

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

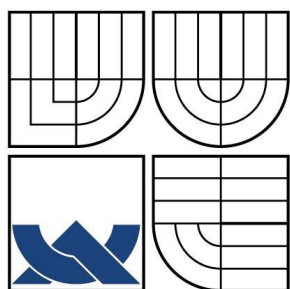
PLNĚ DIFERENČNÍ KMITOČTOVÉ FILTRY V PROUDOVÉM MÓDU

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

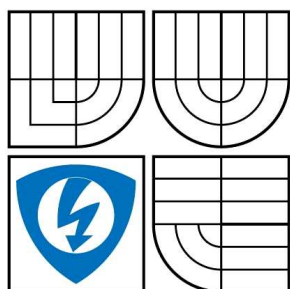
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

MILAN KUBÍK

BRNO 2009



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

PLNĚ DIFERENČNÍ KMITOČTOVÉ FILTRY V PROUDOVÉM MÓDU

FULLY-DIFFERENTIAL CURRENT MODE FREQUENCY FILTERS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

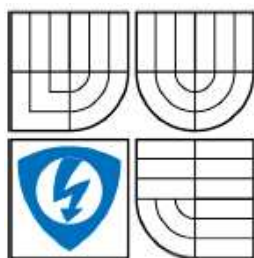
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

MILAN KUBÍK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

ING. JAN JEŘÁBEK

BRNO 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav telekomunikací

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Teleinformatika

Student: Milan Kubík
Ročník: 3

ID: 72948
Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Plně diferenční kmitočtové filtry v proudovém módu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte problematiku analogových kmitočtových filtrů v literatuře, zejména pak struktury pracující s diferenčními signály a v proudovém módu. V rámci bakalářské práce se zaměřte na návrh plně diferenčních filtrů. Jako aktivní prvek uvažujte zejména říditelný proudový zesilovač DCCA (Digitally Controlled Current Amplifier), případně jeho kombinaci s vícevýstupovým proudovým sledovačem MO-CF (Multiple Output Current Follower). Vlastnosti navržených zapojení ověřte simulacemi za pomoci dostupných modelů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Hájek, K., Sedláček, J. Kmitočtové filtry, BEN, 2002.
- [2] Chen, W-K: The circuits and filters handbook (second edition), CRC Press LLC, USA, 2003.
- [3] Koton, J.; Vrba, K.; Ushakov, P.; Mišurec, J. Designing Electronically Tunable Frequency Filters Using the Signal Flow Graph Theory. In Proceedings of the 31th International Conference TSP 2008. Budapest 2008. s. 1-3.

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 2.6.2009

Vedoucí práce: Ing. Jan Jeřábek

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

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské 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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

ANOTACE

Bakalářská práce je zaměřena na návrh plně diferenčních kmitočtových filtrů v proudovém módu. V první části práce je seznámení s problematikou kmitočtových filtrů a vytvářením diferenčních struktur v proudovém módu. Poté následuje seznámení s použitými aktivními prvky - digitálně říditelný proudový zesilovač DCCA (Digitally Controlled Current Amplifier) a vícevýstupový proudový sledovač MO-CF (Multiple Output Current Follower). Klíčovým bodem je vlastní návrh diferenčních filtrů, který je rozdělen na tři části. V první části návrhu jsou vytvářeny filtry za pomoci předloh z programu FilterPro. Vznikla obvodová řešení umožňující realizaci kmitočtových filtrů typu dolní propust, horní propust a pásmová propust. V další části jsou dva návrhy filtrů odvozených z autonomních obvodů pracujících jako dolní a horní propust. V poslední části jsou navrženy dva typy integračních článků – ztrátový a bezztrátový. Spojením těchto obvodů vzniklo kaskádní zapojení realizující tři filtrační funkce a to pásmovou propust 1, pásmovou propust 2 a dolní propust. Na závěr je zhodnocení celé práce a vytvořených struktur filtrů.

KLÍČOVÁ SLOVA

diferenční filtr, proudový mód, analogový kmitočtový filtr, DCCA, MO-CF

ABSTRACT

The bachelor thesis focuses on design of fully-differential frequency filters in current mode. First part informs about problems concerning frequency filters and creating differential structures in current mode. Second part deals with used active components - Digitally Controlled Current Amplifier (DCCA) and Multiple Output Current Follower (MO-CF). Key point is own design of differential filters, which is divided into three parts. In the first part of design results there are filters obtained with help of models from FilterPro software. There are presented circuit structures implementing low pass, high pass and band pass frequency filters. At the next part two filters derived from autonomous circuits. These circuits are working as low pass and high pass frequency filters. In the last part are designed two types of integrator type components – loss integrator and lossless integrator. These circuits were used to realize cascade connection achieving three filtering function – band pass 1, band pass 2 and low pass. Final part summarises the thesis and features of designed structures.

KEYWORDS

differential filter, current mode, analogue frequency filter, DCCA, MO-CF

KUBÍK, M. *Plně diferenciální kmitočtové filtry v proudovém módu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 55 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Jan Jeřábek.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Plně diferenční kmitočtové filtry v proudovém módu“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské 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 bakalářské práce Ing. Janu Jeřábkovi za velmi užitečnou metodickou pomoc a cenné rady při zpracování bakalářské práce.

V Brně dne

.....

podpis autora

Obsah

Úvod.....	9
1 Kmitočtové filtry	10
1.1 Úvod do problematiky kmitočtových filtrů.....	10
1.2 Popis přenosových vlastností filtrů	10
1.3 Dělení filtrů	11
1.3.1 Selektivní filtry.....	12
1.3.2 Dělení podle použitých prvků na dvě základní skupiny	13
1.4 Pasivní filtry	13
1.4.1 Dolní propust RC prvního řádu	13
1.4.2 Horní propust RC prvního řádu.....	14
1.5 Aktivní filtry.....	15
1.6 Napěťový a proudový mód.....	15
1.7 Metoda přidružené transformace.....	16
1.8 Diferenční filtry	17
1.9 Návrh diferenčních struktur	18
1.9.1 Transformace podélných struktur na diferenční.....	18
1.9.2 Transformace příčných struktur na diferenční	19
1.10 Vytváření plně diferenčních aktivních prvků.....	20
1.11 Popis filtrů druhého řádu.....	21
1.12 Nulové body a póly u filtrů druhého řádu	22
2 Použité proudové aktivní prvky	24
2.1 Prvek DCCA (Digitally Controlled Current Amplifier)	24
2.1.1 Vnější popis aktivního prvku	24
2.2 Prvek MO-CF (Multiple Output Current Follower).....	25
3 Vlastní návrh kmitočtových diferenčních filtrů v proudovém módu.....	26
3.1 Návrh diferenčních filtrů za pomoci předloh z programu FilterPro.....	26
3.1.1 Návrh diferenční dolní propusti druhého řádu	26
3.1.2 Návrh diferenční horní propusti druhého řádu	30
3.1.3 Návrh diferenční pásmové propusti druhého řádu	34
3.2 Diferenční filtry odvozené z autonomních obvodů.....	38
3.3 Návrh diferenčních integračních článků a jejich skládání do kaskády	45
3.3.1 Diferenční ztrátový integrační článek	45
3.3.2 Diferenční bezeztrátový integrační článek	46
3.3.3 Kaskádní řazení diferenčních integračních článků.....	47
Závěr.....	50
Seznam použité literatury.....	52
Seznam použitých zkratk, symbolů a veličin	54
A PRVNÍ PŘÍLOHA – OBSAH CD.....	55

Seznam obrázků

Obr. 1.1: Filtr jako lineární dvojbran	10
Obr. 1.2: Ideální modulové charakteristiky základních typů selektivních filtrů	12
Obr. 1.3: Pasivní dolní propust prvního řádu	13
Obr. 1.4: Pasivní horní propust prvního řádu	14
Obr. 1.5: Diferenční dolní propust s využitím OTA zesilovačů podle	17
Obr. 1.6: Transformace podélných rezistorů, kapacitorů a indukčností	18
Obr. 1.7: Příklady transformace podélných rezistorů na diferenční strukturu	18
Obr. 1.8: Transformace příčných rezistorů, kapacitorů a induktorů na	19
Obr. 1.9: Příklad transformace příčných rezistorů na diferenční strukturu	19
Obr. 1.10: Standardní OZ, plně diferenční typ OZ	20
Obr. 1.11: Převod nediferenčního prvku CF na diferenční	20
Obr. 1.12: Diferenční prvek DCCA	20
Obr. 1.13: Zobrazení komplexní roviny s oblastmi stability.....	22
Obr. 2.1: Prvek DCCA (Digitally Controlled Current Amplifier)	24
Obr. 2.2: Prvek MO-CF (Multiple Output Current Follower)	25
Obr. 3.1: Nediferenční dolní propust druhého řádu s OZ v napěťovém módu s vícenásobnou zpětnou vazbou.....	26
Obr. 3.2: Diferenční dolní propust druhého řádu s OZ v napěťovém módu.....	27
Obr. 3.3: Diferenční dolní propust druhého řádu se dvěma prvky DCCA.....	28
Obr. 3.4: Modulová kmitočtová charakteristika diferenční dolní propusti druhého řádu v proudovém módu při použití modelu ideálního a reálného prvku DCCA	29
Obr. 3.5: Nediferenční horní propust druhého řádu s OZ v napěťovém módu s vícenásobnou zpětnou vazbou.....	30
Obr. 3.6: Diferenční horní propust druhého řádu v napěťovém módu.....	30
Obr. 3.7: Diferenční horní propust druhého řádu v proudovém módu.....	31
Obr. 3.8: Modulová kmitočtová charakteristika diferenční horní propusti druhého řádu v proudovém módu při použití modelu ideálního a reálného prvku DCCA	33
Obr. 3.9: Nediferenční pásmová propust druhého řádu v napěťovém módu	34
Obr. 3.10: Diferenční pásmová propust druhého řádu v napěťovém módu.....	34
Obr. 3.11: Plně diferenční pásmová propust druhého řádu v proudovém módu	35
Obr. 3.12: Modulová kmitočtová charakteristika diferenční pásmové propusti druhého řádu v proudovém módu při použití modelu ideálního a reálného prvku DCCA	37
Obr. 3.13: Autonomní obvod	38
Obr. 3.14: Nediferenční horní propust druhého řádu (varianta 2)	39
Obr. 3.15: Diferenční horní propust druhého řádu vzniklá transformací.....	40
Obr. 3.16: Modulová kmitočtová charakteristika diferenční horní propusti.....	41
Obr. 3.17: Nediferenční dolní propust druhého řádu (varianta 3).....	42
Obr. 3.18: Diferenční dolní propust druhého řádu vzniklá transformací autonomního obvodu	43
Obr. 3.19: Modulová kmitočtová charakteristika diferenční dolní propusti	44
Obr. 3.20: Diferenční ztrátový integrační článek v proudovém módu s nízkou vstupní a vysokou výstupní impedancí	45
Obr. 3.21: Diferenční bezztrátový integrační článek v proudovém módu s nízkou vstupní a vysokou výstupní impedancí	46
Obr. 3.22: Kaskádní zapojení ztrátového a bezztrátového integračního článku.	47
Obr. 3.23: Modulová kmitočtová charakteristika pásmové propusti 1, pásmové propusti 2 a dolní propusti druhého řádu při použití ideálního a reálného modelu DCCA	49

Seznam tabulek

Tab. 1: Jednotlivé přenosové funkce filtrů druhého řádu podle.....	21
Tab. 2: Rozložení nulových bodů a pólů u filtrů druhého řádu podle	23
Tab. 3: Hodnoty zesílení prvku DCCA pro všechny vstupní kombinace řídicích pinů.....	24
Tab. 4: Výsledná přenosová funkce v symbolickém tvaru	28
Tab. 5: Výsledná přenosová funkce v symbolickém tvaru	32
Tab. 6: Výsledná přenosová funkce v symbolickém tvaru	36
Tab. 7: Varianty volby pasivních prvků podle	38
Tab. 8: Symbolický tvar přenosové funkce s vyjádřením jednotlivých koeficientů.....	40
Tab. 9: Symbolický tvar přenosové funkce s vyjádřením jednotlivých koeficientů	43

Úvod

Kmitočtové filtry jak analogové tak číslicové jsou nedílnou součástí většiny dnešních elektronických zařízení. Jejich využití se neustále rozšiřuje vlivem technického pokroku, který vyžaduje stále dokonalejší, úspornější a menší zařízení. Elektrické filtry své uplatnění nacházejí v oblasti radiotechniky, elektroakustiky, měřicí techniky, regulační techniky a mnoha dalších. I když je dnešní svět více zaměřen na číslicové zpracování signálů a číslicová technika je v popředí zájmu, tak i nadále jsou analogové filtry aktuální a jejich využití se rozšiřuje díky vývoji nových aktivních prvků, které často pracují v proudovém módu, který jim přináší v některých ohledech lepší funkční vlastnosti.

Tato bakalářská práce je zaměřena na návrh plně diferenčních kmitočtových filtrů pracujících v proudovém módu především s použitím digitálně říditelného proudového zesilovače DCCA (Digitally Controlled Current Amplifier), popřípadě kombinace s vícevýstupovým proudovým sledovačem MO-CF (Multiple Output Current Follower).

1 Kmitočtové filtry

1.1 Úvod do problematiky kmitočtových filtrů

Kmitočtové filtry jsou podle [1] lineární elektrické obvody, které mají schopnost některé kmitočtové složky procházejícího signálu přenést bez potlačení, takovému pásmu říkáme propustné a naopak některé složky utlumují (potlačují), tzv. pásmo potlačení. U reálného filtru je také určité pásmo přechodu, které jak již název napovídá tvoří přechod mezi propustným a nepropustným pásmem a při návrhu filtrů se většinou snažíme, aby tento přechod byl co nejstrmější. Ideální filtr má přechod mezi propustným a nepropustným pásmem skokový. Filtry slouží k filtrování a úpravě procházejícího signálu. Své uplatnění nacházejí v různých oblastech techniky a jejich vývoj neustále pokračuje.

1.2 Popis přenosových vlastností filtrů

Elektrický filtr si můžeme většinou představit jako lineární dvojbran (obr.1.1) podle [2] a popis jeho chování si můžeme vyjádřit pomocí přenosových funkcí.



Obr. 1.1: Filtr jako lineární dvojbran

Základní přenosové funkce:

Přenos napětí naprázdno [2]

$$K_U = \frac{U_2}{U_1}, I_2=0. \quad (1.1)$$

Přenos proudu nakrátko [2]

$$K_I = \frac{I_2}{I_1}, U_2=0. \quad (1.2)$$

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 kmitočtu $K_U(jf)$ nebo $K_U(j\omega)$, kde $\omega=2\pi f$ podle [1]. Nejčastěji ale používáme zápis $K_U(p)$. Kde p komplexní proměnná (kmitočet) a má obecně tvar $p = \sigma + j\omega$, běžně uvažujeme $p = j\omega$.

Přenos dvojbranu je možné matematicky popsat *racionální lomenou funkcí* ve tvaru [1]

$$K(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{a_m p^m + a_{m-1} (p)^{m-1} + \dots + a_1 p + a_0}{b_n p^n + b_{n-1} (p)^{n-1} + \dots + b_1 p + b_0}, \quad (1.3)$$

kde a , b jsou reálné koeficienty. Řád polynomu čitatele m musí být menší nebo roven řádu jmenovatele n ($m \leq n$), kde n je řád filtru. Kořeny polynomu čitatele nazýváme **nulovými body**, zatímco kořeny polynomu ve jmenovateli označujeme jako **póly**. Tvar rovnice a hodnoty jednotlivých nulových bodů a pólů jednoznačně určují kmitočtové vlastnosti filtrů [1]. Výše zmíněnou racionální lomenou funkcí můžeme rozdělit na **modulovou** a **argumentovou** část a obě veličiny vynést v závislosti na kmitočtu jako modulovou charakteristiku $K(\omega)$ a argumentovou kmitočtovou charakteristiku $\varphi(\omega)$.

Modulová charakteristika přenosové funkce je dána vztahem [1]

$$K(\omega) = |K(\omega)| = \sqrt{(\operatorname{Re}(K))^2 + (\operatorname{Im}(K))^2}. \quad (1.4)$$

Zisk v decibelech [1]

$$k(\omega) = K_{dB}(\omega) = 20 \log K(\omega). \quad (1.5)$$

Argumentová charakteristika má tvar [1]

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}(K)}{\operatorname{Re}(K)}. \quad (1.6)$$

Mezní úhlový kmitočet ω_m je definovaný pro pokles modulové charakteristiky o -3dB [1]

$$\omega_m = \frac{1}{\tau}, \quad (1.7)$$

kde τ je časová konstanta, která udává dobu, za kterou odezva na jednotkový skok dosáhne hodnoty odlišující se od ustáleného stavu o $1/e$ [3].

1.3 Dělení filtrů

Filtry se dělí na základě různých hledisek, nejběžnější dělení je podle [1]:

- rozložení propustného a nepropustného pásma (selektivní filtry)
- podle použitých prvků (pasivní a aktivní filtry)
- podle typu zpracovávaného signálu (diferenční a nediferenční)

1.3.1 Selektivní filtry

Tyto filtry mají schopnost některé složky kmitočtového spektra propouštět bez potlačení a naopak některé složky silně tlumí. Rozlišujeme následující typy selektivních filtrů (graficky viz. obr. 1.2) podle [4].

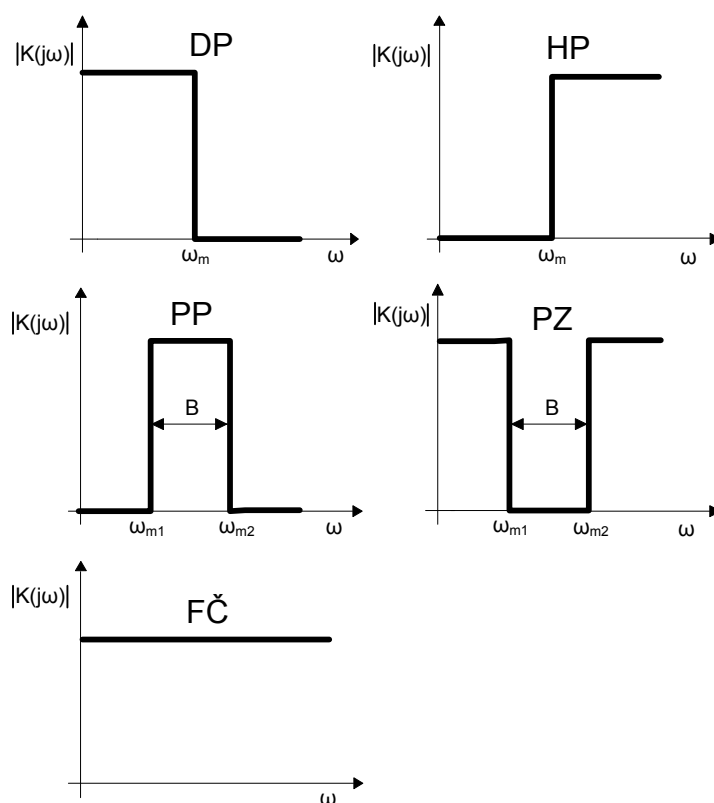
Dolní propust (DP) – propouští signály o kmitočtu menším než je úhlový mezní kmitočet ω_m a naopak složky signálu o kmitočtu větším než ω_m potlačuje.

Horní propust (HP) – propouští signály o kmitočtu větším než je úhlový mezní kmitočet ω_m a menší potlačuje.

Pásmová propust (PP) – propouští pouze určité frekvenční pásmo (šířka pásma se značí B), které je ohraničené mezní horní ω_{m1} a dolní úhlovou frekvencí ω_{m2} .

Pásmová zádrž (PZ) – nepropouští složky signálu mezi mezním dolním a horním úhlovým kmitočtem ω_{m1} a ω_{m2} .

Fázovací člunek (FČ) – mění fázové zpoždění jednotlivých kmitočtových složek.



Obr. 1.2: Ideální modulové charakteristiky základních typů selektivních filtrů

1.3.2 Dělení podle použitých prvků na dvě základní skupiny [1]:

- pasivní
- aktivní

1.4 Pasivní filtry

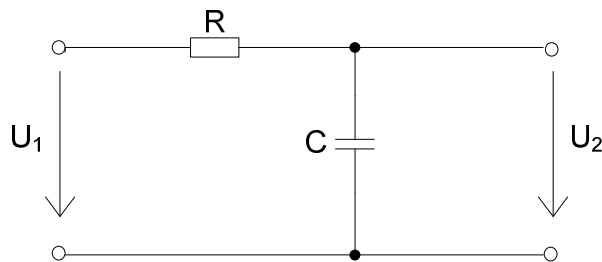
Pasivní filtry jsou realizované pomocí elektrotechnických součástek R, L, C (rezistor, induktor, kapacitor). Pomocí těchto prvků je možné realizovat obvody typu LC, RC, RLC. Nepotřebují externí zdroj napájení a jejich pořizovací cena je velice příznivá. Při realizaci těchto filtrů však nastává problém v oblasti nízkých kmitočtů, kdy potřebujeme indukty s velkou indukčností. Takové indukty jsou rozměrné a špatně se realizují. Proto se snažíme obejít použití induktorů využitím aktivních prvků, např. operačního zesilovače [3].

1.4.1 Dolní propust RC prvního řádu

RC článek bývá také někdy nazýván integrační. Jeho přenosová funkce se v případě napět'ového módu určí z poměru komplexních napětí podle [3]

$$K(j\omega) = \frac{U_2(j\omega)}{U_1(j\omega)} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC}, \quad (1.8, 1.9)$$

$$K(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC} \cdot \frac{1 - j\omega RC}{1 - j\omega RC} = \frac{1}{1 + (\omega RC)^2} - j \frac{\omega RC}{1 + (\omega RC)^2} = \operatorname{Re} K(\omega) + j \operatorname{Im} K(\omega).$$



Obr. 1.3: Pasivní dolní propust prvního řádu

Z přenosové funkce si můžeme vyjádřit modulovou charakteristiku [3]

$$K(\omega) = \operatorname{mod} K(\omega) = \sqrt{(\operatorname{Re} K(\omega))^2 + (\operatorname{Im} K(\omega))^2} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}. \quad (1.10)$$

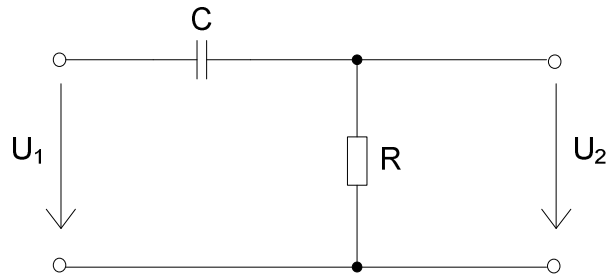
Argumentová charakteristika bude mít tvar [3]

$$\varphi(\omega) = \arg K(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im} K(\omega)}{\operatorname{Re} K(\omega)} = \operatorname{arctg}(-\omega RC) = -\operatorname{arctg}(\omega RC). \quad (1.11)$$

1.4.2 Horní propust RC prvního řádu

RC propusti prvního řádu se také říká derivační článek, její přenosovou funkci si můžeme v případě napětového módu vyjádřit podobně jako u dolní propusti prvního řádu [3]

$$K(j\omega) = \frac{U_2(j\omega)}{U_1(j\omega)} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{R}{\frac{1}{j\omega C} + R} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega RC}}. \quad (1.12)$$



Obr. 1.4: Pasivní horní propust prvního řádu

Zavedeme-li si komplexní proměnou p (komplexní kmitočet) a uvažujeme, že $p = j\omega$ potom [3]

$$K(p) = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{R}{\frac{1}{pC} + R} = \frac{1}{1 + \frac{1}{pRC}}. \quad (1.13)$$

Mezní kmitočet $\omega_m = 2\pi f_m = \frac{1}{RC}$ je definovaný pro pokles o 3 dB.

Argumentová charakteristika bude mít tvar [3]

$$\varphi(\omega) = \arg K(\omega) = \arctg \frac{\text{Im } K(\omega)}{\text{Re } K(\omega)} = \arctg\left(\frac{1}{\omega RC}\right). \quad (1.14)$$

1.5 Aktivní filtry

Aktivní filtry, jak již název napovídá, obsahují aktivní prvek, který umožňuje filtru pracovat i v takových kmitočtových oblastech a s takovými signály, kde by samotné pasivní filtry nebyly schopné plnit požadované úkoly. Na počátku to byl především operační zesilovač, který tvořil srdce aktivních filtrů. V dnešní době se vyvíjejí různé druhy aktivních prvků jako jsou různé zesilovače proudu (DCCA, MO-CF), napěťové a proudové konvejory různých generací (CCx, ICCx), transimpedanční zesilovače (OTA, BOTA, MOTA) a mnohé další, které mají lepší funkční vlastnosti a umožňují rozšíření působnosti filtrů osazených těmito prvky do nových oblastí [3]. Aktivní prvky vždy potřebují externí napájecí zdroj, ale díky moderním materiálům a výrobním postupům aplikovaným ve vnitřní struktuře těchto prvků se jejich nároky na rozměry, napájecí napětí a místo v integrované struktuře zmenšují. Obecně jsou aktivní filtry tvořeny jak aktivními prvky tak i pasivními především rezistory a kapacitory.

1.6 Napěťový a proudový mód

Aktivní filtry mohou pracovat v různých módech [5], [6]. Podle způsobu buzení obvodu a snímání signálové odezvy je možné rozlišovat pracovní módy napěťové, proudové a smíšené. Napěťový mód nalezneme u klasických obvodů, kde je obvod buzen napětím a na výstupu je snímáno napětí. V současné době je velice frekventovaný mód proudový. Nositelem informace je zde proud na rozdíl od napěťového módu kde je nositelem informace napětí. Výhody tohoto módu spočívají v tom, že umožňuje práci v širším kmitočtovém pásmu a má větší dynamický rozsah vstupně/výstupních signálů. V obvodech pracujících v napěťovém módu při neustálém snižování napájecího napětí není možné splnit požadavek na dostatečný odstup signálu od šumu při nízkých hodnotách napájecího napětí. Tento problém právě řeší proudový mód. Nevýhodou proudového módu je v současné době absence přístrojů umožňujících proudové buzení a přímé měření, a proto je nutné při praktické realizaci vřadit do měřicí soustavy převodník napětí na proud před filtrační obvod a převodník proud na napětí za filtrační obvod [7]. Smíšený mód je kombinací proudového a napěťového módu kde je obvod buzen proudem a na výstupu je odebíráno napětí a nebo naopak.

1.7 Metoda přidružené transformace

Pomocí metody přidružené transformace můžeme převádět obvody z napěťového módu do proudového a naopak. Princip metody spočívá v tom, že obvodový prototyp pracující v napěťovém módu má jistý odpovídající přidružený obvod v proudovém módu, který má proudovou přenosovou funkci $K_I = I_{OUT} / I_{IN}$ a platí, že $K_I = -K_U$. Z výše uvedeného plyne, že při transformaci dojde ke změně přenosové funkce, ale pouze je napěťová přenosová funkce invertována vůči proudové přenosové funkci, jinak zůstávají stejné. Znaménko plus nebo minus u přenosové funkce závisí na orientaci proudů. V našem případě nás především zajímá transformace z napěťového módu do proudového, kde obvod v proudovém módu získáme tak, že zaměníme buzení z napěťového (U_{IN}) na proudové (I_{IN}) a zároveň zaměníme vstupní a výstupní bránu. To znamená, že budící napěťový zdroj U_{IN} nahradíme zkratem, přes který pak v obvodu teče výstupní proud I_{OUT} , který je odezvou na I_{IN} . Budící proudový zdroj I_{IN} připojíme na původně výstupní bránu obvodu [8]. Převod pasivních prvků se provádí beze změny. Transformace různých aktivních prvků představuje složitější úlohu, jak je uvedeno podrobněji v [8].

1.8 Diferenční filtry

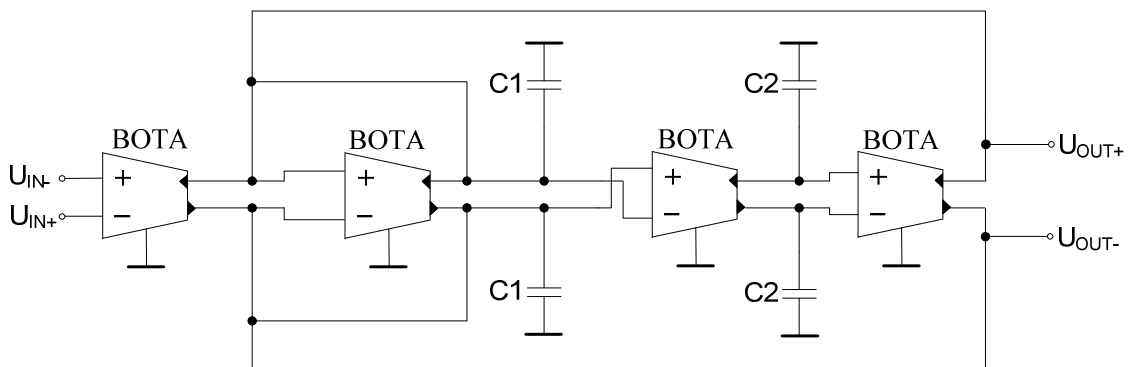
Diferenční (symetrické) struktury kmitočtových filtrů jsou známé již zhruba 50 let, ale jejich využití v počátcích nebylo nikterak velké. S rostoucími nároky na funkci filtrů jejich význam začal stoupat a postupem času si našly své uplatnění v řadě elektronických výrobků a zařízení [9], [10]. Jejich nasazení umožňuje řešit takové případy, kdy by nasazení nediferenčních struktur bylo velice komplikované či dokonce nemožné.

Diferenční filtry jsou takové, které mají dva (diferenční) vstupy a dva (diferenční) výstupy a výsledný nosný signál je daný rozdílem dvou vstupních respektive výstupních signálů. Uspořádání prvků u této struktury je symetrické a tato vlastnost nám umožňuje diferenční struktury lehce identifikovat. Diferenční struktury přinášejí několik výhod oproti nediferenčním strukturám. Hlavní výhody jsou, že zvětšují procento potlačení soufázového signálu, zlepšují přenos, zvětšují dynamický rozsah, odstraňují harmonické zkreslení signálu a omezují efekty výkonového zesílení [9]. Ve smíšené signálové struktuře nebo systému na jednom čipu jsou diferenční struktury velice důležité pro redukci interferencí a šumu z číslicových obvodů.

Své uplatnění nacházejí například u vysokorychlostních převodníků, kde řeší problém s transformací na rozhraní diferenčních vstupů. Jsou nezastupitelné při filtrování signálu na symetrickém vedení, typické použití je u ADSL splitterů [11], kde nám pomáhají oddělit procházející telefonní signál od datového. Dále diferenční filtry nalezneme v různých zapojeních k odfiltrování telefonních hovorů, audio technice a mnoha dalších.

Diferenční struktury jsou obvykle komplexnější než prosté struktury, ale mají samozřejmě také své nevýhody. Při konstrukci zabírají větší čipovou oblast, spotřebovávají více energie a jejich návrh a přenosové funkce jsou mnohem komplikovanější.

Na obr. 1.5 je uveden příklad diferenčního filtru typu DP s OTA zesilovači [9]. Struktura vznikla zrcadlením pasivních prvků vůči zemi a u aktivních prvků byla pro správnou činnost obvodu provedena změna polarit napětí. Invertování napětí je dosaženo vzájemným křížovým propojením.



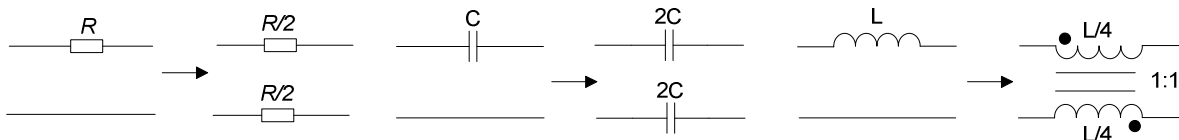
Obr. 1.5: Diferenční dolní propust s využitím OTA zesilovačů podle [9]

1.9 Návrh diferenčních struktur

Diferenční struktury můžeme získat několika způsoby. Nejjednodušší způsob jak vytvořit diferenční strukturu je transformace navržené nediferenční struktury na diferenční. Ta vznikne zrcadlením nediferenční struktury vůči zemi. Počet pasivních prvků vzroste zhruba na dvojnásobek. Místo aktivních prvků, které nemají diferenční vstupy a výstupy použijeme diferenční prvky, které mají k dispozici dvě navzájem opačné polaroty jak na vstupu, tak na výstupu a mohou vytvořit dvě zpětné vazby. Při určování hodnoty pasivních zrcadlených prvků se řídíme podle toho, jakou metodu transformace použijeme. Rozlišujeme dva druhy transformace a to podélných nebo příčných struktur.

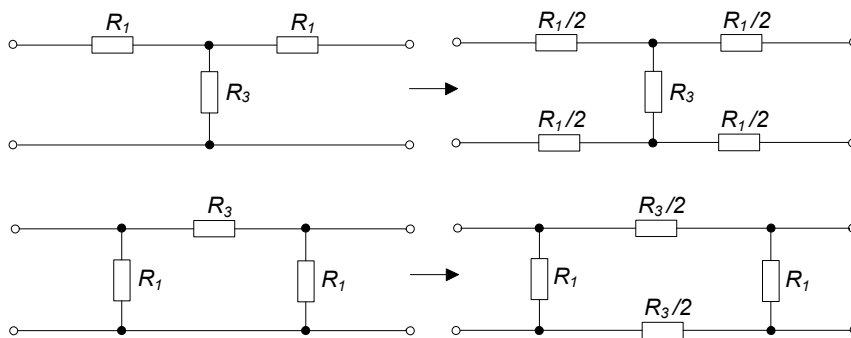
1.9.1 Transformace podélných struktur na diferenční

Při transformaci pasivních podélných struktur podle [11] se řídíme pravidly vyplývajícími z obr. 1.6.



Obr. 1.6: Transformace podélných rezistorů, kapacitorů a indukčností na diferenční struktury

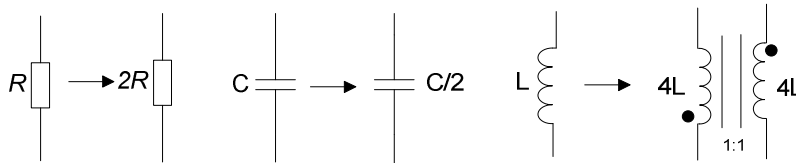
Při této metodě vytváření diferenční struktury zrcadlíme a měníme hodnoty pouze těch prvků ležících v podélné větvi. Příčné prvky zůstávají beze změny. Je nutná shoda hodnot vzájemně symetrických prvků [4]. Každý rezistor v podélné větvi je transformován na dva s hodnotou odporu poloviční vůči původnímu. Kondenzátory se taktéž objeví v obou podélných větvích a jejich hodnota kapacity se zvětší na dvojnásobnou. Induktory v podélné větvi nahradíme transformátory s poměrem počtu závitů 1:1 a se vzájemně opačně orientovanými vinutími, kdy je jedno vinutí zapojeno do horní a druhé do spodní podélné větve. Níže uvedený obr. 1.7 ukazuje nediferenční strukturu převedenou na diferenční s využitím výše uvedených pravidel transformace pro rezistory.



Obr. 1.7: Příklady transformace podélných rezistorů na diferenční strukturu

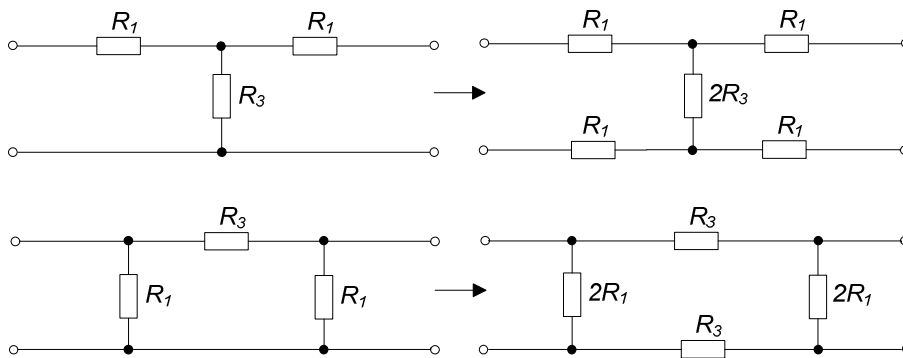
1.9.2 Transformace příčných struktur na diferenční

Transformace pasivních příčných struktur na diferenční pracuje tak, že zrcadlíme nediferenční strukturu vůči zemi a měníme hodnoty pouze těch prvků ležících v příčné větvi (viz. obr. 1.8). Hodnoty prvků v podélných větvích zůstávají beze změny. Každý rezistor v příčné větvi má dvojnásobnou hodnotu vůči původnímu. Hodnota kondenzátorů se naopak sníží na polovinu oproti původní hodnotě. Induktory v podélné větvi nahradíme transformátory s poměrem počtu závitů 1:1 a se vzájemně opačně orientovanými vinutími.



Obr. 1.8: Transformace příčných rezistorů, kapacitorů a induktorů na diferenční struktury

Na obr.1.9 je ukázán postup převodu pasivní nediferenční struktury na diferenční s využitím pravidel příčné transformace pro rezistory.

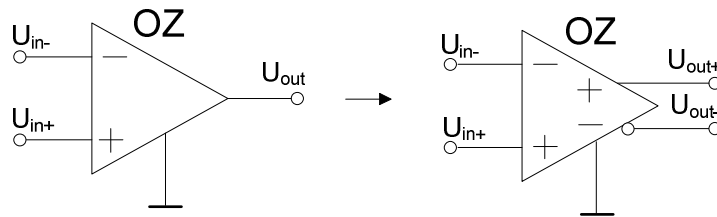


Obr. 1.9: Příklad transformace příčných rezistorů na diferenční strukturu

1.10 Vytváření plně diferencních aktivních prvků

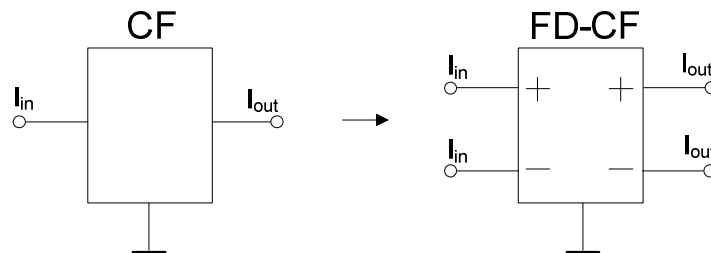
Plně diferencní aktivní prvky jsou takové, které mají jak diferencní vstupy tak i výstupy a výsledný nosný signál je daný rozdílem dvou vstupních, respektive výstupních signálů. Diferencní prvek tedy získáme takovým způsobem, že daný nediferencní prvek rozšíříme tak, aby mohl zpracovávat rozdílové napětí.

U operačního zesilovače, který má diferencní vstup a nediferencní výstup, vznikne plně diferencní typ tak, že přidáme ještě jeden výstup, který bude vzhledem k původnímu výstupu invertovaný viz. obr. 1.10.



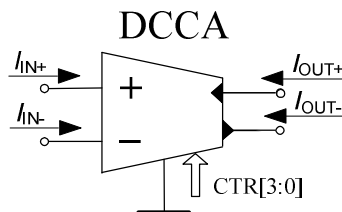
Obr. 1.10: Standardní OZ, plně diferencní typ OZ

U prvku proudové zrcadlo CF (Current Follower) je třeba ještě přidat jeden vstup a výstup aby nám vznikl plně diferencní prvek viz. obr. 1.11.



Obr. 1.11: Převod nediferencního prvku CF na diferencní

Prvek DCCA je obdobou prvku FD-CF, který je plně diferencní a má digitálně říditelné proudové zesílení, více viz. kap. 2.1.



Obr. 1.12: Diferencní prvek DCCA

1.11 Popis filtrů druhého řádu

Mnou navržené filtry jsou druhého řádu, a proto si zde uvedeme jejich stručnou charakteristiku a příslušné přenosové funkce.

Obecně je řád filtru dán počtem pólů (kořenů polynomu jmenovatele) vycházející z rovnice (1.5). U pasivních RLC filtrů to odpovídá počtu akumulacních prvků (L a C) [12]. V případě aktivních filtrů je situace složitější a obecně jejich řád nemusí odpovídat počtu akumulacních prvků v obvodu. Obecně platí, že čím vyšší řád filtru, tím vyšší je strmost přechodu z propustného do nepropustného pásma. Se vzrůstajícím řádem filtru dochází samozřejmě ke zvýšení složitosti daného filtru.

Z rovnice (1.5) si můžeme vyjádřit obecný tvar přenosové funkce druhého řádu

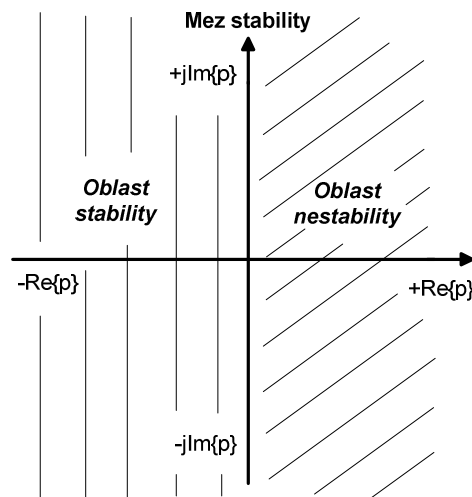
$$K(p) = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2}. \quad (1.15)$$

Tab. 1: Jednotlivé přenosové funkce filtrů druhého řádu podle [1]

Dolní propust (DP)	Horní propust (HP)
$K(p) = \frac{a_0}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0} = \frac{K_0 \omega_p^2}{p^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} p + \omega_p^2}$ <p style="text-align: center;">(1.16)</p>	$K(p) = \frac{a_2 p^2}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0} = \frac{K_\infty p^2}{p^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} p + \omega_p^2}$ <p style="text-align: center;">(1.17)</p>
Pásmová propust (PP)	Pásmová zadrž (PZ)
$K(p) = \frac{a_1 p}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0} = \frac{K_0 \frac{\omega_p}{Q_p} p}{p^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} p + \omega_p^2}$ <p style="text-align: center;">(1.18)</p>	$K(p) = \frac{a_0 + a_2 p^2}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0} = \frac{K_0 (p^2 + \omega_p^2)}{p^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} p + \omega_p^2}$ <p style="text-align: center;">(1.19)</p>
Fázovací člunek (FČ)	<p>V těchto přenosových funkcích se objevují dva nové parametry a to kmitočet pólů ω_p a kvalita pólů Q_p. Jejich vztahy jsou podle [1]</p> $\omega_p = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}} \quad ; \quad Q_p = \sqrt{\frac{b_0 b_2}{b_1^2}}$ <p style="text-align: center;">(1.21a) (1.21b)</p>
$K(p) = \frac{a_2 p^2 - a_1 p + a_0}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0} = \frac{p^2 - \frac{\omega_p}{Q_p} p + \omega_p^2}{p^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} p + \omega_p^2}$ <p style="text-align: center;">(1.20)</p>	

1.12 Nulové body a póly u filtrů druhého řádu

Nulové body a póly nás informují o důležitých vlastnostech filtrů. Jedná se především o informaci jakého je filtr řádu a jestli je stabilní nebo ne. Filtry druhého řádu mají komplexní nulové body a póly a informace o stabilitě či nestabilitě obvodu je u těchto filtrů jednoznačně obsažena v poloze pólů obvodu v komplexní rovině operátoru p , konkrétně v tom, zda reálné části všech pólů jsou záporné či nikoliv. Z těchto poznatků vychází obecné pravidlo, že lineární obvod je stabilní, pokud jeho všechny póly leží v levé otevřené komplexní polorovině, tj. pokud reálné složky všech pólů jsou menší než nula (viz. obr. 1.10). Další nutnou podmínkou stabilní soustavy je, že polynom charakteristické rovnice má všechny součinitele (a_n) kladné, je tzv. striktním Hurwitzovým polynomem [13]. Stabilní soustavu také získáme, když se v charakteristické rovnici vyskytují všechny mocniny proměnné p .



Obr. 1.13: Zobrazení komplexní roviny s oblastmi stability (osa y je mez stability, levá polorovina odpovídá oblasti stability a pravá polorovina oblastí nestability)

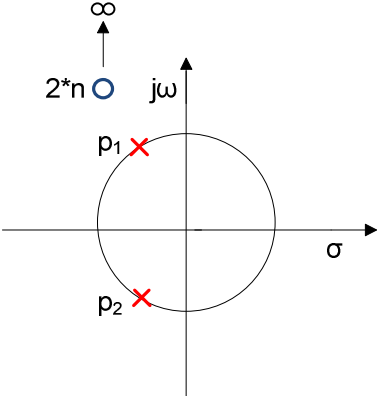
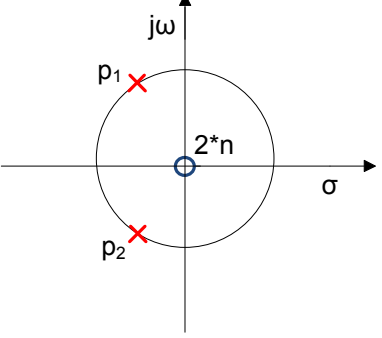
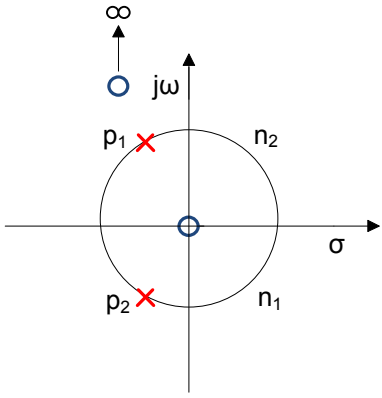
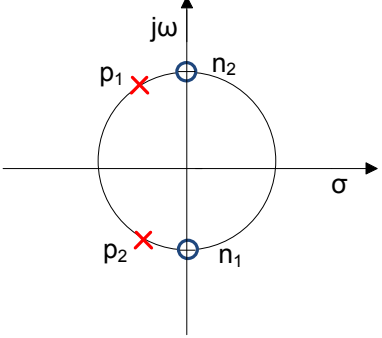
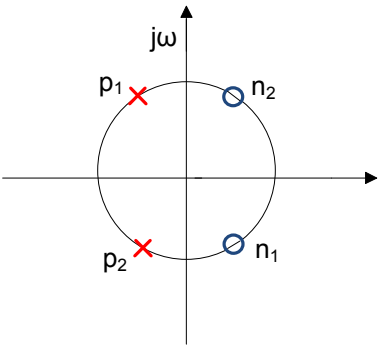
Nulové body a póly si můžeme vyjádřit prostřednictvím přenosové funkce, která má obecně následující tvar podle [1]

$$K(p) = \frac{a_m p^m + a_{(m-1)} p^{(m-1)} + \dots + a_0}{b_n p^n + b_{(n-1)} p^{(n-1)} + \dots + b_0} = K_0 \frac{\prod_m (p - n_i)}{\prod_n (p - n_j)}, \quad (1.22)$$

kde n_i jsou nulové body a n_j póly přenosové funkce. Hodnoty nulových bodů a pólů, jakož i koeficientů přenosové funkce, jsou dány parametry součástek obvodu. Při jejich změnách se posouvá plocha celé přenosové funkce a dochází tak ke změnám v modulové a fázové charakteristice.

Pro vysvětlení navrhovaných diferenčních filtrů uvádím tabulku s rozložením nulových bodů a pólů u filtrů druhého řádu (viz. tab. 2).

Tab. 2: Rozložení nulových bodů a pólů u filtrů druhého řádu podle [1]

<p>Dolní propust má dva komplexně sdružené póly a dva nulové body v nekonečnu</p>	<p>Horní propust má dva komplexně sdružené póly a dva nulové body v nule.</p>
	
<p>Pásmová propust má dva komplexně sdružené póly, jeden nulový bod v nule a druhý v nekonečnu</p>	<p>Pásmová zadrž má dva komplexně sdružené póly a nulové body. Nulové body se nacházejí na imaginární ose.</p>
	
<p>Fázovací členek má dva komplexně sdružené póly a nulové body jsou umístěny v pravé polorovině symetricky k pólům.</p>	<p>Označení nulových bodů a pólů: × Pól ○ Nulový bod</p>
	

2 Použité proudové aktivní prvky

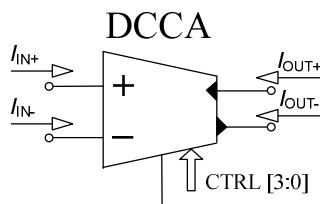
2.1 Prvek DCCA (Digitally Controlled Current Amplifier)

2.1.1 Vnější popis aktivního prvku

Prvek je momentálně pracovně nazýván DCCA = Digitally Controlled Current Amplifier podle [14]. Název tohoto prvku v překladu znamená Digitálně říditelný proudový zesilovač. Platí pro něj následující vztahy:

$$I_{OUT+} = A_I (I_{IN+} - I_{IN-}), \quad I_{OUT-} = -A_I (I_{IN+} - I_{IN-}), \quad (2.1a, 2.1b)$$

přičemž A_I je proudové zesílení, které lze digitálně řídit pomocí digitální sběrnice CTRL [3:0], dále I_{IN+} a I_{IN-} jsou vstupní proudové svorky. I_{OUT+} a I_{OUT-} jsou výstupní proudové svorky. Schématická značka je na obr. 2.1.



Obr. 2.1: Prvek DCCA (Digitally Controlled Current Amplifier)

Proudové zesílení A_I se nastavuje v rozmezí od 3 do 93 s krokem po 6 (3, 9, 15, ..., 87, 93) pomocí čtyř řídicích vstupů. Všechny kombinace shrnuje tab. 3.

Tab. 3: Hodnoty zesílení prvku DCCA pro všechny vstupní kombinace řídicích pinů

i	D3	D2	D1	D0	A_i [-]	A_i [dB]
0	0	0	0	0	3	9,54
1	0	0	0	1	9	19,08
2	0	0	1	0	15	23,52
3	0	0	1	1	21	26,44
4	0	1	0	0	27	28,63
5	0	1	0	1	33	30,37
6	0	1	1	0	39	31,82
7	0	1	1	1	45	33,06
8	1	0	0	0	51	34,15
9	1	0	0	1	57	35,12
10	1	0	1	0	63	35,99
11	1	0	1	1	69	36,78
12	1	1	0	0	75	37,50
13	1	1	0	1	81	38,17
14	1	1	1	0	87	38,79
15	1	1	1	1	93	39,37

2.2 Prvek MO-CF (Multiple Output Current Follower)

Obvod MO-CF (Multiple Output Current Follower), v překladu vícevýstupový proudový sledovač, představuje univerzální proudový prvek. Má jeden proudový vstup, několik proudových výstupů a svorku pro připojení na zem. Obvod pracuje tak, že nám ze vstupu na výstup přenesení proud nezměněný (zrcadlený) nebo s opačnou polaritou (invertovaný). O zrcadlení nebo invertování rozhodují proudové přenosové koeficienty [6]. Funkci obvodu si můžeme vyjádřit čtyřmi rovnicemi

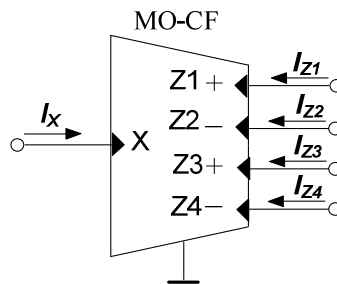
$$I_{Z1} = n_1 I_X, \quad (2.2)$$

$$I_{Z2} = n_2 I_X, \quad (2.3)$$

$$I_{Z3} = n_3 I_X, \quad (2.4)$$

$$I_{Z4} = n_4 I_X, \quad (2.5)$$

kde n_{1-4} jsou proudové přenosové koeficienty. Schématická značka pro variantu, kde je $n_1 = n_3 = +1$ a $n_2 = n_4 = -1$ je na obr. 2.2.



Obr. 2.2: Prvek MO-CF (Multiple Output Current Follower)

3 Vlastní návrh kmitočtových diferenčních filtrů v proudovém módu

3.1 Návrh diferenčních filtrů za pomoci předloh z programu FilterPro

Pomocí programu FilterPro V2.0, který slouží k návrhu kmitočtových filtrů v napěťovém módu s aktivním prvkem OZ (operační zesilovač) byly vygenerovány filtry druhého řádu s požadovanými parametry a tyto struktury následně převedeny na diferenční pracující nejprve v napěťovém módu a poté v proudovém módu s prvkem DCCA (Digitally Controlled Current Amplifier). Zmíněný program je od americké firmy Texas Instruments a je volně dostupný z webových stránek firmy, odkaz na tyto stránky je uveden v seznamu použité literatury na konci práce [15].

Vlastní tvorba a převod na diferenční strukturu a proudový mód probíhal v programu SNAP, který slouží pro symbolickou, semisymbolickou a aproximační analýzu linearizovaných obvodů [16]. Pomocí tohoto programu byly zobrazeny přenosové funkce jednotlivých filtrů, rozložení nulových bodů a pólů a modulové charakteristiky.

3.1.1 Návrh diferenční dolní propusti druhého řádu

V programu FilterPro V2.0 jsem si vytvořil nediferenční dolní propust druhého řádu v napěťovém módu s aktivním prvkem OZ (operační zesilovač) obr. 3.1 s následujícími parametry:

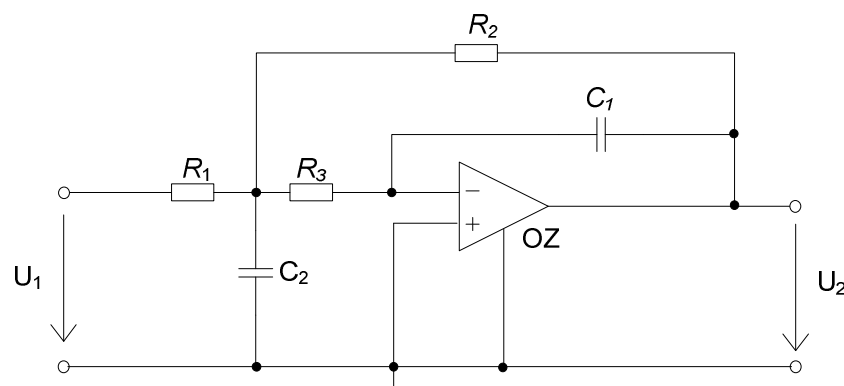
Typ filtru: MFB (Multiple feedback = vícenásobná zpětná vazba)

Mezní frekvence: $f_{mez} = 1$ MHz

Činitel jakosti: $Q = 0,707$

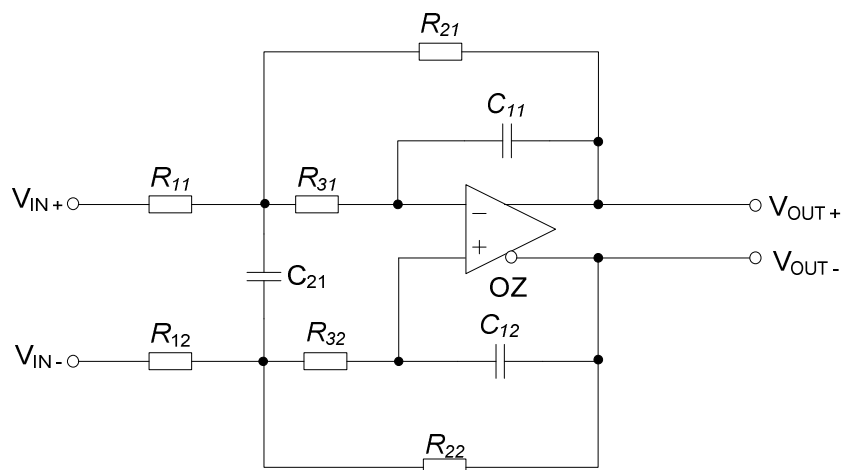
Typ aproximace: Butterworthova

Hodnoty jednotlivých součástek vypočítaných pomocí programu FilterPro jsou $R_1 = 5,76$ k Ω , $R_2 = 5,76$ k Ω , $R_3 = 13,7$ k Ω , $C_1 = 6,8$ pF a $C_2 = 47$ pF.



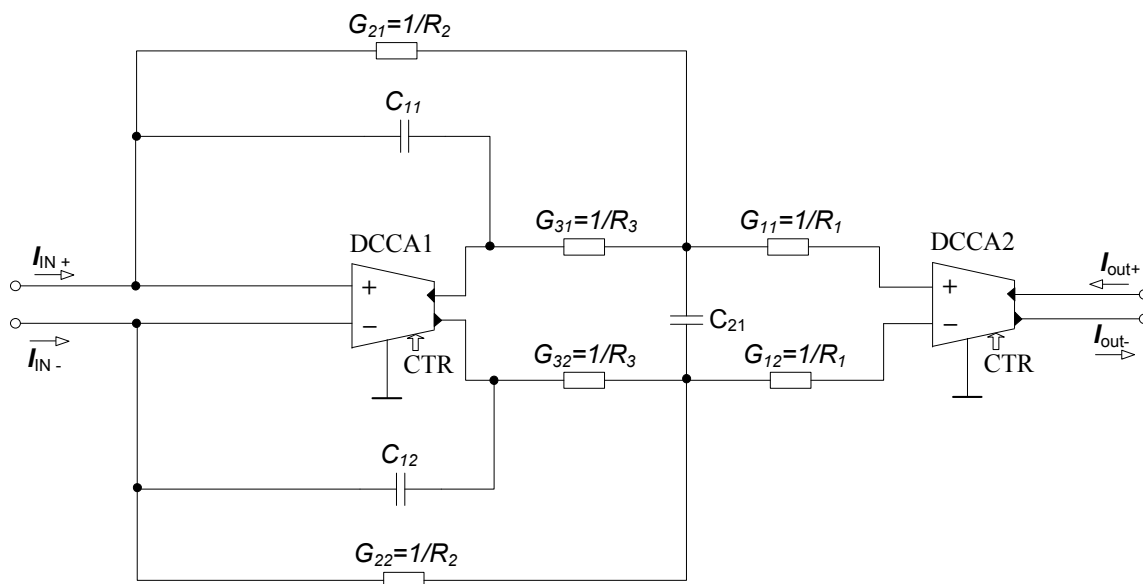
Obr. 3.1: Nediferenční dolní propust druhého řádu s OZ v napěťovém módu s vícenásobnou zpětnou vazbou

Zmíněná nediferenční struktura byla převedena na diferenční pomocí programu FilterPro (obr. 3.2). Místo nediferenčního operačního zesilovače je použit diferenční. Pasivní prvky jsou zrcadleny vůči zemi a jejich hodnoty zůstávají stejné až na hodnotu kondenzátoru C_2 , jehož hodnota se zmenšila na polovinu $C_{21} = 23,5$ pF, tento převod na diferenční strukturu vychází z transformace příčných prvků, kde měníme pouze hodnoty prvků umístěných v příčných větvích. Informace k tomuto převodu jsou uvedeny v teorii k návrhu diferenčních struktur (kap. 1.9.2).



Obr. 3.2: Diferenční dolní propust druhého řádu s OZ v napět'ovém módu

Hlavní část návrhu spočívá v tom, že jsem diferenční strukturu převedl z napět'ového módu do proudového a místo operačního zesilovače použil prvek DCCA. Na výstupu filtru byl také použit prvek DCCA, který plní funkci oddělovacího článku a zajišťuje, aby na výstupu byla vysoká výstupní impedance (Z_{vyst}) a jelikož i na vstupu obvodu je prvek DCCA, bude mít filtr také nízkou vstupní impedanci (Z_{vst}). Toto uspořádání prvků DCCA umožňuje filtru pracovat nezávisle na impedanci připojené na vstupu a výstupu obvodu. Nastavení proudového zesílení u prvků DCCA1 a DCCA 2 je $A_{11} = A_{12} = 3$. Převod z napět'ového módu do proudového probíhá pomocí tří kroků. Zaměníme vstup a výstup obvodu, prvek DCCA zrcadlíme zprava doleva a pasivní struktury zachováme. Navržené zapojení jsem nakreslil v programu SNAP. Vlivem použitého oddělovacího článku došlo k posunutí modulové charakteristiky o 12 dB nad 0 dB. Proto bylo nutné změnit hodnoty součástek tak, aby se modulová charakteristika vrátila zpět na 0 dB. K řešení byl využit program FilterPro a změnou parametru Gain (V/V) z 1 V na 0,2 V byly získány nové hodnoty kondenzátorů $C_{11} = C_{12} = 15$ pF, $C_{21} = 34$ pF a hodnoty rezistorů $R_{11} = R_{12} = 11,8$ k Ω , $R_{21} = R_{22} = 2,37$ k Ω a $R_{31} = R_{32} = 10,5$ k Ω . Výsledné schéma zapojení diferenční dolní propusti druhého řádu se dvěma prvky DCCA v proudovém módu je na obr. 3.3. Místo rezistorů byly pro návrh použity vodivosti $G_{11} = G_{12} = 1/R_1 = 1/11800 = 8,47 \cdot 10^{-5}$ S, $G_{21} = G_{22} = 1/R_2 = 1/2370 = 4,22 \cdot 10^{-4}$ S a $G_{31} = G_{32} = 1/R_3 = 1/10500 = 9,52 \cdot 10^{-5}$ S z důvodu přehlednějšího a jednoduššího zobrazení přenosové funkce.



Obr. 3.3: Diferenční dolní propust druhého řádu se dvěma prvky DCCA v proudovém módu

Jelikož byla výsledná přenosová funkce velice složitá, pokusil jsem se ji zjednodušit tak, že jsem vycházel z následujícího předpokladu, že $C_1 = C_{11} = C_{12}$, $C_2 = C_{21}$, $G_1 = G_{11} = G_{12}$, $G_2 = G_{21} = G_{22}$ a $G_3 = G_{31} = G_{32}$. Poté byla přenosová funkce dále ručně zjednodušována pomocí vytýkání a dalších matematických operací až byl nakonec získán výsledný symbolický tvar (viz. tab. 4), kde jsou uvedeny jednotlivé koeficienty pro čítec a jmenovatel přenosové funkce. I přes důkladné zjednodušování zůstává přenosová funkce poměrně složitá.

Tab. 4: Výsledná přenosová funkce v symbolickém tvaru

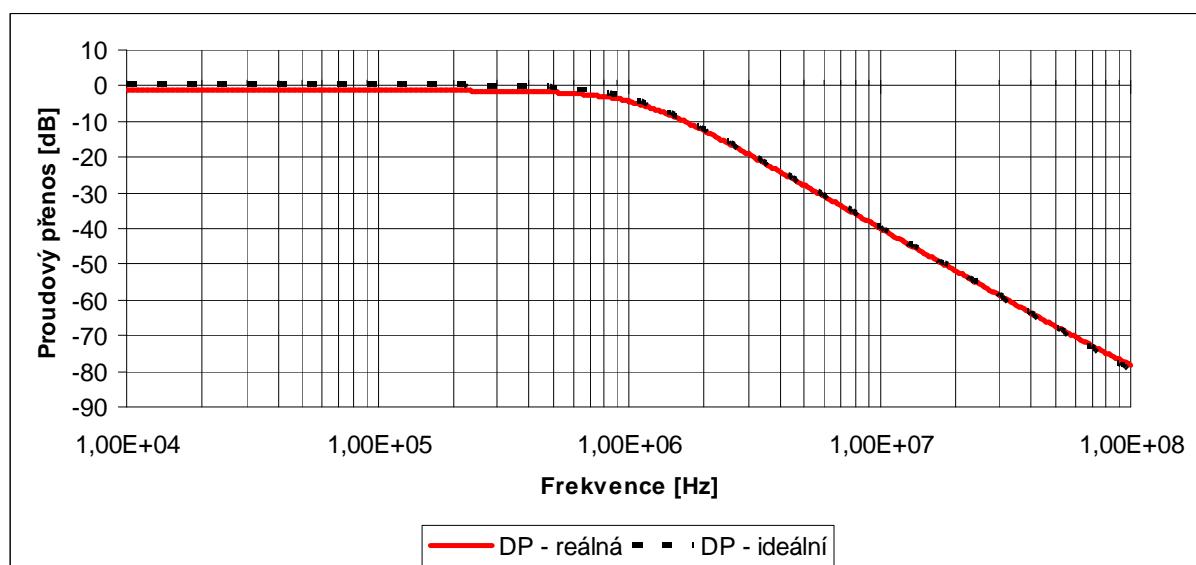
Čítec
$a_0 = G_3^2 G_1 A_1 A_2 \cdot (G_1 + G_2)$ $a_1 = p G_1 G_3 C_1 A_1 A_2 \cdot (G_2 + G_1 + G_3)$
Jmenovatel
$b_0 = 2G_2 G_3^2 \cdot (C_1 + G_1 A_1 + G_2) + G_3^2 \cdot (G_1^2 + G_2^2)$ $b_1 = p \left(4G_2 C_1 G_3 \cdot (G_1 + G_3 A_1 + G_2) + 6A_1 G C_1 G_3 G_1 + 2G_2 G_3 \cdot (C_1 \cdot (G_2 + G_3) + G_3 C_2) + \right. \\ \left. + 2G_3 G_1 C_1 \cdot (G_3 + G_1 + G_3 C_2 + A_1 G_1 + A_1 G_3) \right)$ $b_2 = p^2 \left(2G_2 C_1^2 \cdot (G_1 \cdot (1 + A_1) + G_3) + 2C_1 G_3 (G_3 C_2 + C_1 G_1) + 2A_1 C_1^2 \cdot (G_2^2 + G_3^2) + 4C_1 G_3 \cdot \right. \\ \left. \cdot (C_2 G_1 + G_2 C_1 A_1 + G_2 C_2 + G_2 C_2 A_1 + C_1 G_1 A_1 + C_2 G_1 A_1) + C_1^2 \cdot (G_1^2 + G_2^2 + G_3^2) \right)$ $b_2 = p^3 \left(2C_1^2 C_2 \cdot (G_2 + G_3 + G_1) + 4A_1 C_1^2 C_2 \cdot (G_1 + G_2 + G_3) \right)$

Semisymbolický tvar přenosové funkce je

$$K(p) = -4,066 \cdot 10^{13} \cdot \frac{5,343 \cdot 10^6 + p}{2,164 \cdot 10^{20} + p^2 + 9,263 \cdot 10^{13} p + 1,509 \cdot 10^7 + p^3} \quad (3.1)$$

Obvod má jeden nulový bod $z_0 = -5342674,199$ a tři póly $p_{1,2} = -4878333,33 \pm j 4087606,947$ a $p_3 = -5342674,199$. Pomocí parametrů zjištěných v programu SNAP jsem si ověřil, že se opravdu jedná o filtr druhého řádu, jelikož má dva komplexně sdružené póly $p_{1,2}$, reálné části pólů jsou záporné a nacházejí se v levé polorovině komplexní roviny a tím je zajištěna stabilita obvodu. Nulový bod z_0 a pól p_3 mají stejnou hodnotu a vzájemně se vyruší. Díky tomu se obvod chová jako filtr druhého řádu. Výsledná modulová kmitočtová charakteristika má pokles 40 dB na dekádu a její tvar odpovídá Butterworthově aproximaci. Mezní frekvence je 1 MHz.

Dále byla provedena simulace zapojení v programu OrCAD se dvěma modely prvku DCCA. Jeden prvek má ideální parametry stejně jako model prvku v programu SNAP. Druhý model má reálnější parametry částečně odpovídající předpokládaným vlastnostem skutečného prvku. Jelikož není dostupný fungující reálný prvek a tím pádem možnost jeho proměření a získání potřebných údajů pro vytvoření skutečnějšího modelu, je z tohoto důvodu použit jednoduchý reálný model, který se jen málo liší od ideálního modelu. Z tohoto důvodu se grafy zjištěné při simulaci liší jen nepatrně. Na obr. 3.4 je zobrazena výsledná modulová kmitočtová charakteristika navržené dolní propusti při použití obou typů modelů prvku DCCA. Průběhy obou simulací jsou téměř totožné.



Obr. 3.4: Modulová kmitočtová charakteristika diferenční dolní propusti druhého řádu v proudovém módu při použití modelu ideálního a reálného prvku DCCA

3.1.2 Návrh diferenční horní propusti druhého řádu

V případě návrhu horní propusti jsem postupoval obdobně jako v případě dolní propusti. V programu FilterPro V2.0 byla navržena nediferenční horní propust druhého řádu v napěťovém módu s aktivním prvkem OZ (operační zesilovač) - obr. 3.5 s následujícími parametry:

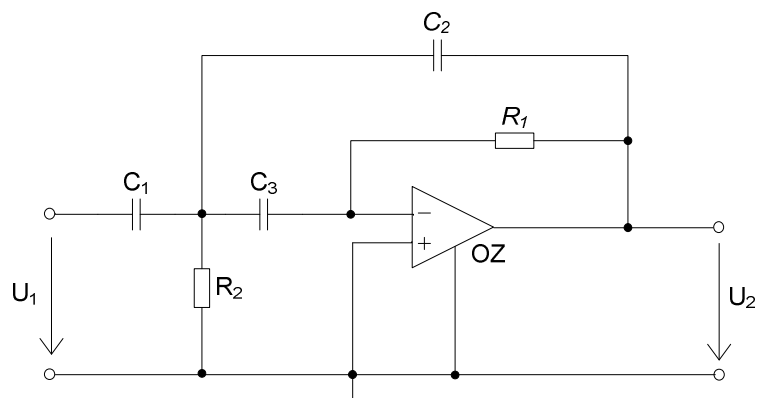
Typ filtru: MFB (Multiple feedback = vícenásobná zpětná vazba)

Mezní frekvence: $f_{mez} = 1 \text{ MHz}$

Činitel jakosti: $Q = 0,707$

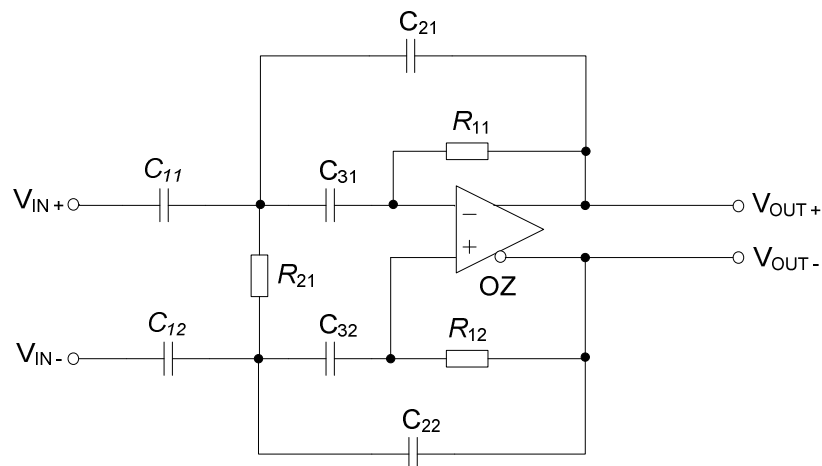
Typ aproximace: Butterworthova

Hodnoty součástek spočítané programem FilterPro pro dané zapojení jsou $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 3,83 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 22 \text{ pF}$, $C_2 = 22 \text{ pF}$, $C_3 = 15 \text{ pF}$.



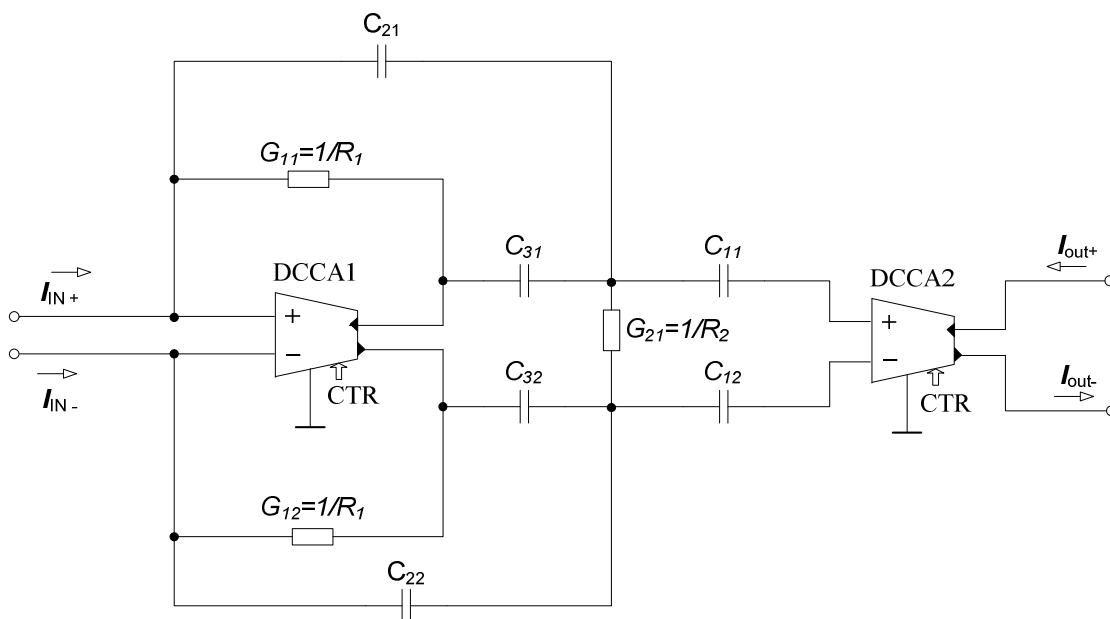
Obr. 3.5: Nediferenční horní propust druhého řádu s OZ v napěťovém módu s vícenásobnou zpětnou vazbou

Zmíněná nediferenční struktura byla převedena na diferenční v napěťovém módu s OZ za pomoci transformace příčných struktur (obr. 3.6). Pasivní prvky jsou zrcadleny vůči zemi a jejich hodnoty zůstávají stejné až na hodnotu rezistoru R_2 nacházejícího se v příčné větvi, jehož hodnota se zvětšila dvakrát na $R_{21} = 7,5 \text{ k}\Omega$.



Obr. 3.6: Diferenční horní propust druhého řádu v napěťovém módu s aktivním prvkem OZ

V poslední části návrhu jsem diferenční strukturu převedl z napětového módu do proudového a místo operačního zesilovače použil prvek DCCA. Na výstupu filtru je také použit prvek DCCA, který plní funkci oddělovacího článku. Nastavení proudového zesílení u prvků DCCA1 a DCCA2 je $A_{I1} = A_{I2} = 3$. Vlivem oddělovacího článku došlo opět k posunutí modulové charakteristiky o 12 dB nad 0 dB. Proto bylo nutné změnit hodnoty součástek tak, aby se modulová charakteristika vrátila zpět na 0 dB. K řešení jsem opět využil program FilterPro a změnou parametru Gain (V/V) z 1 V na 0,2 V jsem získal nové hodnoty součástek $C_{11} = C_{12} = 6,8$ pF, $C_{21} = C_{22} = 33$ pF, $C_{31} = C_{32} = 15$ pF a $R_{11} = R_{12} = 12,4$ k Ω a $R_{21} = 8,25$ k Ω . Na obr. 3.7 je výsledné schéma zapojení diferenční horní propusti druhého řádu se dvěma prvky DCCA pracující v proudovém módu. Místo rezistorů byly pro návrh použity vodivosti $G_{11} = G_{12} = 1/R_{11} = 1/12400 = 8,06 \cdot 10^{-5}$ S a $G_{21} = 1/R_{21} = 1/8250 = 1,21 \cdot 10^{-4}$ S z důvodu přehlednějšího a jednoduššího zobrazení přenosové funkce.



Obr. 3.7: Diferenční horní propust druhého řádu v proudovém módu se dvěma prvky DCCA

Pro výpočet přenosové funkce byl opět využit program SNAP, kde jsem se pokusil zjednodušit přenosovou funkci tak, že $C_1 = C_{11} = C_{12}$, $C_2 = C_{21} = C_{22}$, $C_3 = C_{31} = C_{32}$, $G_1 = G_{11} = G_{12}$ a $G_2 = G_{21}$. Tímto způsobem se přenosová funkce o hodně zjednodušila, poté byla dále ručně zjednodušována pomocí vytýkání a dalších matematických operací. Výsledný symbolický tvar se zobrazením jednotlivých koeficientů pro čítelel a jmenovatel je uveden v tab. 5.

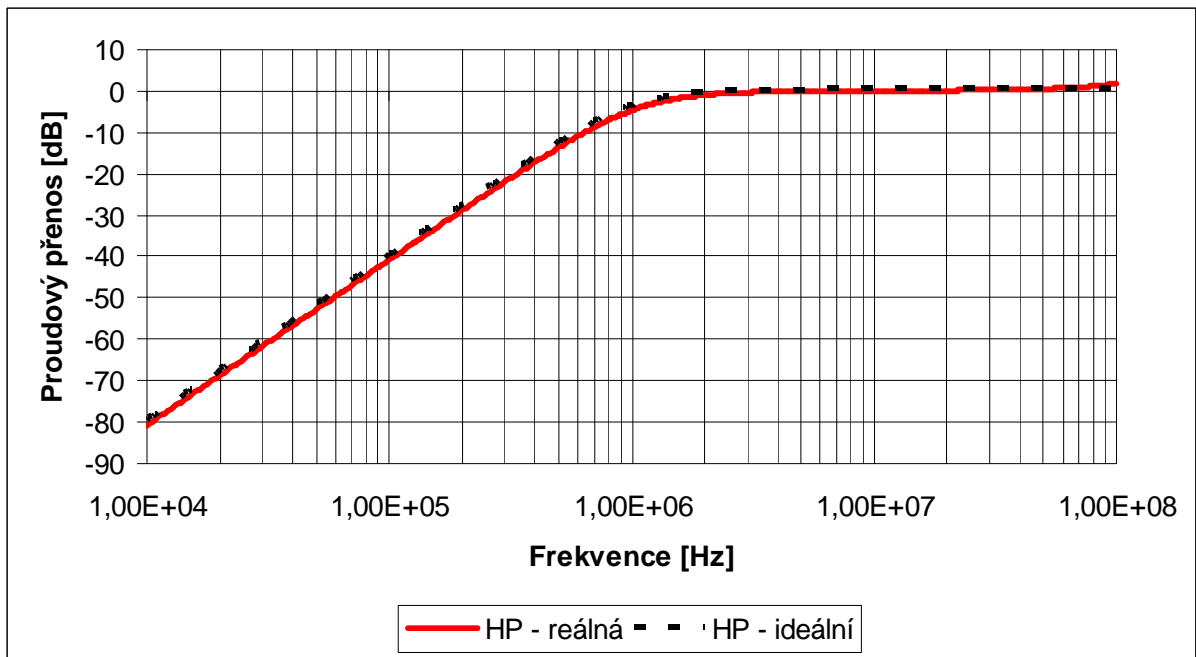
Tab. 5: Výsledná přenosová funkce v symbolickém tvaru

Čítatel
$a_2 = -p^2 \cdot (4A_2C_3C_1G_1A_1 \cdot (C_1 + C_2 + C_3))$ $a_3 = -p^3 (4A_2C_3^2C_1A_1 \cdot (C_1 + C_2))$
Jmenovatel
$b_0 = 2G_2G_1^2 \cdot (C_1 + C_2 + C_3) + 4G_1^2G^2A_1 \cdot (C_1 + C_2 + C_3)$ $b_1 = p(2C_3G_1 \cdot (A_1 + G_1 \cdot (C_1 + C_2)) + C_3G_2) + 2G_1^2A_1 \cdot (C_1^2 + C_2^2 + C_2)$ $b_2 = p^2 \left(2C_3^2(C_1 \cdot (G_1 + G_2 + G_1A_1) + C_2 \cdot (G_1 + G_2)) + 2C_3G_1 \cdot (C_1^2A_1 + 1 + C_2^2 + \right.$ $\left. + 4C_3C_2G_1 \cdot (C_1 + A_1 \cdot (C_2 + C_3)) + 6C_3C_2C_1G_1A_1 \right)$ $b_3 = p^3 (2C_3^2C_2 \cdot (C_1A_1 + C_1 + C_2) + C_3^2 \cdot (C_2^2 + C_1^2))$

Semisymbolický tvar přenosové funkce je

$$K(p) = -1,029 \cdot \frac{-7,655 \cdot 10^{-12} + p 3,176 \cdot 10^1 + p^2 1,261 \cdot 10^{-5} + p^3 7,403 \cdot 10^6 + p^4}{p 2,840 \cdot 10^{20} + p^2 1,101 \cdot 10^{14} + p^3 1,709 \cdot 10^7 + p^4}. \quad (3.2)$$

Obvod má čtyři nulové body $z_{1,2} = -6,821 \cdot 10^{-13} \pm j0,00207$, $z_3 = -7402589,615$, $z_4 = 2,409 \cdot 10^{-13}$ a 4 póly $p_{1,2} = -4846050,182 \pm j3857628,055$, $p_3 = 0$ a $p_4 = -7402589,615$. Pomocí parametrů zjištěných při simulaci navrženého filtru v programu SNAP jsem si ověřil, že se opravdu jedná o filtr druhého řádu. Nulové body z_3, z_4 a póly p_3, p_4 mají stejnou hodnotu a vzájemně se vyruší a nemají vliv na celkovou činnost obvodu. Zbylé komplexně sdružené póly $p_{1,2}$ mají reálné části záporné a nacházejí se v levé polorovině komplexní roviny, tím je zajištěna stabilita obvodu. Dále zůstávají komplexní nulové body $z_{1,2}$, což je poslední podmínka nutná pro vytvoření horní propusti druhého řádu. Výsledná modulová kmitočtová charakteristika má parametry odpovídající horní propusti druhého řádu. Vzestup na dekádu je 40 dB a její tvar odpovídá Butterworthově aproximaci. Mezní frekvence je 1 MHz. Poté byla provedena simulace v programu OrCAD, která probíhala stejným způsobem jako u dolní propusti s použitím dvou modelů prvku DCCA. Ze zobrazených průběhů je vidět, že charakteristika zapojení s reálným prvkem DCCA je od ideálního průběhu posunuta jen nepatrně. Výsledek simulace je zobrazen na obr. 3.8.



Obr. 3.8: Modulová kmitočtová charakteristika diferenční horní propusti druhého řádu v proudovém módu při použití modelu ideálního a reálného prvku DCCA

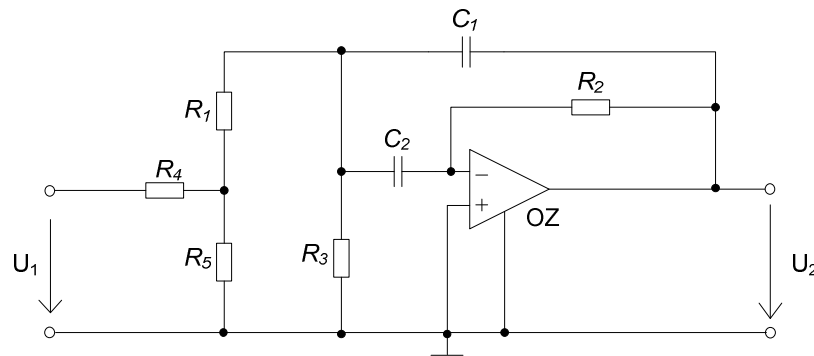
3.1.3 Návrh diferenční pásmové propusti druhého řádu

Při návrhu diferenční pásmové propusti se postupovalo obdobně jako u předešlých návrhů. V programu FilterPro V2.0 jsem navrhl nediferenční pásmovou propust druhého řádu v napět'ovém módu s aktivním prvkem OZ (operační zesilovač) s následujícími parametry:

Mezní frekvence: $f_{mez} = 2 \text{ MHz}$

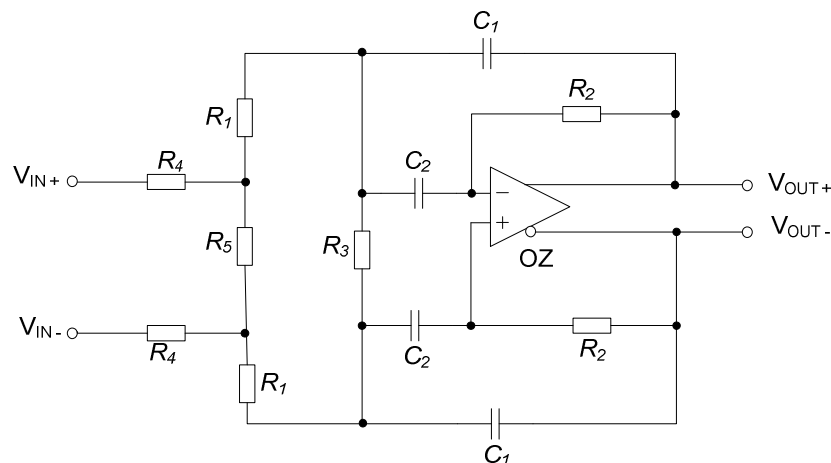
Činitel jakosti: $Q = 1$

Hodnoty součástek spočítané programem FilterPro pro dané zapojení (obr. 3.9) jsou $R_1 = 3,4 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 68,1 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 44,5 \text{ }\Omega$, $R_4 = 15,4 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 850 \text{ }\Omega$, $C_1 = 47 \text{ pF}$, $C_2 = 47 \text{ pF}$.



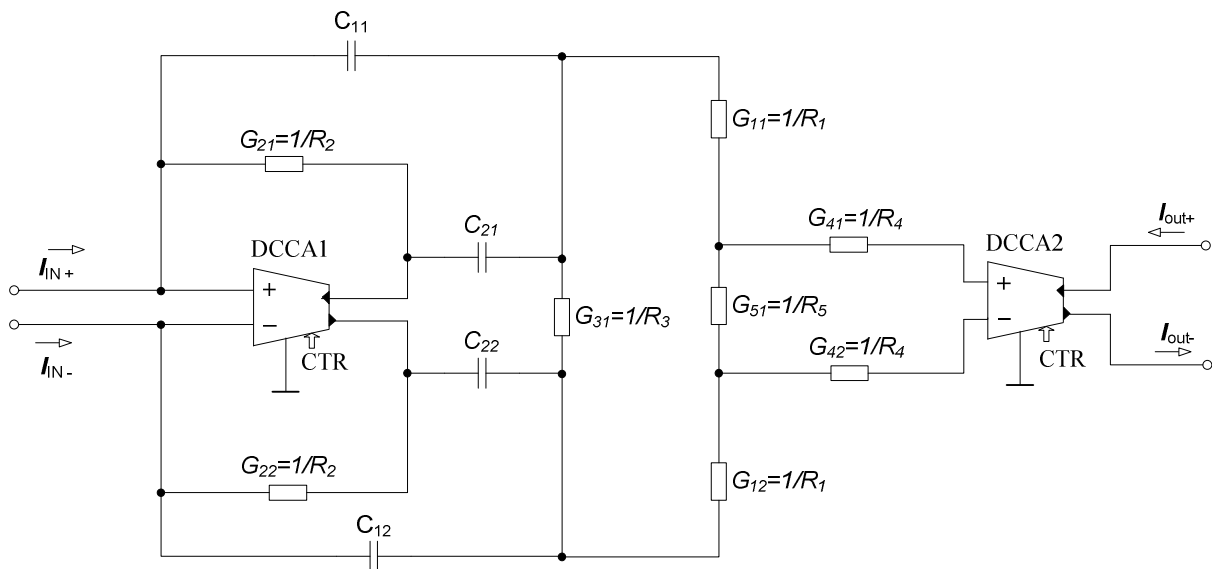
Obr. 3.9: Nediferenční pásmová propust druhého řádu v napět'ovém módu s aktivním prvkem OZ s vícenásobnou zpětnou vazbou

Zmíněná nediferenční struktura byla podle pravidel o vytváření diferenčních struktur převedena s využitím transformace příčných prvků na diferenční strukturu v napět'ovém módu s OZ (viz. obr. 3.10). Jednotlivé prvky byly zrcadleny vůči zemi se zachováním jejich hodnot, pouze u příčných prvků R_3 a R_5 byla jejich hodnota zvětšena na dvojnásobnou $R_3 = 89 \text{ }\Omega$ a $R_5 = 1700 \text{ }\Omega$.



Obr. 3.10: Diferenční pásmová propust druhého řádu v napět'ovém módu s aktivním prvkem OZ

V poslední části návrhu jsem diferenční strukturu převedl z napětového módu do proudového a místo operačního zesilovače použil prvek DCCA. Na výstupu filtru byl také použit prvek DCCA, který nám plní funkci oddělovacího článku. Nastavení proudového zesílení u prvku DCCA1 je na hodnotě $A_{I1} = 33$ a u DCCA2 je $A_{I2} = 3$. Převod z napětového módu do proudového probíhal stejně jako u předešlých filtrů. Dané zapojení jsem nakreslil v programu SNAP. Pro výsledné zapojení byly místo rezistorů použity vodivosti (obr. 3.11) $G_{11} = G_{12} = 1/R_1 = 1/3400 = 2,94 \cdot 10^{-4} \text{ S}$, $G_{21} = G_{22} = 1/R_2 = 1/68100 = 1,47 \cdot 10^{-5} \text{ S}$, $G_{31} = 1/R_3 = 1/89 = 0,01 \text{ S}$, $G_{41} = G_{42} = 1/R_4 = 1/15400 = 6,49 \cdot 10^{-5} \text{ S}$ a $G_{51} = 1/R_5 = 1/1700 = 5,88 \cdot 10^{-4} \text{ S}$ z důvodu přehlednějšího a jednoduššího zobrazení přenosové funkce.



Obr. 3.11: Plně diferenční pásmová propust druhého řádu v proudovém módu se dvěma prvky DCCA

Pro výpočet přenosové funkce byl opět využit program SNAP, kde jsem zjednodušil přenosovou funkci tak, že $C_1 = C_{11} = C_{12}$, $C_2 = C_{21} = C_{22}$, $G_1 = G_{11} = G_{12}$, $G_2 = G_{21} = G_{22}$, $G_3 = G_{31}$, $G_4 = G_{41} = G_{42}$ a $G_5 = G_{51}$. Poté byla dále ručně zjednodušována pomocí vytýkání a dalších matematických operací, ale i přesto zůstává funkce hodně složitá. Výsledný symbolický tvar se zobrazením jednotlivých koeficientů čitatele a jmenovatele přenosové funkce je uveden v tab. 6.

Tab. 6: Výsledná přenosová funkce v symbolickém tvaru

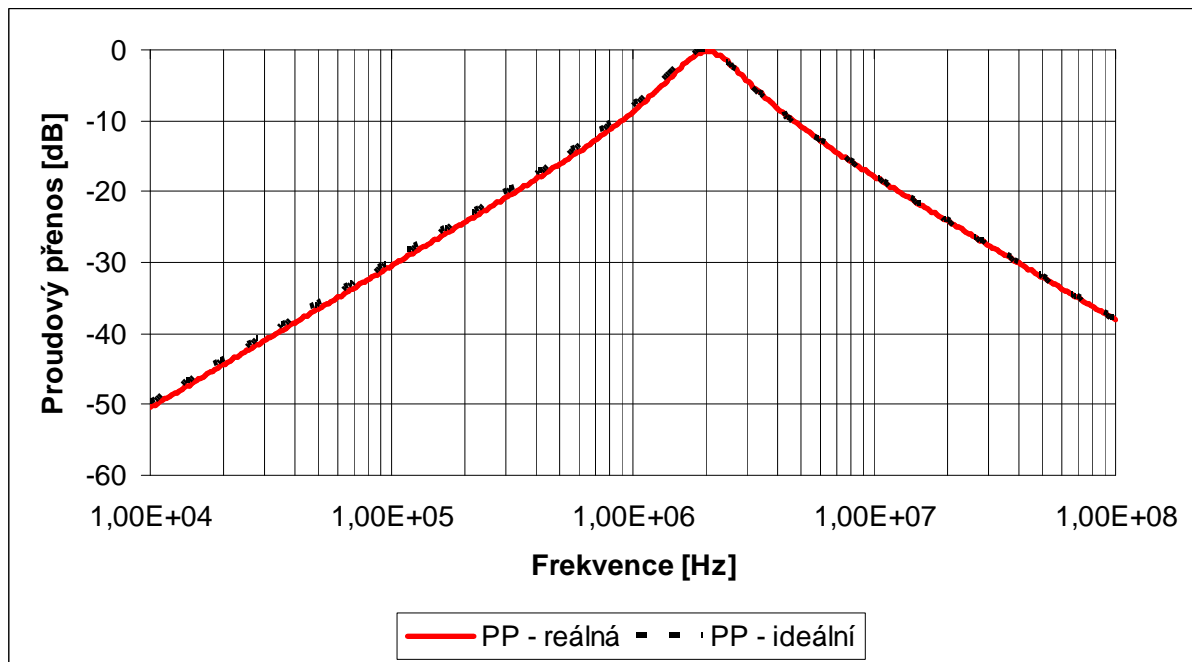
Čítec
$a_1 = -p(4G_4^2 G_1^2 G_2 C_2)$
$a_2 = -p^2(4G_4 G_1 G_2 C_2 \cdot (G_4 \cdot (C_1 + C_2) + G_1 \cdot (C_1 + C_2)) + 4G_4^2 G_1^2 C_2^2)$
$a_3 = -p^3(4G_4 G_1 C_2^2 \cdot (G_1 + G_4))$
Jmenovatel
$b_0 = (6G_4 G_1 G_2^2 \cdot (G_4 G_3 + G_1 G_3 + G_5 G_1) + 3G_4 G_2^2 G_1 \cdot (G_4 G_1 + 4G_5 G_3))$
$b_1 = p \left(\begin{aligned} &12G_4 G_1 G_2^2 \cdot (G_5 \cdot (C_1 + G_3 C_2 + G_3 C_1 + C_2 + G_3 C_2 + G_3 C_1)) + \\ &+ 8G_4 G_1 G_2 C_2 \cdot (G_1 G_3 + G_5 G_1 + G_4^2 G_3) + 6G_2^2 G_4 \cdot (G_4 G_3 C_1 + G_4 G_1 C_2 + G_1^2 C_2 + \\ &+ G_4 G_1 C_1 + G_1 C_1 + G_4 G_3 C_2) + 6G_1^2 G_2^2 \cdot (G_5 C_2 + G_3 C_1 + G_5 C_1 + G_3 C_2) + \\ &+ 4G_4 G_1 G_2 C_2 \cdot (G_4 G_1 + 4G_5 G_3) \end{aligned} \right)$
$b_2 = p^2 \left(\begin{aligned} &16G_2 G_3 C_2 C_1 \cdot (G_1 \cdot (G_4 + G_5) + G_4 G_5) + 2G_4 C_2^2 \cdot (G_5 G_1^2 + G_4 G_1 G_3 + \\ &+ G_4 G_3 G_2 + G_5 G_1^2 G_2 + G_1^2 G_3 + G_1^2 G_3 G_2 + 4G_2 C_2^2 \cdot (G_5 G_3 \cdot (G_1 + G_4) + \\ &+ G_4 \cdot (G_1 + G_5 G_1 G_3 + G_1^2 + G_1 G_3)) + 6 \cdot (G_4 G_2^2 C_1^2 \cdot (G_4 + G_5) + \\ &+ G_4 G_2^2 C_2^2 \cdot (G_1 + G_5) + C_1 \cdot (G_4 G_5 G_2^2 C_1 + G_1^2 G_2^2 C_2) + G_5 G_1 G_2^2 C_2^2) + \\ &+ 8 \cdot (G_5 G_1 G_2 C_2 \cdot (G_4 C_2 + G_1 C_1) + G_3 G_2 C_2 C_1 \cdot (G_4^2 + G_1^2)) + \\ &+ G_4 G_5 G_2 C_2 C_1 \cdot (20G_1 + 12G_2) + 10G_4 G_1 G_2 C_2 C_1 \cdot (G_4 + G_1) + G_4^2 G_1^2 C_2^2 + \\ &+ 3G_2^2 \cdot (G_4^2 C_2^2 + G_1^2 C_2^2 + G_1^2 C_1^2 + G_4^2 C_1^2) + 12G_1 G_2^2 C_2 C_1 \cdot (G_5 + G_4) \end{aligned} \right)$
$b_3 = p^3 \left(\begin{aligned} &2C_2^2 C_1 \cdot (G_4^2 G_3 + G_5 G_1^2 + G_1^2 G_3) + 4C_2^2 C_1 \cdot (G_5 G_1 G_3 + G_4^2 G_1 + G_4 G_1^2 + G_4 G_5 G_3 + \\ &+ G_4 G_1 G_3) + 6G_2 C_2 C_1 \cdot (G_4^2 C_1 + G_1^2 C_1 + G_4^2 C_2 + G_1^2 C_2) + 12C_2 C_1 G_2 \cdot (G_4 G_5 C_1 + \\ &+ G_5 G_1 C_2 + G_4 G_1 + G_4 G_5 C_2 + G_5 G_1 C_1 + G_4 G_1 C_2) + 8G_4 G_5 G_1 C_2^2 C_1 \end{aligned} \right)$
$b_4 = p^4(3C_1^2 C_2^2 \cdot (2G_4 G_1 + 2G_5 G_1 + 2G_4 G_5) + G_4^2 + G_1^2)$

Semisymbolický tvar přenosové funkce je

$$K(p) = -8,161 \cdot 10^6 \cdot \frac{1,968 + p \cdot 4,315 \cdot 10^{11} + p^2 \cdot 2,006 \cdot 10^6 + p^3}{6,800 \cdot 10^{25} + p \cdot 3,197 \cdot 10^{20} + p^2 \cdot 1,744 \cdot 10^{14} + p^3 \cdot 1,016 \cdot 10^7 + p^4} \quad (3.3)$$

Obvod má tři nulové body $z_1 = -1761225,584$, $z_2 = -4,562 \cdot 10^{-12}$, $z_3 = -245008,283$ a čtyři póly $p_{1,2} = -4077357,195 \pm j11872435,650$, $p_3 = -245008,283$, $p_4 = -1761225,584$. Pomocí simulace v programu SNAP jsem zjistil, že daný obvod má dva komplexně sdružené póly $p_{1,2}$, reálné části všech pólů jsou záporné a nacházejí se v levé polorovině komplexní roviny, tím je zajištěna stabilita obvodu. Dále má nulový bod z_2 v nule, což je poslední podmínka nutná pro pásmovou propust druhého řádu. Nulový bod z_1 a pól p_4 mají stejnou hodnotu a vzájemně se vyruší. Dále nulový bod z_3 a pól p_3 mají také stejnou hodnotu a také se vyruší. Díky vyrušení nulových bodů z_1 , z_3 a pólů p_3 , p_4 se ve výsledku obvod chová jako filtr druhého řádu. Modulová kmitočtová charakteristika má pokles 40 dB na dekádu a mezní frekvence je 2 MHz.

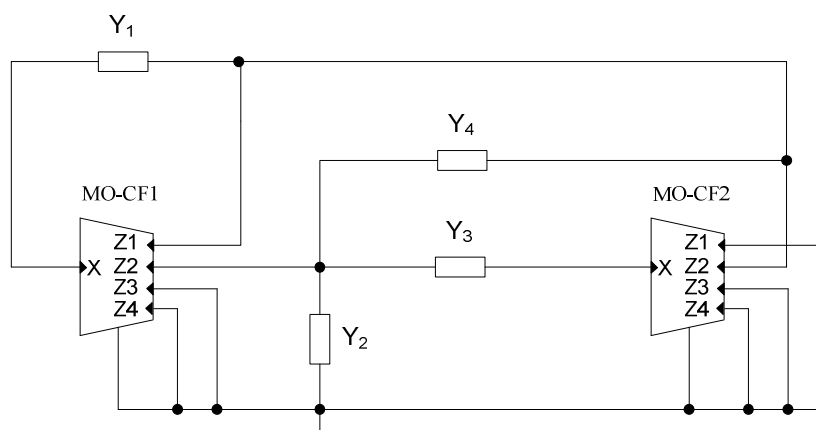
Simulace v OrCADu proběhla stejným způsobem jako v předešlých případech. Ze zobrazených průběhů je patrné, že charakteristiky se liší opět velice nepatrně. Od frekvence 10 kHz do frekvence 1 MHz je odstup na logaritmické ose reálného průběhu od ideálního 0,73 dB, poté průběhy splývají. Výsledek simulace je zobrazen na obr. 3.12.



Obr. 3.12: Modulová kmitočtová charakteristika diferenční pásmové propusti druhého řádu v proudovém módu při použití modelu ideálního a reálného prvku DCCA

3.2 Diferenční filtry odvozené z autonomních obvodů

Další analyzovanou metodou návrhu diferenčních filtrů je transformace autonomního obvodu. Při vytváření těchto diferenčních filtrů jsem vycházel ze zapojení autonomního obvodu [17]. Autonomní obvod byl odvozen z úplné admitanční sítě s použitím čtyř pasivních prvků (viz. obr. 3.13).



Obr. 3.13: Autonomní obvod

Charakteristická rovnice tohoto obvodu, která byla vypočítána pomocí programu SNAP je

$$D = n_{11}(Y_1Y_3 + Y_1Y_4 + Y_1Y_2) + n_{12}Y_1Y_4 - n_{12}n_{22}Y_1Y_3 + Y_1Y_3 + Y_1Y_4 + Y_1Y_2 + Y_3Y_4 + Y_2Y_4 = 0, \quad (3.4)$$

kde první index u koeficientu n znamená číslo prvku MO-CF a druhé číslo je konkrétní koeficient. Poté byla rovnice zjednodušena použitím následující kombinace koeficientů $n_{11} = -1$, součin koeficientů $n_{12}n_{21} = -1$, z toho $n_{12} = 1$ a $n_{21} = -1$ nebo naopak. Použita byla první varianta. Rovnice přejde do tvaru

$$D = Y_1Y_4 + Y_2Y_4 + Y_1Y_3. \quad (3.5)$$

Pasivní prvky byly zvoleny tak, aby se v některém součinu charakteristické rovnice objevily dva kondenzátory a tím vznikla druhá mocnina proměnné p (viz. tab.7).

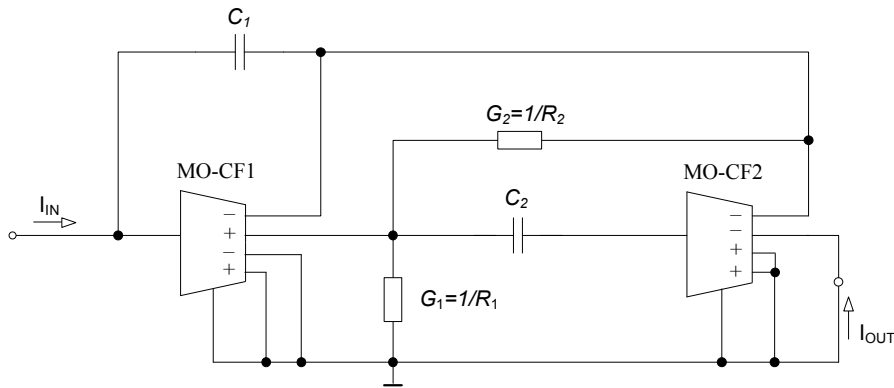
Tab. 7: Varianty volby pasivních prvků

Varianta	Y_1	Y_2	Y_3	Y_4
1	pC_1	G_1	G_2	pC_2
2	pC_1	G_1	pC_2	G_2
3	G_1	pC_1	G_2	pC_2

Při zvolení varianty 2 přejde rovnice do tvaru

$$D = p^2 C_1 C_2 + p C_1 G_2 + G_1 G_2. \quad (3.6)$$

Výsledný obvod při nahrazení admitancí příslušnými pasivními prvky podle varianty 2 je na obr. 3.14.



Obr. 3.14: Nediferenční horní propust druhého řádu (varianta 2)

Pro dané zapojení jsem si dopočítal hodnoty pasivních prvků pomocí úpravy vzorců [18]

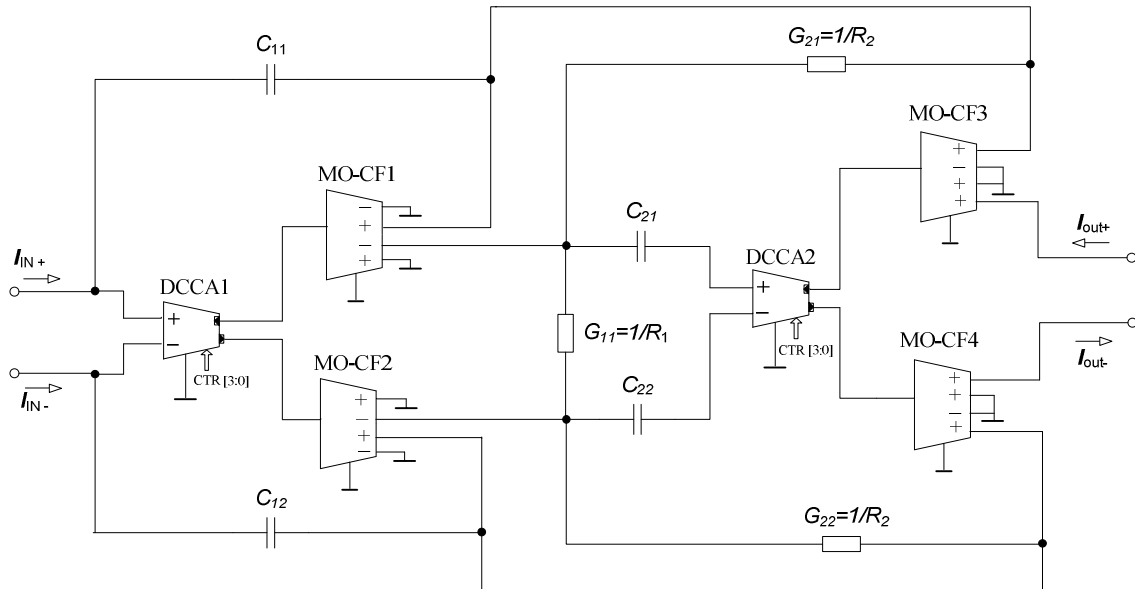
$$\omega_0 = \sqrt{b_0/b_2}, \quad (3.7)$$

$$Q = \sqrt{b_0 b_2 / b_1^2}, \quad (3.8)$$

kde ω_0 je úhlový mezní kmitočet a členy b_0 , b_1 , b_2 jsou koeficienty přenosové funkce. Z charakteristické rovnice (3.6) vyplývá, že $b_0 = G_1 G_2$, $b_1 = C_1 G_2$ a $b_2 = C_1 C_2$. Přenosovou funkci aproximuji dle Butterwortha, kde činitel jakosti $Q = 0,707$, mezní frekvence $f_0 = 1$ MHz. Hodnoty kondenzátorů jsem zvolil $C_1 = C_2 = 68$ pF. Z rovnic (3.7, 3.8) byly dopočítány hodnoty vodivostí $G_1 = 3,0207 \cdot 10^{-4}$ S a $G_2 = 6,0432 \cdot 10^{-4}$ S. Převrácenou hodnotou vodivosti je odpor $R_1 = 3310,49$ Ω a $R_2 = 1654,74$ Ω . Pro simulaci jsem vybral hodnoty rezistorů z řady E24 $R_1 = 3300$ Ω a $R_2 = 1600$ Ω . Takto navržený obvod pracuje jako horní propust druhého řádu.

Při převodu na diferenční strukturu jsem se snažil docílit toho, aby obvod plnil stejnou funkci jako nediferenční předloha. Proto bylo nutné zachovat stejné směry proudů a na prvku DCCA nastavit proudové zesílení $A_I = 0,5$ tak, aby obvod DCCA odpovídal transformaci prvku MO-CF do diferenčního módu. Zesílení $A_I = 0,5$ prvek DCCA v současné době neumí, ale proto aby obvod pracoval stejně, bylo nutné toto zesílení nastavit. Při nastavení $A_I = 3$, což je nejnižší zesílení kterým prvek DCCA disponuje, vznikl v obvodu proud o velikosti $6 \cdot I$ a funkce a parametry obvodu se zcela změnily. Jelikož prvek DCCA nemá dostatečný počet výstupů pro realizaci tohoto diferenčního filtru, bylo nutné použít prvek MO-CF (Multiple Output Current Follower), který slouží jako rozdělovač proudu a umožnil zvětšit počet výstupů na požadovanou hodnotu. Vlastní převod byl realizován pomocí transformace podélných struktur, kde jsem zrcadlil pasivní prvky vůči zemi se zachováním hodnot prvků v příčných větvích a s dvojnásobením hodnot pasivních prvků v podélných větvích. Hodnoty vodivostí a kapacit výsledného zapojení jsou $C_1 = C_{11} = C_{12} =$

136 pF, $C_2 = C_{21} = C_{22} = 136$ pF, $G_{11} = 1/R_1 = 3,03 \cdot 10^{-4}$ S, $G_2 = G_{21} = G_{22} = 2 \cdot (1/R_2) = 1,25 \cdot 10^{-3}$ S (viz. obr. 3.15).



Obr. 3.15: Diferenční horní propust druhého řádu vzniklá transformací autonomního obvodu

Při simulaci v programu SNAP jsem si ověřil vlastnosti navrženého obvodu a zjistil symbolický a semisymbolický tvar přenosové funkce s vyjádřením jednotlivých koeficientů pro čítele a jmenovatel. Přenosová funkce byla zjednodušena tak, že $C_1 = C_{11} = C_{12}$, $C_2 = C_{21} = C_{22}$, $G_1 = G_{11}$ a $G_2 = G_{21} = G_{22}$ (viz. tab. 8).

Tab. 8: Symbolický tvar přenosové funkce s vyjádřením jednotlivých koeficientů

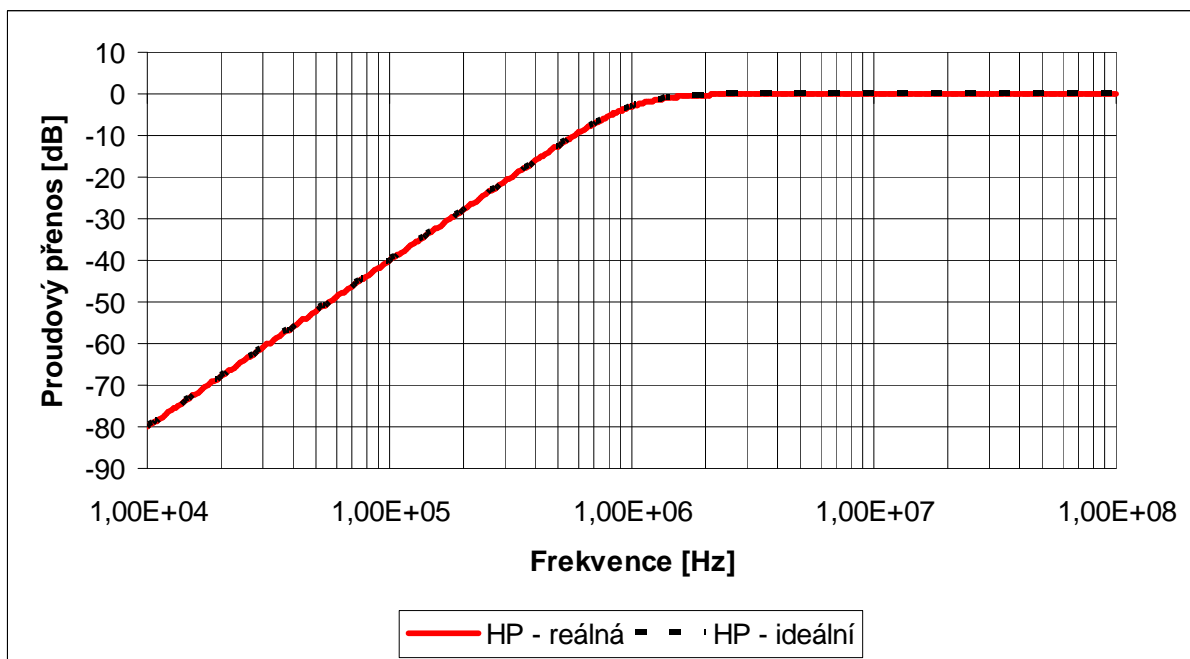
Čítele
$a_0 = C_1^2 C_2 G_2 + C_1 C_2^2 G_2$
$a_3 = p^3 (C_1^2 C_2^2)$
Jmenovatel
$b_0 = C_1 G_1 G_2^2 + C_2 G_1 G_2^2$
$b_1 = p (C_1 C_2 G_1 G_2 + C_1 C_2 G_2^2 + C_1^2 G_2^2)$
$b_2 = p^2 (C_1^2 C_2 G_2 + C_1 C_2^2 G_2)$
$b_3 = p^3 (C_1^2 C_2^2)$

Semisymbolický tvar přenosové funkce je

$$K(p) = \frac{p^4 1,16 \cdot 10^{-17} - p^2 2,95 \cdot 10^{-5} + p^3 1,84 \cdot 10^7 + p^4}{8,24 \cdot 10^8 + p^2 7,53 \cdot 10^{20} + p^2 2,10 \cdot 10^{14} + p^3 2,76 \cdot 10^7 + p^4} \quad (3.9)$$

V programu SNAP jsem si také zjistil, že daný obvod má 4 nulové body $z_1 = 9,09 \cdot 10^{-13}$, $z_2 = -18382352,94$, $z_3 = 6,95 \cdot 10^{-13}$ a $z_4 = 0$ a čtyři póly $p_{1,2} = -4595588,23 \pm j 4453691,71$, $p_3 = -18382352,94$ a $p_4 = -1,09 \cdot 10^{-12}$. Nulové body z_1 , z_2 a póly p_3 , p_4 se vzájemně vyruší. Zbylé nulové body $z_{3,4}$ a komplexně sdružené póly $p_{1,2}$ jsou hodnoty, které tvoří horní propust druhého řádu. Póly $p_{1,2}$ mají reálné části záporné a nacházejí se v levé polorovině komplexní roviny, tím je zajištěna stabilita obvodu. Modulová charakteristika odpovídá Butterworthově aproximaci a má pokles 40 dB na dekádu. Mezní frekvence je 1 MHz.

Následně byla provedena simulace v programu OrCAD při použití dvou modelů prvku DCCA. Jednoho s ideálními parametry a druhého s reálnými. Model prvku MO-CF zůstal při simulaci ideální, aby byl patrný pouze vliv vlastností prvku DCCA, který je simulován stejně jako v předchozích případech modelem druhé úrovně. Na obr. 3.16 je vidět, že oba průběhy jsou totožné a překrývají se.



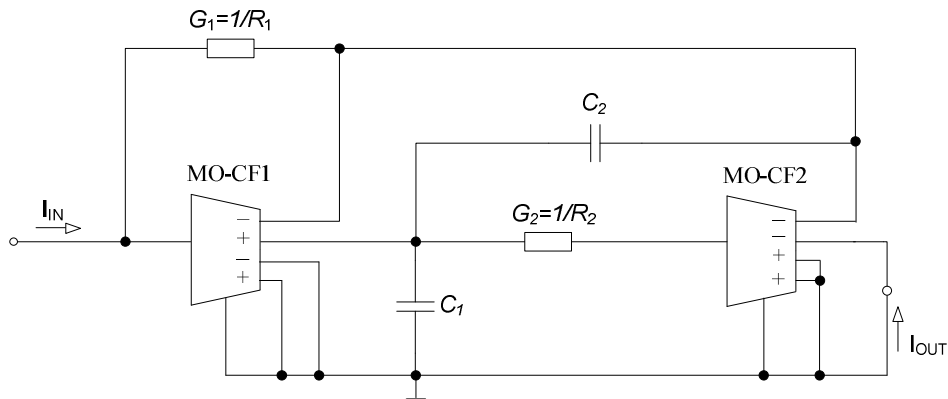
Obr. 3.16: Modulová kmitočtová charakteristika diferenční horní propusti druhého řádu při použití modelu ideálního a reálného prvku DCCA

Druhý diferenční obvod vychází z prvního, ale je použita třetí varianta volby pasivních prvků z tab. 7.

Charakteristická rovnice má nyní tvar

$$D = p^2 C_1 C_2 + p G_1 C_2 + G_1 G_2. \quad (3.10)$$

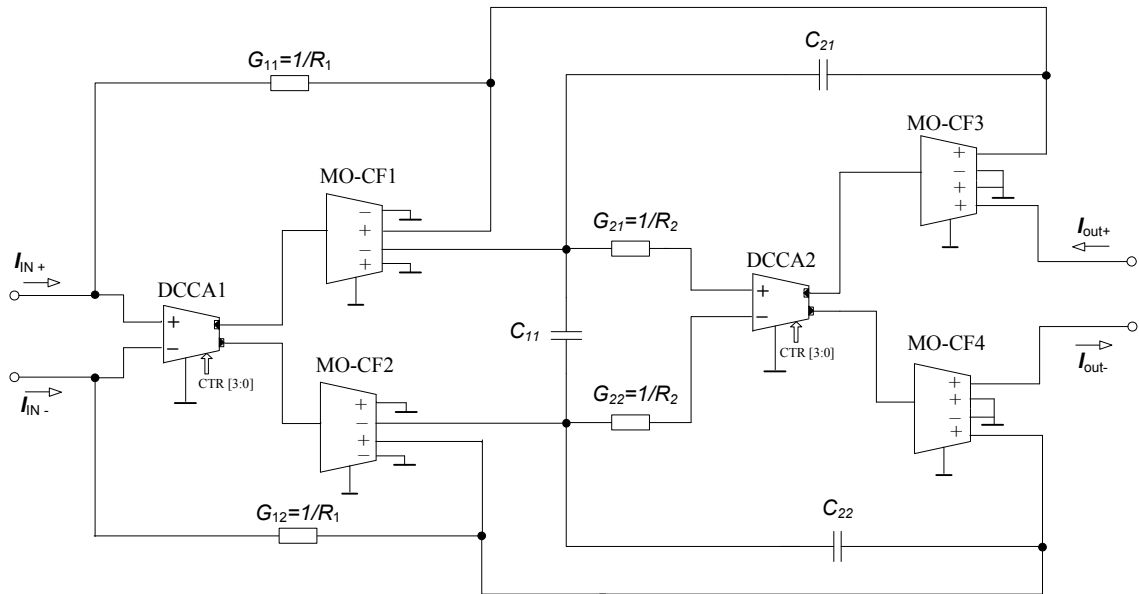
Výsledný nediferenční obvod vzniklý použitím pasivních prvků podle varianty 3 je na obr. 3.17.



Obr. 3.17: Nediferenční dolní propust druhého řádu (varianta 3)

Pro takto navrženou strukturu byly spočítány hodnoty pasivních prvků stejným způsobem jako u horní propusti. Přenosová funkce byla opět aproximována pomocí Butterwortha, kde činitel jakosti $Q = 0,707$ a mezní frekvence je $f_0 = 1$ MHz. Hodnoty kondenzátorů jsem zvolil stejné jako v předešlém zapojení $C_1 = C_2 = 68$ pF. Z charakteristické rovnice (3.9) vyplývá, že $b_0 = G_1 G_2$, $b_1 = G_1 C_2$ a $b_2 = C_1 C_2$. Z rovnic (3.7, 3.8) jsem si do počítal hodnoty vodivostí $G_1 = 6,0433 \cdot 10^{-4}$ S a $G_2 = 3,0207 \cdot 10^{-4}$ S. Převrácená hodnota vodivosti je odpor $R_1 = 1654,72 \Omega$ a $R_2 = 3310,49 \Omega$. Pro praktickou realizaci jsem vybral hodnoty rezistorů z řady E24 $R_1 = 1600 \Omega$ a $R_2 = 3300 \Omega$. Takto zapojený obvod pracuje jako nediferenční dolní propust druhého řádu.

Při převodu na diferenční strukturu jsem se snažil opět docílit toho, aby obvod plnil stejnou funkci jako nediferenční předloha. Proto bylo nutné zachovat stejné směry proudů a nastavit proudové zesílení $A_1 = 0,5$ ze stejných důvodů jako v minulém případě. Jelikož ani zde prvek DCCA neměl dostatečný počet výstupů pro realizaci diferenční struktury, bylo opět nutné použít prvek MO-CF (Multiple Output Current Follower), který slouží jako rozdělovač proudu. Vlastní převod byl realizován pomocí transformace podélných struktur, kde jsem zrcadlil prvky vůči zemi se zachováním hodnot prvků v příčných větvích a změnou pasivních prvků v podélných větvích. Výsledné zapojení je realizováno pomocí vodivostí a kapacit $C_1 = 68$ pF, $C_2 = C_{21} = C_{22} = 136$ pF a $G_1 = G_{11} = G_{12} = 1,25 \cdot 10^{-3}$ S, $G_2 = G_{21} = G_{22} = 6,06 \cdot 10^{-4}$ S (viz. obr. 3.18).



Obr. 3.18: Diferenční dolní propust druhého řádu vzniklá transformací autonomního obvodu

Při simulaci v programu SNAP jsem si ověřil vlastnosti navrženého obvodu a zjistil symbolický a semisymbolický tvar přenosové funkce s vyjádřením jednotlivých koeficientů pro čítelel a jmenovatel. I zde byla přenosová funkce zjednodušena stejným způsobem jako v případě horní propusti. Tedy $C_1 = C_{11}$, $C_2 = C_{21} = C_{22}$, $G_1 = G_{11} = G_{12}$, $G_2 = G_{21} = G_{22}$ (viz. tab.9).

Tab. 9: Symbolický tvar přenosové funkce s vyjádřením jednotlivých koeficientů

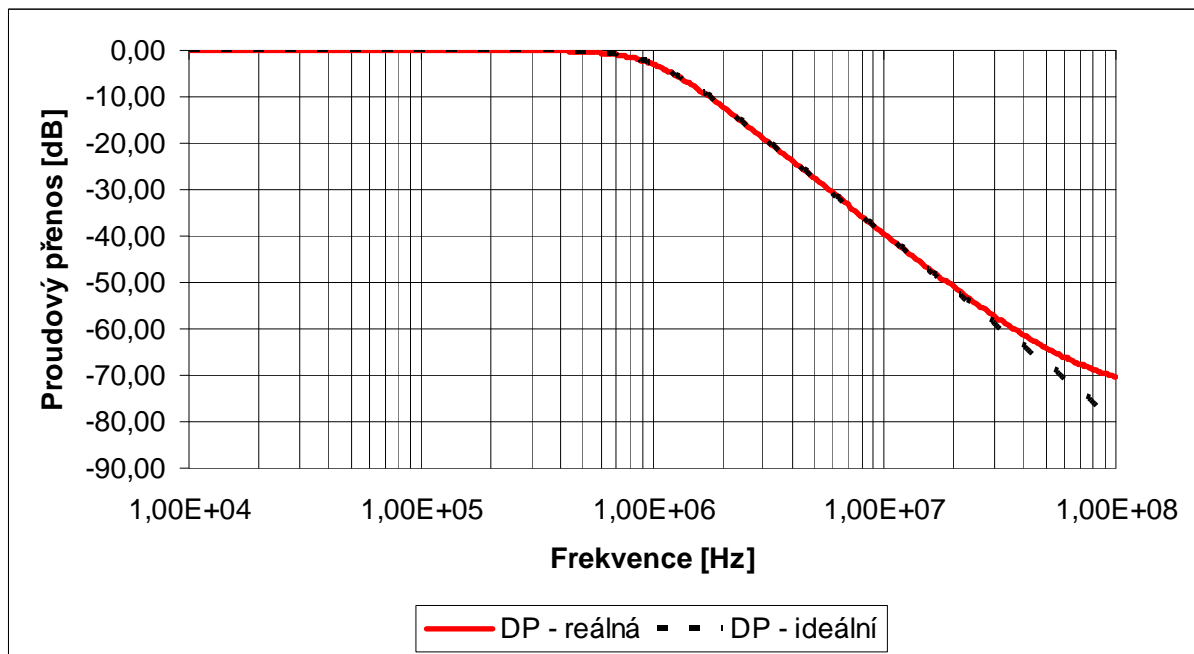
Čítelel
$a_0 = G_2^2 G_1^2$
$a_1 = p (G_2^2 G_1 C_2 + G_2 G_1^2 C_2)$
Jmenovatel
$b_0 = G_2^2 G_1^2$
$b_1 = p (G_2^2 G_1 C_2 + 16 G_2 G_1^2 C_2)$
$b_2 = p^2 (G_2 G_1 C_2^2 + C_1 G_2 G_1 C_2 C_2 + G_1^2 C_2^2)$
$b_3 = p^3 (C_1 G_1 C_2^2 + C_1 G_2 C_2^2)$

Semisymbolický tvar přenosové funkce je

$$K(p) = 40,95 \cdot 10^{12} \cdot \frac{3,01 \cdot 10^6 + p}{1,23 \cdot 10^{20} + p \cdot 6,85 \cdot 10^{13} + p^2 \cdot 1,22 \cdot 10^7 + p^3} \quad (3.11)$$

V programu SNAP jsem si také zjistil, že daný obvod má jeden nulový bod $z_1 = -3000998,35$ a tři póly $p_{1,2} = -4595588,24 \pm j 4453691,71$ a $p_3 = -3000998,35$. Nulový bod z_1 a pól p_3 mají stejnou hodnotu a vzájemně se vyruší (na výslednou činnost obvodu nemají vliv). Zbylé dva komplexně sdružené póly $p_{1,2}$ jsou hodnoty, které tvoří dolní propust druhého řádu. Reálné části pólů jsou záporné a nacházejí se v levé polorovině komplexní roviny, tím je zajištěna stabilita obvodu. Modulová kmitočtová charakteristika odpovídá Butterworthově aproximaci a má pokles 40 dB na dekádu. Mezní frekvence je 1 MHz.

Při simulaci v programu OrCAD s použitím obou modelů prvku DCCA bylo zjištěno, že charakteristiky jsou stejné do frekvence 10 MHz. Poté charakteristika s ideálním prvkem DCCA klesá na -80 dB a reálná charakteristika klesne pouze na -70 dB. Tento stav je zapříčiněn především výstupní impedancí reálného prvku DCCA (viz obr. 3.19).



Obr. 3.19: Modulová kmitočtová charakteristika diferenční dolní propusti druhého řádu při použití modelu ideálního a reálného prvku DCCA

3.3 Návrh diferenčních integračních článků a jejich skládání do kaskády

Při návrhu integračních článků pracujících v proudovém módu s prvkem DCCA jsem vycházel z obecného integračního článku. Rozlišujeme dva druhy integračních článků a to ztrátový a bezztrátový. Ztrátový integrační článek představuje běžnou dolní propust prvního řádu.

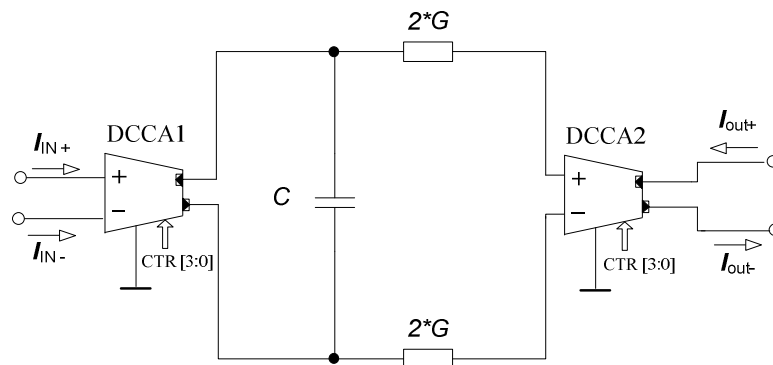
3.3.1 Diferenční ztrátový integrační článek

Diferenční ztrátový integrační článek byl navržen pomocí metody podélné transformace prvků (viz. obr. 3.20). Zařazením prvků DCCA na vstup a výstup obvodu byl článek ošetřen proti vlivu připojených impedancí. Prvky DCCA zajišťují nízkou vstupní impedanci na vstupu obvodu a naopak vysokou impedanci na výstupu. Takovéto uspořádání má také výhodu v tom, že v proudovém módu umožňuje snadné skládání těchto článků do kaskády.

Přenos proudu ztrátového integračního článku při nastavené hodnotě proudového zesílení $A_I = 0,5$ u prvku DCCA je popsán vztahem

$$K_I = \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = -\frac{G}{G + pC}. \quad (3.12)$$

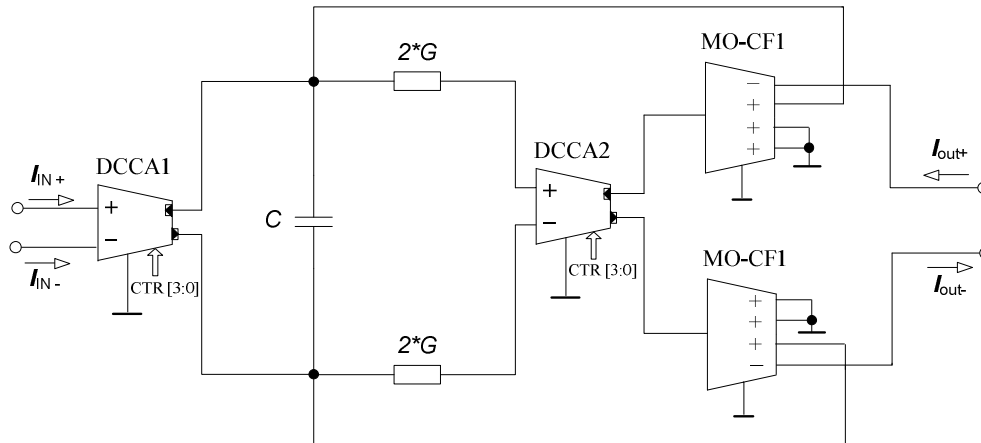
Znaménko mínus před přenosovou funkcí znamená, že se jedná o invertující ztrátový integrační článek.



Obr. 3.20: Diferenční ztrátový integrační článek v proudovém módu s nízkou vstupní a vysokou výstupní impedancí

3.3.2 Diferenční bezetrátový integrační článek

Diferenční bezetrátový integrační článek vznikl tak, že jsem diferenční ztrátový integrační článek rozšířil o dva prvky MO-CF z důvodu nedostatečného počtu proudových výstupů prvku DCCA. Aktivní prvky MO-CF nám v obvodu slouží pouze k tomu, že rozšiřují počet proudových výstupů prvku DCCA. Zavedením dvou zpětných vazeb z výstupů článku vzniká diferenční bezetrátový integrační článek (viz. obr. 3.21). Prvky DCCA opět zajišťují nízkou vstupní impedanci na vstupu obvodu a naopak vysokou impedanci na výstupu.



Obr. 3.21: Diferenční bezetrátový integrační článek v proudovém módu s nízkou vstupní a vysokou výstupní impedancí

Přenos proudu bezetrátového integračního článku při nastavení proudového zesílení $A_I = 0,5$ u prvku DCCA je popsán následujícím vztahem

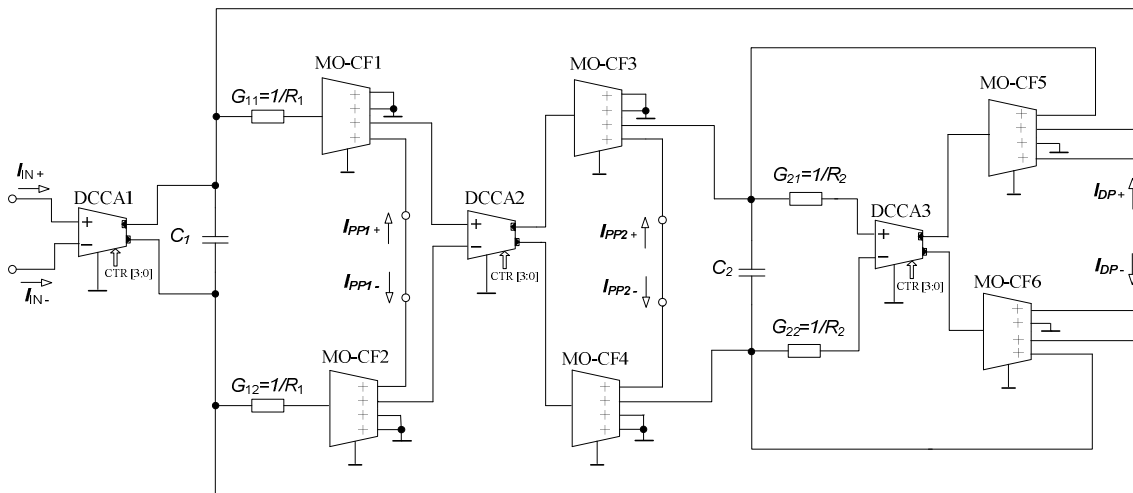
$$K_I = \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = -\frac{G}{pC}. \quad (3.13)$$

Znaménko mínus před přenosovou funkcí opět znamená, že se jedná o invertující bezetrátový integrační článek.

3.3.3 Kaskádní řazení diferenčních integračních článků

Spojením ztrátového a bezztrátového diferenčního integračního článku vzniká systém, který je schopný pracovat jako filtr druhého řádu ve třech filtračních režimech a to jako pásmová propust 1, pásmová propust 2 a dolní propust. Tuto schopnost obvodu získáme drobnou úpravou, která spočívá v zavedení dvou zpětných vazeb z výstupů bezztrátového článku na vstup ztrátového článku (viz. obr. 3.22).

Pro navržené kaskádní zapojení jsem dopočítal hodnoty pasivních prvků úpravou vzorců 3.7 a 3.8. Zvolil jsem mezní kmitočet 1 MHz, Butterworthovu aproximaci s činitelem jakosti $Q = 0,707$ a hodnoty kondenzátorů $C_1 = C_2 = 75$ pF. Dopočítané hodnoty odporů jsou $R_1 = 1500 \Omega$ a $R_2 = 3000 \Omega$. Pro vlastní zapojení byly použity vodivosti $G_{11} = G_{12} = 1/(R_1/2) = 1,333 \cdot 10^{-3} \text{ S}$ a $G_{21} = G_{22} = 1/(R_2/2) = 6,666 \cdot 10^{-4} \text{ S}$. Hodnoty proudového zesílení prvků DCCA 1-3 jsou $A_{I1} = A_{I2} = A_{I3} = 0,5$.



Obr. 3.22: Kaskádní zapojení ztrátového a bezztrátového integračního článku.

Pro jednotlivé typy filtrů uvádím jejich přenosové funkce a hodnoty nulových bodů a pólů.

Pásmová propust 1

Symbolický tvar přenosové funkce pásmové propusti byl získán tak, že jsem prvky, které se ve schématu zapojení (obr. 3.22) vyskytují dvakrát bral jako jeden prvek. Tedy $G_1 = G_{11} = G_{12}$ a $G_2 = G_{21} = G_{22}$. Tímto způsobem se přenosová funkce velice zjednodušila. Výsledný symbolický tvar uvádí rovnice 3.14.

$$K_I = \frac{I_{PP1}}{I_{IN}} = \frac{-pC_2G_1}{G_1G_2 + p(C_2G_1) + p^2(C_1C_2)} \quad (3.14)$$

Semisymbolický tvar

$$K(p) = -8,888 \cdot 10^6 \cdot \frac{-3,53 \cdot 10^{-13} + p}{3,95 \cdot 10^{13} + p 8,88 \cdot 10^6 + p^2}. \quad (3.15)$$

Výsledný obvod má dva komplexně sdružené póly $p_{1,2} = -4444000 \pm j 4444000$ a nulový bod $z_0 = 3,53 \cdot 10^{-13}$. Modulová kmitočtová charakteristika má pokles 40 dB na dekádu a mezní frekvence je 1 MHz (viz. obr. 3.23).

Pásmová propust 2

Symbolický tvar přenosové funkce pásmové propusti 2 byl získán obdobným způsobem jako v předešlém případě. Výsledný symbolický tvar uvádí rovnice 3.16.

$$K_I = \frac{I_{PP2}}{I_{IN}} = \frac{-pG_1C_2}{G_1G_2 + p(G_1C_2) + p^2(C_1C_2)}. \quad (3.16)$$

Semisymbolický tvar

$$K(p) = -8,888 \cdot 10^6 \cdot \frac{p}{3,95 \cdot 10^{13} + p 8,88 \cdot 10^6 + p^2}. \quad (3.17)$$

Výsledný obvod má dva komplexně sdružené póly $p_{1,2} = -4444000 \pm j 4444000$ a nulový bod $z_0 = 0$. Modulová kmitočtová charakteristika má pokles 40 dB na dekádu a mezní frekvence je 1 MHz (viz. obr. 3.23).

Dolní propust

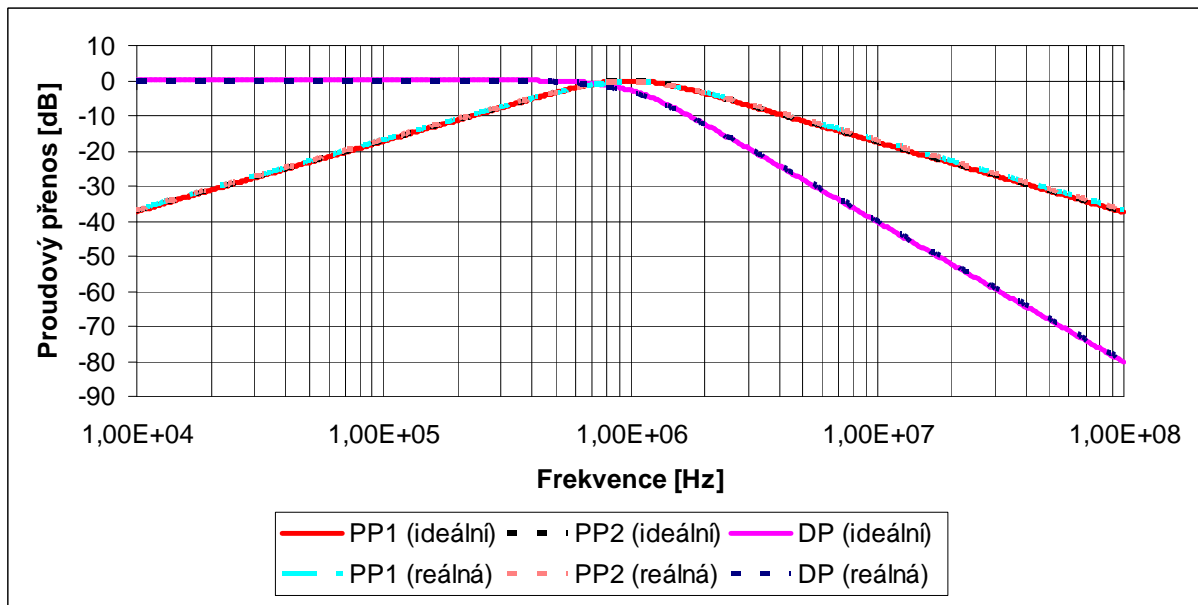
Symbolický tvar přenosové funkce jsem získal stejným způsobem jako u pásmových propustí

$$K_I = \frac{I_{DP}}{I_{IN}} = \frac{-G_1G_2}{G_1G_2 + p(G_1C_2) + p^2(C_1C_2)}. \quad (3.18)$$

Semisymbolický tvar přenosové funkce

$$K(p) = -39,498 \cdot 10^{12} \cdot \frac{1}{3,95 \cdot 10^{13} + p 8,88 \cdot 10^6 + p^2}. \quad (3.19)$$

Obvod má dva komplexně sdružené póly $p_{1,2} = -4444000 \pm j 4444000$ a žádné nulové body. Modulová kmitočtová charakteristika má pokles 40 dB na dekádu a mezní frekvence je 1 MHz (viz. obr. 3.23).



Obr. 3.23: Modulová kmitočtová charakteristika pásmové propusti 1, pásmové propusti 2 a dolní propusti druhého řádu při použití ideálního a reálného modelu DCCA

Závěr

V úvodní části bakalářské práce je seznámení s problematikou analogových kmitočtových filtrů a vytvářením diferenčních struktur v proudovém módu. Vlastní práce byla zaměřena na návrh plně diferenčních filtrů pracujících v proudovém módu. Jako aktivní prvek byl použit digitálně říditelný proudový zesilovač DCCA (Digitally Controlled Current Amplifier) případně jeho kombinace s vícevýstupovým proudovým sledovačem MO-CF (Multiple Output Current Follower).

V první části jsem navrhoval filtry druhého řádu pracující v proudovém módu za pomoci předloh z programu FilterPro. Nejprve byla vytvořena nediferenční struktura druhého řádu pracující v napěťovém módu s aktivním prvkem OZ (operační zesilovač) podle požadovaných parametrů. Poté jsem tuto strukturu převedl na diferenční v napěťovém módu s OZ pomocí příčné transformace. V posledním kroku byla tato struktura převedena na výslednou diferenční, pracující v proudovém módu pomocí přidružené transformace. U všech zapojení byly použity dva prvky DCCA, které umožňují filtru pracovat nezávisle na impedanci připojené na vstupu a výstupu obvodu. Pro jednotlivá zapojení jsou uvedeny příslušné přenosové funkce a hodnoty nulových bodů a pólů. Výše uvedeným postupem návrhu jsem se snažil ukázat, jak se liší jednotlivé navržené struktury mezi sebou a co musíme udělat když chceme získat diferenční strukturu. Navržená zapojení byla simulována v programu OrCAD s použitím dvou modelů prvku DCCA. Jeden prvek měl ideální parametry stejně jako model prvku v programu SNAP. Druhý model měl reálnější parametry částečně odpovídající předpokládaným vlastnostem skutečného prvku. Jelikož není dostupný fungující reálný prvek a tím pádem možnost jeho proměření a získání potřebných údajů pro vytvoření skutečnějšího modelu, je použit jednoduchý reálný model, který se jen málo liší od ideálního modelu. Z tohoto důvodu se grafy zjištěné při simulaci odlišovaly jen nepatrně.

V další části práce jsem při návrhu vycházel z dříve prezentované struktury autonomního obvodu, který jsem transformoval na diferenční. Pro převod byla použita metoda podélné transformace. Cílem tohoto převodu bylo zachovat stejné vlastnosti navržené diferenční struktury jako má její nediferenční předloha. U výsledné diferenční struktury byl použit prvek MO-CF ke zvýšení počtu výstupů prvku DCCA. Při simulaci bylo zjištěno, že při použití nejnižšího možného zesílení prvku DCCA, které je $A_1 = 3$, prvek není ekvivalentní k prvku MO-CF a obvod se chová jinak. Proto jsem nastavil proudové zesílení na hodnotu $A_1 = 0,5$ a tímto způsobem zajistil, že obvod bude pracovat stejně jako jeho předloha. Výsledná zapojení diferenčních filtrů jsou druhého řádu a pracují jako horní a dolní propust. Při simulaci v programu OrCAD byly opět použity dva modely prvku DCCA. Model prvku MO-CF zůstal při simulaci ideální, aby byl patrný pouze vliv vlastností prvku DCCA.

V poslední části jsem navrhl ztrátový a bezztrátový integrační článek s použitím prvků DCCA a MO-CF. I zde je pro jednotlivá zapojení použito proudové zesílení $A_1 = 0,5$. Při zapojení integračních článků do kaskády vznikl systém realizující tři filtrační funkce a to pásmovou propust 1, pásmovou propust 2 a dolní propust druhého řádu. Celé zapojení bylo opět simulováno a došlo k ověření parametrů obvodu a bylo zjištěno, že navržené dílčí integrační články se hodí pro kaskádní zapojení a vytváření filtrů druhého řádu.

Závěrem bych chtěl říci, že digitálně říditelný proudový zesilovač (Digitally Controlled Current Amplifier) je vhodný pro návrh diferenčních filtrů, ale v některých případech je nutné nastavit hodnotu proudového zesílení menší než $A_1 = 3$ proto, aby výsledná zapojení fungovala se stejnými vlastnostmi jako jejich nediferenční předlohy. Při simulaci

obvodů bylo zjištěno, že proto aby prvek DCCA byl ekvivalentní k prvku MO-CF potřebuje nastavit proudové zesílení $A_1 = 0,5$. Při výpočtu přenosových funkcí a hodnot obvodových funkcí bylo dále zjištěno, že funkce jsou mnohem složitější než u nediferenčních struktur a že počet nulových bodů a pólů se zvýší většinou na dvojnásobek oproti nediferenční struktuře, ale díky vzájemnému vykompenzování stejných nulových bodů a pólů se výsledný obvod chová tak, jako jeho nediferenční předloha. Při zhodnocení simulací jednotlivých obvodů v programu OrCAD lze říci, že navržené obvody splňují požadavky návrhu.

Seznam použité literatury

- [1] DOSTÁL, T. *Elektrické filtry*, Učební elektronické texty FEKT VUT, Brno 2007. 144s.
- [2] JEŘÁBEK, J. *Kmitočtové filtry s aktivními prvky*. Diplomová práce FEKT VUT, Brno, 2007. 70 s.
- [3] VRBA, K., LATTENBERG, I., MATĚJÍČEK, L. *Analogová technika*. Učební elektronické texty FEKT VUT, Brno, 2006. 107 s.
- [4] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. *Kmitočtové filtry*. Technická literatura BEN, Praha, 2002. 529 s. ISBN 80-7300-023-7.
- [5] KOTON, J., VRBA, K. *Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů*. Elektrevue [online]. 2008, č.26 [cit. 2008-14-7] Dostupné na internetu: <<http://www.elektrevue.cz>> ISSN 1213 -1539.
- [6] JEŘÁBEK, J., LATTENBERG, I. *Návrh kmitočtových filtrů s CMI vycházející z obecné admitanční sítě*. Elektrevue [online]. 2006, č.46 [cit. 2006-16-11] Dostupné na internetu: <<http://www.elektrevue.cz>> ISSN 1213-1539.
- [7] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. *Dolní propust třetího řádu v čistě proudovém módu*. Elektrevue [online]. 2006, č.36 [cit. 2007-5-10] Dostupné na internetu : <<http://www.elektrevue.cz>> ISSN 1213-1539.
- [8] ČAJKA, J., DOSTÁL, T., VRBA, K. *Transformace umožňující získat přidružené obvody v proudovém módu*. Elektrevue [online]. 2000, č.23 [cit. 2000-13-6] Dostupné na internetu: <<http://www.elektrevue.cz/clanky/00023/index.html>> ISSN 1213-1539.
- [9] SUN, Y. *Design of High Frequency Integrated Analogue Filters*, IET 2002.
- [10] CARTER, B. *A Differential Op-Amp Circuit Collection*, Texas Instruments, Application Report SLOA064A–April 2003, Dostupné na internetu: <<http://focus.ti.com/analog/docs/techdocsabstract.tsp?familyId=57&abstractName=sloa064a>>
- [11] KUBÁNEK, D. *Teoretický návrh ADSL Splitterů*, Brno, 2003. 119 s.
- [12] HANÁK, P., KUBÁNEK, D. *Laboratorní cvičení z analogové techniky*, elektronická skripta, FEKT VUT v Brně, 2007. 46s.
- [13] BRANČÍK, L., DOSTÁL, T. *Analogové elektronické obvody*, elektronická skripta, FEKT VUT v Brně, listopad 2007. 194 s.
- [14] KUBÁNEK, D.; VRBA, K. *State-Variable Higher-Order Filters with Differential Input/Output Current Followers*. /International Transaction on Computer Science and Engineering, /2008, Vol. 49, No. 1, s. 186-196. ISSN: 1738-6438.

- [15] Odkaz na webové stránky firmy Texas Instruments pro download programu FilterPro V2.0 <<http://focus.ti.com/docs/toolsw/folders/print/filterpro.html>>
- [16] KOLKA, Z. *Uživatelská příručka programu SNAP verze 3.02*, elektronická příručka programu, FEKT VUT v Brně, 2006.
- [17] CHRÁST, J. *Kmitočtové filtry vyšších řádů s moderními aktivními prvky*, semestrální práce, Brno, 2007. 28 s.
- [18] FILKA A KOL. *Diplomní semináře – telekomunikace*. Skriptum FEI VUT v Brně, Ediční středisko VUT v Brně, 1981. 301 s.

Seznam použitých zkratek, symbolů a veličin

C	Kapacita
DP	Dolní propust
<i>D</i>	Charakteristická rovnice
DCCA	Digitálně říditelný proudový zesilovač(Digitally Controlled Current Amplifier)
f_{mez}	Mezní kmitočet
FČ	Fázovací členek
HP	Horní propust
I_{IN}	Vstupní budící proud, jednotka ampér [A]
I_{OUT}	Výstupní proud, jednotka ampér [A]
$K(j\omega)$, $K(p)$	Přenosová funkce komplexní proměnné
K_{I}	Proudový přenos, jednotka decibel [dB]
K_{U}	Napěťový přenos, jednotka decibel [dB]
MO-CF	Vícevýstupový proudový sledovač (Multiple Output Current Follower)
OrCAD	Program pro analýzu elektronických obvodů
OZ	Operační zesilovač (Operational Amplifier)
<i>p</i>	Komplexní proměnná
PP	Pásmová propust
PZ	Pásmová zadrž
Q	Činitel jakosti
R	Odpor
SNAP	Program pro symbolickou analýzu obvodů (Symbolic Network Analysis Program)
Ω	Normovaný úhlový kmitočet
φ	Fázový posun
ω	Úhlový kmitočet
ω_{m}	Mezní úhlový kmitočet
τ	Časová konstanta

A PRVNÍ PŘÍLOHA – OBSAH CD

Na CD jsou uloženy čtyři složky, které obsahují následující soubory:

- **Vlastní práce** - v této složce je umístěna elektronická forma výsledné bakalářské práce ve formátu pdf.
- **SNAP** - v jednotlivých podsložkách jsou návrhy kmitočtových filtrů.
- **OrCAD** - zde jsou umístěny v jednotlivých podsložkách schémata filtrů pro simulaci pomocí dvou modelů prvku DCCA.
- **Visio** - v této složce jsou nakresleny obrázky v programu Visio, které byly použity v teorii i vlastním návrhu diferenčních filtrů.