

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 S ŘIDITELNÝM AKTIVNÍM PRVKY

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

MIROSLAV ZAPLETAL

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. LUKÁŠ LANGHAMMER

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav telekomunikací

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor

Teleinformatika

Student: Miroslav Zapletal **ID:** 146132
Ročník: 3 **Akademický rok:** 2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

Plně diferenční kmitočtové filtry s říditelným aktivním prvky

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se v literatuře se známými obvodovými realizacemi kmitočtových filtrů určených pro zpracování plně diferenčních signálů a pracujících s proudovými aktivními prvky, jako jsou proudové sledovače, transkonduktanční operační zesilovače a proudové konvejory. Vybraná zapojení (3-4) doplňte o dostupné říditelné aktivní prvky (DACA, OTA, TIA popřípadě další), tak aby byla umožněna říditelnost vlastností filtru jako charakteristický kmitočet a činitel jakosti. Funkčnost navržených zapojení a jejich vlastnosti ověřte pomocí počítačových simulací za použití dostupných modelů aktivních prvků. Funkčnost navržených zapojení a jejich vlastnosti ověřte pomocí počítačových simulací za použití dostupných modelů aktivních prvků. Vybrané struktury následně zrealizujte do podoby desek plošných spojů, proveďte experimentální měření a srovnání vlastností zrealizovaných nediferenčních a diferenčních struktur.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] KOTON, J.; VRBA, K. Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů. Elektrevue - Internetový časopis (<http://www.elektrevue.cz>), 2008, roč. 2008, č. 26, s. 1 (s.)ISSN: 1213- 1539.
- [2] JERABEK, J.; VRBA, K. Návrh přeladitelného kmitočtového filtru s proudovými aktivními prvky za pomoci metody grafu signálových toků. Elektrevue - Internetový časopis (<http://www.elektrevue.cz>), 2009, roč. 2009, č. 42, s. 1-7. ISSN: 1213- 1539.
- [3] LANGHAMMER, L.; JERÁBEK, J. Fully Differential Universal Current-Mode Frequency Filters Based on Signal- Flow Graphs Method. International Journal of Advances in Telecommunications, Electrotechnics, Signals and Systems, 2014, roč. 3, č. 1, s. 1-12. ISSN: 1805- 5443.

Termín zadání: 9.2.2015 **Termín odevzdání:** 2.6.2015
Vedoucí práce: Ing. Lukáš Langhammer
Konzultanti bakalářské práce:

doc. Ing. Jiří Mišurec, CSc.

Předseda oborové rady

Abstrakt

Tato bakalářská práce se zabývá plně diferenčními kmitočtovými filtry, které pracují v proudovém módu a jejich řiditelnost je umožněna aktivními prvky. V první části práce se budeme zabývat teoretickým rozbohem kmitočtových filtrů, popisem aktivních prvků a bližším přiblížením metody pro návrh filtrů. Druhá část se dále zabývá vlastním návrhem kmitočtových filtrů pomocí metody grafů signálových toků, převedením nediferenčních zapojení na zapojení diferenční a srovnáním výsledků takto navržených filtrů. V třetí části bude zhotoven takto navržený filtr, odměřen v laboratořích VUT pro ověření jeho funkčnosti a v poslední řadě dojde ke srovnání výsledků reálně naměřených hodnot diferenčního a nediferenčního zapojení. Poslední částí práce je závěr, v kterém je provedeno zhodnocení celé práce.

Klíčová slova

plně diferenční kmitočtové filtry, proudový mód, grafy signálových toků, transformace podélných struktur, DACA, OTA, BOTa, MOTa, TIA, MO-CF, DO-CF, UCC, CCII

ABSTRACT

This bachelor thesis deals with the fully-differential frequency filters that work in current-mode and the tunability is made possible by active elements. In the first part we will deal with theoretical analysis of frequency filters, and a closer approximation of a filter design method. The second part deals with designing of frequency filters using signal-flow graphs method, converting not differential structures to differential structures and comparing the results of proposed filters. In the third part will be made up our suggested filter. It will be also measured out in VUT laboratory to verifying his functionality. Last we will compare results of real detect values of differential and not differential connection. The last part is the conclusion, in which an assessment of the whole work is made.

KEY WORDS

fully differential frequency filters, current mode, voltage mode, the active elements, signal flow graphs, transformation of longitudinal structures, DACA, OTA, BOTa, MOTa, TIA, MO-CF, DO-CF, UCC, CCII

ZAPLETAL, M. *Plně diferenční kmitočtové filtry s řiditelným aktivním prvky*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 59 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Lukáš Langhammer.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Plně diferenční kmitočtové filtry s říditelným aktivním prvky“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 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/nebo majetkových a jsem si plně vědom následku porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonu (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

podpis autora

Poděkování

Rád bych poděkoval vedoucímu mé bakalářské práce, panu Ing. Lukáši Langhammerovi za odborné vedení, užitečné rady, bezproblémovou komunikaci a trpělivost.

V Brně dne

.....

podpis autora

Výzkum popsáný v této bakalářské práci byl realizovaný v laboratořích podpořených projektem Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX); registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

Obsah

Úvod.....	8
1 Kmitočtové filtry.....	9
1.1 Rozdělení filtrů.....	9
1.1.1 Selektivní filtry	9
1.1.2 Korekční filtry.....	10
1.1.3 Zpožďovací obvody	10
1.1.4 Pasivní	10
1.1.5 Aktivní	11
1.2 Vlastnosti filtru	11
1.2.1 Řád filtru.....	11
1.2.2 Jakost filtru.....	11
1.2.3 Charakteristický kmitočet	11
1.2.4 Přenosové vlastnosti filtru	11
2 Napěťový a proudový mód	13
2.1 Napěťový mód	13
2.2 Proudový mód	13
3 Diferenční a nediferenční obvody.....	14
3.1 Nediferenční obvody	14
3.2 Diferenční obvody.....	14
4 Návrh diferenčních struktur.....	15
4.1 Transformace podélných struktur	15
4.2 Transformace příčných struktur	15

5	Aktivní prvky.....	17
5.1	Proudové konvejory.....	17
5.2	Proudové sledovače.....	17
5.3	Transkonduktanční zesilovače	19
5.4	Digitálně říditelný proudový zesilovač.....	20
5.5	Transimpedanční zesilovač TIA (transimpedance amplifier).....	21
6	Metody návrhu kmitočtových filtrů	22
6.1	Grafy signálových toků	22
7	Vlastní návrh kmitočtových filtrů.....	26
7.1	Přeladitelný kmitočtový filtr DACA-TIA-BOTA1	26
7.2	Přeladitelný kmitočtový filtr DACA-TIA-BOTA2	30
7.3	Přeladitelný kmitočtový filtr BOTA-MOTA-DACA-TIA-BOTA	35
8	Praktická realizace	40
8.1	Návrh filtru z kapitoly 7.3	40
8.2	Měření nediferenčního zapojení filtru z kapitoly 7.3	40
8.3	Měření diferenčního zapojení filtru z kapitoly 7.3	42
	Závěr	46
	Literatura	48
	Seznam použitých zkratk a veličin	50
	Seznam příloh	52
	Příloha A.....	53
	Příloha B.....	57

Úvod

Kmitočtové filtry jsou nedílnou součástí dnešní elektroniky. Proto je toto téma stále aktuální. V této době dochází k inovaci kmitočtových filtrů, přecházením z napěťového módu na proudový mód. Právě tímto módem se budeme v této práci zabírat. Tento přechod samozřejmě znamená používání nových aktivních prvků, které pracují čistě v proudovém módu. Tyto prvky jsou v této práci použity a popsány.

V této práci jak již název naznačuje, budou rozebrány a popsány výhody diferenčních zapojení oproti zapojením nediferenčním.

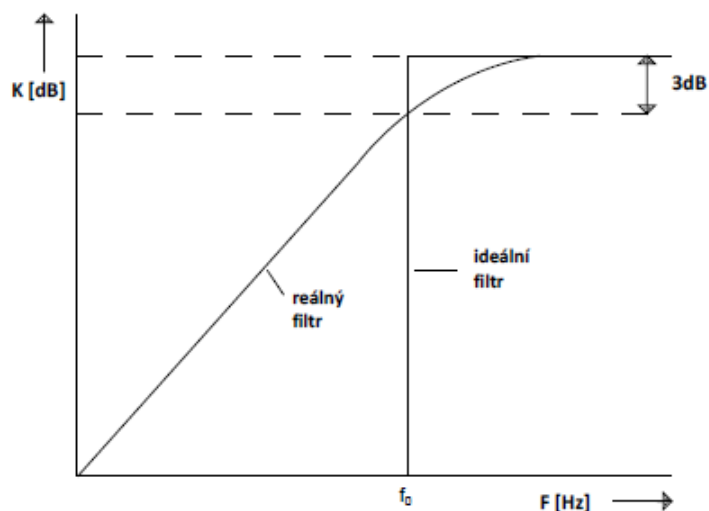
Mnou navržená nediferenční zapojení budou převedeny na diferenční zapojení pomocí metody podélné transformace, která bude popsána níže. Tyto zapojení budou odzkoušeny pomocí simulací v programu OrCAD. Výsledky těchto simulací budou vyneseny do grafů, které použijeme pro srovnání nediferenčních a diferenčních zapojení. A jedno ze zapojení bude vybráno a zkonstruováno na desce plošných spojů. Tohle zapojení bude změřeno, bude zjištěna jeho funkčnost a porovnání výsledků jeho diferenční a nediferenční podoby.

1 Kmitočtové filtry

Frekvence [1] nebo-li kmitočet je počet kmitu za jednotku času. Kmitočtovým pásmem rozumíme interval souvislých frekvencí, který je ohraničen horním a dolním charakteristickým kmitočtem, oblast mezi těmito kmitočty se nazývá šířka pásma.

Kmitočtové filtry slouží k výběru kmitočtových složek ze signálu dle jejich kmitočtů [2]. Kmitočtové filtry dokážou vybrané kmitočtové složky buď propustit (toto pásmo můžeme proto nazvat jako propustné pásmo, kmitočtové složky jsou propuštěny bez potlačení), nebo je potlačit (toto pásmo můžeme nazvat jako nepropustné, kmitočtové složky jsou potlačeny s maximálním útlumem) a také zadržet.

Vlastnosti těchto filtrů vyjadřujeme většinou pomocí modulové a fázové charakteristiky. V ideálním případě, který se ve skutečnosti nevyskytuje, by byl přechod mezi propustným a nepropustným pásmem obdelníkový. [2]



Obrázek 1.1: Modulová charakteristika horní propusti reálného a ideálního filtru [2]

1.1 Rozdělení filtrů

Kmitočtové filtry můžeme rozdělit na skupiny podle jejich funkcí. Prvním případem jsou takzvané selektivní filtry [2].

1.1.1 Selektivní filtry

- **Dolní propust:** propouští pouze nižší frekvence než je charakteristický kmitočet f_0 , vyšší frekvence jsou odfiltrovány.
 - **Integrační článek:** má charakteristiku DP, protože výstupní napětí je integrálem vstupního napětí podle času. Čím větší je přivedená frekvence vstupního napětí tím menší je výstupní napětí. [3]

- **Horní propust:** naopak propouští jen vyšší frekvence než je charakteristický kmitočet f_0 , a nižší frekvence jsou odfiltrovány.
 - **Derivační článek:** má charakteristiku HP, protože výstupní napětí je derivací vstupního napětí podle času. Čím větší je přivedená frekvence vstupního napětí, tím větší je výstupní napětí. [4].
- **Pásmová propust:** propouští jen frekvenční pásmo, které je tvořeno charakteristickým kmitočtem horní propusti f_{h0} a charakteristickým kmitočtem dolní propusti f_{d0} , ostatní frekvence jsou odfiltrovány.
- **Pásmová zádrž:** naopak tlumí frekvence, které se nachází mezi charakteristickým kmitočtem f_{h0} a f_{d0} a propouští frekvence mimo toto pásmo.

Dalším typem filtrů jsou korekční filtry [2].

1.1.2 Korekční filtry

Korekční filtr K_2 musí mít takovou kmitočtovou závislost, aby mohl ovlivnit přenosový blok K_1 takovým způsobem, aby výsledný modul přenosu celé soustavy K byl konstantní.

Posledním typem jsou zpožďovací obvody [2].

1.1.3 Zpožďovací obvody

Používají se k vytvoření fázového posuvu v závislosti na kmitočtu, tak aby se nezměnil výsledný přenos obvodu. Z toho plyne, že modul přenosu musí být na kmitočtu nezávislý.

Také můžeme filtry rozdělit podle toho, zda obsahují pasivní nebo aktivní prvky:

1.1.4 Pasivní

Pasivní filtry obsahují prvky, jako jsou rezistory, indukty a kondenzátory. Filtry jsou tvořeny kombinací těchto prvků, RC – LC – RLC [1]. Pasivní prvky dosahují menšího přenosu než 1. Velkou výhodou je dosažení vysokých charakteristických kmitočtů, až stovky MHz.

1.1.5 Aktivní

U aktivních filtrů jsou kombinovány aktivní prvky (DACA (Digitally Adjustable Current Amplifier), OTA (Operational Transconductance Amplifier), TIA (Transimpedance Amplifier), tyto prvky budou rozebrány níže [5]) s prvky pasivními. Aktivní prvky mohou dosahovat vyšších přenosů než 1. Použitím aktivních prvků ve filtrační struktuře můžeme získat filtry i vyšších řádů než prvního. Tato práce se touthle problematikou zabývá, proto vše bude rozebráno podrobněji níže.

1.2 Vlastnosti filtru

1.2.1 Řád filtru

Udává jak moc se blíží přenosová charakteristika, ideální charakteristice. Čím vyšší řád filtru tím je strmost charakteristiky vyšší a tím více se blíží ideální charakteristice. Ale při návrhu filtru musíme využít nejnižší dostatečně funkční řád filtru, protože cena filtru roste se zvyšujícím se řádem filtru. [2]

1.2.2 Jakost filtru

Činitel jakosti udává míru ztrát v rezonančním obvodu. Značka činitele jakosti je Q , čím vyšší výsledná hodnota činitele jakosti je, tím menší máme ztráty v obvodu. Ztráty jsou způsobeny mnoha faktory, záleží především na použitém prvku v obvodu. [6]

1.2.3 Charakteristický kmitočet

Charakteristický kmitočet značíme f_0 . Jde o kmitočet, při kterém poklesne přenos signálu o 3dB (tedy přibližně 29%). Změnou hodnot kondenzátorů nebo rezistorů můžeme charakteristický kmitočet snižovat nebo zvyšovat. [2]

1.2.4 Přenosové vlastnosti filtru

Prochází-li kmitočtovým filtrem harmonický signál s napětím (proudem) U_1 (I_1), kmitočtem f_1 a fází φ_1 na výstupu filtru získáme signál se stejným kmitočtem f_1 , ale odlišným napětím (proudem) U_2 (I_2) a odlišnou fází φ_2 . [2]

Základním zapojením kmitočtového filtru je lineární dvojbran [2], jehož chování lze vyjádřit pomocí přenosové funkce modulu (1.1), (1.3) a argumentu (1.2):

$$\text{Přenos napětí: } K_U = \frac{U_2}{U_1} \quad (1.1)$$

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 \quad (1.2)$$

$$\text{Přenos proudu: } K_I = \frac{I_2}{I_1} \quad (1.3)$$

kde modul K_U (K_I) je poměrem výstupního napětí U_2 (proudu I_2) a vstupního napětí U_1 (proudu I_1).

Argument φ je výsledný fázový posuv, který je dán rozdílem mezi fází výstupního signálu φ_2 a fází vstupního signálu φ_1 .

Tyto přenosové funkce lze použít jen pro konkrétní kmitočety, a proto nemají velké praktické využití. Přenosové vlastnosti pro praktické použití vyjádříme jako funkci kmitočtu (1.4).

$$K(p) = \frac{a_m(p)^m + a_{m-1}(p)^{m-1} + \dots + a_1 p + a_0}{b_n(p)^n + b_{n-1}(p)^{n-1} + \dots + b_1 p + b_0} \quad (1.4)$$

Kde a, b jsou reálnými koeficienty; m, n udávají řád polynomu, hodnota m musí být vždy menší nebo rovna hodnotě n ($m \leq n$). Řád filtru nám udává nejvyšší mocnina n . Písmenem p značíme komplexní kmitočty, který má tvar $p = j\omega$. [2]

2 Napěťový a proudový mód

2.1 Napěťový mód

Na vstup obvodu je přivedeno napěťové buzení a na výstupu obvodu je sledována napěťová odezva. [6] Napěťový mód je nejpoužívanějším módem. Avšak napěťový mód potřebuje velké napájecí napětí a moderní trendy se snaží napájecí napětí snižovat, proto se přechází na proudový mód. [7]

2.2 Proudový mód

V proudovém módu je nositelem signálu proud, na rozdíl od napěťového módu, kde je využito napětí. Na vstup obvodu je přivedeno proudové buzení a na výstupu obvodu je sledována proudová odezva. [6] Tento mód je používán stále častěji a pomalu, tak nahrazuje napěťový mód.

Proudovému módu na rozdíl od napěťového stačí nižší napájecí napětí a je v určitých případech schopný pracovat v širším kmitočtovém pásmu. Značnou nevýhodou proudového módu je, že neexistují přístroje, které dokážou budít a sledovat proud. Proto se musí v obvodech používat převodníky U/I a zpětné I/U, to samozřejmě ovlivňuje výslednou charakteristiku. [7] [8]

3 Diferenční a nediferenční obvody

3.1 Nediferenční obvody

Nediferenční obvody mají pouze jeden vodič pro vstup a výstup a jeden vodič, kterým je obvod uzemněn. Velkou nevýhodou těchto obvodů je možné rušení signálu přenášeného signálovým vodičem. Může tak vznikat nechtěný jev šum, a tím vznikne zkreslení signálu. [8] Nediferenční proud můžeme popsat jednoduchou rovnicí (3.1). [5]

$$I = I_{vst} = I_{vyst} \quad (3.1)$$

3.2 Diferenční obvody

Diferenční obvody se vyznačují dvěma signálovými vstupními a výstupními vodiči, a vodičem, který obvod uzemní. Výsledný signál je dán rozdílem vstupních nebo výstupních signálů. [5] [8] Díky přenosu signálu dvěma vodiči, tak dosahujeme lepšího zabezpečení signálu proti vnějšímu rušení. Diferenční obvody mají oproti nediferenčním větší dynamický rozsah, pracují s větší šířkou pásma, jejich poměr signálu k šumu je lepší a mají menší harmonické zkreslení.

Značnou nevýhodou diferenčních obvodu je nutné použití dvojnásobného množství pasivních a aktivních nediferenčních prvků, počet plně diferenčních prvků zůstává stejný, než u nediferenčních obvodů a s tím spojený větší energetický odběr obvodu.

$$\text{Diferenční proud [5]: } I = I_{vst+} - I_{vst-} \text{ nebo } I = I_{vyst+} - I_{vyst-} \quad (3.2)$$

$$\text{Diferenční proudový přenos [5]: } K_I = \frac{I_{vyst+} - I_{vyst-}}{I_{vst+} - I_{vst-}} \quad (3.3)$$

4 Návrh diferenčních struktur

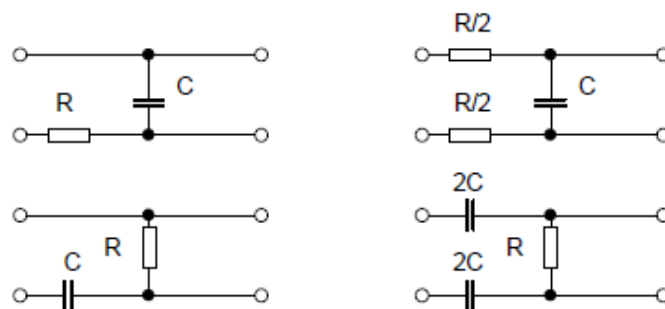
Nejnámější a nejjednodušší metodou návrhu diferenční struktury je převedení nediferenční struktury na diferenční. Toho docílíme tzv. zrcadlením pasivních prvků, které zrcadlíme podle osy souměrnosti, kterou tvoří aktivní prvek, počet pasivních prvků se zdvojnásobí. [8]

Pokud je aktivní prvek nediferenční, tak ho nahradíme za diferenční nebo ho lze také zrcadlit, počet aktivních prvků se tak také zdvojnásobí a vzniká tak složitější obvod.

Hodnoty pasivních zrcadlených prvků určíme pomocí dvou metod. Buď metodou transformace podélných struktur, nebo metodou transformace příčných struktur. [8]

4.1 Transformace podélných struktur

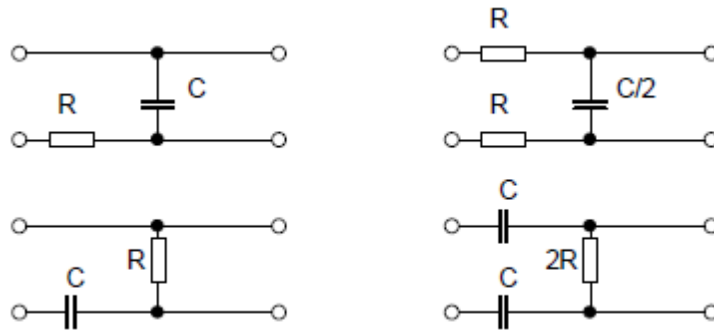
U podélné transformace se zrcadlí prvky, které jsou obsaženy v podélné větvi struktury. Prvky obsažené v příčné větvi se nemění. Rezistor se při zrcadlení rozdvojí a oba tyto rezistory mají poloviční hodnotu, než měl rezistor původní. Kondenzátor se podobně jako rezistor také při zrcadlení rozdvojí, ale nové kondenzátory mají dvojnásobnou hodnotu než původní. [8] Ukázka podélné transformace, pro rezistor a kondenzátor:



Obrázek 4.1: Příklad podélné transformace rezistorů a kondenzátorů, vlevo původní objekt, vpravo objekt po zrcadlení

4.2 Transformace příčných struktur

U příčné transformace se zrcadlí takové prvky, které jsou obsaženy v podélné větvi, zrcadleným prvkům zůstává jejich původní hodnota. Mění se hodnoty prvků, které jsou obsaženy v příčné větvi. Při příčné transformaci se hodnota rezistoru oproti podélné transformaci zdvojnásobí a hodnota kondenzátoru je naopak poloviční. [8] Ukázka příčné transformace, pro rezistor a kondenzátor:



Obrázek 4.2: Příklad příčné transformace rezistorů a kondenzátorů, vlevo původní objekt, vpravo objekt po zrcadlení

5 Aktivní prvky

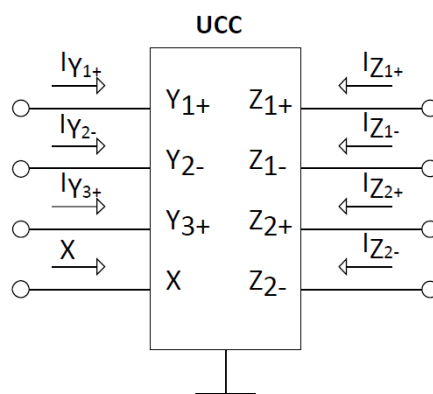
Dříve nejvíce používaným a nejznámějším aktivním prvkem byl operační zesilovač. Postupem času i pro jeho značné nevýhody jako je velká spotřeba energie, malá šířka pásma a přesun z napěťového módu k proudovému, je OZ nahrazováno novějšími aktivními prvky, jako jsou proudové sledovače, proudové zesilovače, proudové konvejory a transkonduktanční zesilovače, transimpedanční zesilovače atd. [8] Některé z těchto prvků, které jsou následně v této práci použity si podrobněji rozebereme dále v této kapitole.

5.1 Proudové konvejory

Proudové konvejory existují ve třech generacích: CCI, CCII, CCIII. Pro tyto tři generace existuje mnoho pod-generací. Vývoj proudových konvejsorů byl završen univerzálním proudovým konvejsorem UCC (Universal Current Conveyor). [5] Pomocí UCC lze zrealizovat veškeré typy proudových konvejsorů.

Univerzální proudový konvejsor je tvořen třemi napěťovými vstupy, které jsou označeny Y_{1+} , Y_{2-} a Y_{3+} , dále jej tvoří proudový vstup označen X a čtyři proudové výstupy značeny Z_{1+} , Z_{2+} , Z_{1-} a Z_{2-} , které jsou zrcadlením proudu z proudového vstupu X , jen některé výstupy jsou jeho negací.

Správným zapojením svorek UCC lze získat i jiné aktivní prvky, než jsou proudové konvejory, jako jsou například proudový sledovač MO-CF (Multi Output-Current Follower) nebo transkonduktanční zesilovač BOTA (Balanced Operational Transconductance Amplifier). [5]



Obrázek 5.1: Schématická značka UCC

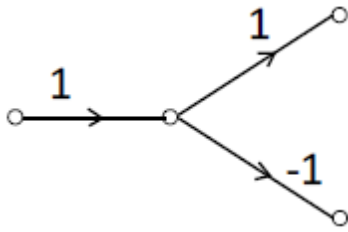
5.2 Proudové sledovače

Proudové sledovače CF (Current Follower) jsou součástí velké skupiny používaných aktivních prvků, ale také mohou být používány jako samostatný prvek. Jak už název naznačuje, sledují proud, tedy zrcadlí ho ze vstupu na výstup.

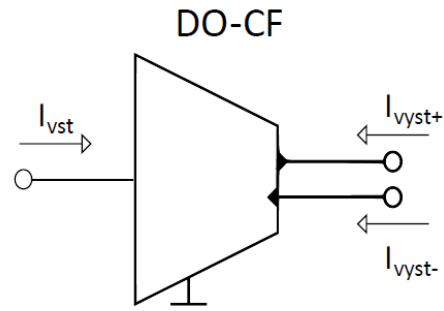
Představíme si tři typy proudových sledovačů:

Prvním typem je proudový sledovač DO-CF (Dual Output-Current Follower), tento typ má jeden proudový vstup a dva výstupy. Můžeme popsat rovnicí (5.1). [5]

$$i_{vst} = i_{vyst+} = -i_{vyst-} \quad (5.1)$$



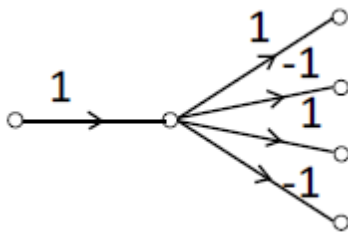
Obrázek 5.2.1: Zjednodušený M-C graf DO-CF



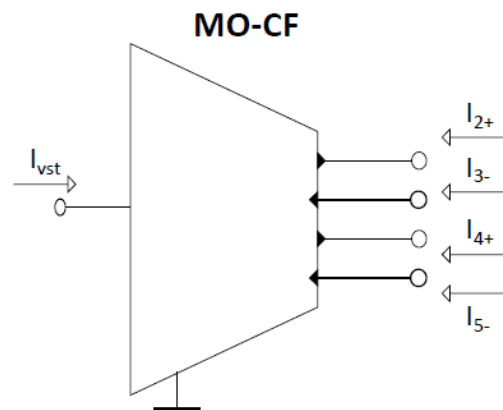
Obrázek 5.2.2: Schématická značka DO-CF

Druhým typem je proudový sledovač MO-CF (Multi Output-Current Follower), který je z těchto tří typů nejpoužívanější, má také jeden proudový vstup, ale čtyři proudové výstupy. MO-CF lze při správném zapojení svorek k zemi nahradit UCC. Můžeme popsat rovnicemi (5.2). [5]

$$i_{vst} = i_2 = i_4 = -i_3 = -i_5 \quad (5.2)$$



Obrázek 5.3.1: Zjednodušený M-C graf MO-CF

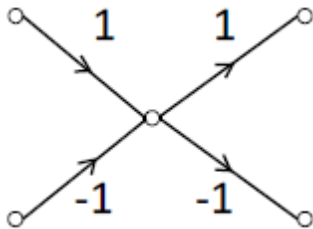


Obrázek 5.3.2: Schématická značka MO-CF

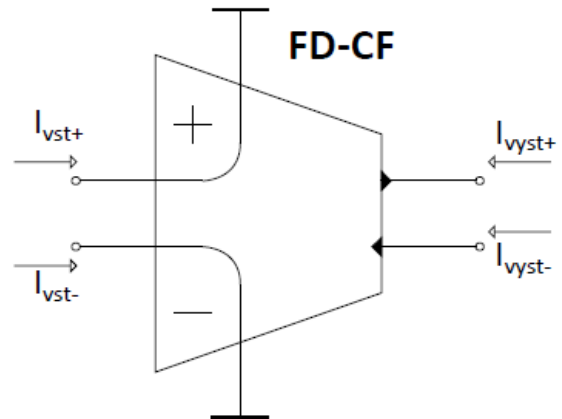
A posledním typem je FD-CF (Fully Differential-Current Follower), je to plně diferenční proudový sledovač, který má diferenční vstup i diferenční výstup. Zesílení na nediferenčním vstupu je 1/2 a na diferenčním výstupu je jednotkové. To můžeme popsat rovnicemi (5.3), (5.4). [5]

$$i_{vyst+} = \frac{1}{2}(i_{vst+} - i_{vst-}) \quad (5.3)$$

$$i_{vyst-} = -\frac{1}{2}(i_{vst+} - i_{vst-}) \quad (5.4)$$



Obrázek 5.4.1: Zjednodušený M-C graf FD-CF



Obrázek 5.4.2: Schématická značka FD-CF

5.3 Transkonduktanční zesilovače

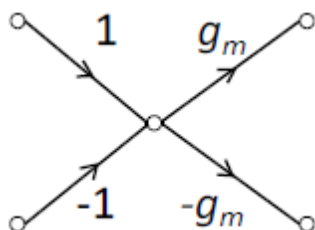
Pro operační transkonduktanční zesilovače používáme označení OTA (Operational Transconductance Amplifier). Jsou to napětím řízené zdroje proudu. Jeho hlavní vlastností je transkonduktance g_m . Výsledný proud tak můžeme popsat rovnicí (5.5). [5]

$$i_{vyst} = g_m(u_{vst+} - u_{vst-}) \quad (5.5)$$

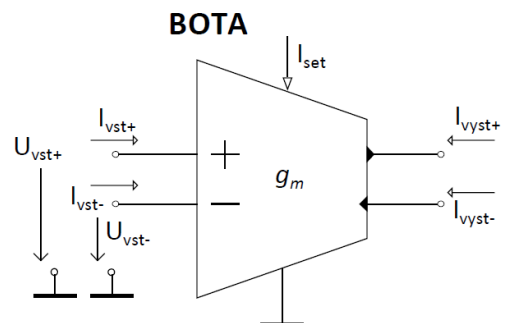
Transkonduktance může být přeladěna pomocí i_{SET} , tedy proudem kterým se transkonduktance může přenastavit na hodnotu nám vyhovující. Jak již bylo napsáno, OTA je v ideálním případě napětím řízený zdroj proudu, ale u reálného prvku nastává problém ve vstupním odporu a výstupní kapacitě, které zapříčiňují vzdálení se výsledných hodnot od ideálních. [9]

OTA existuje ve dvou verzích:

První verzí je BOTA (Balanced Operational Transconductance Amplifier), která obsahuje dva proudové výstupy. A jeho schéma je naznačeno na obrázku:



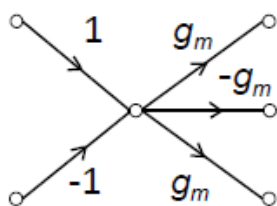
Obrázek 5.5.1: Zjednodušený M-C graf BOTA



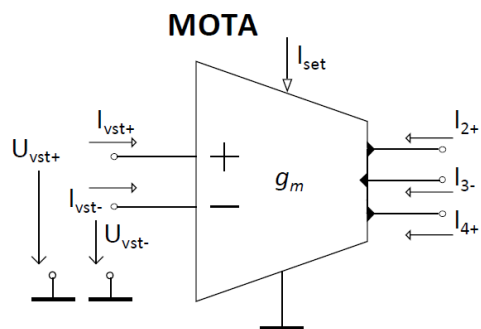
Obrázek 5.5.2: Schématická značka BOTA

Prvek BOTA lze také nahradit, jako většina aktivních prvků použitím UCC. Na svorky Y_1 a Y_2 přivedeme napětí a svorku Y_3 uzemníme. Před vstup X připojíme rezistor R , jehož hodnotou je námi určena transkonduktance. Z_1 a Z_2 slouží k výstupu proudu a zbylé dvě svorky Z_3 a Z_4 jsou uzemněny. [5]

Druhou verzí je MOTA (Multi-output Operational Transconductance Amplifier), tento operační transkonduktanční zesilovač má více výstupů než jsou dva.



Obrázek 5.6.1: Zjednodušený M-C graf MOTA



Obrázek 5.6.2: Schématická značka MOTA

5.4 Digitálně říditelný proudový zesilovač

Jeho označení je DACA (Digitally Adjustable Current Amplifier), je to plně diferenční aktivní prvek. V mnoha ohledech je podobný proudovým sledovačům, ale na rozdíl od proudových sledovačů, DACA výsledný proud zesiluje a to vždy o zesílení A . Zesílení A se nastavuje pomocí bitového slova, které je přivedeno na tříbitovou digitální CTR sběrnici. Hodnoty zesílení mohou být v rozmezí 1-8, jaké bitové slovo přiřazuje jakou hodnotu, bude popsáno níže v tabulce. [8]

DACA můžeme popsat rovnicemi (5.6) až (5.10). [5]

$$i_{DIvst} = i_{vst+} - i_{vst-} \quad (5.6)$$

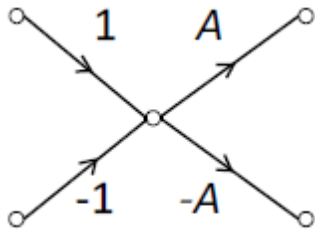
$$i_{DIvyst} = i_{vyst+} - i_{vyst-} \quad (5.7)$$

$$i_{DIvyst} = 2Ai_{DIvst} \quad (5.8)$$

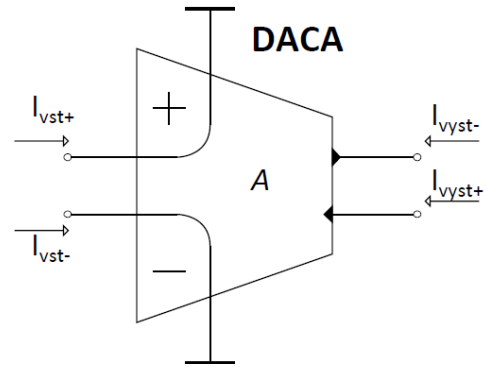
$$i_{vyst+} = A(i_{vst+} - i_{vst-}) \quad (5.9)$$

$$i_{vyst-} = -A(i_{vst+} - i_{vst-}) \quad (5.10)$$

kde i_{DIvst} je diferenční vstupní proud, i_{DIvyst} je diferenční výstupní proud a A jak již bylo řečeno zesílení. Z rovnic plyne, že diferenční proudové zesílení je dvojnásobné oproti nediferenčnímu proudovému zesílení.



Obrázek 5.7.1: Zjednodušený M-C graf DACA



Obrázek 5.7.2: Schématická značka DACA

Bitové slovo	000	001	010	011	100	101	110	111
Zesílení A	1	2	3	4	5	6	7	8

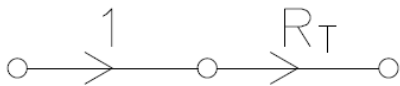
Tabulka 1: Přiřazení bitového slova k zesílení A

5.5 Transimpedanční zesilovač TIA (transimpedance amplifier)

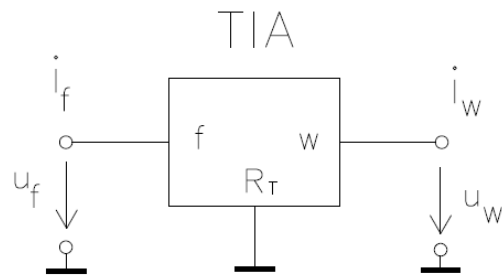
Je transimpedanční zesilovač. V případě implementace pomocí UCC je jeho impedance ovlivňována pomocí rezistoru R_t . Rezistorem R_t lze nastavovat impedanci na jeho výstupu a tak měnit jeho vlastnosti zesílení. Tento zesilovač má jeden proudový vstup a jeden napěťový výstup, proto musí být v našich zapojeních přiveden na vstup prvku BOTa.

Prvek TIA můžeme popsat rovnicí (5.11).

$$u_f = R_t i_f, i_f = 0 \quad (5.11)$$



Obrázek 5.8.1: Zjednodušený M-C graf TIA



Obrázek 5.8.2: Schématická značka TIA

6 Metody návrhu kmitočtových filtrů

Existuje mnoho metod, kterými lze navrhovat obvody kmitočtových filtrů, jako jsou například metoda úplné admitanční sítě, způsobem rozšiřování obvodů, návrhem filtrů se syntetickými prvky vyššího stupně a také pomocí grafů signálových toků. [10]

Metoda grafů signálových toků, bude dále podrobněji popsána, protože ji budeme využívat k návrhům filtrů v této práci.

6.1 Grafy signálových toků

Za autora této metody je považován S. J. Mason, který v roce 1953 navrhl grafy pro popis a řešení lineárních obvodů, tyto grafy se dnes nazývají Mansonovy grafy. Později přišel s novým přepracováním grafů pan Coates. Dnes se pro návrh nebo popis obvodů používá jejich kombinace takzvané M-C grafy (Mason-Coates). [11]

Pro porozumění výkladu grafů si musíme objasnit jednotlivé body celkové struktury grafů. Základním bodem je uzel, který vysílá nebo přijímá signál, uzlů máme více druhů. Výstupní nebo vstupní uzel, tyto uzly nám v obvodu budou představovat vstupy a výstupy signálů. Dalším bodem je větev, ta nám propojuje jednotlivé uzly. Pomocí větví můžeme definovat cestu. Cesta je tvořena jednou nebo více větvemi, které jsou shodně orientované. Přímá cesta, je taková cesta, která obsahuje libovolný uzel vždy jen jednou. A nakonec je tu smyčka. Smyčka, je cesta, která se vrací do výchozího uzlu, vlastní smyčka je taková smyčka, která vychází z jednoho uzlu a vrací se zpět do něj, aniž by prošla uzlem jiným. [12]

Pomocí Masonova pravidla můžeme z grafů obvodu vypočítat přenosovou funkci.

Masonovo pravidlo přenosu (6.1). [13]

$$K = \frac{Y}{X} = \frac{1}{\Delta} \sum P_i \Delta_i \quad (6.1)$$

P_i je přenos i – té přímé cesty z uzlu X do uzlu Y , Δ je determinantem grafu a je popsán rovnicí (6.2).

$$\Delta = V - \sum_k S_1^k V_1^k + \sum_l S_2^l V_2^l - \sum_m S_3^m V_3^m + \dots, \quad (6.2)$$

kde V je součin všech vlastních smyček, S_1^k je přenos k -té smyčky, V_1^k je součin všech vlastních smyček uzlů, které se k -té smyčky nedotýkají. S_2^l je přenos dvou vzájemně se nedotýkajících smyček, V_2^l je podobně jako v předchozím případě součinem všech vlastních smyček uzlů, které se nedotýkají l -té smyčky. S_3^m je přenos tří vzájemně se nedotýkajících smyček, V_3^m stejný případ jako u předchozích dvou, akorát se uzly nedotýkají m -té smyčky. Pokud se v grafu vyskytuje více jak tři vzájemně se nedotýkající smyčky, ve výpočtu se pokračuje stále stejně. [13]

Pokud smyčka nebo k -tá přímá cesta prochází všemi uzly platí, že součin V nebo-li Δ_k je roven jedné.

Pokud se v grafu vyskytne část, která se nedotýká uzlů i -té přímé cesty, musíme pro tuto část určit determinant, v tomto případě bude nazýván jako subdeterminant Δ_i . [13]

Tvar charakteristická rovnice CE popisuje chování navrhovaného obvodu a její levá strana je rovna determinantu Δ . Při návrhu rovnice se musíme ujistit, že ve jmenovateli přenosové funkce bude nejméně $n + 1$ prvků než v čitateli. Všechny prvky ve jmenovateli by měli mít stejné znaménko, aby byla zajištěna stabilita obvodu. [8]

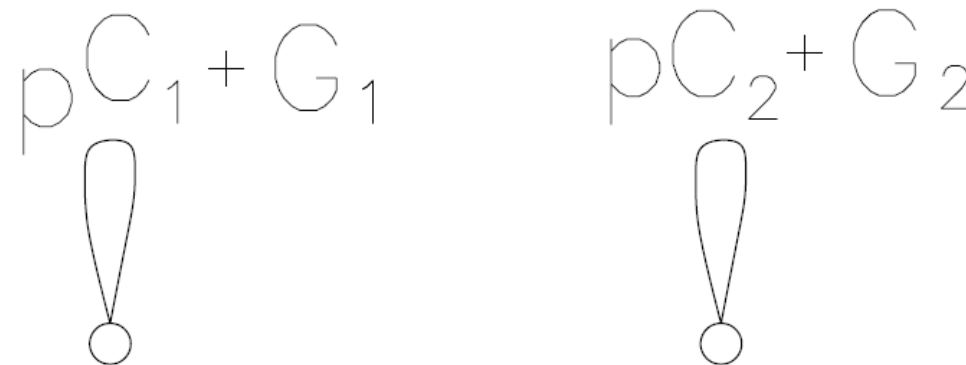
Příklad CE rovnice (6.3).
$$CE = p^2 C_1 C_2 + p C_1 A_1 g_{mQ} R_t G_2 + A_1 A_2 G_1 G_2 \quad (6.3)$$

Filtr s charakteristickou rovnicí (6.3) bude druhého řádu a umožňuje změnu charakteristického kmitočtu a činitele jakosti. Platí že $A_1 = A_2 = A$.

Popis návrhu filtru pomocí grafů signálových toků [13]:

V prvním korku musíme vytvořit dvě nedotýkající se smyčky, jak lze vidět na obrázku (6.1), protože se jedná o filtr druhého řádu. A tím dostaneme rovnici (6.4).

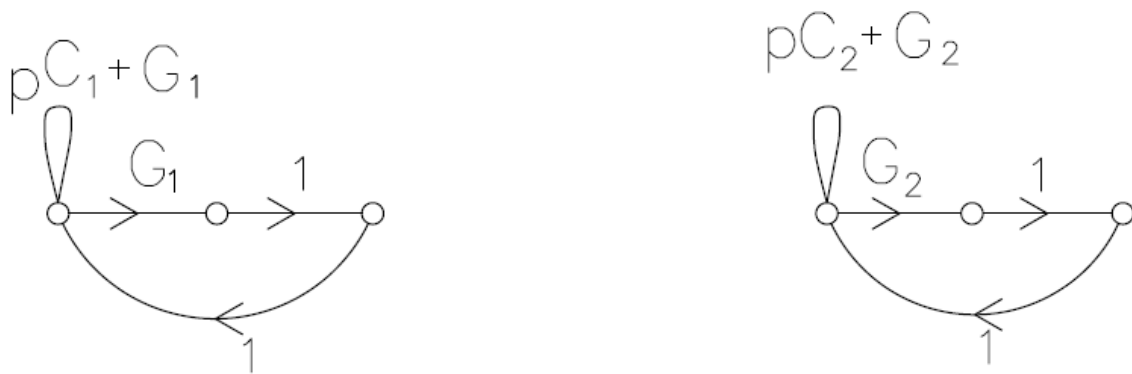
$$CE = (pC_1 + G_1)(pC_2 + G_2) = p^2 C_1 C_2 + pC_1 G_2 + pC_2 G_1 + G_1 G_2 \quad (6.4)$$



Obrázek 6.1: Dvě navzájem se nedotýkající smyčky

Abychom dostali první člen naší výsledné charakteristické rovnice (6.3), potřebujeme eliminovat některé členy rovnice (6.4), a toho dosáhneme vytvořením dalších dvou nedotýkajících se smyček, které vidíme na obrázku (6.2), dostaneme rovnici (6.5). [13]

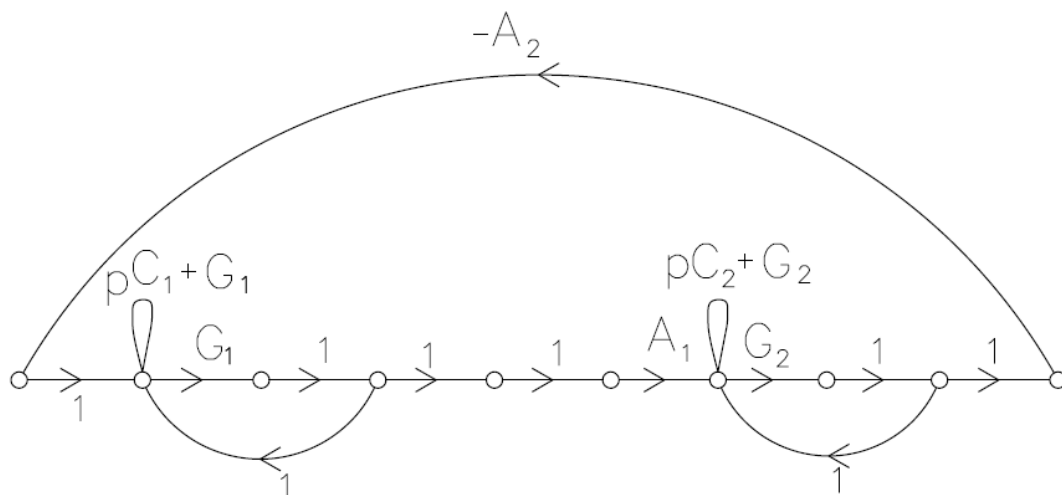
$$CE = p^2 C_1 C_2 + pC_1 G_2 + pC_2 G_1 + G_1 G_2 - (G_1(pC_2 + G_2)) - (G_2(pC_1 + G_1)) + G_1 G_2 = p^2 C_1 C_2 \quad (6.5)$$



Obrázek 6.2: Zavedení dvou nedotýkajících eliminačních smyček

Další člen naší výsledné charakteristické rovnice (9.6) získáme zavedením hlavní smyčky, tu vidíme na obrázku (6.3) [13]:

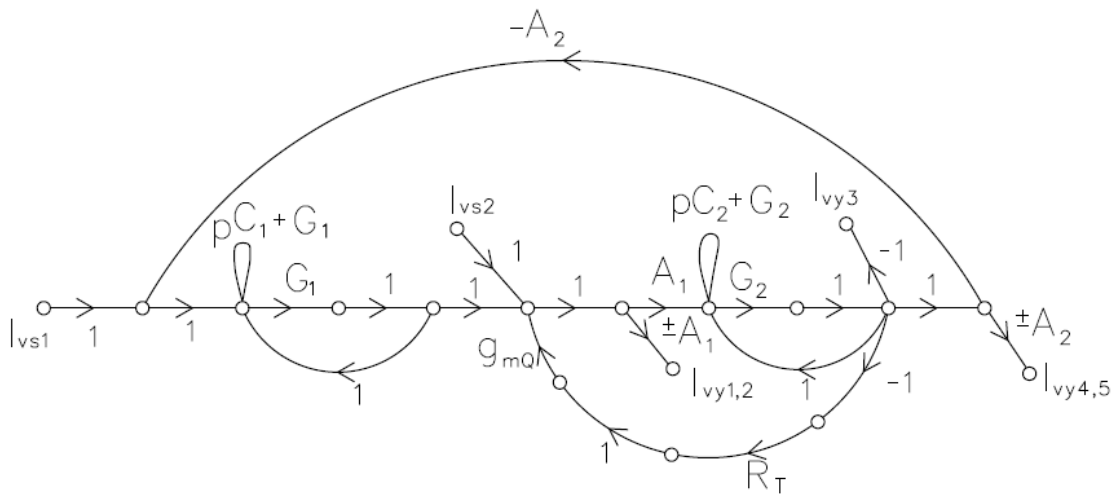
$$CE = p^2 C_1 C_2 - (A_1(-A_2)G_1 G_2) = CE = p^2 C_1 C_2 + A_1 A_2 G_1 G_2 \quad (6.6)$$



Obrázek 6.3: Zavedení hlavní smyčky

Přidáním poslední smyčky získáme, poslední člen naší výsledné charakteristické rovnice (6.3) a také výsledný graf obvodu, výsledný graf pozorujeme na obrázku (6.4). Z tohoto grafu signálových smyček lze také sestavit výsledné schéma zapojení. [13]:

$$CE = p^2 C_1 C_2 + A_1 A_2 G_1 G_2 - \left((-R_t) g_{mQ} A_1 G_2 (p C_1 + G_1) + G_1 (-R_t) g_{mQ} A_1 G_2 \right) = p^2 C_1 C_2 + p C_1 A_1 g_{mQ} R_t G_2 + A_1 A_2 G_1 G_2 \quad (6.7)$$



Obrázek 6.4: Výsledný zjednodušený M-C graf filtru

7 Vlastní návrh kmitočtových filtrů

Níže uvedené mnou navržené zapojení kmitočtových filtrů byly navrženy pomocí grafů signálových toků. Všechny tři nediferenční zapojení byly převedeny na diferenční zapojení pomocí podélné transformace. Simulace těchto zapojení byly provedeny v programu orCad verze 10.3.

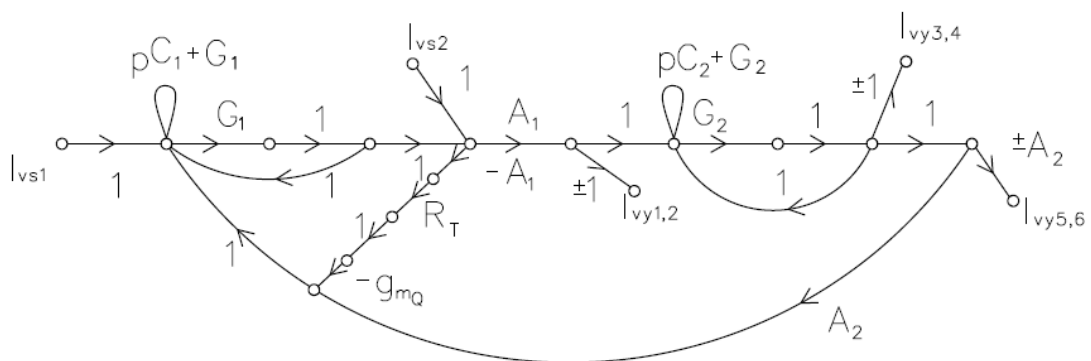
V zapojeních jsou použity aktivní prvky, jako je DACA, BOTA, TIA a UCC. DACA byla v orCadu simulována pomocí prvku, který má podobné vlastnosti jako reálný prvek. BOTA byla vytvořena pomocí UCC a rezistoru, který je připojen na vstup X a určuje tak traskonduktanci BOTY. TIA byla vytvořena pomocí UCC a CCII, kdy je připojen rezistor mezi CCII a UCC, kterým je nastaveno R_t . Všechny terminály Z z UCC jsou uzemněny a výstup z UCC je veden z X, tento výstup je napěťový, proto musí být přiveden na prvek BOTA. UCC bylo simulováno prvkem, který má podobné vlastnosti jako reálný prvek, taktéž CCII.

Simulace byly prováděny v rozsahu 1kHz až 100MHz. Základní charakteristický kmitočet byl u všech zapojení nastaven na 1MHz, hodnota činitele jakosti na 0,707.

7.1 Přeladitelný kmitočtový filtr DACA-TIA-BOTA1

Tento filtr je tvořený ze dvou prvků DACA, kterými lze ladit charakteristický kmitočet tohoto zapojení, prvky BOTA a TIA lze ladit činitel jakosti, celé zapojení je doplněno třemi proudovými sledovači, jedním DO-CF a dvěma MO-CF, jak jde vidět na obrázku 7.2. Diferenční zapojení na obrázku 7.3 jsem získal pomocí podélné transformace nediferenčního zapojení.

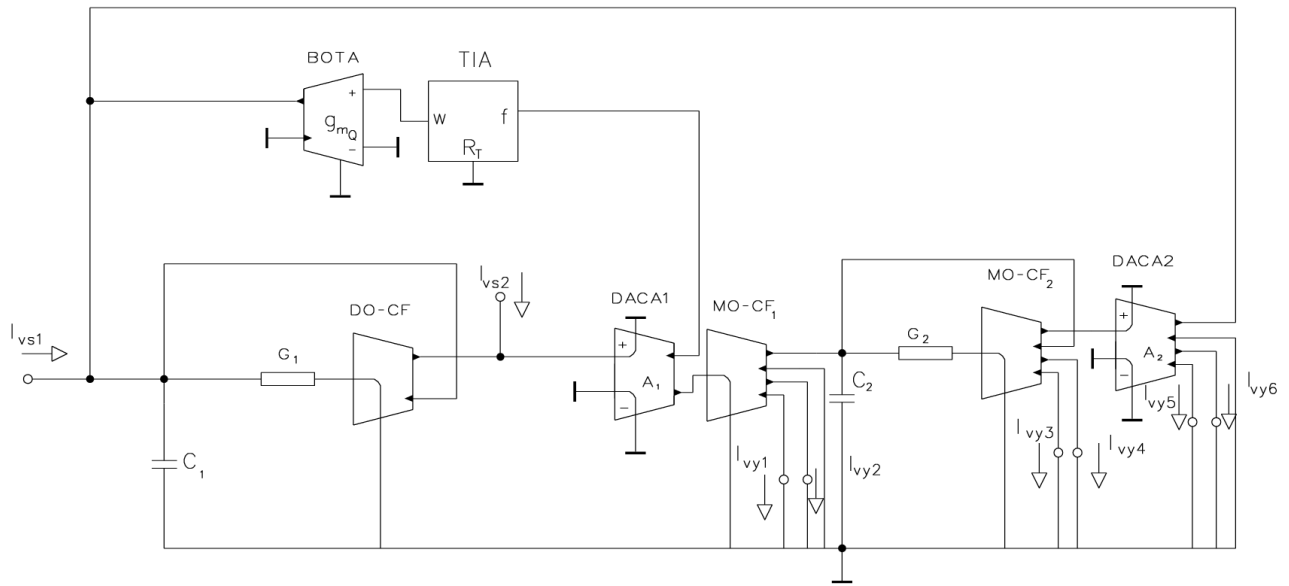
Tento filtr dokáže realizovat filtrační funkce, kterými jsou dolní propust, pásmová propust a horní propust.



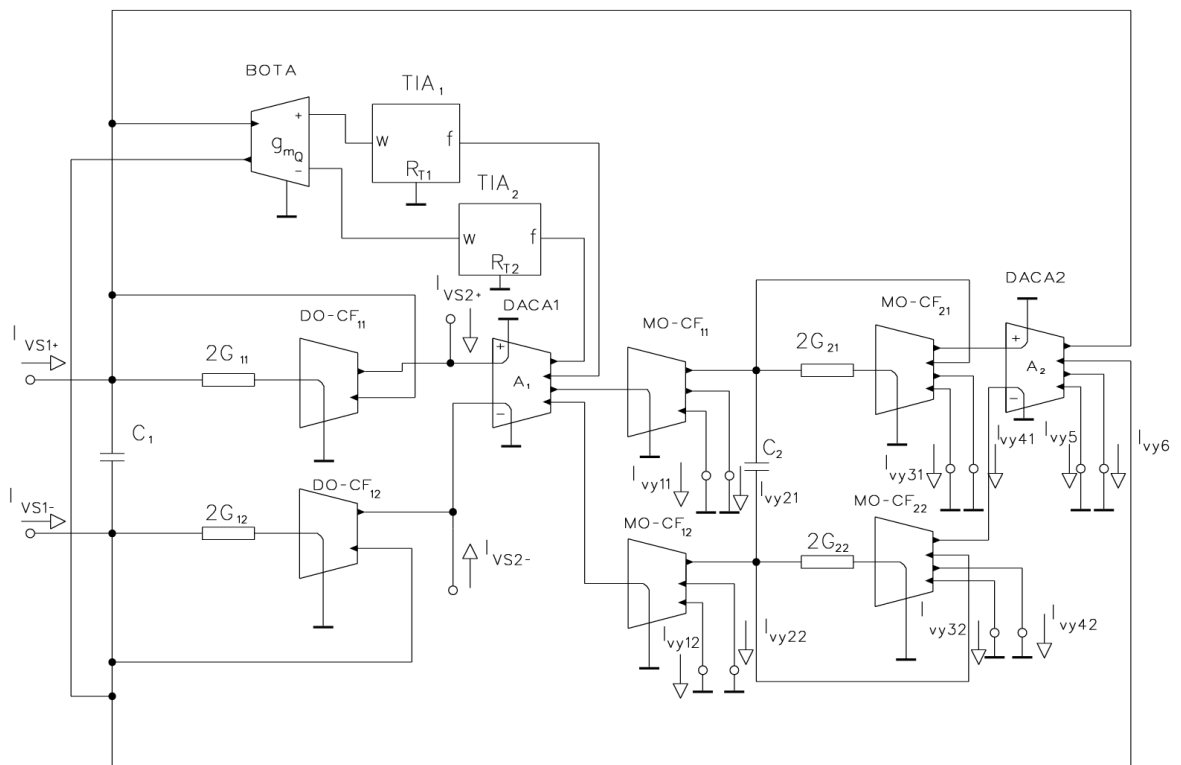
Obrázek 7.1: Zjednodušený M-C graf přeladitelného filtru DACA-TIA-BOTA1

Charakteristická rovnice tohoto zapojení:

$$CE = p^2 C_1 C_2 + p C_2 A_1 g_{mQ} R_t G_1 + A_1 A_2 G_1 G_2 \quad (7.1)$$



Obrázek 7.2: Nediferenční zapojení přeladitelného filtru DACA-TIA-BOTA1



Obrázek 7.3: Diferenční zapojení přeladitelného filtru DACA-TIA-BOTA1

Přenosové funkce pro jednotlivé výstupy:

$$K_{DP1} = \frac{I_{vy3}}{I_{vs1}} = \frac{-I_{vy4}}{I_{vs1}} = \frac{A_1 G_1 G_2}{CE}, \quad K_{DP2} = \frac{I_{vy5}}{I_{vs1}} = \frac{-I_{vy6}}{I_{vs1}} = \frac{A_1 A_2 G_1 G_2}{CE} \quad (7.2)$$

$$K_{PP1} = \frac{I_{vy3}}{I_{vs2}} = \frac{-I_{vy4}}{I_{vs2}} = \frac{pC_1A_1G_2}{CE}, K_{PP2} = \frac{I_{vy5}}{I_{vs2}} = \frac{-I_{vy6}}{I_{vs2}} = \frac{pC_1A_1A_2G_2}{CE} \quad (7.3)$$

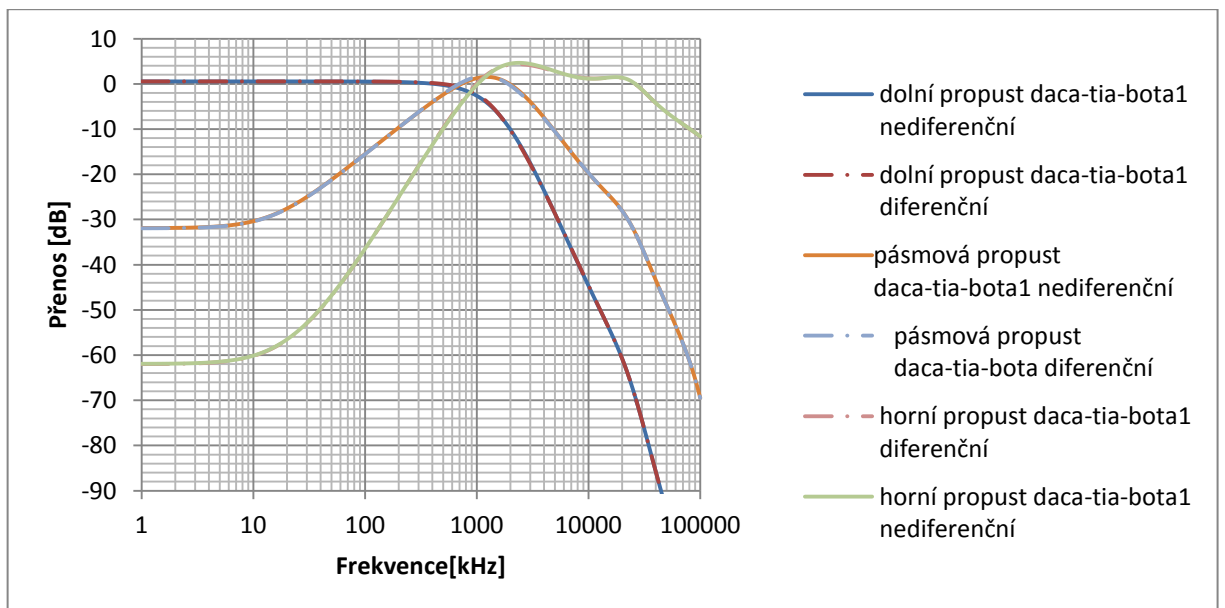
$$K_{HP} = \frac{I_{vy1}}{I_{vs2}} = \frac{-I_{vy2}}{I_{vs2}} = \frac{p^2C_1C_2A_1}{CE} \quad (7.4)$$

Hodnoty pro počáteční podmínky byly zvoleny, tak aby charakteristický kmitočet byl 1MHz. Prvky DACA byly nastaveny na hodnotu 1, tzn. $A_1 = A_2 = A = 1$, pro diferenční zapojení je tato hodnota poloviční. U obou kondenzátorů byla zvolena hodnota 440pF, tzn. $C_1 = C_2 = C = 440\text{pF}$. Hodnota činitele jakosti byla zvolena $Q = 0,707$ a hodnota traskonduktance $g_{mQ} = 1,961\text{mS}$, hodnota R_t byla dopočítána pomocí rovnice (7.6), výsledná hodnota $R_t = 510\Omega$, tato hodnota je pro diferenční zapojení čtvrtinová, tedy $R_{t1} = R_{t2} = 128\Omega$. Hodnota vodivosti byla zvolena na $G_2 = 3,906\text{mS} = R_2 = 256\Omega$ a druhá hodnota byla dopočítána pomocí rovnice (7.5), výsledná hodnota $G_1 = 1,953\text{mS} = R_1 = 512\Omega$.

Rovnice pro výpočet hodnot:

$$f_0 = \frac{A}{2\pi} \sqrt{\frac{G_1G_2}{C_1C_2}} \quad [14](7.5)$$

$$Q = \frac{1}{g_{mQ}R_t} \sqrt{\frac{C_1G_2}{C_2G_1}} \quad [14] (7.6)$$

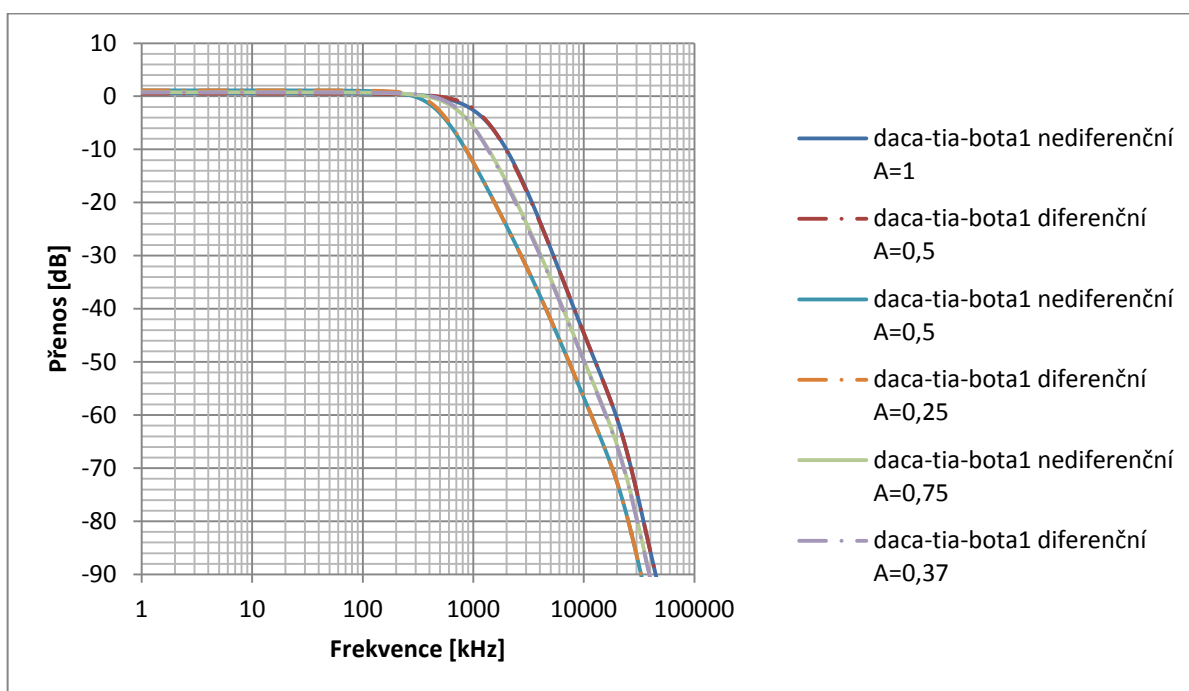


Obrázek 7.4: Průběhy dolní, pásmové a horní propusti zapojení na Obrázku 7.2 a Obrázku 7.3

Jak lze z grafu na obrázku 7.4 odečíst, výsledné křivky nevychází úplně podle ideálních předpokladů. To je nejspíše způsobeno tím, že prvky v programu, kopírují chování reálných prvků. I tak můžeme vidět, že charakteristický kmitočet těchto křivek se pohybuje kolem

1MHz. Z grafu také můžeme vidět, že má filtr celkem dobrou selektivitu, která je srovnatelná se selektivitou filtru z kapitoly 7.2.

Z grafu na obrázku 7.5 jde vidět, že výsledek nediferenčního a diferenčního zapojení je téměř stejný. Odchyly nejsou z grafu čitelné. Ale podle výsledků pásmové propusti má diferenční zapojení nepatrně lepší útlum, hodnota pro pásmovou propust v 1kHz je pro diferenční zapojení -31,9385dB a pro nediferenční -31,8989dB.



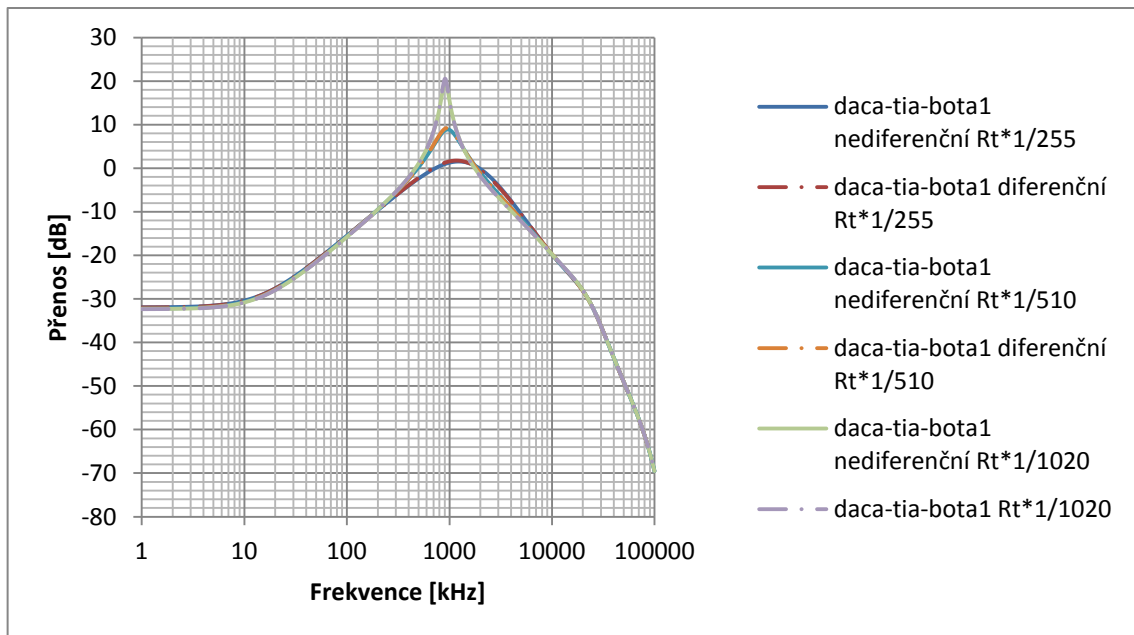
Obrázek 7.5: Průběhy dolní propusti se změnou charakteristického kmitočtu pomocí prvků DACA ze zapojení na Obrázku 7.2 a Obrázku 7.3

Na tomto grafu z obrázku 7.5 pozorujeme změnu charakteristického kmitočtu pomocí prvků DACA. Hodnoty A byly nastaveny pro nediferenční zapojení na $A = [1; 0,75; 0,5]$ a pro diferenční zapojení na $A = [0,5; 0,37; 0,25]$. Odchyly diferenčního a nediferenčního zapojení jsou opět nepatrné. Výsledné hodnoty simulace jsou:

	nedif.	dif.	nedif.	dif.	nedif.	dif.
A	1	0,5	0,75	0,37	0,5	0,25
f_0 [MHz]	1,063	1,108	0,758	0,767	0,49	0,508
ft_0 [MHz]	1	1	0,75	0,75	0,5	0,5

Tabulka 2: Teoretické a naměřené výsledky charakteristického kmitočtu, při jeho změně pomocí prvků DACA ze zapojení na Obrázku 7.2 a Obrázku 7.3

Z tabulky můžeme říct, že nediferenční zapojení má o něco lepší výsledky než diferenční zapojení.



Obrázek 7.6: Průběhy pásmové propusti, při změně činitele jakosti pomocí prvků BOTA a TIA ze zapojení na Obrázku 7.2 a Obrázku 7.3

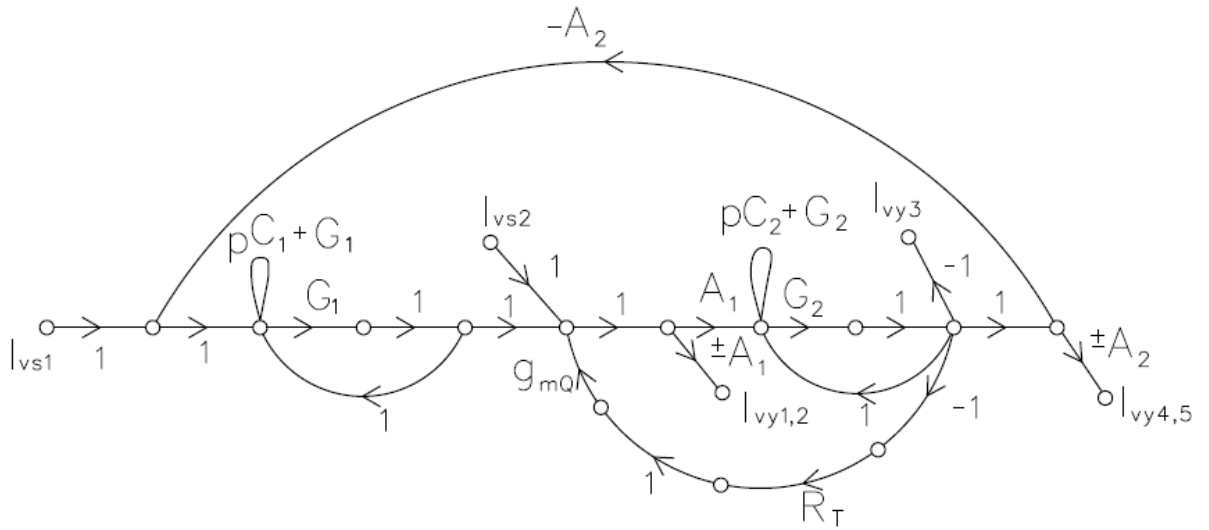
U posledního grafu na obrázku 7.6 pozorujeme změnu činitele jakosti Q . Činitel jakosti v našem zapojení ladíme pomocí prvku BOTA a prvku TIA. Rezistor u prvku TIA je nastaven na $R_t = 510\Omega$ u diferenčního zapojení je to čtvrtinová hodnota, prvek TIA zůstává neměnný a ladíme transkonduktanci g_{mQ} prvku BOTA. Hodnoty transkonduktance jsou $g_{mQ} = [0,9804; 1,961; 3,922]\text{mS}$. Činitel jakosti v tomto zapojení lze ladit i obráceně, popřípadě i změnou R_t a g_{mQ} současně. BOTA zůstává neměnná a mění se odpor u prvku TIA, ale výsledné hodnoty jsou horší.

Se snižující hodnotou g_{mQ} se snižuje činitel jakosti Q . Což lze vyčíst z obrázku 7.6.

7.2 Přeladitelný kmitočtový filtr DACA-TIA-BOTA2

Tento filtr je tvořený ze dvou prvků DACA, kterými lze ladit charakteristický kmitočtet tohoto zapojení, prvky BOTA a TIA lze ladit činitel jakosti, celé zapojení je doplněno dvěma proudovými sledovači, jedním DO-CF a jedním MO-CF, jak jde vidět na obrázku 7.8. Diferenční zapojení na obrázku 7.9 jsem získal pomocí podélné transformace nediferenčního zapojení.

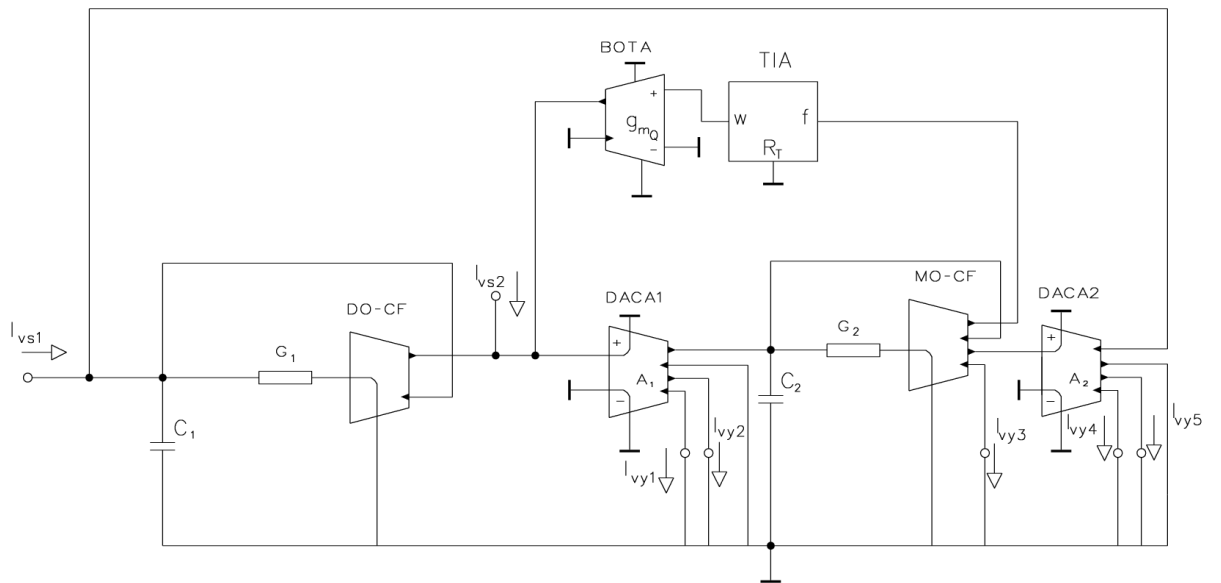
Tento filtr dokáže realizovat filtrační funkce, kterými jsou dolní propust, pásmová propust a horní propust.



Obrázek 7.7: Zjednodušený M-C graf přeladitelného filtru DACA-TIA-BOTA2

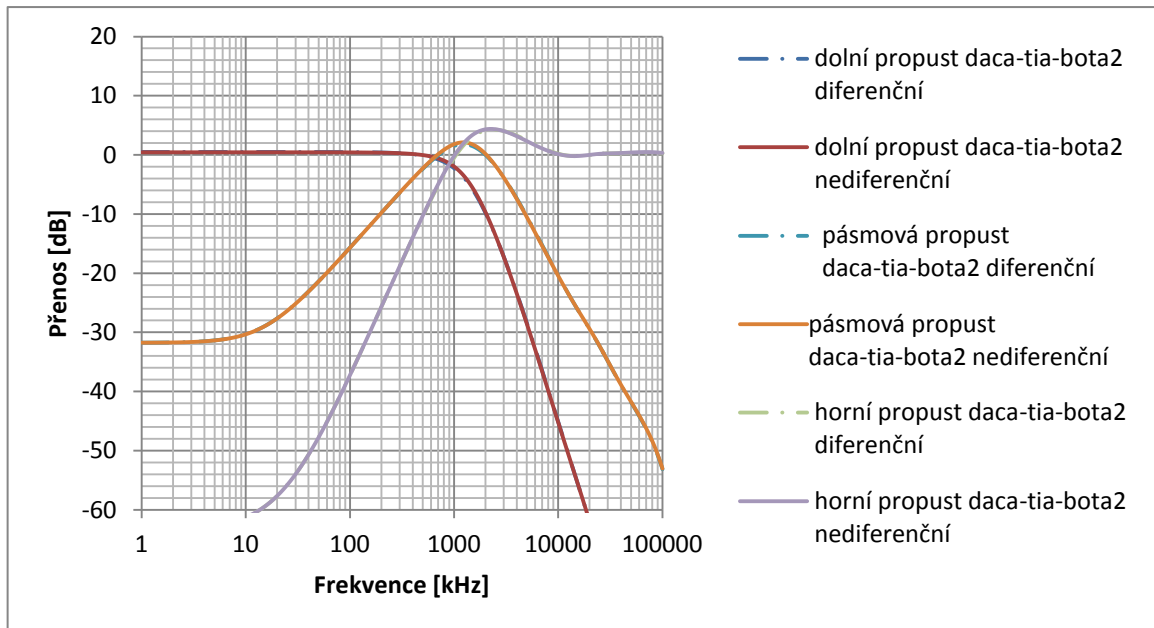
Charakteristická rovnice tohoto zapojení:

$$CE = p^2 C_1 C_2 + p C_1 A_1 g_{mQ} R_T G_2 + A_1 A_2 G_1 G_2 \quad (7.7)$$



Obrázek 7.8: Nediferenční zapojení přeladitelného filtru DACA-TIA-BOTA2

$$Q = \frac{1}{g_{mQ} R_t} \sqrt{\frac{C_2 G_1}{C_1 G_2}} \quad [14] \quad (7.12)$$



Obrázek 7.10: Průběhy dolní, pásmové a horní propusti ze zapojení na Obrázku 7.8 a Obrázku 7.9

Výsledné křivky na obrázku 7.10 nevychází úplně podle ideálních předpokladů. To je nejspíše způsobeno tím, že prvky v programu, kopírují chování reálných prvků. Horní propust a pásmová propust jsou lehce zkresleny. I tak můžeme vidět, že charakteristický kmitočet těchto křivek se pohybuje kolem 1MHz. Selektivita tohoto filtru je téměř stejná jako selektivita prvního filtru z kapitoly 7.1.

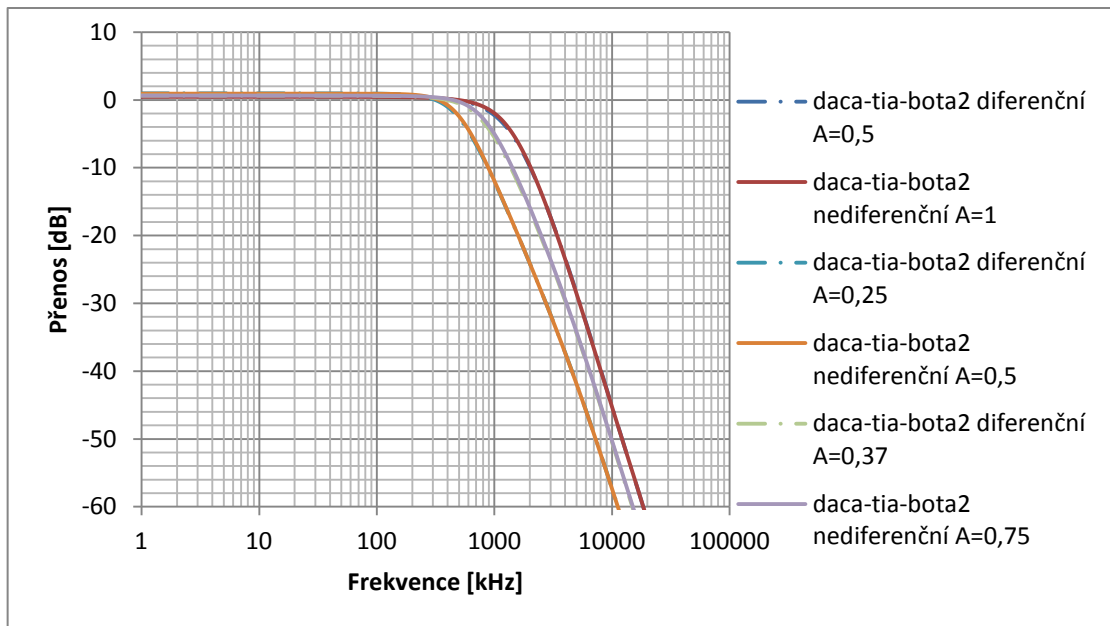
Výsledek nediferenčního a diferenčního zapojení je téměř stejný. Odchytky nejsou z grafu téměř čitelné. Podle výsledků pásmové propusti má o něco lepší útlum nediferenční zapojení, které má v 1kHz útlum -31,7571dB, diferenční zapojení má v 1kHz útlum -31,7426dB.

Na následujícím grafu obrázku 7.11 pozorujeme změnu charakteristického kmitočtu pomocí prvků DACA. Hodnoty A byly nastaveny pro nediferenční zapojení na $A = [1; 0,75; 0,5]$ a pro diferenční zapojení na $A = [0,5; 0,37; 0,25]$. Odchytky diferenčního a nediferenčního zapojení jsou opět nepatrné. Výsledné hodnoty simulace jsou:

	nedif.	dif.	nedif.	dif.	nedif.	dif.
A	1	0,5	0,75	0,37	0,5	0,25
f_0 [MHz]	1,166	1,113	0,819	0,782	0,533	0,517
ft_0 [MHz]	1	1	0,75	0,75	0,5	0,5

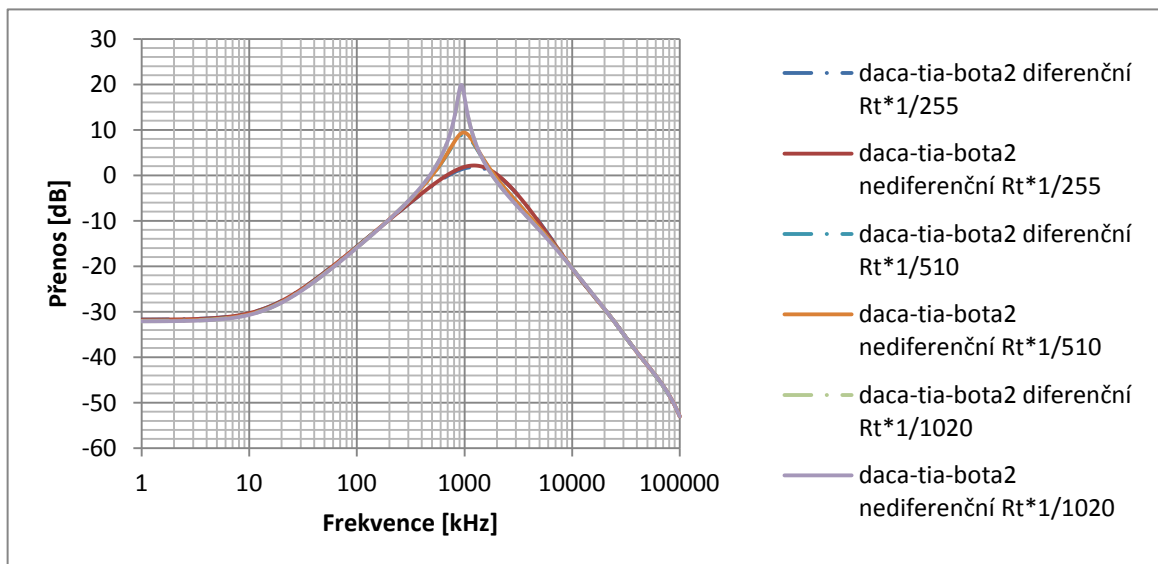
Tabulka 3: Teoretické a naměřené výsledky charakteristického kmitočtu, při jeho změně pomocí prvků DACA ze zapojení na Obrázku 7.8 a Obrázku 7.9

Podle tabulky můžeme říct, že diferenční zapojení se více přibližuje teoretickým hodnotám.



Obrázek 7.11: Průběhy dolní propusti se změnou charakteristického kmitočtu pomocí prvků DCA ze zapojení na Obrázku 7.8 a Obrázku 7.9

U posledního grafu na obrázku 7.12 pozorujeme změnu činitele jakosti Q . Činitel jakosti v tomto zapojení lze ladit pomocí prvku BOTA a prvku TIA a to třemi způsoby. V prvním případě ladíme Q změnou g_{mQ} a R_t zůstává stejné nebo v druhém případě se mění R_t a g_{mQ} zůstává stejné a v třetím případě měníme R_t a g_{mQ} současně. V našem případě jsme použili první způsob, protože druhý a třetí způsob vykazuje horší výsledky.



Obrázek 7.12: Průběhy pásmové propusti, při změně činitele jakosti pomocí prvků BOTA a TIA ze zapojení na Obrázku 7.8 a Obrázku 7.9

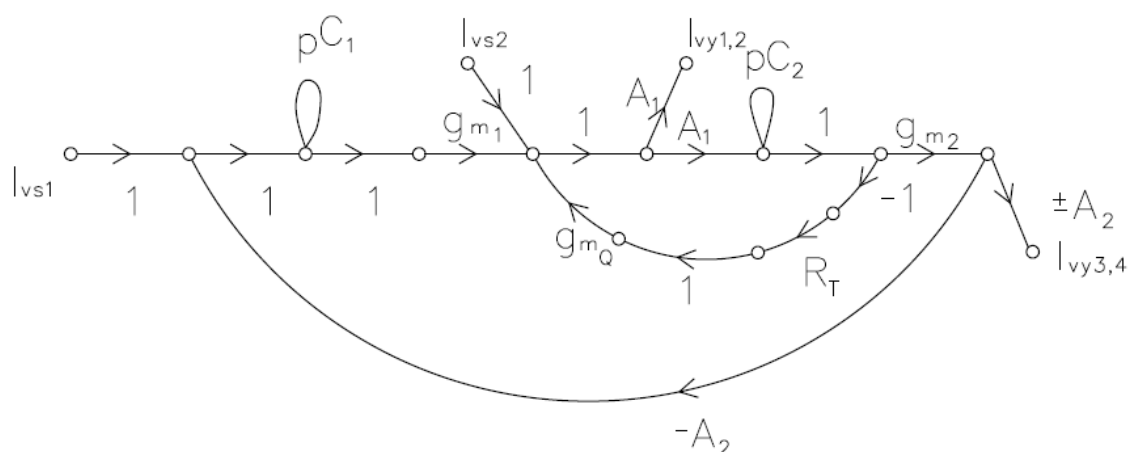
Rezistor u prvku TIA je nastaven na $R_t = 510\Omega$ u diferenčního zapojení je to čtvrtinová hodnota, prvek TIA zůstává neměnný a ladíme transkonduktanci g_{m_Q} prvku BOTA. Hodnoty transkonduktance jsou $g_{m_Q} = [0,9804; 1,961; 3,922]\text{mS}$.

Se snižující hodnotou g_{m_Q} se snižuje činitel jakosti, jak lze vidět v grafu na obrázku 7.12.

7.3 Přeladitelný kmitočtový filtr BOTA-MOTA-DACA-TIA-BOTA

Tento filtr je tvořený ze dvou prvků DACA, kterými lze ladit charakteristický kmitočt tohoto zapojení, prvky BOTA a TIA lze ladit činitel jakosti, celé zapojení je doplněno dvěma transkonduktančními zesilovači, jedním prvkem BOTA a jedním prvkem MOTA, které v tomto zapojení slouží jako sledovače a impedance, jak jde vidět na obrázku 7.14. Diferenční zapojení na obrázku 7.15 jsem získal pomocí podélné transformace nediferenčního zapojení.

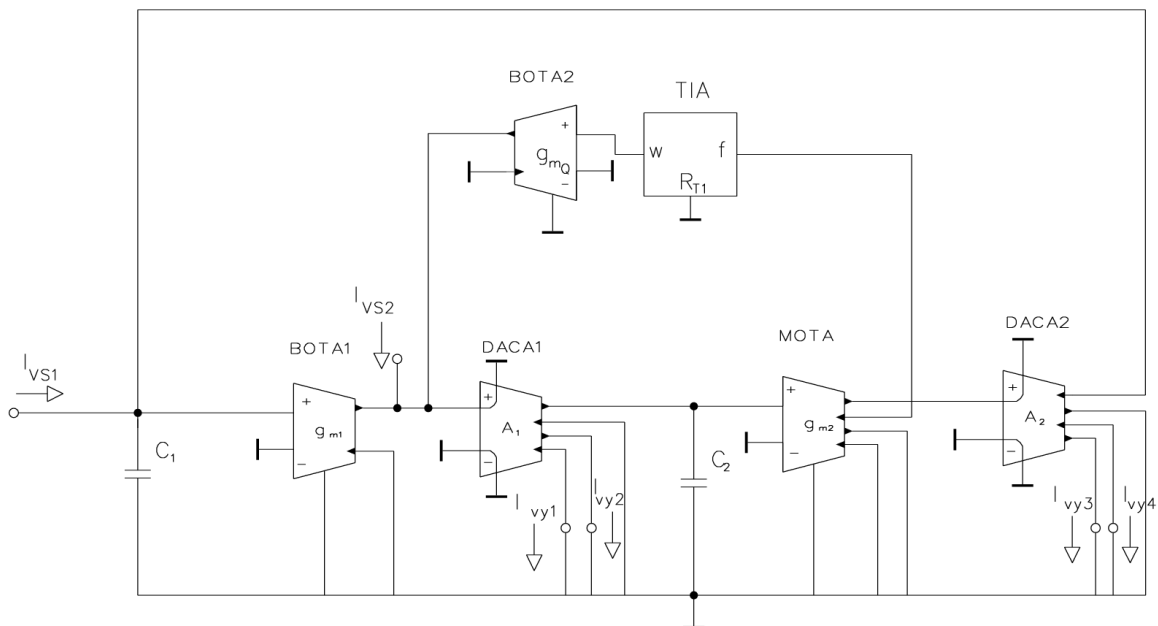
Tento filtr dokáže realizovat filtrační funkce, kterými jsou dolní propust, pásmová propust a horní propust.



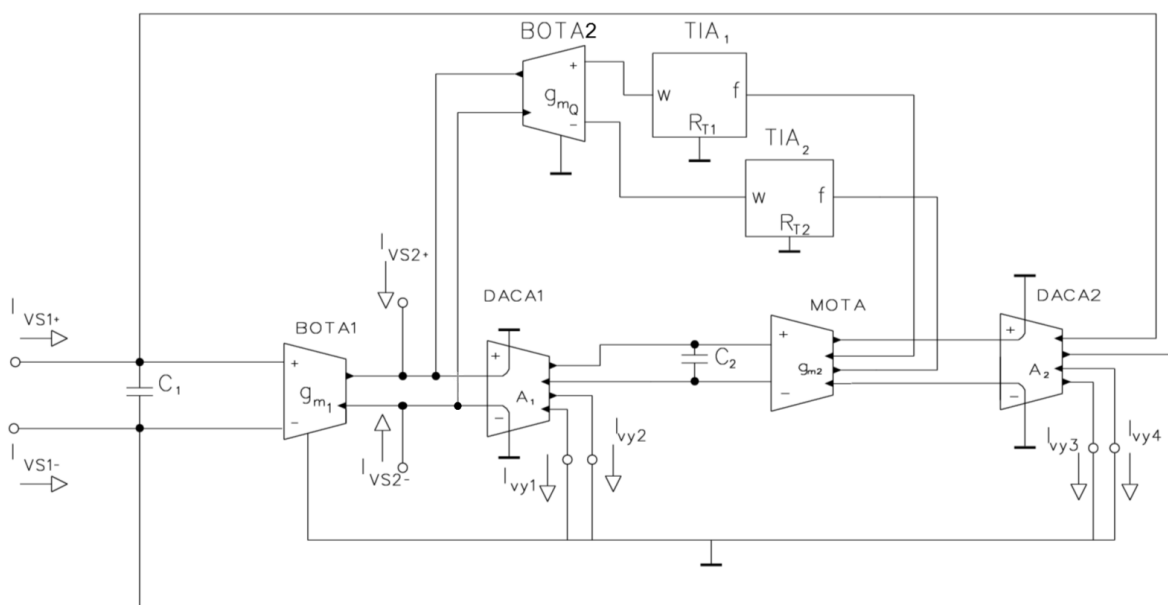
Obrázek 7.13: Zjednodušený M-C graf přeladitelného filtru BOTA-MOTA-DACA-TIA-BOTA

Charakteristická rovnice tohoto zapojení:

$$CE = p^2 C_1 C_2 + p C_1 A_1 g_{m_Q} R_t g_{m_2} + A_1 A_2 g_{m_1} g_{m_2} \quad (7.13)$$



Obrázek 7.14: Nediferenční zapojení přeladitelného filtru BOTA-MOTA-DACA-TIA-BOTA



Obrázek 7.15: Diferenční zapojení přeladitelného filtru BOTA-MOTA-DACA-TIA-BOTA

Přenosové funkce pro jednotlivé výstupy:

$$K_{DP} = \frac{I_{vy3}}{I_{vs1}} = \frac{-I_{vy4}}{I_{vs1}} = \frac{A_1 A_2 g_{m1} g_{m2}}{CE} \quad (7.14)$$

$$K_{PP1} = \frac{I_{vy1}}{I_{vs1}} = \frac{-I_{vy2}}{I_{vs1}} = \frac{p C_2 A_1 g_{m1}}{CE} \quad (7.15)$$

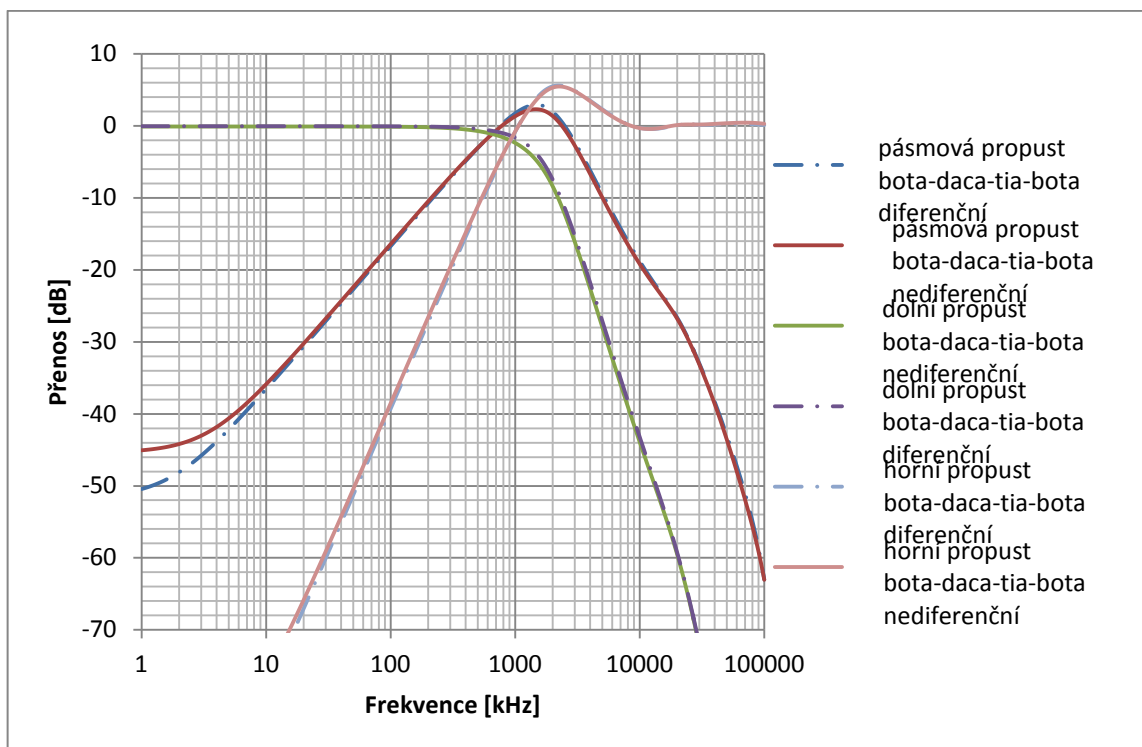
$$K_{HP} = \frac{I_{vy1}}{I_{vs2}} = \frac{-I_{vy2}}{I_{vs2}} = \frac{p^2 C_1 C_2 A_1}{CE} \quad (7.16)$$

Hodnoty pro počáteční podmínky byly zvoleny, tak aby charakteristický kmitočet byl 1MHz. Prvky DACA byly nastaveny na hodnotu 1, tzn. $A_1 = A_2 = A = 1$, pro diferenční zapojení je tato hodnota poloviční. Hodnota kondenzátorů byla zvolena pro $C_1 = 220\text{pF}$ a pro $C_2 = 440\text{pF}$. Hodnota činitele jakosti byla zvolena $Q = 0,707$ a hodnota traskonduktance $g_{mQ} = 3.922\text{ mS}$, hodnota R_t byla dopočítána pomocí rovnice (7.18), výsledná hodnota $R_t = 510\Omega$, tato hodnota je pro diferenční zapojení čtvrtinová, tedy $R_{t1} = R_{t2} = 128\Omega$. Hodnoty traskonduktancí byly dopočítány pomocí rovnice (7.17), výsledné hodnoty pro traskonduktanci jsou $g_m = g_{m1} = g_{m2} = 1,961\text{mS}$.

Rovnice pro výpočet hodnot:

$$f_0 = \frac{A}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad [14] \quad (7.17)$$

$$Q = \frac{1}{g_{mQ}R_t} \sqrt{\frac{C_2g_{m1}}{C_1g_{m2}}} \quad [14] \quad (7.18)$$



Obrázek 7.16: Průběhy dolní, pásmové a horní propusti ze zapojení na Obrázku 7.14 a Obrázku 7.15

Výsledné křivky na obrázku 7.16 nevychází úplně podle ideálních předpokladů. To je nejspíše způsobeno tím, že prvky v programu, kopírují chování reálných prvků. Horní propust a pásmová propust jsou lehce zkresleny, u pásmové propusti je zkreslení o něco patrnější, proto je i charakteristický kmitočet větší než 1MHz. Charakteristický kmitočet zbývajících dvou křivek se pohybuje blíže 1MHz. Selektivita tohoto filtru je lepší jak selektivita předchozích dvou filtrů z kapitol 7.1 a 7.2.

V tomto zapojení je nejpatrnější rozdíl mezi nediferenčním a diferenčním zapojením. Diferenční zapojení už na pohled má větší útlum. Podle výsledků pásmové propusti má lepší

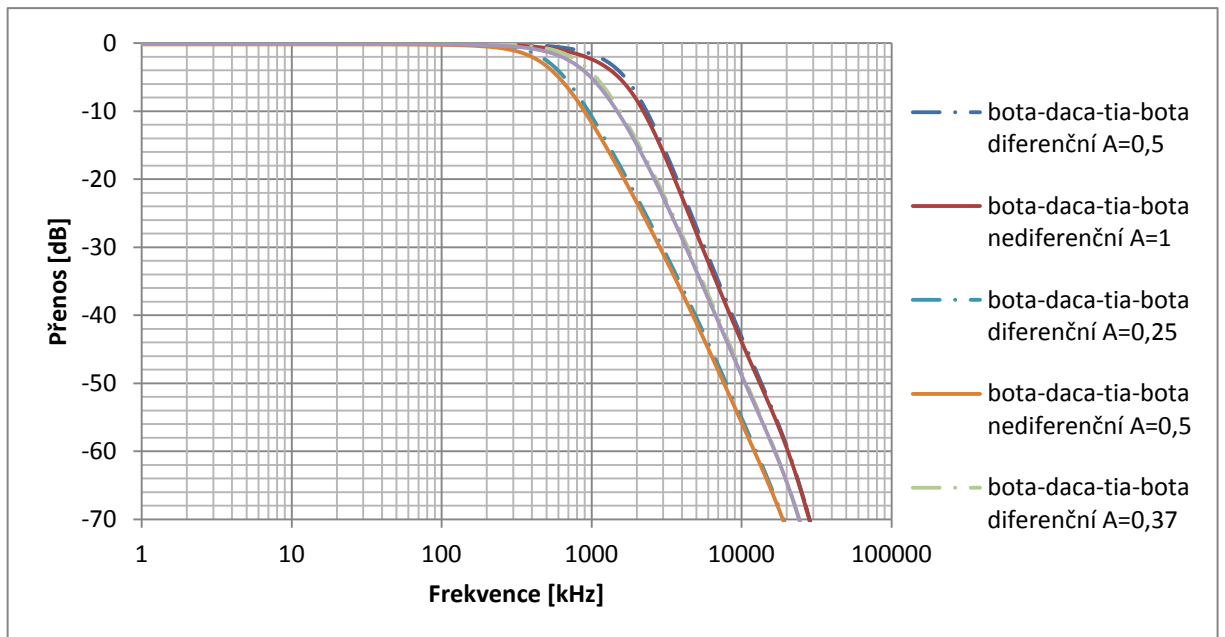
útlum diferenční zapojení, které má v 1kHz útlum -50,4409dB, nediferenční zapojení má v 1kHz útlum -45,0619dB.

Na následujícím grafu obrázku 7.17 pozorujeme změnu charakteristického kmitočtu pomocí prvků DACA. Hodnoty A byly nastaveny pro nediferenční zapojení na $A = [1; 0,75; 0,5]$ a pro diferenční zapojení na $A = [0,5; 0,37; 0,25]$. Odchytky diferenčního a nediferenčního zapojení jsou opět nepatrné. Výsledné hodnoty simulace jsou:

	nedif.	dif.	nedif.	dif.	nedif.	dif.
A	1	0,5	0,75	0,37	0,5	0,25
f_0 [MHz]	1,115	1,318	0,77	0,857	0,471	0,533
ft_0 [MHz]	1	1	0,75	0,75	0,5	0,5

Tabulka 4: Teoretické a naměřené výsledky charakteristického kmitočtu, při jeho změně pomocí prvků DACA ze zapojení na Obrázku 7.14 a Obrázku 7.15

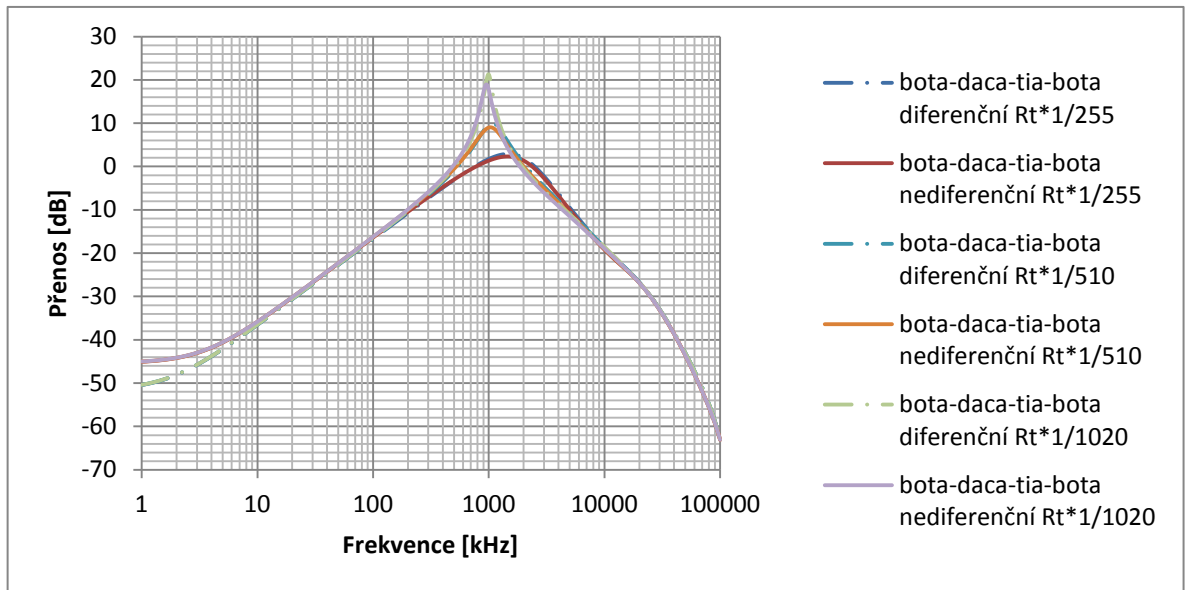
Jak lze vidět v tabulce, nediferenční zapojení se více přibližuje teoretickým hodnotám.



Obrázek 7.17: Průběhy dolní propusti se změnou charakteristického kmitočtu pomocí prvků DACA ze zapojení na Obrázku 7.14 a Obrázku 7.15

U posledního grafu na obrázku 7.18 pozorujeme změnu činitele jakosti Q . Činitel jakosti v našem zapojení ladíme pomocí prvku BOTA a prvku TIA. Rezistor u prvku TIA je nastaven na $R_t = 510\Omega$ u diferenčního zapojení je to poloviční hodnota, prvek TIA zůstává neměnný a ladíme transkonduktanci g_{mQ} prvku BOTA. Hodnoty transkonduktance jsou $g_{mQ} = [0,9804; 1,961; 3,922]$ mS. Činitel jakosti v tomto zapojení lze ladit i obráceně, popřípadě měníme R_t a g_{mQ} současně. BOTA zůstává neměnná a mění se odpor u prvku TIA, ale výsledné hodnoty jsou horší.

Se snižující hodnotou g_{mQ} se snižuje činitel jakosti Q . To je možné pozorovat na obrázku 7.18.



Obrázek 7.18: Průběhy pásmové propusti, při změně činitele jakosti pomocí prvků BOTA a TIA ze zapojení na Obrázku 7.14 a Obrázku 7.15

8 Praktická realizace

8.1 Návrh filtru z kapitoly 7.3

Návrh nediferenční a diferenční desky byl proveden za pomoci programu EAGLE. V kterém byla nejdříve sestavena schematická podoba desky, podle které byl pak vytvořen finální návrh desky. Obě desky se skládají z 3 konvektorů UCC, které na deskách nahrazují aktivní prvky BOTA, dále jsou na deskách jumpery, které slouží k připojení externích prvků DACA a TIA a také k napájení celé desky. A v poslední řadě jsou na desce ještě umístěny rezistory, kondenzátory a vývody pro vstup a výstup signálu, jak lze vidět na obrázcích v příloze A.

8.2 Měření nediferenčního zapojení filtru z kapitoly 7.3

Tento filtr umožňuje změnu charakteristického kmitočtu, kterou dosáhneme měněním hodnoty A na prvcích DACA a změnu činitele jakosti pomocí prvku BOTA a TIA, u kterých se mění hodnota rezistorů.

Měření probíhalo v laboratořích VUT za pomoci těchto přístrojů: analyzátor Agilent 4395A, zdroj Agilent E3631A a pomocí sběrnice GPIB se přenášela data do PC.

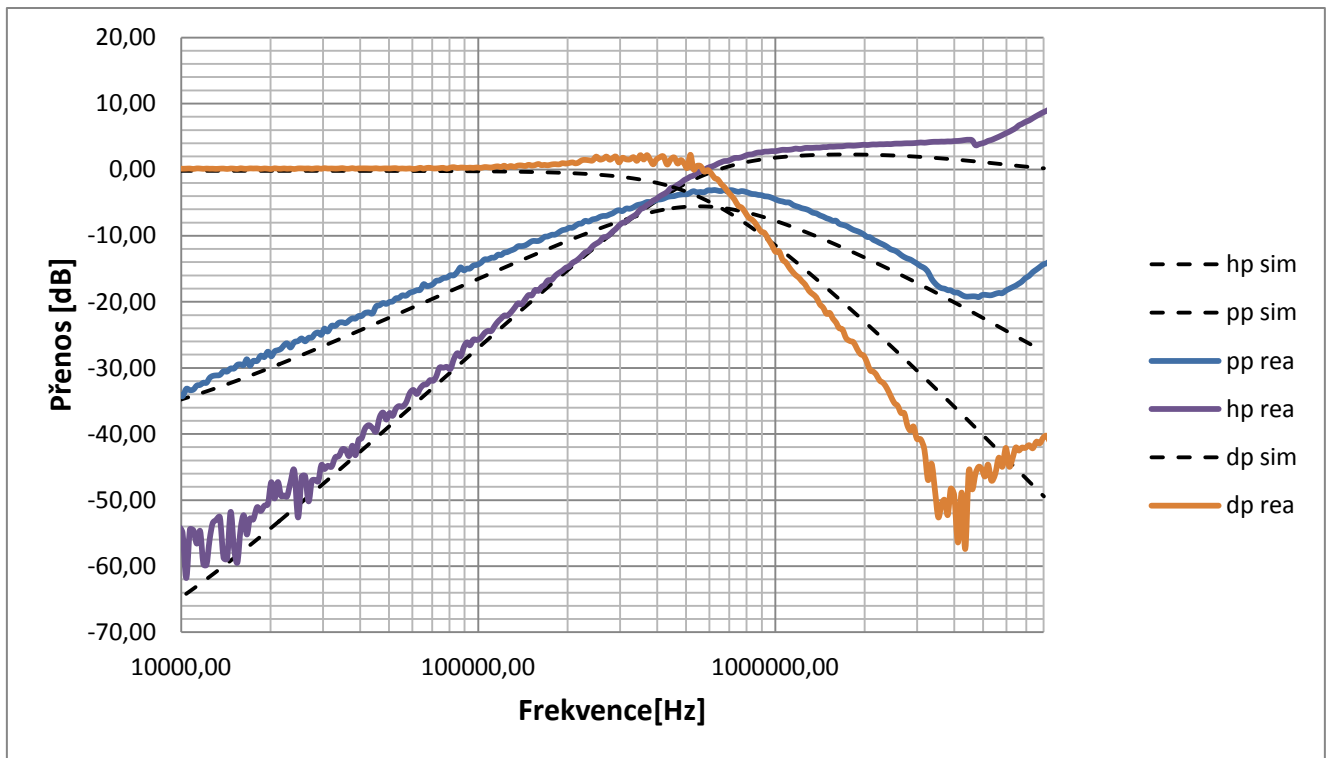
Nediferenční zapojení bylo odměřeno se změnou rezistorů u prvků BOTA1 a BOTA2 oproti navrženým filtrům ze simulací z kapitoly 10.3. Původní hodnota 510Ω byla nahrazena 1000Ω v případě obou prvků BOTA. K této změně jsme se rozhodli z důvodu snížení charakteristického kmitočtu filtru, tato obměna nám pomohla přesněji změřit funkčnost nediferenčního filtru. Při původní hodnotě 510Ω byly výstupní charakteristiky patrně zkresleny.

Jelikož se nepovedlo odměřit diferenční a nediferenční filtr na stejném charakteristickém kmitočtu, budou zapojení porovnávány v grafech se zapojením simulovaným v programu OrCad.

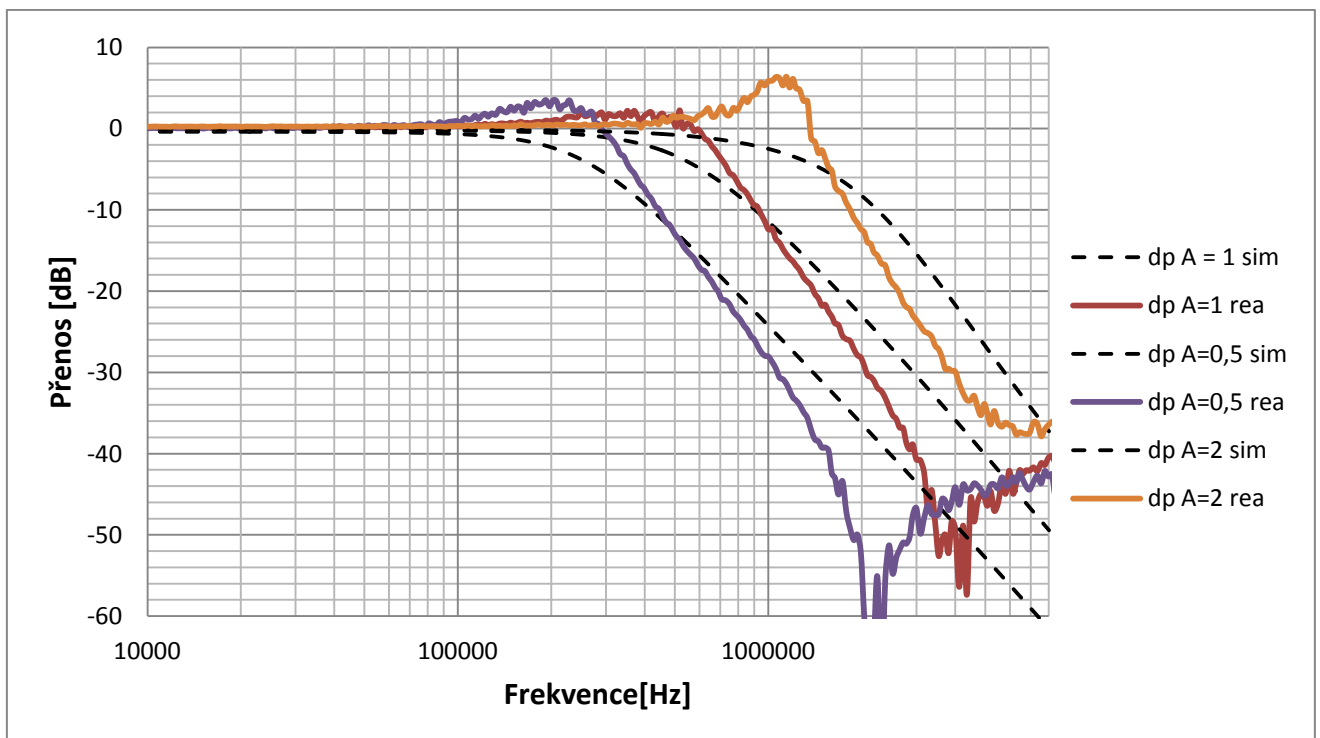
Charakteristický kmitočet byl u tohoto filtru nastaven na 511kHz pro zesílení $A = 1$.

Na prvním obrázku 8.1 vidíme filtrační funkci dolní propusti, pásmové propusti a horní propusti. Barevné charakteristiky patří reálným měřením a černé charakteristiky simulovaným měřením.

Jak lze z obrázku 8.1 vyčíst reálné a simulované charakteristiky jsou si celkem podobné největší rozdíl mezi charakteristikami lze pozorovat u dolní propusti, u které při reálném měření nastává strmější pád po dosažení charakteristického kmitočtu a také je o něco málo posunut charakteristický kmitočet. Horní propust má téměř stejný průběh jako simulované zapojení. U pásmové propusti můžeme sledovat menší posun v činiteli jakosti, ale jinak reálně naměřená pásmová propust věrohodně kopíruje průběh simulované. Pro simulované zapojení byl útlum pásmové propusti v 10kHz $-34,77\text{dB}$ a pro reálné zapojení to bylo $-34,22\text{dB}$.



Obrázek 8.1 Průběh dolní, horní a pásmové propusti v porovnání reálného a simulovaného zapojení



Obrázek 8.2 Posun charakteristického kmitočtu změnou hodnoty A

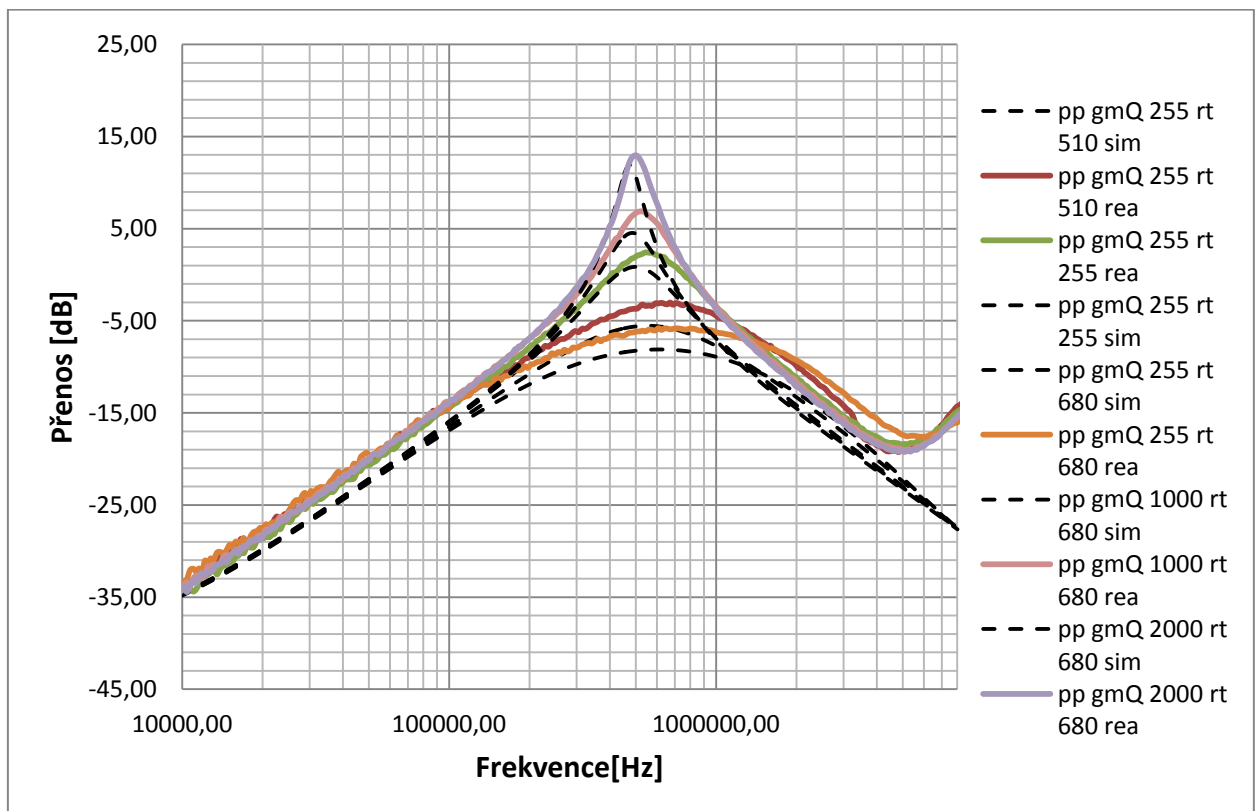
Na předešlém obrázku 8.2 vidíme změnu charakteristického kmitočtu za pomoci dvou prvků DACA. Změna charakteristického kmitočtu se provádí změnou hodnoty A na prvku DACA. Při měření byly použity tyto hodnoty $A = [0,5, 1, 2]$. Jak lze vidět změnu charakteristického kmitočtu lze provádět i u reálného zapojení, avšak se zvyšujícím se kmitočtem, se zhoršuje průběh funkce.

A	0,5	1	2
f_i [kHz]	255	511	1023
f_{sim} [kHz]	222	480	1111
f_{rea} [kHz]	323	624	1373

Tabulka 5 Srovnání charakteristického kmitočtu při jeho změně

Na dalším obrázku 8.3 pozorujeme změnu činitele jakosti pomocí prvku TIA a BOTA. Změna činitele jakosti je dosažena změnou rezistoru u jednoho z těchto prvků nebo u obou zároveň. Při našem měření jsme vyzkoušeli měnit hodnoty rezistorů jak u prvku TIA, tak u prvku BOTA. Pro prvek BOTA byly hodnoty rezistorů = [255; 1k; 2k] Ω a pro prvek TIA byly hodnoty rezistorů = [255; 510; 680] Ω .

Z obrázku 8.7 můžeme vidět, že reálné zapojení má větší činitel jakosti než simulované zapojení a také je posunut jeho charakteristický kmitočet. Útlum je také v případě simulovaného zapojení lepší.



Obrázek 8.3 Změna činitele jakosti pomocí prvků TIA a BOTA

8.3 Měření diferenčního zapojení filtru z kapitoly 7.3

Tento filtr umožňuje změnu charakteristického kmitočtu, kterou dosáhneme měněním hodnoty A na prvcích DACA a změnu činitele jakosti pomocí prvku BOTA a TIA, u kterých se mění hodnota rezistorů.

Měření probíhaly v laboratořích VUT za pomoci těchto přístrojů: analyzátor Agilent 4395A, zdroje Agilent E3631A a pomocí sběrnice GPIB se přenášela data do PC.

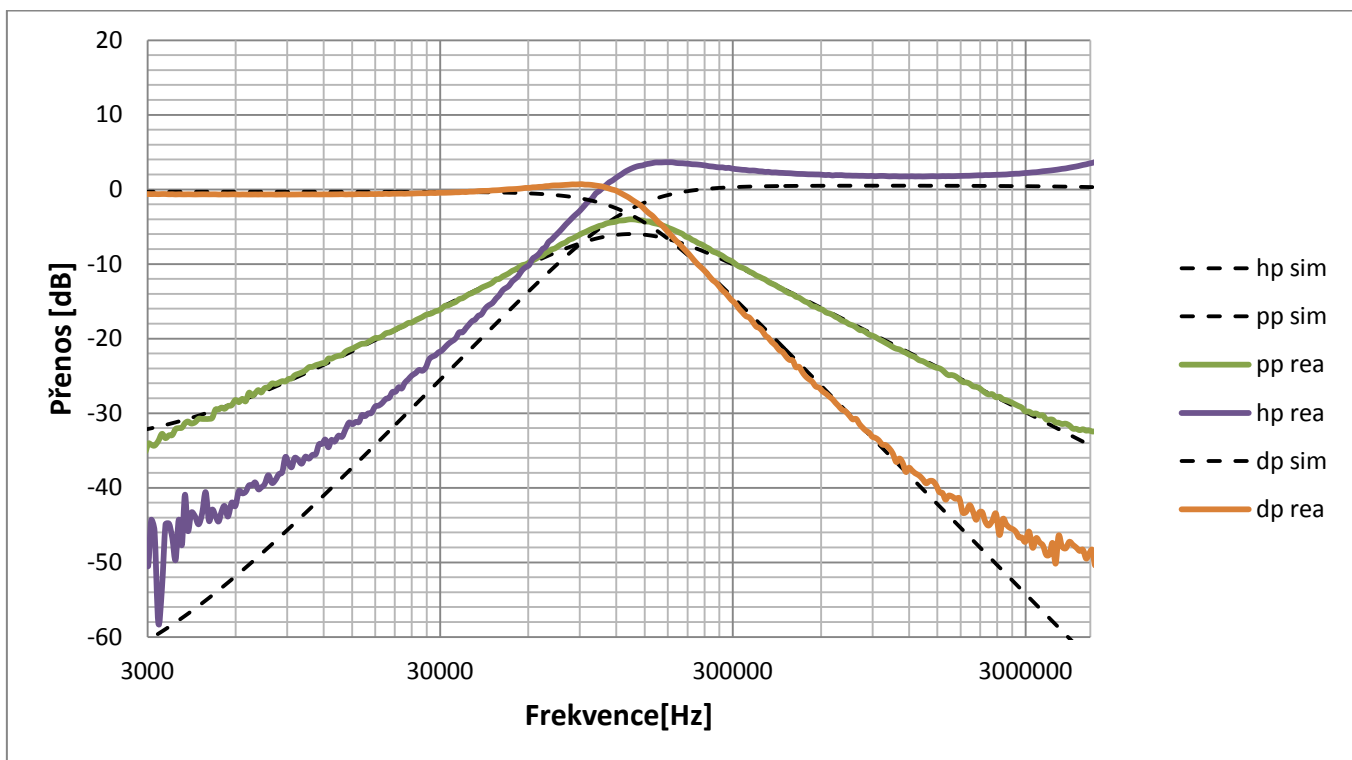
Diferenční zapojení bylo odměřeno se změnou rezistorů u prvků BOTA1 a BOTA2 oproti navrženým filtrům ze simulací z kapitoly 10.3. Původní hodnota 510Ω byla nahrazena 2000Ω v případě obou prvků BOTA. K této změně jsme se rozhodli z důvodu snížení charakteristického kmitočtu filtru, tato obměna nám pomohla přesněji změřit funkčnost diferenčního filtru. Při původní hodnotě 510Ω byly výstupní charakteristiky patrně zkresleny.

Jelikož se nepovedlo odměřit diferenční a nediferenční filtr na stejném charakteristickém kmitočtu, budou zapojení porovnávány v grafech se zapojením simulovaným v programu OrCad.

Charakteristický kmitočet pro tento filtr byl nastaven na 127kHz pro zesílení $A = 0,5$.

Na prvním obrázku 8.4 vidíme filtrační funkci dolní propusti, pásmové propusti a horní propusti. Barevné charakteristiky patří reálným měřením a černé charakteristiky simulovaným měřením.

Jak lze z obrázku 8.4 vyčíst reálné a simulované charakteristiky jsou si celkem podobné největší rozdíl mezi charakteristikami lze pozorovat u horní propusti, u které při reálném měření je o něco posunut charakteristický kmitočet, ale i tak věrohodně kopíruje průběh simulovaného zapojení. Dolní propust má téměř stejný průběh jako simulované zapojení, s trochu vyšším činitelem jakosti, stejně tak tomu je i v případě pásmové propusti. Pro simulované zapojení byl útlum pásmové propusti v 10kHz $-24,95\text{dB}$ a pro reálné zapojení to bylo $-24,52\text{dB}$.



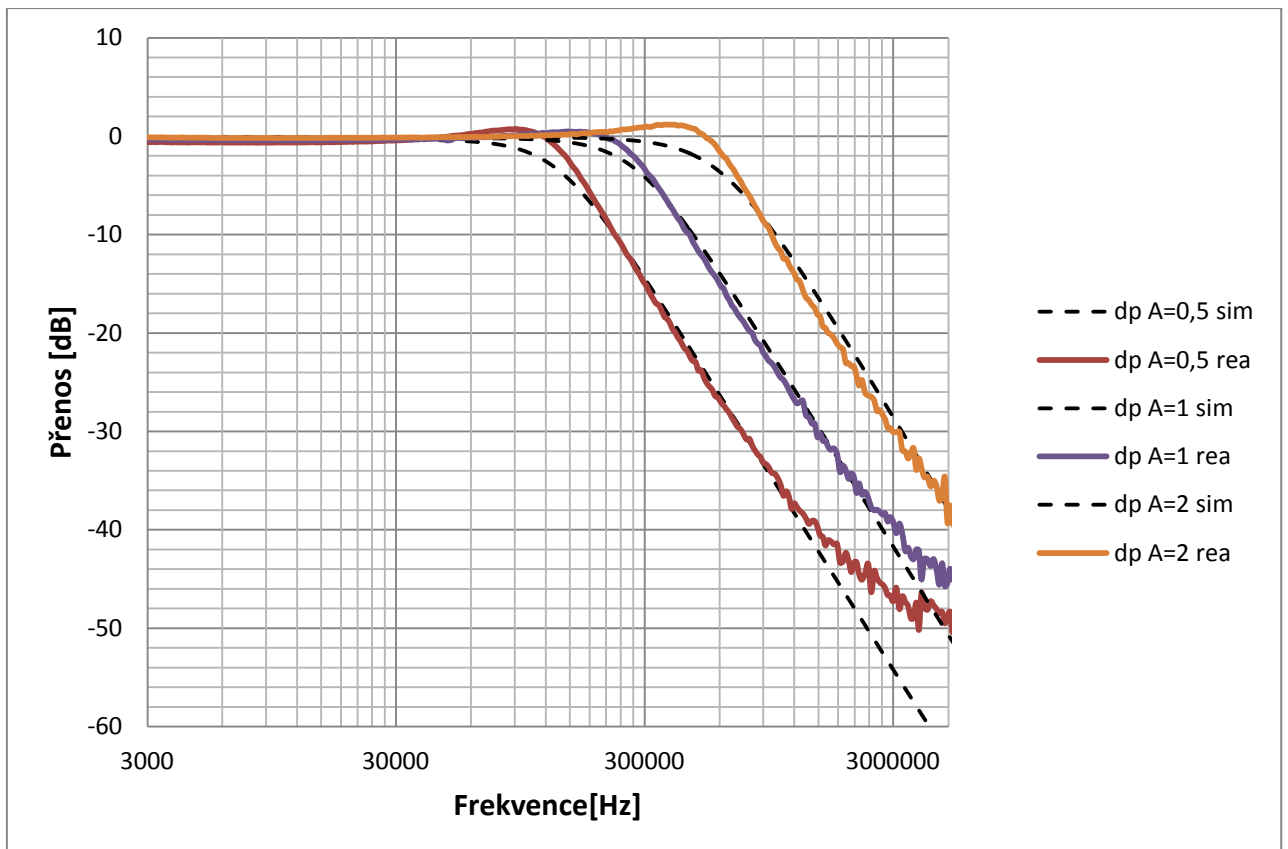
Obrázek 8.4 Průběh dolní, horní a pásmové propusti v porovnání simulovaného zapojení s reálným

Na následujícím obrázku 8.5 vidíme změnu charakteristického kmitočtu za pomoci dvou prvků DACA. Změna charakteristického kmitočtu se provádí změnou hodnoty A na prvku DACA. Při měření byly použity tyto hodnoty $A = [0,5; 1; 2]$. Jak lze vidět změnu charakteristického kmitočtu lze provádět i u reálného zapojení. U diferenčního zapojení jsou

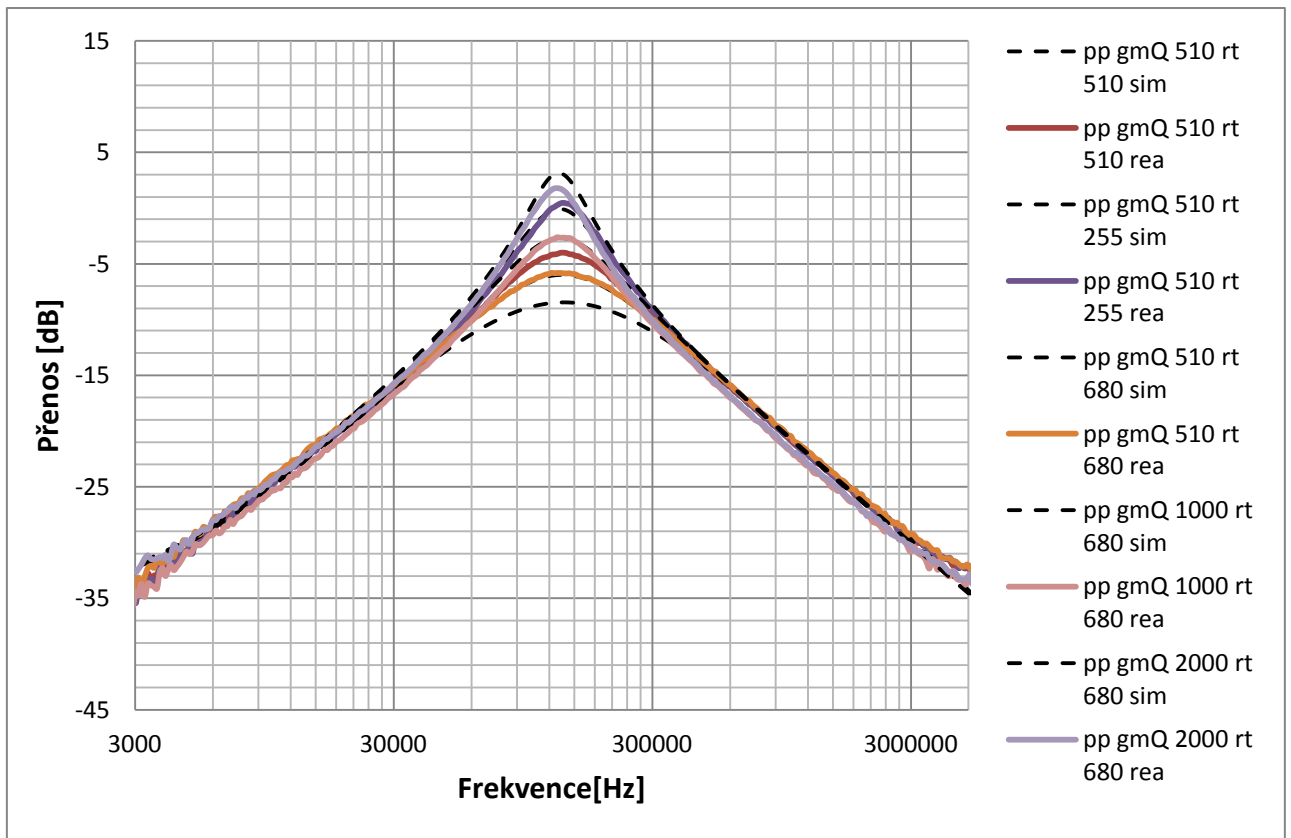
průběhy při změně mezního kmitočtu téměř stejné, jen při reálném zapojení je nepatrně vyšší činitel jakosti.

A	0,5	1	2
f_i [kHz]	127	255	511
f_{sim} [kHz]	127	265	557
f_{rea} [kHz]	147	283	592

Tabulka 6 Srovnání charakteristického kmitočtu při jeho změně



Obrázek 8.5 Posun charakteristického kmitočtu změnou hodnoty A



Obrázek 8.6 Změna činitele jakosti pomocí prvků TIA a BOTA

Na předešlém grafu na obrázku 8.6 pozorujeme změnu činitele jakosti pomocí prvku TIA a BOTA. Změna činitele jakosti je dosažena změnou rezistoru u jednoho z těchto prvků nebo u obou zároveň. Při našem měření jsme vyzkoušeli měnit hodnoty rezistorů jak u prvku TIA, tak u prvku BOTA. Pro prvek BOTA byly hodnoty rezistorů = [510; 1k; 2k] Ω a pro prvek TIA byly hodnoty rezistorů = [255; 510; 680] Ω .

Z obrázku 8.10 můžeme vidět, že reálné zapojení má menší činitel jakosti než simulované zapojení pro hodnoty rezistorů TIA = 680 Ω a BOTA = 2k Ω . V případech nastavení prvků TIA = [255; 680] Ω a BOTA = [510; 1k] Ω jsou průběhy téměř stejné. Pro zbylé dvě nastavení je u reálného zapojení větší činitel jakosti jak u simulovaného zapojení.

V následující tabulce máme celkové srovnání činitele jakosti pro diferenční a nediferenční zapojení, tak abychom mohli porovnat tyto dvě zapojení mezi sebou. Z tabulky vyplývá, že nediferenční zapojení se více blíží vypočteným hodnotám.

	Reál. Nedi.	Reál. Dif.	Vyp.
$gmQ; R_t[\Omega]$	$Q[]$	$Q[]$	$Q[]$
1k; 680	0,632	0,805	0,961
2k; 680	0,468	0,6436	0,481
510; 255	0,707	0,634	0,707

Tabulka 7 Srovnání činitele jakosti pro diferenční a nediferenční zapojení

Závěr

Cílem této bakalářské práce bylo navrhnout plně diferenční kmitočtové filtry pracující s proudovými aktivními prvky. A tyto filtry vyzkoušet pomocí simulačního programu. V práci jsou použity plně diferenční proudové aktivní prvky, jako jsou BOTA a DACA a také nediferenční proudové prvky, kterými jsou UCC, CCII a TIA.

Pomocí metody grafů signálových toků, se mi podařilo navrhnout tři nové nediferenční zapojení, všechny tři zapojení dokážou realizovat tři filtrační funkce: dolní propust, pásmovou propust a horní propust. Pomocí podélné transformace jsem převedl nediferenční zapojení na diferenční zapojení.

Pomocí programu SNAP byly ověřeny charakteristické rovnice těchto zapojení. V programu orCad byly vytvořeny tyto zapojení pomocí dostupných modelů výše uvedených prvků a všechny zapojení byly v tomto programu simulovány.

Z výsledků těchto simulací byly vytvořeny grafy modulové charakteristiky dolní, pásmové a horní propusti. Graf dolní propusti téměř odpovídá ideálnímu průběhu. Grafy horní a pásmové propusti zcela neodpovídají ideálním charakteristickým průběhům pro horní a pásmovou propust. Tyto dva průběhy jsou lehce zkresleny, toto zkreslení je zřejmě vytvořeno tím, že použité modely prvků v programu orCad věrohodně kopírují vlastnosti reálných prvků.

Hlavním cílem bylo srovnání výsledků diferenčních a nediferenčních zapojení. Podle teoretických předpokladů by měly diferenční zapojení vykazovat lepší výsledky než nediferenční. V moji práci byly výsledky diferenčních a nediferenčních zapojení téměř srovnatelné, největší rozdíl byl poznat u zapojení z kapitoly 7.3, kde byly potvrzeny teoretické předpoklady, diferenční zapojení má v tomto zapojení lepší charakteristiku útlumu. V prvním zapojení z kapitoly 7.1 je také lepší charakteristika útlumu u diferenčního zapojení. U druhého zapojení z kapitoly 7.2 jsou si výsledky téměř rovny.

U zapojení v kapitole 7.1 při změně charakteristického kmitočtu byly výsledky příznivější pro nediferenční zapojení, které se při zesílení $A = 1$ a $A = 0,75$ více blíží teoretickým hodnotám f_0 , diferenční zapojení dosáhlo lepšího výsledku jen pro zesílení $A = 0,5$. Celkově nedosahují nediferenční a diferenční zapojení velkých odchylek.

V kapitole 7.2 je výsledek opačný. Diferenční zapojení se více blíží teoretickým hodnotám f_0 ve všech třech případech zesílení, tedy $A = 1$, $A = 0,75$ a $A = 0,5$. Opět jsou celkové výsledky diferenčního a nediferenčního zapojení bez velkých odchylek.

A v kapitole 7.3 je přesný opak výsledku z kapitoly 7.2. V tomto případě má ve všech třech případech zesílení, tedy $A = 1$, $A = 0,75$ a $A = 0,5$, nediferenční zapojení přesnější výsledky těm teoretickým. Celkově jsou výsledky opět srovnatelné, ale vyskytují se tu větší odchylky diferenčního a nediferenčního zapojení než v kapitolách 7.1 a 7.2.

V zadání byla také laditelnost charakteristického kmitočtu a činitele jakosti. Všechny tři zapojení tyto vlastnosti umožňují. Laditelnost charakteristického kmitočtu umožňuje ve všech třech případech digitální zesilovače DACA. A laditelnost činitele jakosti ve všech třech případech umožňuje transkonduktanční zesilovač BOTA spolu s transimpedačním zesilovačem TIA.

K praktické realizaci filtru byl vybrán filtr z kapitoly 7.3. Pomocí programu EAGLE byla navržena podoba jeho diferenčního a nediferenčního zapojení na desky plošných spojů. V laboratořích VUT byla pájením zkonstruována výsledná podoba filtrů, na deskách byly těžko postřehnutelné microspoje, které byly objeveny až při prvním pokusu o měření.

Měřením v laboratořích byla odzkoušena plná funkčnost těchto filtrů. Jak jde vidět z grafů v kapitole 8.2 a 8.3, filtry jsou plně funkční. Umožňují změnu charakteristického kmitočtu i činitele jakosti, což bylo požadováno v zadání práce.

Jak lze také z grafů vyčíst, průběhy reálných zapojení diferenčního a nediferenčního filtru, jsou celkem srovnatelné s průběhy simulovaných zapojení. I když se v tabulce 7 ukázalo, že se více blíží činitel jakosti nediferenční zapojení vypočteným hodnotám, tak se z grafů zdá přesnější filtr diferenční, jeho grafy jsou více srovnatelné se simulovaným zapojením než u nediferenční podoby filtru. A také jeho měření probíhalo lépe než měření nediferenčního filtru.

Literatura

- [1] STOHWASSER, Petr. Rovnoměrný pohyb po kružnici — perioda, frekvence. *nabla*. [online]. [cit. 2015-05-30]. Dostupné z: <http://www.nabla.cz/obsah/fyzika/mechanika/rovnomerny-pohyb-po-kruznici-perioda-frekvence.php>
- [2] HÁJEK, Karel. *Kmitočtové filtry*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 535 s. ISBN 80-730-0023-7
- [3] REICHEL, Jaroslav a Martin Všetická. Integrační článek. *Encyklopedie fyziky*. [online]. 8.1.2012 [cit. 2015-05-30]. Dostupné z: <http://fyzika.jreichl.com/main.article/view/1369-integracni-clanek>
- [4] REICHL, Jaroslav a Martin Všetická. Derivační článek. *Encyklopedie fyziky*. [online]. 27.10.2012 [cit. 2015-05-30]. Dostupné z: <http://fyzika.jreichl.com/main.article/view/1368-derivacni-clanek>
- [5] JEŘÁBEK, Jan. *Kmitočtové filtry s proudovými aktivními prvky: Frequency filters with current active elements : zkrácená verze Ph.D. Thesis*. [V Brně: Vysoké učení technické], c2011, 32 s. ISBN 978-80-214-4337-2.
- [6] SUCHÁNEK, Tomáš. *Kmitočtový filtr*. Brno: VUT v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav Telekomunikací, 2009. 44s. Vedoucí práce Ing. Ladislav Káňa.
- [7] ZBOŘIL, Jan. *Aktivní říditelný kmitočtový filtr v proudovém módu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2010. 31s., 12 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: prof. Ing. Lubomír Brančík, CSc.
- [8] ŠTORK, Petr. *Návrh plně diferenčních kmitočtových filtrů s proudovými aktivními prvky za pomoci metody grafu signálových toků: diplomová práce*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2014. 91 s. Vedoucí práce byl Ing. Lukáš Langhammer
- [9] MICHAL, Vratislav. *Vybrané vlastnosti obvodů pracujících v proudovém módu a napěťovém módu*. [online]. [cit. 2014-12-13]. Dostupné z: <http://www.postreh.com/vmichal/articles/current%20and%20voltage%20feedback%20amplifiers.pdf>
- [10] KOTON, Jaroslav a Kamil VRBA. *Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů*. *Elektrorevue* [online]. 2008, č. 26 [cit. 2014-12-13]. ISSN: 1213-1539. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/>
- [11] ŽŮREK, Radomil. *Využití grafů signálových toků k návrhu diferenčních filtrů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. 65 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jan Jeřábek.
- [12] PUNČOCHÁŘ, Josef, Jitka MOHYLOVÁ a Petr ORSAG. *Řešení obvodů grafy signálových toků*. Ostrava, 2012.

[13] JEŘÁBEK, Jan a Kamil VRBA. *Návrh přeladitelného kmitočtového filtru s proudovými aktivními prvky za pomoci metody grafu signálových toků*. *Elektrorevue* [online]. 2009, č. 42 [cit. 2014-12-13]. ISSN: 1213-1539. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/>

[14] LANGHAMMER, Lukáš a Jan JEŘÁBEK. *J. Fully Differential Universal Current-Mode Frequency Filters Based on Signal- Flow Graphs Method*. *International Journal of Advances in Telecommunications, Electrotechnics, Signals and Systems*, 2014, roč. 3, č. 1, s. 1-12. ISSN: 1805- 5443

Seznam použitých zkratk a veličin

A	Zesílení prvku DACA
C	Elektrická kapacita
f	Kmitočet
f_0	Charakteristický kmitočet
I	Elektrický proud
I_{vs}	Vstupní proud
I_{vy}	Výstupní proud
K	Přenos
K_U	Přenos napětí
K_I	Přenos proudu
R	Elektrický odpor
g_m	Transkonduktance
G	Vodivost
Q	Činitel jakosti
R	Rezistor
C	Kondenzátor
Y_{1+}, Y_{2-}	Napěťové vstupy konvejeoru UCC
X, Z_{1+}, Z_{2-}	Proudový vstup nebo výstup konvejeoru UCC
i	Proud aktivního prvku
Δ	Determinant
φ	Fáze
DP	Dolní propust
PP	Pásmová propust
HP	Horní propust
UCC	Univerzální proudový konvejeor (Universal Current Conveyor)
DACA	Digitálně říditelný proudový zesilovač (Digitally Adjustable Current Amplifier)

OTA	Operační transkonduktanční zesilovač (Operational Transconductance Amplifier)
BOTA	Dvouvýstupový operační transkonduktanční zesilovač (Balanced Operational Transconductance Amplifier)
MOTA	Vícevýstupová OTA (Multi-output Operational Transconductance Amplifier)
CF	Proudový sledovač (Current Follower)
DO-CF	Proudový sledovač se dvěma výstupy (Dual Output-Current Follower)
MO-CF	Proudový sledovač s více výstupy (Multi Output-Current Follower)
FD-CF	Diferenční proudový sledovač (Fully Differential-Current Follower)
TIA	Transimpedanční zesilovač (Transimpedance Amplifier)
OZ	Operační zesilovač
CE	Charakteristické rovnice
M-C	Masonovy-Coatesovy grafy signálových toků
OrCAD	Program pro analýzu elektronických obvodů
SNAP	Program pro symbolickou analýzu obvodů

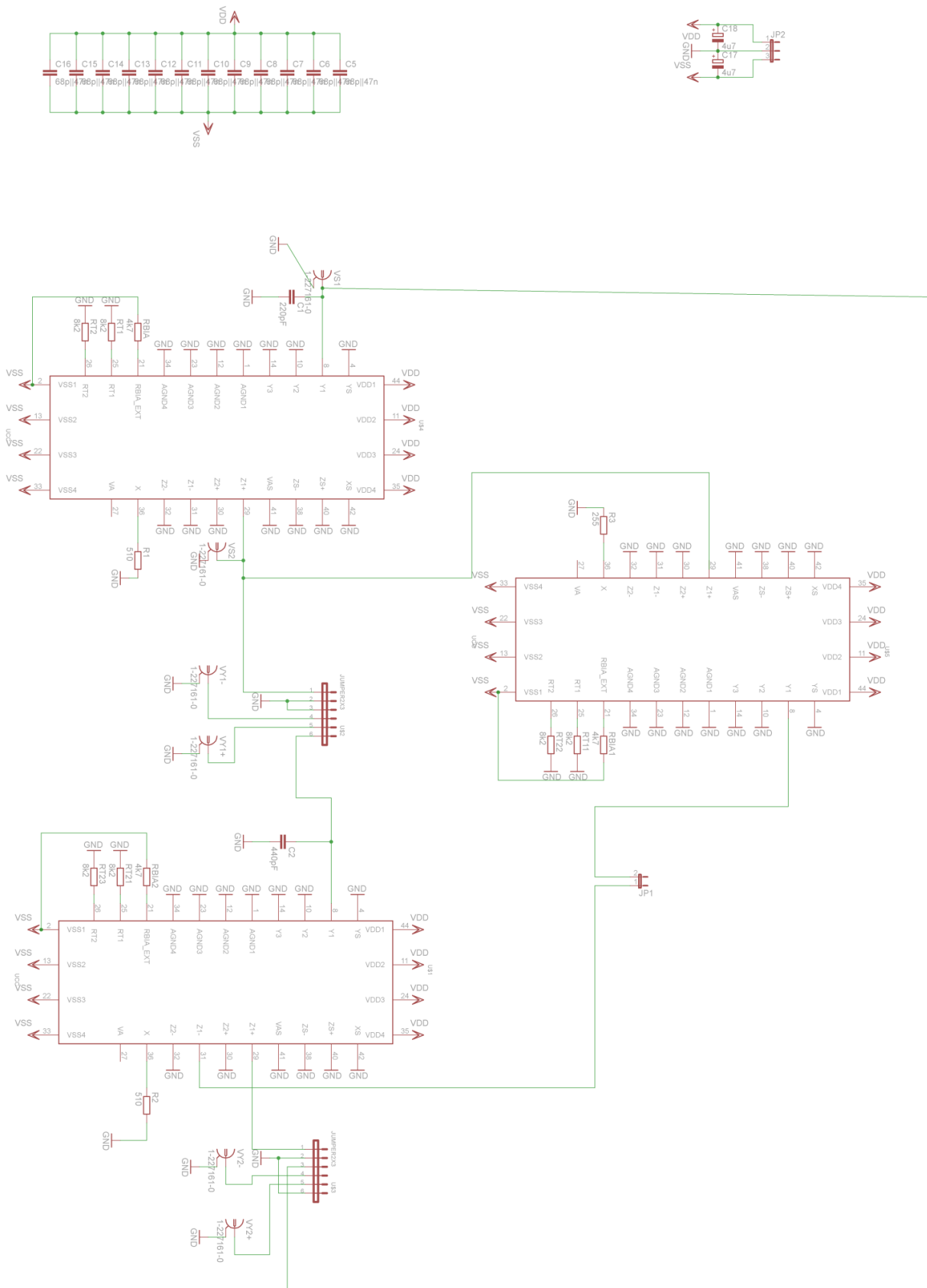
Seznam příloh

Příloha A: Schéma navržených filtrů a výsledné návrhy desek plošných spojů

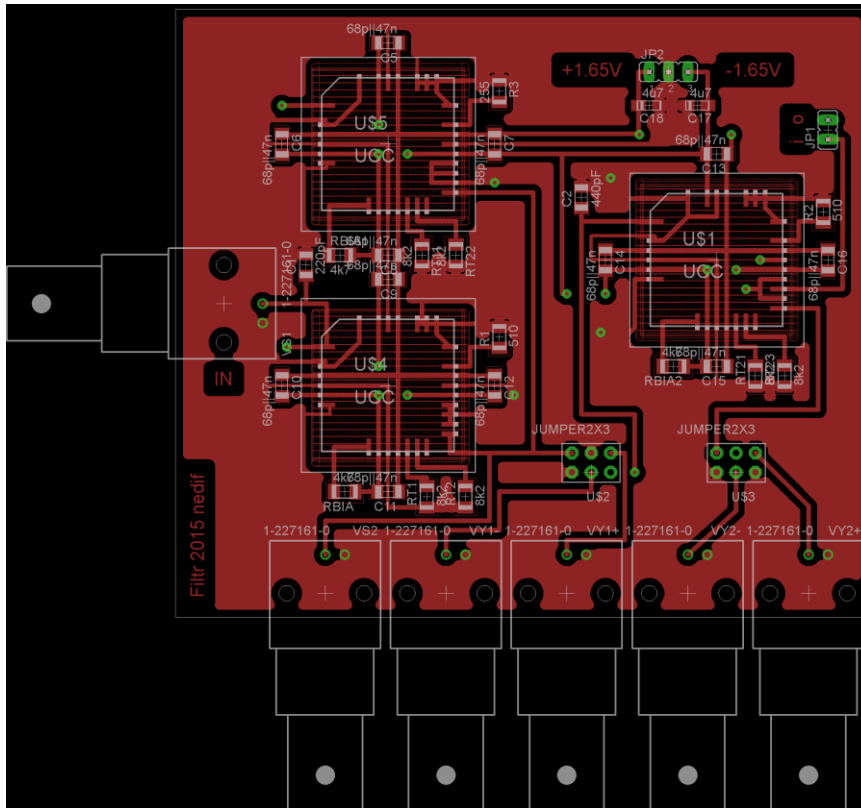
Příloha B: Seznam použitých součástek

Příloha C: Soubory na CD

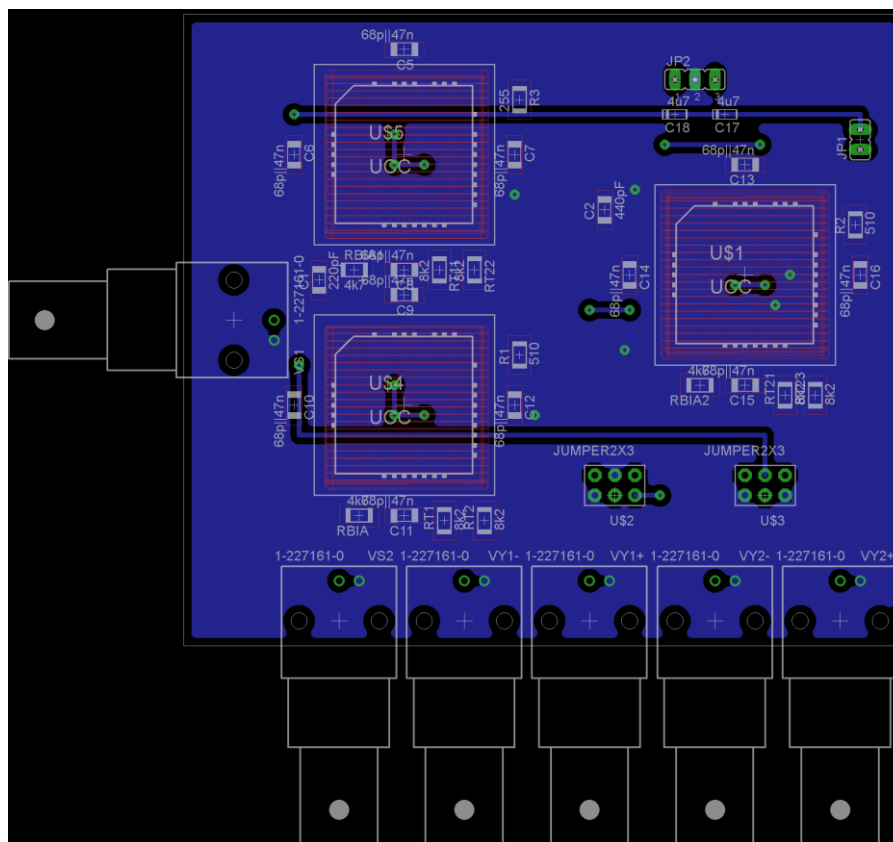
Příloha A



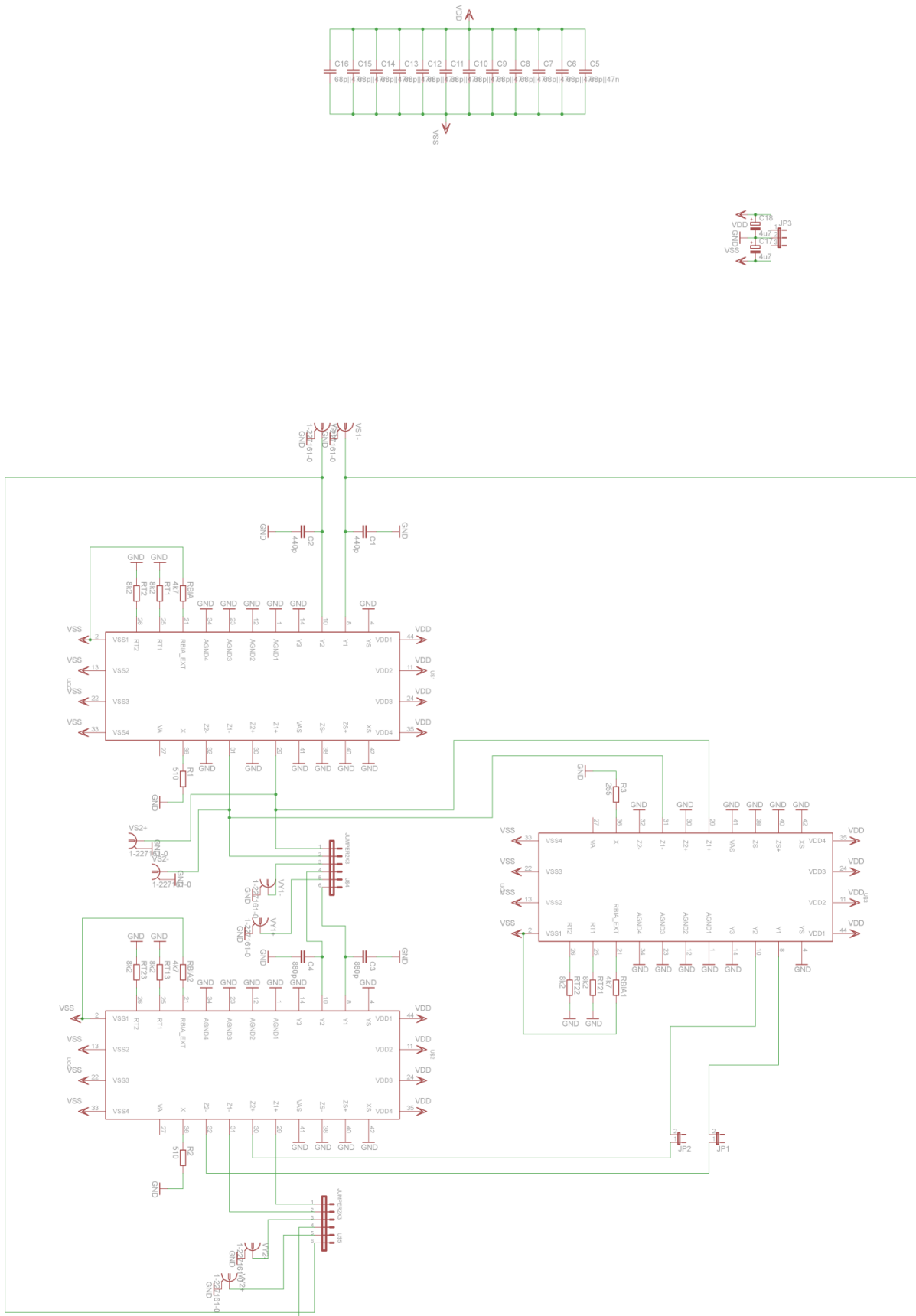
Obrázek A.1 Schematický návrh nediferenčního filtru z kapitoly 7.3



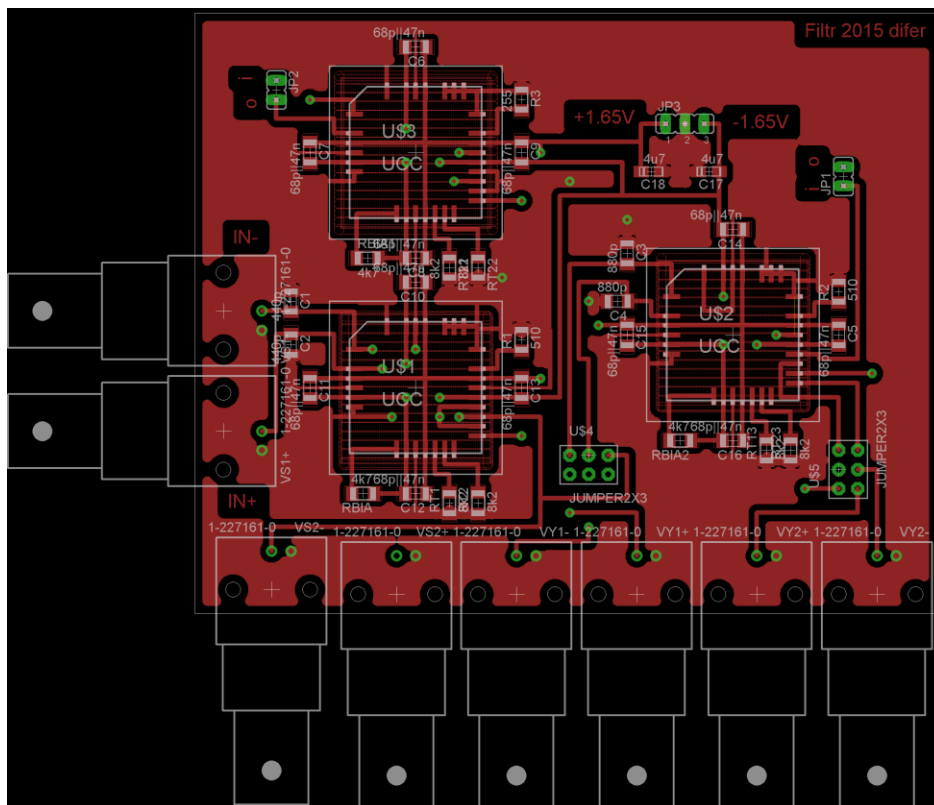
Obrázek A.2 Finální návrh nediferenční desky plošných spojů TOP



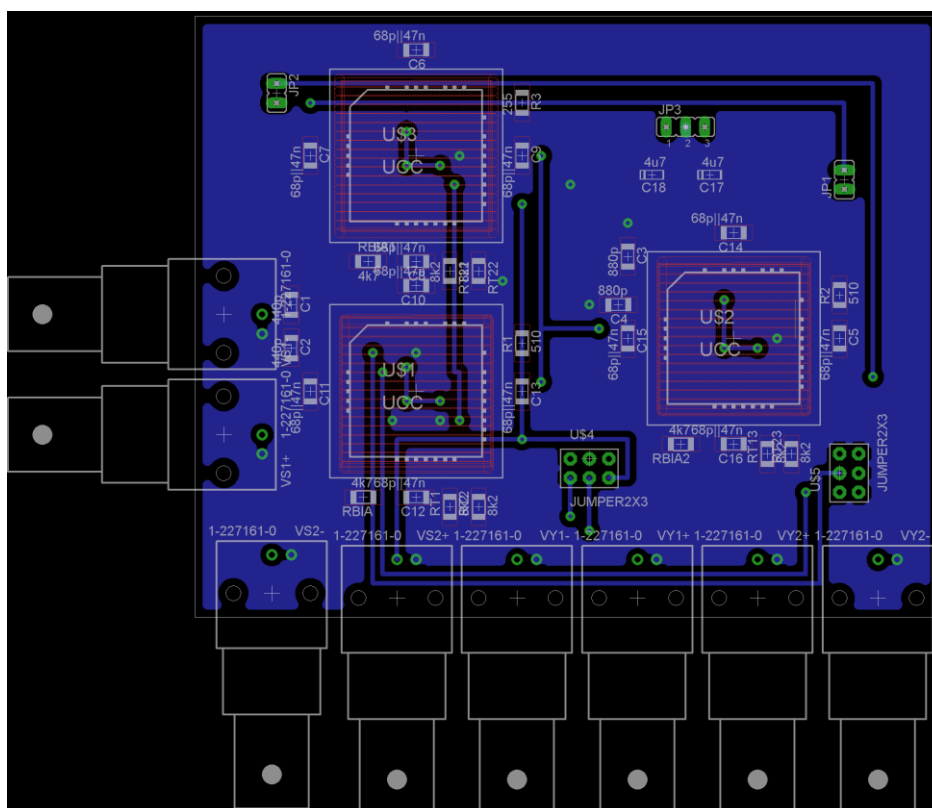
Obrázek A.3 Finální návrh nediferenční desky plošných spojů BOTTOM



Obrázek A.4 Schematický návrh diferenčního filtru z kapitoly 7.3



Obrázek A.5 Finální návrh diferenční desky plošných spojů TOP



Obrázek A.6 Finální návrh diferenční desky plošných spojů BOTTOM

Příloha B

Nediferenční zapojení:

Part	Value	Package	Library
C1	220pF	C1206	resistor
C2	440pF	C1206	resistor
C5	68p 47n	C1206	resistor
C6	68p 47n	C1206	resistor
C7	68p 47n	C1206	resistor
C8	68p 47n	C1206	resistor
C9	68p 47n	C1206	resistor
C10	68p 47n	C1206	resistor
C11	68p 47n	C1206	resistor
C12	68p 47n	C1206	resistor
C13	68p 47n	C1206	resistor
C14	68p 47n	C1206	resistor
C15	68p 47n	C1206	resistor
C16	68p 47n	C1206	resistor
C17	4u7	A/3216-18R	resistor
C18	4u7	A/3216-18R	resistor
JP1		JP1	jumper
JP2		JP2	jumper
R1	510	M1206	resistor
R2	510	M1206	resistor
R3	255	M1206	resistor
RBIA	4k7	M1206	resistor
RBIA1	4k7	M1206	resistor
RBIA2	4k7	M1206	resistor
RT1	8k2	M1206	resistor
RT2	8k2	M1206	resistor
RT11	8k2	M1206	resistor
RT21	8k2	M1206	resistor
RT22	8k2	M1206	resistor
RT23	8k2	M1206	resistor
U\$1	UCC	PLCC44S	smd-ipc_1
U\$2	JUMPER2X3	JUMPER2X3	coak
U\$3	JUMPER2X3	JUMPER2X3	coak
U\$4	UCC	PLCC44S	smd-ipc_1
U\$5	UCC	PLCC44S	smd-ipc_1
VS1	1-227161-0	AMP_227161	con-coax
VS2	1-227161-0	AMP_227161	con-coax
VY1+	1-227161-0	AMP_227161	con-coax
VY1-	1-227161-0	AMP_227161	con-coax
VY2+	1-227161-0	AMP_227161	con-coax
VY2-	1-227161-0	AMP_227161	con-coax

Diferenční zapojení:

Part	Value	Package	Library
C1	440p	C1206	resistor
C2	440p	C1206	resistor
C3	880p	C1206	resistor
C4	880p	C1206	resistor
C5	68p 47n	C1206	resistor
C6	68p 47n	C1206	resistor
C7	68p 47n	C1206	resistor
C8	68p 47n	C1206	resistor
C9	68p 47n	C1206	resistor
C10	68p 47n	C1206	resistor
C11	68p 47n	C1206	resistor
C12	68p 47n	C1206	resistor
C13	68p 47n	C1206	resistor
C14	68p 47n	C1206	resistor
C15	68p 47n	C1206	resistor
C16	68p 47n	C1206	resistor
C17	4u7	A/3216-18R	resistor
C18	4u7	A/3216-18R	resistor
JP1		JP1	jumper
JP2		JP1	jumper
JP3		JP2	jumper
R1	510	R1206	resistor
R2	510	R1206	resistor
R3	255	R1206	resistor
RBIA	4k7	R1206	resistor
RBIA1	4k7	R1206	resistor
RBIA2	4k7	R1206	resistor
RT1	8k2	R1206	resistor
RT2	8k2	R1206	resistor
RT13	8k2	R1206	resistor
RT21	8k2	R1206	resistor
RT22	8k2	R1206	resistor
RT23	8k2	R1206	resistor
U\$1	UCC	PLCC44S	smd-ipc_1
U\$2	UCC	PLCC44S	smd-ipc_1
U\$3	UCC	PLCC44S	smd-ipc_1
U\$4	JUMPER2X3	JUMPER2X3	coak
U\$5	JUMPER2X3	JUMPER2X3	coak
VS1+	1-227161-0	AMP_227161	con-coax
VS1-	1-227161-0	AMP_227161	con-coax
VS2+	1-227161-0	AMP_227161	con-coax
VS2-	1-227161-0	AMP_227161	con-coax
VY1+	1-227161-0	AMP_227161	con-coax
VY1-	1-227161-0	AMP_227161	con-coax
VY2+	1-227161-0	AMP_227161	con-coax
VY2-	1-227161-0	AMP_227161	con-coax