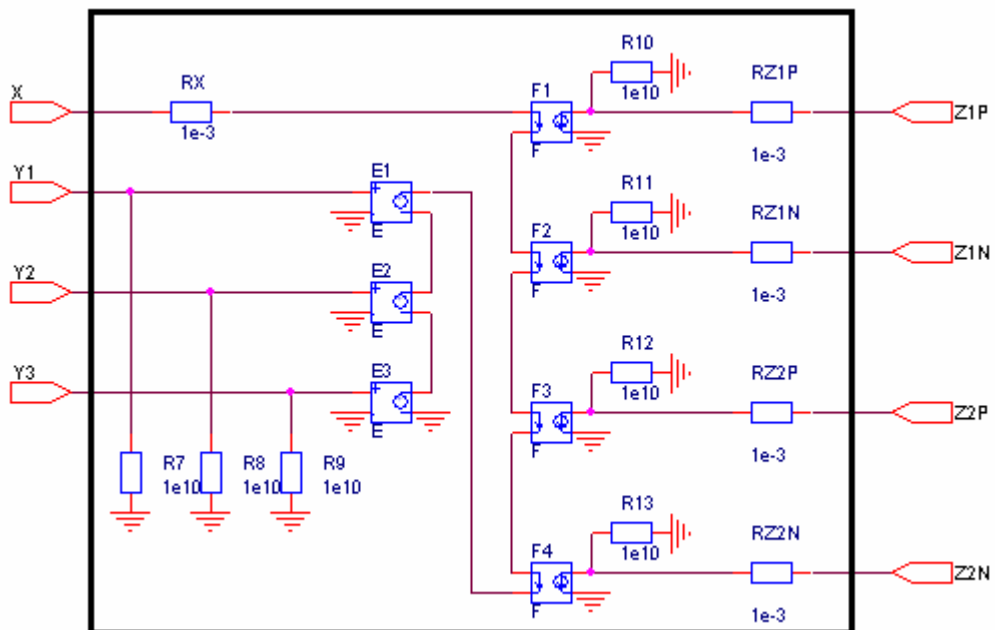
Přenosová funkce proudu realizovatelná obvodem z přílohy 2 je následující:

$$K_i = -\frac{I_{out3}}{I_{in}} = -\frac{p^6(C_1C_2C_3C_4C_5C_6R_1R_2R_3R_4R_5R_6)}{D} \quad (6.17)$$

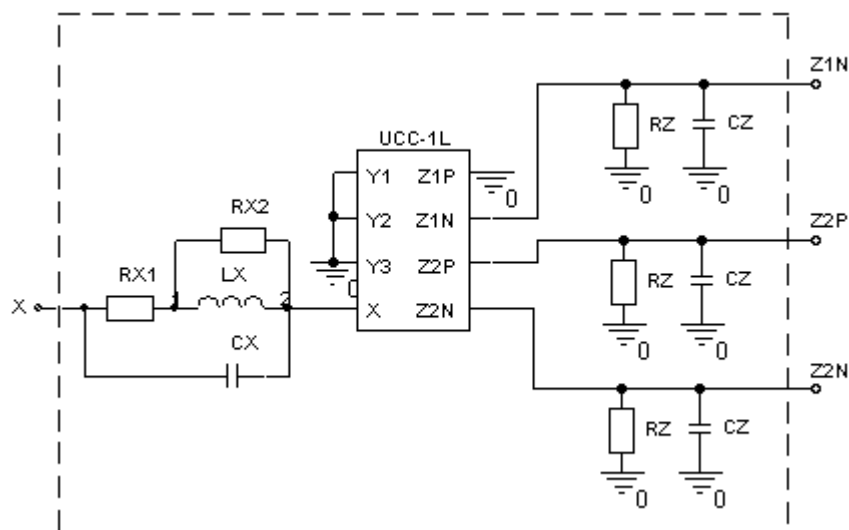
Hodnoty rezistorů jsou $R_1 = 307 \Omega$, $R_2 = 154 \Omega$, $R_3 = 97 \Omega$, $R_4 = 65 \Omega$, $R_5 = 41 \Omega$, $R_6 = 21 \Omega$. Ekvivalentní hodnoty vodivostí jsou $G_1 = 3,26 \text{ mS}$, $G_2 = 6,49 \text{ mS}$, $G_3 = 10,31 \text{ mS}$, $G_4 = 15,38 \text{ mS}$, $G_5 = 24,39 \text{ mS}$, $G_6 = 47,62 \text{ mS}$.

7 SIMULACE NAVRŽENÝCH ZAPOJENÍ

Analyzované obvody byly podrobeny simulacím v programu OrCAD [11]. Výsledky jsou uvedeny v následujících podkapitolách. Při simulacích byl použit jako ideální aktivní prvek univerzální proudový konvektor UCC-1L zapojený jako MCMI. Tento byl následně doplněn o pasivní parazitní prvky charakteristických hodnot, pro simulaci reálné funkce filtru [13]. Vnitřní struktura ideálního proudového konvektoru UCC-1L je uvedena na obrázku 7.1. Reálný model je uveden na obrázku 7.2.



Obr. 7.1: Vnitřní struktura ideálního modelu proudového konvektoru UCC

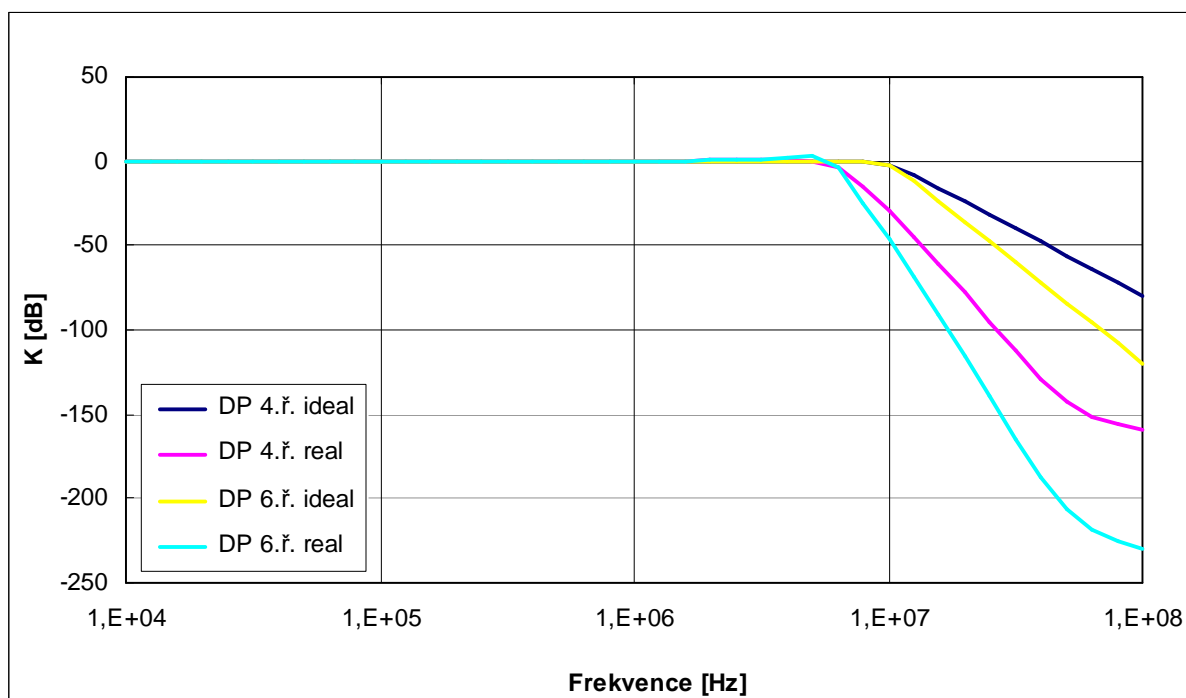


Obr. 7.2: Reálný model UCC doplněn o pasivní parazitní prvky

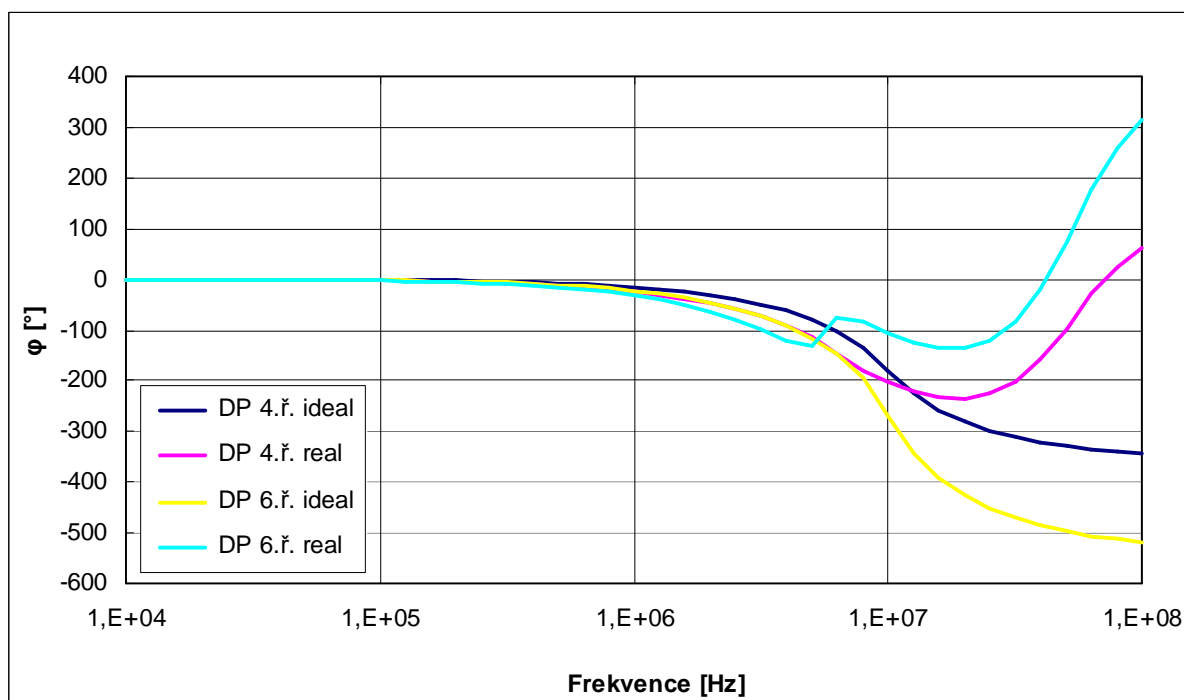
Hodnoty parazitních pasivních prvků UCC nabývají dle [15] hodnot $R_{x1} = 1,27 \Omega$, $R_{x2} = 405,7 \Omega$, $L_x = 1,45 \mu\text{H}$, $C_x = 6,12 \text{ pF}$, $R_z = 378,73 \text{ k}\Omega$, $C_z = 17,41 \text{ pF}$.

7.1 MODULOVÁ A FÁZOVÁ CHARAKTERISTIKA

Výsledná zapojení kmitočtových filtrů byla podrobena simulacím v rozsahu kmitočtů 10 kHz až 100 MHz. Výsledné modulové a fázové charakteristiky byly graficky znázorněny (viz obr. 7.3 – 7.8). Součástí každého grafu je simulace ideálního a reálného zapojení.

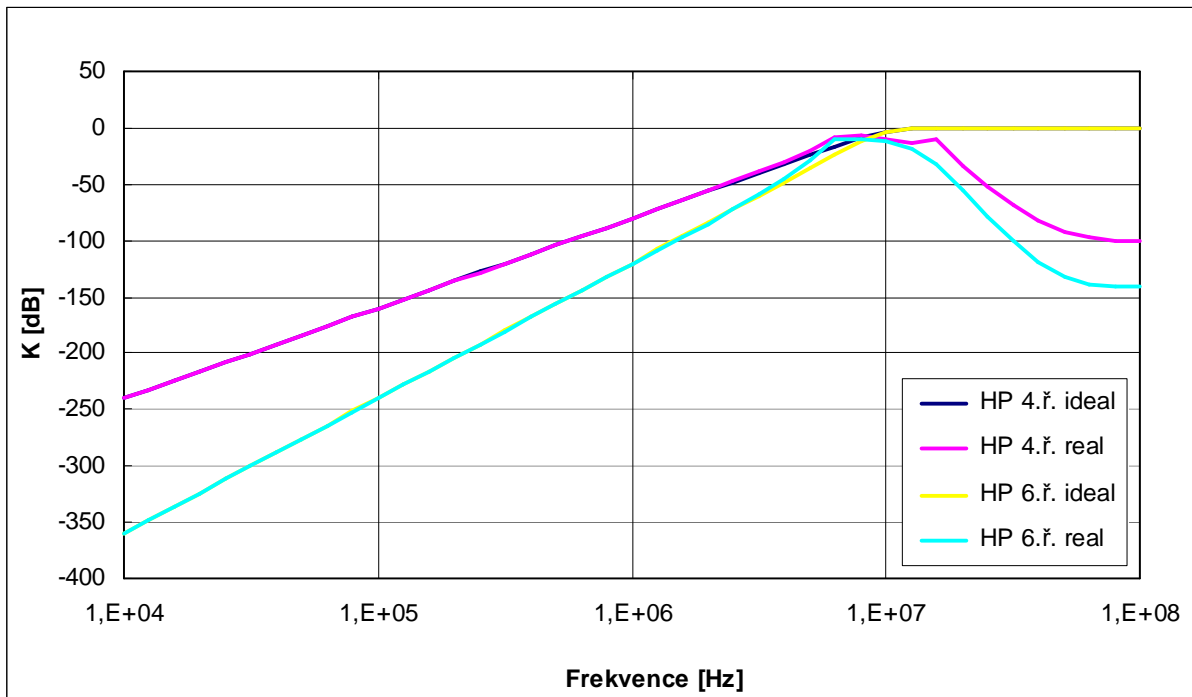


Obr. 7.3: Modulové charakteristiky filtrů typu DP

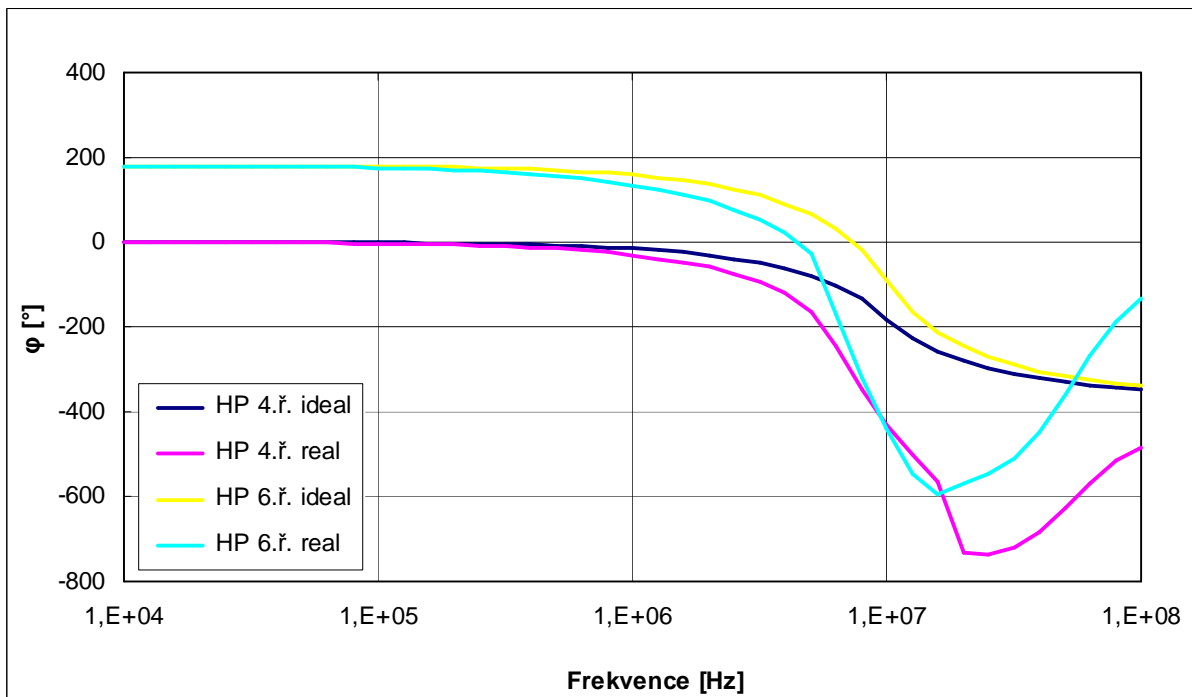


Obr. 7.4: Fázové charakteristiky filtrů typu DP

V porovnání simulovaných modulů DP 4. řádu a 6. řádu z obrázku je patrné, že v případě použití ideálních modelů poklesy přenosových charakteristik odpovídají teoretickým předpokladům tedy 80 dB/dek v prvním případě a 120 dB/dek v případě druhém. Při simulaci zapojení s reálnými modely je strmost poklesu příznivější a to 147 dB/dek v případě DP 4. řádu, resp. 215 dB/dek u DP 6. řádu. Hodnota mezního kmitočtu f_m , jenž v ideální případě nabývá hodnoty 10 MHz je v případě použití reálných modelů rovna 6 MHz. Odchytky od ideálních hodnot jsou způsobeny parazitními vlivy reálných modelů. V oblasti vyšších kmitočtů se uplatňuje vzrůstající vstupní impedance reálných zapojení, která se začíná negativně projevovat od frekvence 40 MHz.



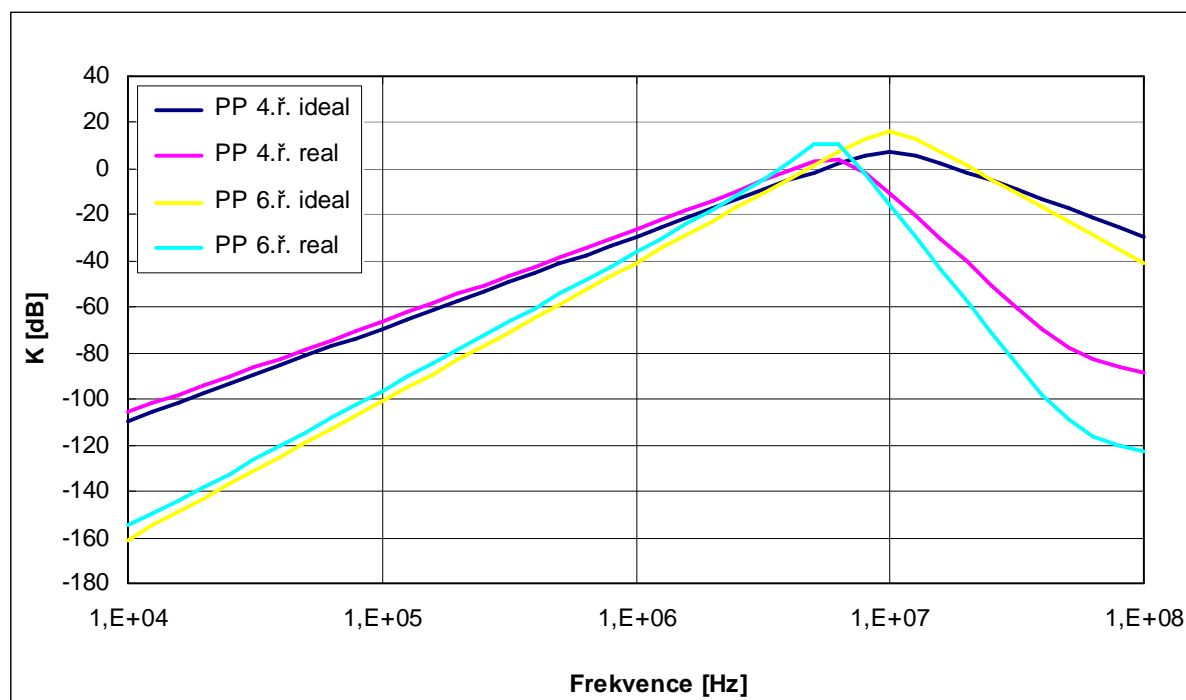
Obr. 7.5: Modulové charakteristiky filtrů typu HP



Obr. 7.6: Fázové charakteristiky filtrů typu HP

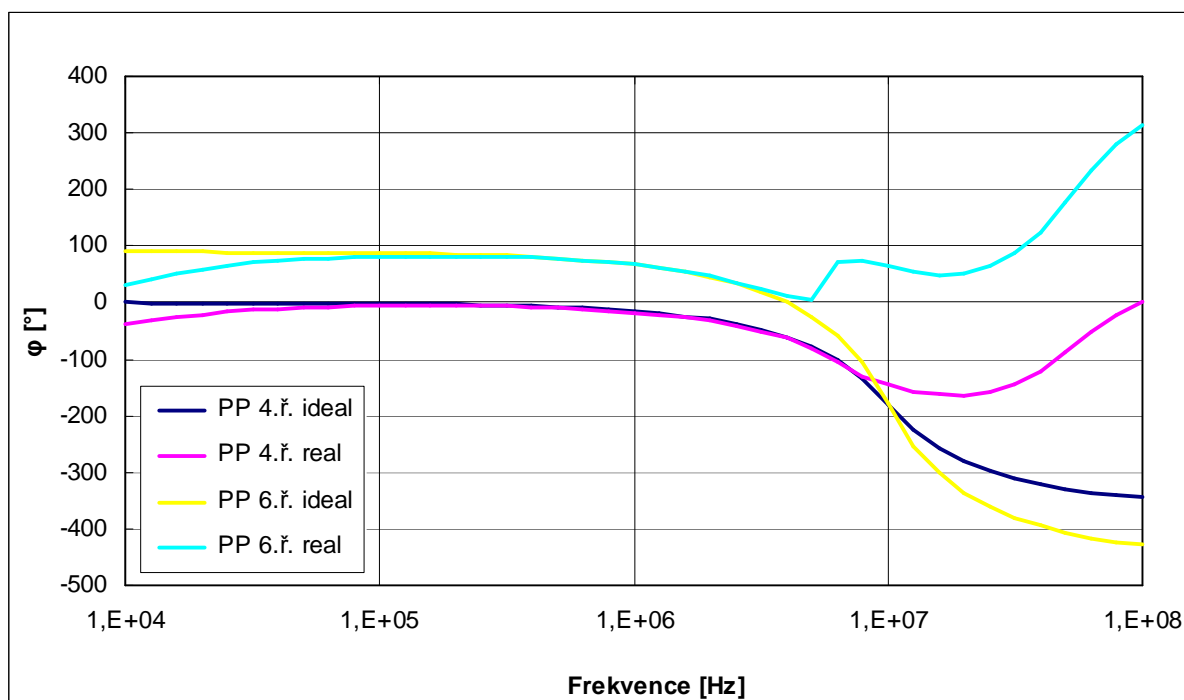
Z modulových charakteristik horních propustí (obr. 7.5) lze vyčíst, že hodnota útlumu je u zapojení s reálnými modely přinejmenším 7,6 dB. Zapojení tedy nesplňuje podmínku propustnosti, tj. útlum menší než 3 dB. Při frekvenci vyšší než

10 MHz se dále uplatňuje prudce rostoucí vstupní impedance, která dále zvyšuje útlum v tomto kmitočtovém pásmu. Nejeftektivnější tedy bude využití filtru pro kmitočtové pásmo 10 KHz až 4 MHz, kdy je strmost modulové charakteristiky totožná s ideálními předpoklady.



Obr. 7.7: Modulové charakteristiky filtrů typu PP

U pásmových propustí 4. řádu a 6. řádu (obr. 7.7) je mezní frekvence je nižší než podle teoretických výpočtů a to 5 MHz. V kmitočtovém pásmu vyšším než 40 MHz se v reálných zapojeních taktéž uplatňují parazitní vlastnosti zapojení formou rostoucí vstupní impedance. Činitel jakosti Q , který se prakticky uplatňuje nejvíce právě v případě pásmových propustí, má v případě reálného zapojení PP 6. řádu hodnotu přibližně $Q = 5$. V případě PP 4. řádu je tato hodnota nižší.

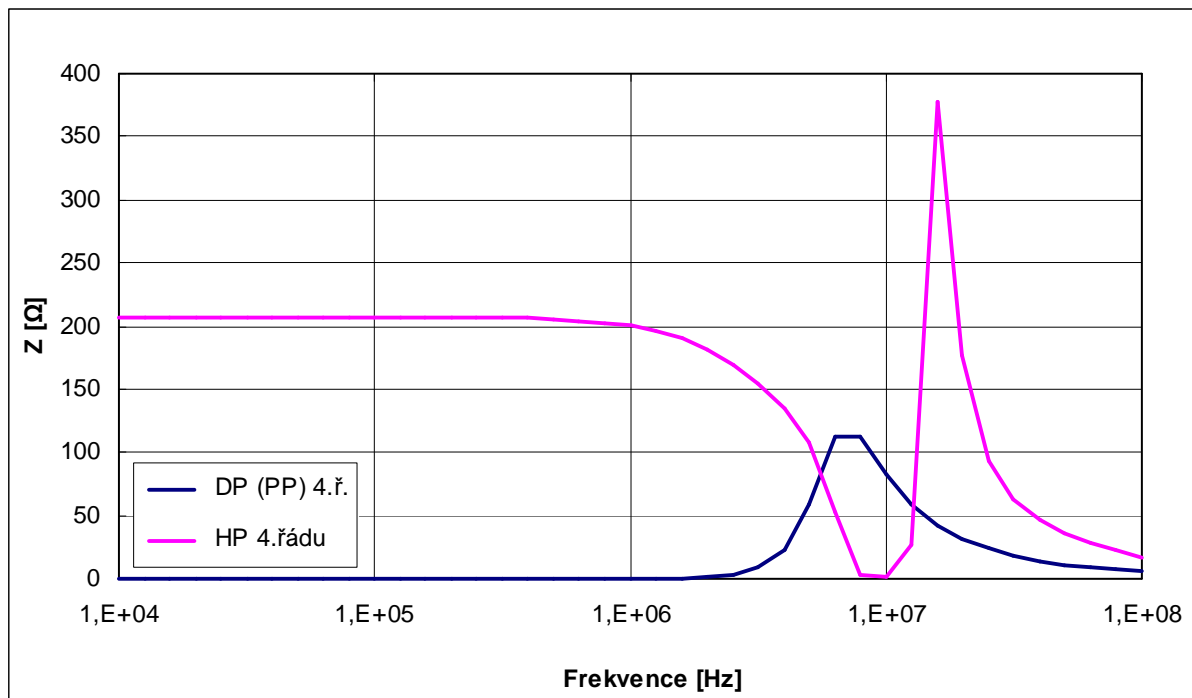


Obr. 7.8: Fázové charakteristiky filtrů typu PP

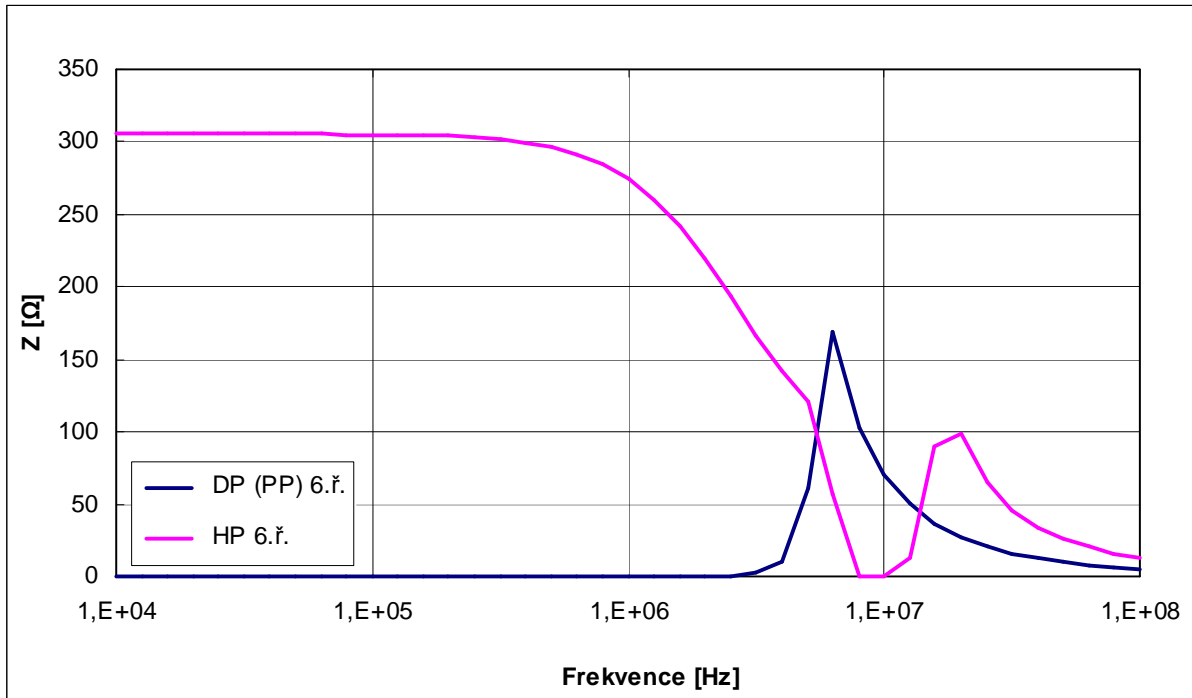
7.2 VSTUPNÍ A VÝSTUPNÍ IMPEDANCE

Analýzou vstupní impedance výsledných zapojení filtrů 4. a 6. řádu (obr. 7.9 – 7.10) byly zjištěny vliv jednotlivých parazitních pasivních prvků, připojených na vstup univerzálního proudového konveje viz obr. 7.2. Jsou to prvky R_{x1} , R_{x2} , L_x , C_x . Empirickou metodou bylo zjištěno, že parametrem R_{x1} je dán průběh vstupní impedance na nízkých kmitočtech do 3 MHz. Vzhledem k velikosti a charakteru parametru je tento možno zanedbat. Dále bylo zjištěno, že indukční charakter vstupní impedance L_x odpovídá hodnotě frekvence v počátečním bodě exponenciálního nárůstu vstupní impedance. Maximální velikost vstupní impedance je potom dána parametrem R_{x2} . Kapacitní charakter vstupní impedance C_x odpovídá hodnotě kmitočtu, kdy dochází k následnému poklesu vstupní impedance. U multifunkčních filtrů plnících funkci jak dolní tak i pásmové propusti jsou průběhy vstupních impedancí totožné. Filtr typu horní propust vykazuje na nízkých frekvencích vyšší hodnotu vstupní impedance (200 Ω resp. 300 Ω), což však nemá negativní vliv na průběh přenosové charakteristiky.

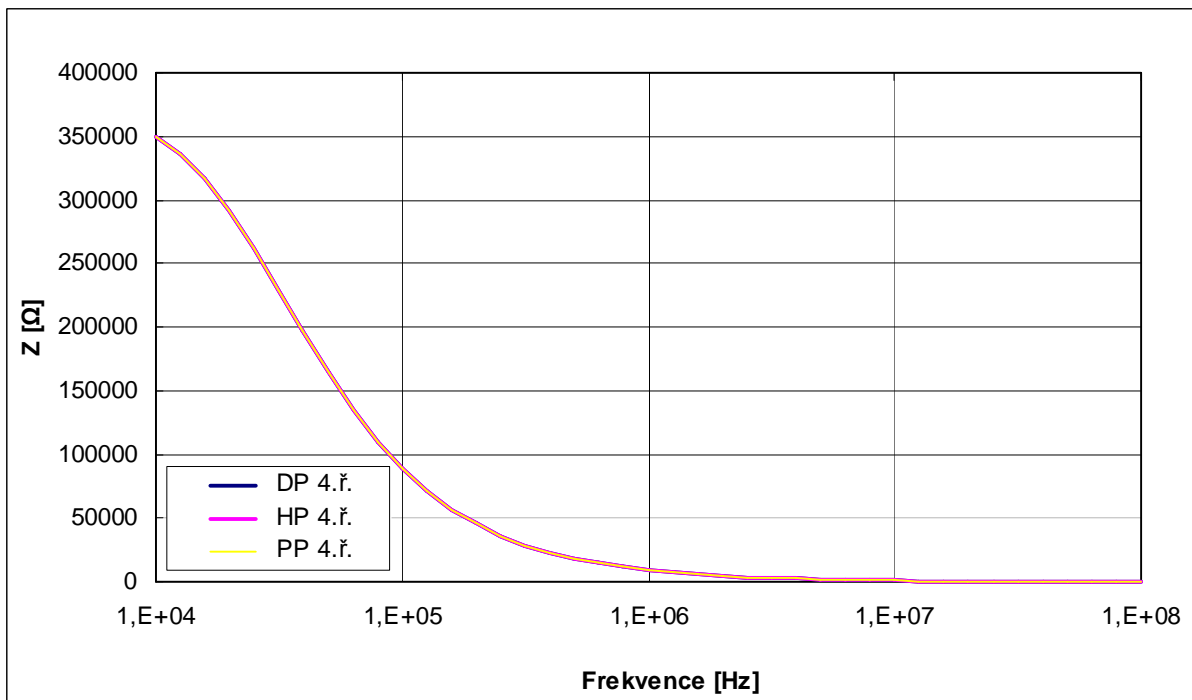
Výstupní impedance výsledných zapojení je dána pasivními prvky R_z , C_z charakteristických hodnot. Výstupní impedance ovlivňuje modulové charakteristiky především na nízkých kmitočtech, v simulovaných kaskádních zapojeních filtrů 4. a 6. řádu se její vliv neprojevil. Hodnoty výstupních impedancí všech zapojení s reálnými modely jsou téměř shodné.



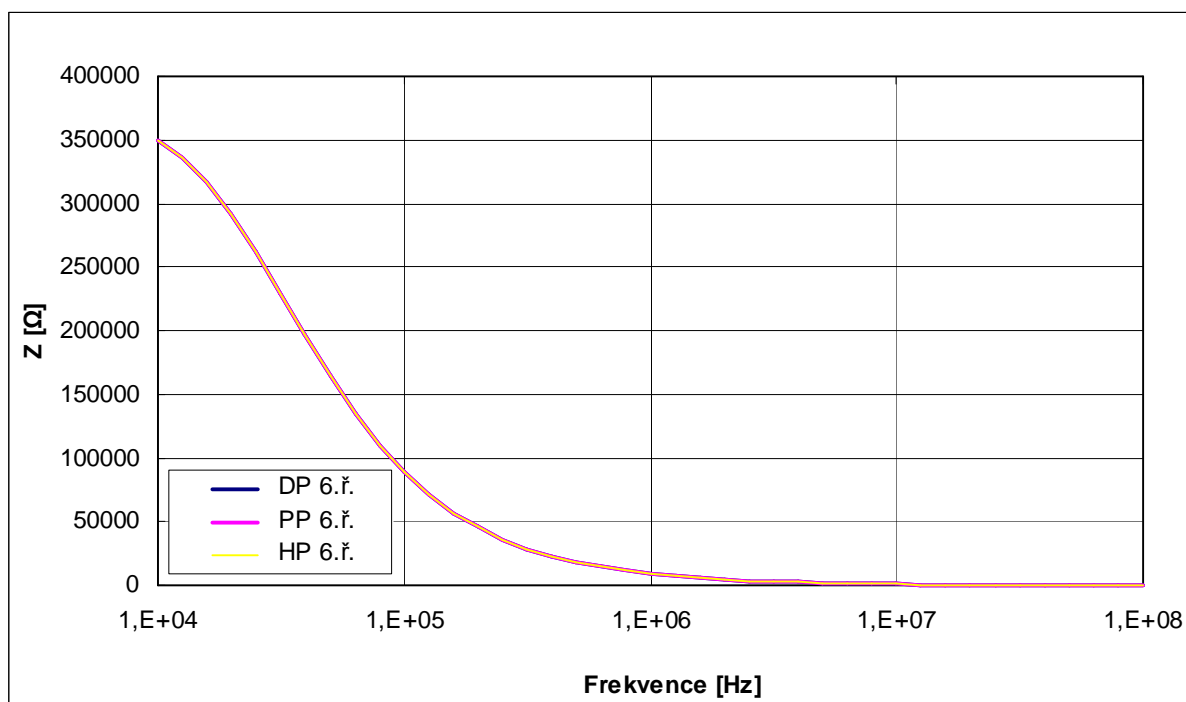
Obr. 7.9: Vstupní impedance filtrů 4. řádu



Obr. 7.10: Vstupní impedance filtrů 6. řádu



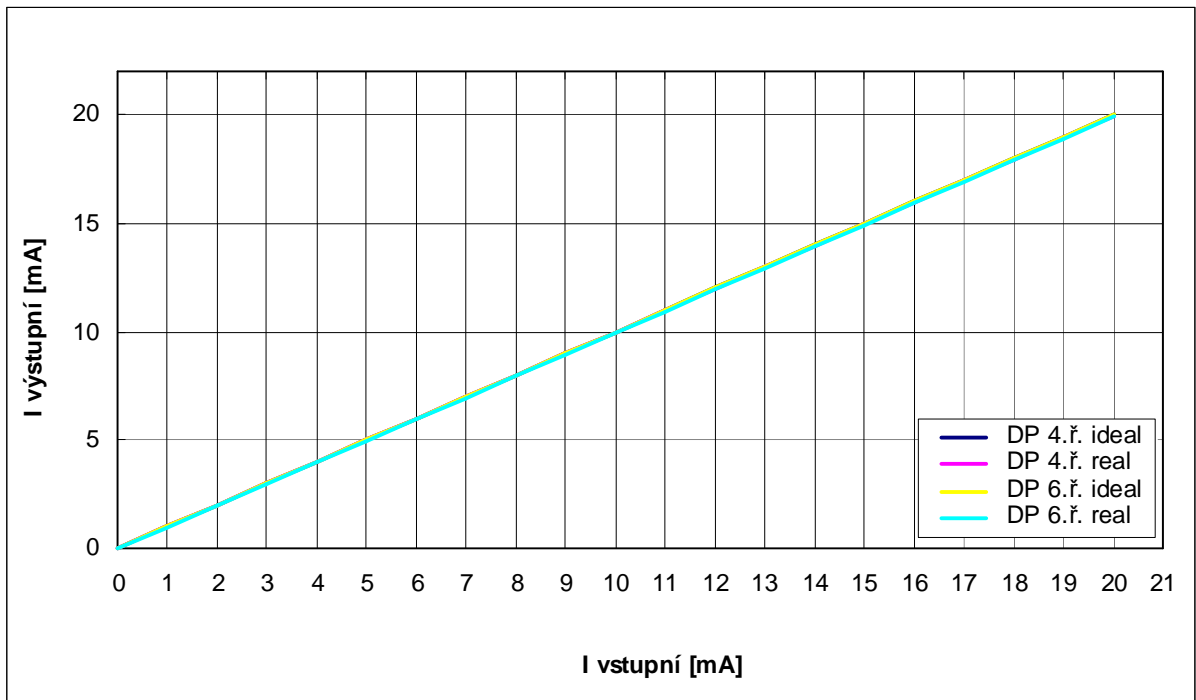
Obr. 7.11: Výstupní impedance filtrů 4. řádu



Obr. 7.12: Výstupní impedance filtrů 6. řádu

7.3 STEJNOSMĚRNÁ PROUDOVÁ ZÁVISLOST

Filtry typu dolní propust byly podrobeny simulacím závislosti stejnosměrného výstupního proudu na vstupním. Výsledné hodnoty byly vyneseny do grafu (viz obr. 7.12). Z grafu je patrné, že přenos proudu u reálného zapojení téměř neliší od ideálního. Průběh tedy odpovídá přímce se sklonem 45° procházející počátkem osy souřadnic.



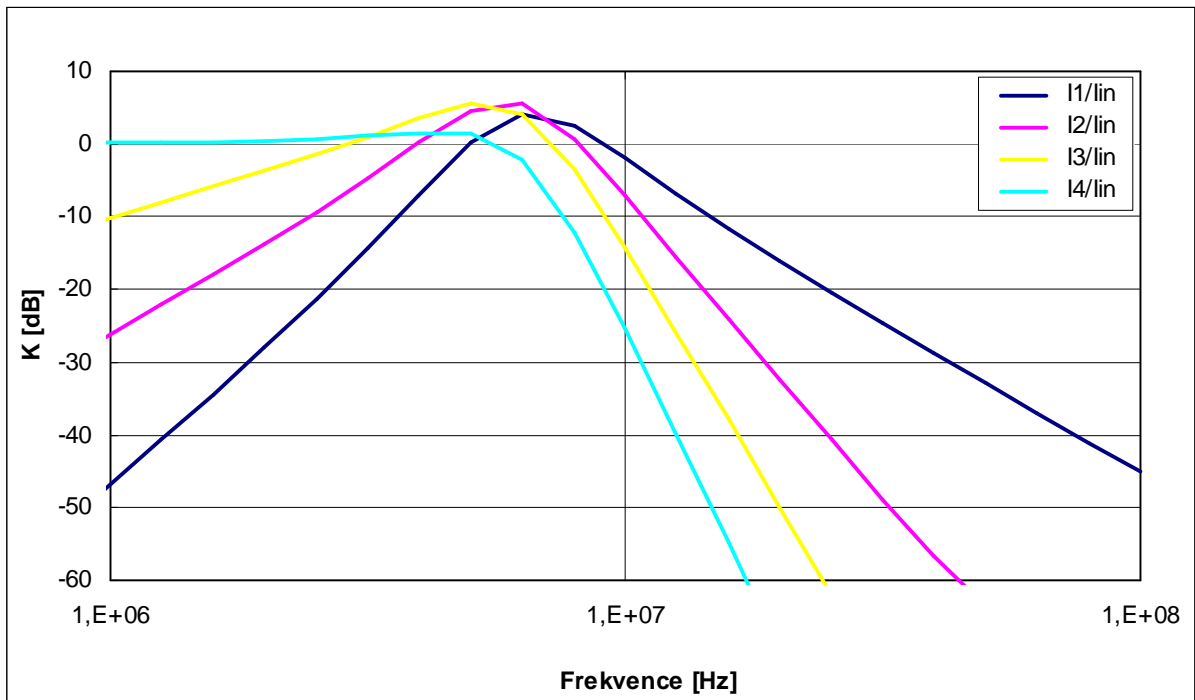
Obr. 7.13: Stejnoseměrná proudová závislost

8 DYNAMICKÁ OPTIMALIZACE

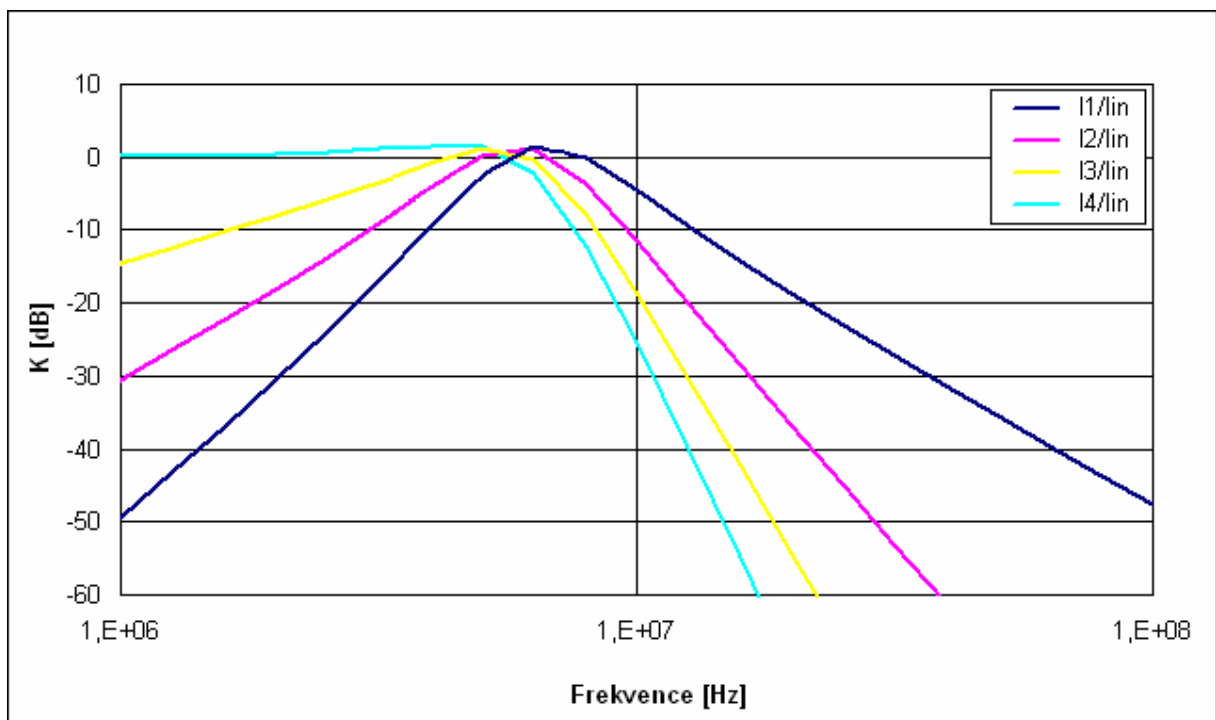
Vztahy použité při návrhu aktivních filtrů RC platí pouze tehdy, když je systém možno považovat za lineární. Je-li překročena povolená vstupní úroveň, vlastnosti filtru se vždy degradují. Rozsah vstupních proudů u aktivních RC filtrů je tudíž omezený. Požadavkem na aktivní kmitočtové filtry je tedy maximalizace dynamického rozsahu. Parametr, který zásadně ovlivňuje horní mez dynamického rozsahu celého filtru, je maximum proudového přenosu na vstupy jednotlivých aktivních prvků. Dolní mez je dána šumem generovaným pasivními prvky, především rezistory. Čím větší jsou jejich hodnoty, tím větší je jejich tepelný šum a snižuje se tak dynamický rozsah.

Optimalizace dynamického rozsahu filtru potom spočívá především v hledání optimálních hodnot součástek, které zajistí maximalizaci dynamického rozsahu. Pro nejlepší dynamický rozsah vstupního signálu u filtru s aktivními prvky je vhodné, aby maxima modulů proudových přenosů ze vstupu filtru na vstupy jednotlivých prvků měla stejnou hodnotu. Pro určení hodnot součástek je třeba nejprve zjistit maximální hodnoty jednotlivých modulů K_{\max} [dB]. Následně se určí kolikrát jsou větší jednotlivé přenosy ze vstupu filtru na vstupy jednotlivých prvků oproti přenosu ze vstupu na výstup filtru. V posledním kroku se dopočítají upravené hodnoty jednotlivých pasivních prvků. Při výpočtu je třeba brát v úvahu vstupní a výstupní impedance jednotlivých aktivních prvků zanesených v zapojení s reálnými modely [16].

Na obrázku 8.1 jsou znázorněny závislosti přenosu vstupního proudu dolní propusti 4. řádu navržené v kapitole 6.1. na jednotlivé vstupy aktivních prvků. Optimalizované závislosti jsou vidět na obrázku 8.2. Provedením dynamické optimalizace filtru typu DP 4. řádu došlo k srovnání maxim proudových přenosů na vstupy jednotlivých aktivních prvků. Tato úprava zamezuje vzniku nelineárního zkreslení.



Obr. 8.1: Proudové přenosy bez dynamické optimalizace



Obr. 8.2: Proudové přenosy po dynamické optimalizaci

ZÁVĚR

Cílem této práce bylo navrhnout strukturu nekaskádních filtrů typu dolní, horní a pásmová propust 4. a 6. řádu s proudovými zrcadly. Za účelem práce bylo zrcadlo nahrazeno vhodným náhradním modelem, jenž vznikl doplněním ideálního modelu o charakteristické parazitní vlastnosti. V počátku práce je uvedeno seznámení s přenosovými vlastnostmi kmitočtových filtrů a jejich matematický popis. Dále jsou zde stručně popsány metody užívané pro návrh kmitočtových filtrů vyšších řádů. Součástí teoretické části je i popis požitého aktivního prvku CMI resp. MCMI a jeho využití při konstrukci aktivních kmitočtových filtrů pracujících v proudovém módu.

Návrh byl proveden nekaskádní návrhovou metodou Follow-the-leader feedback, kdy byly spojovány bezeztrátové integrační resp. derivační články doplněné o příslušné zpětné vazby. Vzniklé filtry 4. a 6. řádu byly podrobeny simulacím v programu OrCAD. Výstupy simulací byly diskutovány z hlediska přenosových vlastností a vstupní a výstupní impedance.

Tato práce mi umožnila nahlédnout hlouběji do problematiky návrhu analogových kmitočtových filtrů vyšších řádů, především pak do návrhových metod k tomu určených.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] HÁJEK, K.; SEDLÁČEK, J. *Kmitočtové filtry*. BEN, 2002, ISBN 80-7300-023-7.
- [2] VRBA, K.; LATTENBERG, I.; MATĚJÍČEK, L. *Analogová technika*. Elektronické studijní texty , VUT v Brně, FEKT, 2002, 107 s.
- [3] NOVOTNÝ, M. *Kmitočtové filtry s říditelnými proudovými sledovači*. Vysoké učení technické v Brně, FEKT, 2008, 32 s.
- [4] JEŘÁBEK, J.; LATTENBERG, I. *Návrh kmitočtových filtrů s CMI vycházející z obecné admitanční sítě*. Internetový časopis Elektrevue, 2006, dostupné z URL: www.elektrevue.cz
- [5] JEŘÁBEK, J.; KOTON, J.; VRBA, K. *Zobecněná metoda návrhu multifunkčních kmitočtových filtrů*. Internetový časopis Elektrevue, 2007, dostupné z URL: www.elektrevue.cz
- [6] JEŘÁBEK, J. *Návrh aktivních filtrů pomocí autonomních obvodů*. Bakalářská práce, VUT v Brně, FEKT, 2005, 44 s.
- [7] HERENCSÁR, N.; VRBA, K. *Obecný přístup k návrhu kmitočtových filtrů pomocí autonomních obvodů*. Internetový časopis Elektrevue, 2006, dostupné z URL: www.elektrevue.cz
- [8] KOLKA, Z. *Uživatelská příručka programu SNAP verze 3.02*. Elektronická příručka programu, 2003, 39 s.
- [9] CHEN, W-K. *The circuits and filters handbook (second edition)*. CRC Press LLC, The USA, 2003, 2961 stran, ISBN 0-8493-0912-3.
- [10] FILKA, M. a kol. *Diplomní semináře – telekomunikace*. VUT v Brně, FEKT, 1989, 301 s.
- [11] KOLKA, Z. *Analýza elektronických obvodů programem OrCAD PSpice*. VUT v Brně, FEKT, 78 s.
- [12] ČAJKA, J.; DOSTÁL, T.; VRBA, K. *Transformace umožňující získat přidružené obvody v proudovém módu*. Internetový časopis Elektrevue, 2000, dostupné z URL: www.elektrevue.cz
- [13] SPONAR, R.; VRBA, K. *Measurements and Behavioral Modeling of Modern Conveyors*. International Journal of Computer Science and Network Security, 2006.
- [14] JEŘÁBEK, J.; VRBA, K. *Návrh kmitočtových filtrů pomocí integračních článků s proudovými aktivními prvky*. Internetový časopis Elektrevue, 2009, dostupné z URL: www.elektrevue.cz

- [15] KOTON, J., et al. *KHN-equivalent voltage-mode filters using universal voltage conveyors*. Int J Electron Commun (AEU) (2010), doi:10.1016/j.aeue.2010.02.005
- [16] VALKO, R.; LATTENBERG, I. *Dynamická optimalizace rozsahu vstupního signálu kmitočtových filtrů s transimpedančními zesilovači*. Internetový časopis Elektrorevue, 2005, dostupné z URL: www.elektrorevue.cz

PŘEHLED POUŽITÝCH ZKRATEK A SYMBOLŮ

ARC	Struktura realizovaná rezistory, kapacitory a aktivními prvky
B	Šířka přenosového pásma
C	Kapacitor
CCCS	Current Controlled Current Source, zdroj proudu řízený proudem
CE	Charakteristická rovnice
CM	Proudový mód
CMI	Current Mirror and Inverter, proudové zrcadlo a invertor
D	Jmenovatel obecné přenosové funkce
DP	Dolní propust
FLF	Follow-the-leader feedback, typ nekaskádního způsobu zapojení filtru
HP	Horní propust
I	Proud
K_i	Přenos proudu
$K(p)$	Modul přenosu
L	Induktor
LF	Leap-frog, typ nekaskádního způsobu zapojení filtru
MCMC	Multi-output Current Mirror and Inverter, n-ěkolikanásobný CMI
OTA	transimpedanční zesilovač
PP	Pásmová propust
PZ	Pásmová zádrž
Q	Činitel jakosti
R	Rezistor
RC	Struktura realizovaná rezistory a kapacitory
RLC	Struktura realizovaná rezistory, kapacitory a indukty
UCC	Univerzální proudový konvektor
VM	Napěťový mód
t	Časová konstanta

ω_0 Úhlový kmitočet

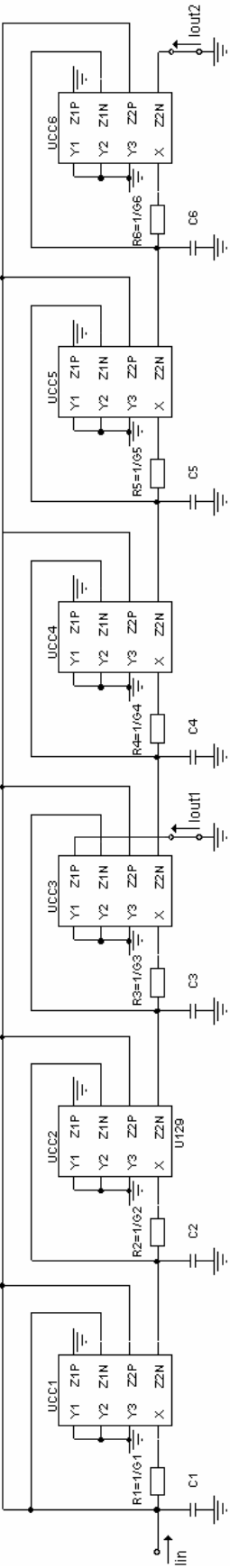
φ Fáze

SEZNAM PŘÍLOH

Příloha 1: Dolní a pásmová propust 6. řádu

Příloha 2: Horní propust 6. řádu

Příloha 1: Dolní a pásmová propust 6. řádu



Příloha 2: Horní propust 6. řádu

