

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIOENGINEERING

SYNTÉZA FREKVENČNÍCH FILTRŮ SE SCHOPNOSTÍ ELEKTRONICKÉ REKONFIGURACE

SYNTHESIS OF FREQUENCY FILTERS WITH ABILITY OF THE ELECTRONIC RECONFIGURATION

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Radek Theumer

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Lukáš Langhammer, Ph.D.

BRNO 2020

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Elektronika a komunikační technologie**

Ústav radioelektroniky

Student: Radek Theumer

ID: 203359

Ročník: 3

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Syntéza frekvenčních filtrů se schopností elektronické rekonfigurace

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

V literatuře se seznamte s problematikou elektronicky rekonfigurovatelných filtrů. Za užití vhodné návrhové metody navrhnete alespoň tři nová obvodová řešení tohoto typu filtru. V případě základních stavebních bloků se zaměřte na aktivní prvky, jenž poskytují elektronickou říditelnost některého z jejich parametrů (transkonduktanční zesilovače, proudové zesilovače, případně jiné). Funkčnost jednotlivých zapojení ověřte pomocí PSpice simulací. Pro simulace použijte dostupné simulační modely.

Navržené obvody doplňte o dodatečné analýzy. Nabízí se například citlivostní a parazitní analýza, analýza stability, teplotní analýza, Monte Carlo, případně další. Na základě chování obvodů v simulacích a na základě provedených analýz zmiňte výhody/nevýhody jednotlivých zapojení.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KOTON, J., VRBA, K. Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů. Elektrověst – Internetový časopis (<http://www.elektrověst.cz>), 2008, roč. 2008, č. 26, s. 1. ISSN: 1213-1539.

[2] ŠOTNER, R., PETRŽELA, J., JEŘÁBEK, J., DOSTÁL, T. Reconnection-less OTA- based Biquad Filter with Electronically Reconfigurable Transfers. Elektronika I/ Elektrotechnika, 2015, roč. 21, č. 3, s. 33-37. ISSN: 1392-1215.

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 4.6.2020

Vedoucí práce: Ing. Lukáš Langhammer, Ph.D.

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
předseda rady studijního programu

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 části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Bakalářská práce se zabývá problematikou návrhu frekvenčních filtrů s elektronickou rekonfigurací jejich přenosové funkce. Cílem bylo navrhnout nové filtrační struktury v napěťovém i proudovém módu s využitím vhodné návrhové metody. Aktivní prvky jsou implementovány dostupnými transkonduktančními zesilovači, proudovými zesilovači a konvejory, případně napěťovými zesilovači. V práci jsou představeny čtyři aktivní říditelné filtry. Jejich funkce je simulována v PSpice pomocí modelů na tranzistorové úrovni v porovnání s ideálními průběhy (ideální modely). Dvě vybraná obvodová řešení jsou doplněna o parazitní a citlivostní analýzu, analýzu stability, teplotní analýzu a analýzu Monte Carlo. Tyto obvody jsou realizovány na desce plošného spoje. Na konci práce jsou představeny výsledky experimentálního měření v porovnání se simulacemi.

KLÍČOVÁ SLOVA

frekvenční filtr, elektronická rekonfigurace, přenosová funkce, napěťový mód, proudový mód, metoda uzlových napětí, přidružená transformace, FLF topologie, transkonduktanční zesilovač, proudový zesilovač, proudový konvektor

ABSTRACT

This bachelor thesis deals with proposal of frequency filters providing electronic controllability of its transfer function. The main aim was to propose new filtering structures working in voltage and current mode based on suitable proposal methods. Active elements are implemented by available operational transconductance amplifiers, current amplifiers and conveyors, eventually voltage amplifiers. Four different active controllable filters are presented. Their function is simulated in software PSpice with help of models at transistor level in comparison with ideal behavior (idealized models). Two designed filtering structures were chosen and complemented on parasitic, sensitivity, stability, temperature analysis and Monte Carlo analysis. These circuits were realized on PCB. Measurement results are presented at the end of thesis, including comparison with simulations.

KEYWORDS

frequency filter, electronic reconfiguration, transfer function, voltage mode, current mode, method of nodal voltages, adjoint transformation, FLF topology, transconductance amplifier, current amplifier, current conveyor

THEUMER, Radek. *Syntéza frekvenčních filtrů se schopností elektronické rekonfigurace*. Brno, 2020, 76 s. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce: Ing. Lukáš Langhammer, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Syntéza frekvenčních filtrů se schopností elektronické rekonfigurace“ 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 následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (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.

Brno

.....

podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské práce panu Ing. Lukášovi Langhammerovi, Ph.D. za odborné vedení, vstřícnost při konzultacích, trpělivost a podnětné návrhy při vypracování této práce.

Brno

.....

podpis autora

Obsah

Úvod	11
1 Teorie analogových frekvenčních filtrů	12
1.1 Matematický popis	13
1.1.1 Přenosová funkce	13
1.1.2 Komplexní rovina p , nulové body a póly	14
1.1.3 Modulová a fázová charakteristika	16
1.2 Přenosové funkce 2. řádu základních typů filtrů	17
1.3 Pracovní módy filtrů	19
1.4 Univerzální frekvenční filtry	20
1.4.1 Univerzální filtr UAF42	20
1.4.2 Elektronická rekonfigurace	21
2 Aktivní prvky	22
2.1 Operační transkonduktanční zesilovač	22
2.2 Proudový a napěťový zesilovač	24
2.3 Proudový konvektor 2. generace	26
2.4 Univerzální proudový konvektor	27
2.5 Proudový sledovač	29
3 Návrh rekonfigurovatelných filtrů	30
3.1 Metoda neznámých uzlových napětí	30
3.1.1 Návrh filtru 1: 4x OTA	31
3.1.2 Simulace	33
3.1.3 Návrh filtru 2: 5x OTA, 1x VGA	36
3.1.4 Simulace	38
3.2 Metoda přidružené transformace	40
3.2.1 Návrh filtru 3: 5x BOTA, 1x CCII-	42
3.2.2 Simulace	43
3.2.3 Parazitní analýza	46
3.2.4 Citlivostní analýza	49
3.3 Topologie follow-the-leader-feedback	51
3.3.1 Návrh filtru 4: topologie FLF-OS, 3x MOTA	52
3.3.2 Simulace	54
3.3.3 Parazitní analýza	57
3.3.4 Citlivostní analýza	59

4 Praktická realizace a měření	61
4.1 Měření filtru „CM2“	62
4.2 Měření filtru „FLF3“	64
5 Závěr	66
Literatura	68
Příloha A: Desky plošného spoje	71
Příloha B: Histogram Monte Carlo analýzy	74
Příloha D: Butterworthova aproximace	75
Příloha D: Obsah elektronické přílohy	76

Seznam obrázků

1.1	Frekvenční filtr jako dvojbran	13
1.2	Komplexní rovina p – póly dolní propusti 2. řádu	15
1.3	Frekvenční charakteristiky dolních propustí 1. a 2. řádu	16
1.4	Ideální charakteristiky frekvenčních filtrů (a) dolní propust, (b) horní propust, (c) pásmová propust, (d) pásmová zádrž (převzato [4])	19
1.5	Provedení obvodu UAF42 v pouzdře SOIC-16 (převzato [7])	20
1.6	Vnitřní schéma zapojení integrovaného obvodu UAF42 (převzato [7])	21
2.1	Tranzistorová struktura modelu MOTA technologie TSMC 0,18 μm	22
2.2	Simulace parametrů MOTA: $g_m = F(I_{\text{set}})$ (vlevo) a $Z_{\text{vyst}} = F(f)$ (vpravo)	23
2.3	Tranzistorová struktura modelu ACA technologie TSMC 0,18 μm	24
2.4	Simulace modulu vstupní a výstupní impedance ACA	25
2.5	Simulace modulu vstupní a výstupní impedance obvodu EL2082	26
2.6	Proudové konvejory obsažené v pouzdře prvku UCC_N1B-0520	27
2.7	Implementace prvku MOTA (vlevo) a MO-CF (vpravo) pomocí UCC	28
2.8	Vnitřní struktura modelu UCC level 1	29
2.9	Tranzistorová struktura modelu MO-CF technologie TSMC 0,18 μm	29
3.1	Schéma filtru 1 s transkonduktančními zesilovači (vlevo) a implementovaný pomocí univerzálních proudových konvejsorů (vpravo)	32
3.2	Modulové charakteristiky dostupných přenosových funkcí v návrhu 1	34
3.3	Řízení činitele jakosti (vlevo) a charakteristické frekvence (vpravo) filtru 1	34
3.4	Schéma navrženého filtru s pěti OTA a jedním VGA	37
3.5	Modulové charakteristiku filtru z návrhu 2	38
3.6	Grafy z datasheetu VCA810 (převzato [10])	39
3.7	Princip přidružené transformace VM – CM	40
3.8	Přidružená transformace (a) napětového zesilovače na (b) proudový	41
3.9	Přidružená transformace (a) OTA typu DISO na (b) BOTA	41
3.10	Schéma filtru transformovaného do proudového módu	42
3.11	Modulové charakteristiky filtru pracující v proudovém módu	43
3.12	Přeladění f_0 (vlevo) a Q (vpravo) filtru z návrhu 3	44
3.13	Rozložení nulových bodů a pólů při změně f_0 (vlevo) a Q (vpravo)	45
3.14	Analýza Monte Carlo (vlevo) a teplotní analýza (vpravo)	46
3.15	Vliv parazitní admitance Y_{p1}	47
3.16	Vliv parazitní admitance Y_{p3}	48
3.17	Vliv parazitní admitance Y_{s1}	48
3.18	Frekvenční závislost citlivostních funkcí filtru v proudovém módu	49

3.19	Frekvenční závislost citlivostních funkcí filtru v proudovém módu . . .	50
3.20	Frekvenční závislost citlivostních funkcí filtru v proudovém módu . . .	50
3.21	Blokové schéma topologie FLF	51
3.22	Schéma integrátoru s MOTA	52
3.23	Schéma univerzálního filtru FLF-OS 3. řádu	53
3.24	Modulové charakteristiky rekonfigurovatelného filtru FLF-OS 3. řádu	55
3.25	Simulace FLF-OS filtru: přeladění f_0 (vlevo), teplotní analýza (vpravo)	56
3.26	Rozložení nulových bodů a pólů FLF filtru 3. řádu	57
3.27	Schéma univerzálního filtru FLF-OS 3. řádu s parazitními admitancemi	57
3.28	Vliv parazitní admitance Y_{p1}	58
3.29	Frekvenční závislost citlivostních funkcí FLF-OS filtru 3. řádu	59
3.30	Frekvenční závislost citlivostních funkcí FLF-OS filtru 3. řádu	60
3.31	Frekvenční závislost citlivostních funkcí horní propusti FLF – $S_{q_i}^{K_I(\text{HP})}$	60
4.1	Obvody realizované na desce plošného spoje	61
4.2	Naměřené modulové charakteristiky filtru „CM2“	62
4.3	Měření filtru „CM2“ – přeladění f_0 a Q	63
4.4	Naměřené modulové charakteristiky filtru „FLF3“	64
4.5	Měření filtru „FLF3“ – přeladění f_0	65
5.1	Deska plošného spoje realizující filtr 2. řádu „CM2“	71
5.2	Deska plošného spoje realizující filtr topologie FLF 3. řádu „FLF3“ .	71
5.3	Osazovací plány pro realizované filtry	73
5.4	Histogram rozložení charakteristického kmitočtu filtru „CM2“	74

Seznam tabulek

2.1	Modul impedance vývodů UCC v obvodu UCC_N1B-0520 [14]	28
2.2	Modul impedance vývodů CCII+/- v obvodu UCC_N1B-0520 [14]	28
3.1	Řízení elektronicky rekonfigurovatelného filtru z návrhu č. 1	33
3.2	Řízení charakteristické frekvence filtru z návrhu 1	35
3.3	Řízení činitele jakosti filtru z návrhu 1	35
3.4	Řízení elektronicky rekonfigurovatelného filtru z návrhu č. 2	38
3.5	Řízení charakteristické frekvence filtru z návrhu 3	44
3.6	Řízení činitele jakosti filtru z návrhu 3	44
3.7	Řízení elektronicky rekonfigurovatelného filtru FLF–OS 3. řádu	54
3.8	Řízení charakteristické frekvence FLF filtru 3. řádu	56
4.1	Použité přístroje pro měření realizovaných filtrů	61
4.2	Řízení charakteristické frekvence filtru „CM2“ - výsledky měření	63
4.3	Řízení činitele jakosti filtru „CM2“ - výsledky měření	63
4.4	Řízení charakteristické frekvence FLF filtru 3. řádu (naměřená data)	65
5.1	Seznam komponent pro realizaci filtrů CM2 a FLF3	72
5.2	Koeficienty přenosové funkce NDP aproximované podle Butterwortha	75

Úvod

Ačkoliv je současným trendem digitální technika a číslicové metody zpracování signálu, v oblasti frekvenčních filtrů má analogová realizace stále vysoké postavení. Snahou návrhářů je podle současných trendů navrhovat elektronické bloky co nejvíce univerzální a zároveň takové, aby bylo možno implementovat je na jeden čip. Univerzální frekvenční filtr je schopen **poskytnout všechny standartní funkce 2. řádu** řízením některých parametrů aktivních součástí. Má-li být navíc vhodný pro implementaci na čip, jeho topologie by ideálně měla obsahovat uzemněné pasivní prvky. Syntézou takových filtrů, které jsou navíc **typu SISO (single input–single output) a nevyžadují tedy fyzické přepojení vstupů či výstupů** při potřebě změnit přenosovou funkci, se zabývá tato práce. Z hlediska současných trendů mikroelektroniky při návrhu takových obvodů je výhodné, pracuje-li obvod v proudovém módu. Proto je představena i transformace navržených napěťových struktur do proudového módu. Mimo filtrů 2. řádu je představen i návrh multifunkčního filtru 3. řádu v topologii *follow the leader feedback*.

Simulacemi chování navržených filtrů pomocí modelů na tranzistorové úrovni je poukázáno na reálné chování oproti idealizovanému průběhu, což je vstupním teoretickým poznatkem pro pokračování v podobě realizace navržených struktur. Již pomocí simulace je dokázána schopnost nejen elektronické rekonfigurace přenosové funkce samotné, ale i schopnost elektronického řízení charakteristického kmitočtu, případně činitele jakosti.

1 Teorie analogových frekvenčních filtrů

Frekvenční filtry zastupují důležitou úlohu nejen v oblasti zpracování signálu, ale i v mnoha ostatních odvětvích elektroniky. Předem stanoveným způsobem omezují frekvenční spektrum přenášeného signálu. Omezení spočívá v propouštění pouze určitých harmonických složek spektra, zatímco ostatní složky jsou utlumeny, ideálně nejsou propouštěny vůbec. Jaké složky jsou propouštěny a které jsou naopak utlumeny, případně s jakou intenzitou, určuje přenosová funkce filtru. Obecné příklady aplikací elektronických filtrů jsou:

- odstranění šumu z užitečného signálu,
- detekce signálu na vstupu přijímačů,
- demodulace signálu,
- antialiasingový filtr před vzorkováním signálu,
- rekonstrukce digitálního signálu zpět na analogový,
- odstranění rušivého síťového kmitočtu (teorie EMC),

a mnoho dalších oblastí elektroniky. [1]

Základní dvě kategorie, které rozlišujeme z hlediska realizace, jsou *analogové* a *digitální filtry*. Zatímco digitální filtr představuje algoritmus, který je prováděn číslicovým obvodem, jako je například programovatelné pole (FPGA) nebo digitální signálový procesor, v případě analogové realizace se jedná o lineární dvojbran, tedy elektronický obvod.

Dalším kategorizačním kritériem v případě analogové realizace je typ součástek použitých v obvodové struktuře filtru. Rozlišují se filtry *pasivní* a *aktivní*.

Pasivní filtry se skládají pouze z pasivních součástek. Do této skupiny náleží struktury RC (nejjednodušší elektronické filtry–RC články), LC vzniklé z filtrů RC náhradou cívky za rezistor, elektromechanické filtry, filtry s povrchovou akustickou vlnou (PAV) a mikrovlnné filtry.

Aktivní filtry jsou v odborné literatuře označovány jako ARC filtry (Active RC). Jak z názvu vyplývá, v takové struktuře se nachází rezistory, kondenzátory, a navíc jeden nebo více aktivních prvků (operační, transkonduktanční nebo transimpedanční zesilovače, proudové nebo napěťové konvejory). Aktivní prvky realizují zpětné vazby a eliminují použití indukčností, které jsou zejména na nízkých kmitočtech objemné a drahé (vzhledem k feromagnetickým materiálům i nelineární). Vhodným zapojením určitých aktivních prvků lze navíc vytvořit syntetickou náhradu klasické cívky. Tento typ filtrů zaznamenal vzestup s vývojem integrovaných obvodů. [2]

Výhodou filtrů s aktivními prvky s říditelnými parametry je říditelnost jejich přenosových funkcí – takové struktury mají schopnost elektronické rekonfigurace. Právě syntéza těchto typů ARC filtrů se věnuje tato závěrečná práce.

1.1 Matematický popis

Kmitočtové filtry jsou z hlediska teorie elektronických obvodů lineární dvojbrany. Nezbytnou součástí filtru je jeden nebo více akumulacních prvků. Akumulačními prvky jsou indukčnosti (cívky) a kapacity (kondenzátory), přičemž v případě aktivních filtrů připadají v úvahu pouze kondenzátory a cívky jsou cíleně nahrazovány aktivními prvky se zpětnými vazbami. Impedance těchto prvků je kmitočtově závislá, vyjadřuje se tedy komplexními čísly. Nejvýznamnější je z hlediska popisu chování takového dvojbranu jeho přenosová funkce, která bude analogicky též frekvenčně závislá, tedy komplexní.

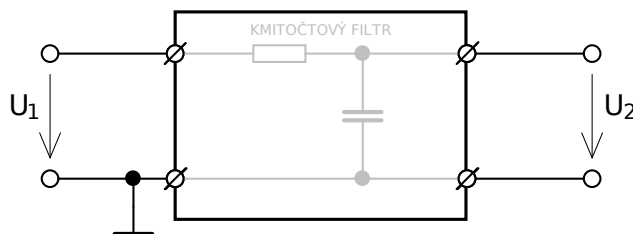
1.1.1 Přenosová funkce

Elektronická rekonfigurace, která je od obvodů uvedených v této práci očekávána, spočívá v řízení přenosové funkce filtru, což v důsledku znamená změna poloh nul a pólů přenosu. Analogový lineární kauzální¹ filtr lze za pomoci standartních analyzačních obvodových metod (Kirchhoffovy zákony, metoda uzlových napětí, metoda smyčkových proudů) popsat diferenciální rovnicí s konstantními koeficienty, která má obecný tvar

$$b_n \frac{d^n y(t)}{dt^n} + b_{n-1} \frac{d^{n-1} y(t)}{dt^{n-1}} + \dots + b_0 y(t) = a_m \frac{d^m x(t)}{dt^m} + a_{m-1} \frac{d^{m-1} x(t)}{dt^{m-1}} + \dots + a_0 x(t) \quad (1.1)$$

kde reálné koeficienty a_0, a_1, \dots, a_n a b_0, b_1, \dots, b_n představují nominální hodnoty součástí (případně říditelných veličin aktivních prvků, např. transkonduktance g_m), $y(t)$ je vstupní veličina a $x(t)$ výstupní veličina. Vstupní a výstupní veličiny mohou být reprezentovány proudy nebo napětími. Řád diferenciální rovnice udává řád obvodu (potažmo filtru), který popisuje.

Důležitým matematickým nástrojem v problematice analogových filtrů je Laplaceova transformace. Jde o lineární operaci, která převádí rovnici z časové oblasti (diferenciální tvar) na tzv. obraz. Obraz má algebraický tvar, což z pohledu matematiky znamená snadnější operace. [1]



Obr. 1.1: Frekvenční filtr jako dvojbran

¹system independent of future values $x(t)$; obvykle jde o systémy pracující v reálném čase

Aplikací Laplaceovy transformace na diferenciální rovnici přejde vztah 1.1 za předpokladu nulových počátečních podmínek do tvaru

$$(b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + b_0) Y(p) = (a_m p^m + a_{m-1} p^{m-1} + \dots + a_0) X(p) \quad (1.2)$$

kde p je komplexní proměnná a platí $p = \sigma + j\omega$, přičemž σ vyjadřuje ztráty obvodu a ω je charakteristický kmitočet.

Přenosová funkce je definována jako poměr výstupní odezvy ku vstupnímu vzruchu. Úpravou vztahu 1.2 přejde transformovaná diferenciální rovnice v přenosovou funkci ve tvaru racionální lomené funkce

$$K(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{a_m p^m + a_{m-1} p^{m-1} + \dots + a_0}{b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + b_0} \quad (1.3)$$

Nejjednodušší analogové filtry jsou reprezentovány dvojbrany 2. řádu. Je to z důvodu nemožnosti realizovat pásmovou zádrž a pásmovou propust 1. řádu – takové typy filtrů vyžadují vždy minimálně dva akumulární prvky. Přenosová funkce obecného lineárního obvodu 2. řádu má tvar

$$K(p) = \frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0} = \frac{(p - n_2) + (p - n_1)}{(p - p_2) + (p - p_1)} \quad (1.4)$$

kde p_i jsou póly přenosové funkce a n_i jsou nulové body přenosu. [2]

Pro každou přenosovou funkci vždy platí následující pravidla:

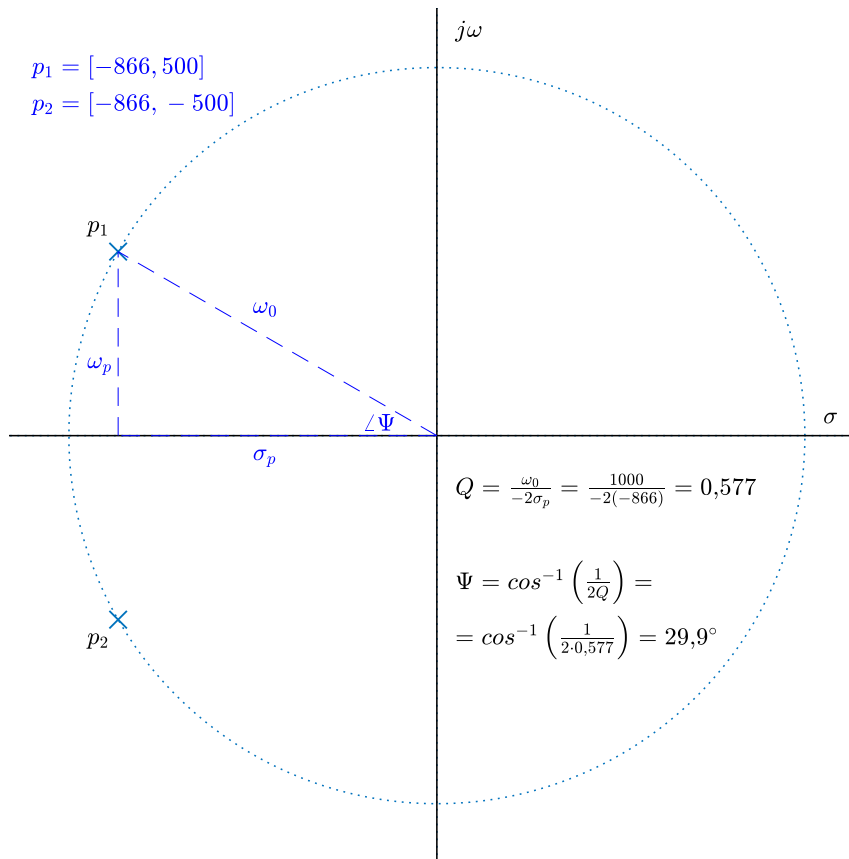
- v čitateli mohou být nulové výrazy, minimálně jeden musí být nenulový,
- všechny výrazy ve jmenovateli musí být nenulové,
- polynom ve jmenovateli musí být stejného nebo vyššího řádu, než v čitateli.

1.1.2 Komplexní rovina p , nulové body a póly

V rovnici 1.4 je mimo jiné vyjádřena přenosová funkce po rozkladu čitatele a jmenovatele na součin kořenových činitelů. Z tohoto vyjádření je poměrně snadné vyčíst z přenosové funkce základní vlastnosti popisovaného filtru. Protože je přenosová funkce filtrů komplexní, nulové body a póly přenosu mají reálnou a imaginární složku a zakreslují se do komplexní roviny.

Nulový bod přenosu Nulový bod přenosu n_i nabývá určité hodnoty komplexního kmitočtu p . Na tomto kmitočtu je pak vlivem nulového výrazu v jedné ze závorek v čitateli přenosové funkce přenos $K(p)$ nulový. [2]

Pól přenosu Pól přenosu p_i nabývá taktéž určité hodnoty komplexního kmitočtu p . Na tomto kmitočtu je pak vlivem nulového výrazu v jedné ze závorek ve jmenovateli přenosové funkce (jmenovatel limitně se blíží k nule) přenos $K(p)$ nekonečný. [2]



Obr. 1.2: Komplexní rovina p – póly dolní propusti 2. řádu

Nuly a póly se kromě obvodů 1. řádu vyskytují v komplexně sdružených dvojicích. V případě lichých řádů leží jeden pól vždy na reálné ose a zbývající sudý počet jsou komplexně sdružené dvojice.

Z grafického zobrazení rozpoložení nulových bodů a pólů přenosu lze snadně určit základní vlastnosti filtru. Velikost reálné složky pólu σ_p způsobuje tlumení filtru a ovlivňuje velikost činitele jakosti Q .

$$Q = \frac{\omega_0}{-2\sigma_p} \quad [-] \quad (1.5)$$

Mezní frekvence (v případě pásmové zadržky a pásmové propusti střední frekvence) je dána velikostí reálné a imaginární složky pólu přenosu podle Pythagorova vztahu.

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_p^2 + \sigma_p^2} \quad [\text{rad/s}] \quad (1.6)$$

Levá strana komplexní roviny představuje stabilní oblast, pravá část nestabilní oblast a imaginární (svislá) osa představuje mez stability. Aby byl popisovaný filtr stabilní, musí všechny jeho póly ležet v levé části – musí nabývat hodnot $-\sigma$. Pokud by pól ležel na imaginární ose, podle vztahu 1.5 by byl činitel jakosti nekonečný. Obvod by byl bez činných ztrát a teoreticky by oscilloval netlumenými kmity.

1.1.3 Modulová a fázová charakteristika

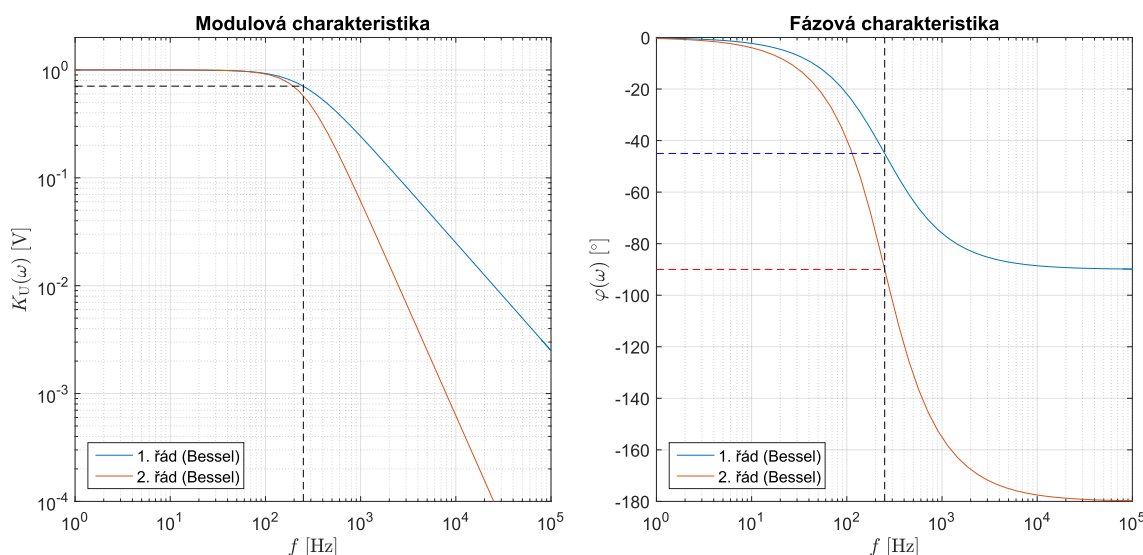
Z rovnice (1.3) je zřejmé, že přenos dvojbranu je definován jako poměr vstupního vzruchu ku výstupní odezvě. Substitucí $p = j\omega$ (pro usnadnění uvažováno $\sigma = 0$) lze přenos filtru vyjádřit také jako poměr výstupního ku vstupnímu napětí – pak jde o napěťový přenos, nebo poměr výstupního ku vstupnímu proudu – pak jde o proudový přenos.

$$\hat{K}_U(j\omega) = \frac{\hat{U}_2(j\omega)}{\hat{U}_1(j\omega)} \quad [\text{V}] \quad (1.7)$$

Takto vyjádřený napěťový přenos se v praxi uvádí v logaritmické míře

$$K_{U[\text{dB}]} = 20 \cdot \log(|\hat{K}_U(j\omega)|) \quad [\text{dB}] \quad (1.8)$$

kde $|\hat{K}_U(j\omega)|$ je modul napěťového přenosu. Z frekvenčně závislé přenosové funkce se odvozují dvě frekvenční charakteristiky. Pro příklad jsou uvažovány frekvenční charakteristiky dolní propusti.



Obr. 1.3: Frekvenční charakteristiky dolních propustí 1. a 2. řádu

Modulová charakteristika znázorňuje závislost modulu přenosu na frekvenci. Základním parametrem je charakteristický kmitočet f_0 (cutoff frequency), který je definován jako frekvence, na které dojde k poklesu modulové charakteristiky o 3 dB. Ideální filtr má přechod mezi propustným a nepropustným pásmem nekonečně strmý, čehož ale v reálu nelze docílit. Reálný filtr má strmost S modulové charakteristiky konečný a závislý na řádu filtru označovaného n .

$$S = -n \cdot 20 \quad [\text{dB/dek}] \quad (1.9)$$

V případě reálného filtru je ideální nepropustné pásmo nahrazeno pásmem útlumu. Na stonásobku charakteristické frekvence dochází k ustalování fáze.

Argumentová charakteristika znázorňuje, jak se s frekvencí mění fázový posuv. Na mezním kmitočtu f_0 se fázový posuv změní právě o polovinu. Protože se v aktivních analogových filtrech využívá pouze kondenzátorů, argumentová charakteristika má vždy klesající charakter.

$$\varphi = \arg[K_U(j\omega)] \quad [\text{rad}] \quad (1.10)$$

Z fázové charakteristiky na Obrázku 1.3 je patrné, že dolní propust 1. řádu způsobí na charakteristickém kmitočtu změnu fáze o 45° . Každý další řád způsobuje zvýšení celkového fázového posuvu o dalších 45° (zhruba na stonásobku mezní frekvence).

1.2 Přenosové funkce 2. řádu základních typů filtrů

Z roviny p na Obrázku 1.2 je patrné, že póly přenosové funkce 2. řádu mají velikost $p_1 = -\sigma_p + j\omega_p$ a $p_2 = -\sigma_p - j\omega_p$. V přenosové funkci se mohou objevit také nulové body, maximálně dva. Jejich zastoupení v přenosové funkci a polohy v komplexní rovině jsou závislé na typu filtru a jejich velikost se vyjadřuje obdobně jako pro póly přenosu. Dosazením velikostí pólů a nulových bodů do obecné přenosové funkce lineárního obvodu 2. řádu podle vztahu 1.4 a jejich roznásobením vznikne obecná přenosová funkce filtru 2. řádu ve tvaru

$$K(p) = \frac{(p - [-\sigma_n + j\omega_n])(p - [-\sigma_n - j\omega_n])}{(p - [-\sigma_p + j\omega_p])(p - [-\sigma_p - j\omega_p])} = \frac{p^2 + p\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}{p^2 + p\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (1.11)$$

kde ω_0 je velikost charakteristického úhlového kmitočtu [rad/s] a Q je bezrozměrný činitel jakosti filtru. [1][2][3]

Podle toho, jaký tvar má frekvenční charakteristika a tím pádem jakým způsobem filtr ovlivňuje spektrum, se rozeznává pět základních typů filtrů.

Filtr typu **dolní propust** přenáší pásmo shora vymezené charakteristickou frekvencí. V ideálním případě by od charakteristické frekvence dále do vyšších kmitočtů nepřenašel. V reálném filtru 2. řádu však kmitočtová charakteristika klesá se strmostí zhruba -40 dB/dek. Ideálně by modulová charakteristika klesala do nekonečna. Reálné filtry sestavené z reálných součástí však reagují na různé parazitní vlivy, proto se modulová charakteristika v pásmu útlumu často ustálí na nějaké hodnotě (například -35 až -50 dB). Přenosová funkce dolní propusti 2. řádu je dána následující rovnicí.

$$K_{\text{DP}}(p) = \frac{\omega_0^2}{p^2 + p\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (1.12)$$

Nejjednodušší realizací filtru typu dolní propust je integrační RC článek, přičemž výsledkem je filtr 1. řádu. [3][4]

Horní propust je podobná dolní propusti, pouze je obrácená. Propustné pásmo se nachází nad charakteristickým kmitočtem a od charakteristického kmitočtu směrem k nižším frekvencím modulová charakteristika klesá též se strmostí -40 dB/dek. Stejně jako dolní propust, i horní propust lze realizovat v podobě obvodu 1. řádu, konkrétně pomocí derivačního CR článku. [3][4]

$$K_{\text{HP}}(p) = \frac{p^2}{p^2 + p\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (1.13)$$

Pásmová propust již nelze realizovat v podobě obvodu 1. řádu, protože jsou potřeba minimálně dva akumulární prvky. Vyznačuje se středním kmitočtem, na kterém je přenos ideálně jednotkový (0 dB). Od střední frekvence na obě strany, tedy k vyšším i nižším frekvencím, modulová charakteristika klesá, tentokrát však každá strana se strmostí pouze -20 dB/dek (2. řád). Dolní mezní kmitočet a horní mezní kmitočet jsou body, kdy je útlum charakteristiky právě -3 dB. Rozdíl těchto mezních kmitočtů udává šířku pásma a lze jí řídit změnou činitele jakosti. [3][4]

$$K_{\text{PP}}(p) = \frac{p\frac{\omega_0}{Q}}{p^2 + p\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (1.14)$$

Pásmová propust způsobí na charakteristickém kmitočtu změnu fáze o 90° a na stonásobku charakteristického kmitočtu se fáze výstupního signálu blíží k 360°. V pasivním provedení lze realizovat například pomocí Wienova RC článku.

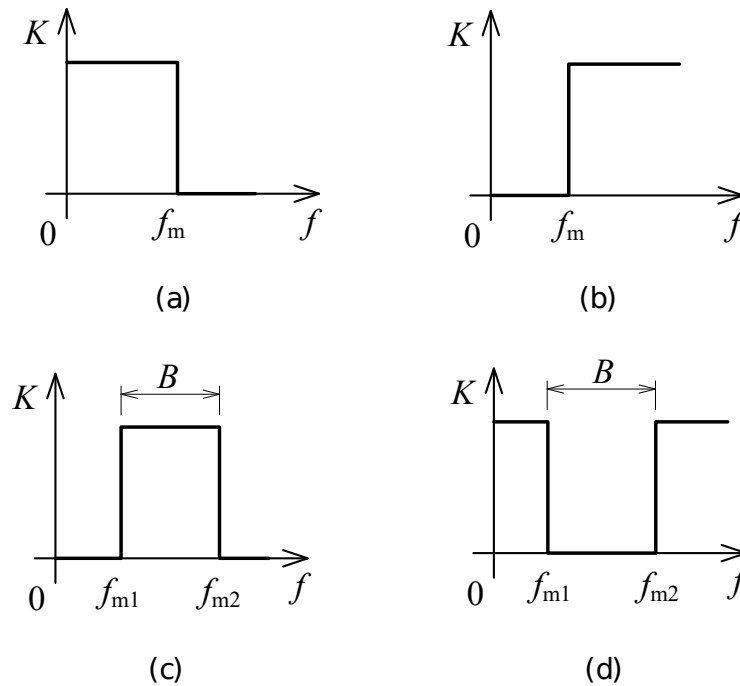
Pásmová zádrž, neboli *notch filter*, je opakem pásmové propusti. Na středním kmitočtu je nula přenosu, ideálně tedy nekonečný útlum. Od středního kmitočtu směrem k horním i dolním frekvencím modulová charakteristika stoupá a ustálí se na jednotkovém přenosu. Pásmová zádrž tedy obsahuje dvě propustná pásma. Stejně jako u pásmové propusti, horní a dolní mezní kmitočet nacházející se na útlumu -3 dB vymezuje šířku pásma, která jde opět řídit změnou činitele jakosti. [3][4]

$$K_{\text{PZ}}(p) = \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 + p\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (1.15)$$

Všeprupustný, neboli **fázovací článek**, má přenos v celém frekvenčním spektru konstantní, jednotkový. Pouze fázová charakteristika je frekvenčně závislá. Tento filtr se využívá ke korekci fáze a jako zpožďovací člen, kde se vyžaduje, aby nedocházelo ke zkreslení signálu. [3][4]

$$K_{\text{FC}}(p) = \frac{p^2 - p\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}{p^2 + p\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (1.16)$$

Fázovací článek je typický tím, že lineární člen v čitateli je záporný, což může být při implementaci rekonfigurovatelných filtrů problém.



Obr. 1.4: Ideální charakteristiky frekvenčních filtrů (a) dolní propust, (b) horní propust, (c) pásmová propust, (d) pásmová zádrž (převzato [4])

1.3 Pracovní módy filtrů

Filtry jakožto analogové obvody mohou pracovat ve dvou základních (potažmo třech) módech. Jsou jimi napěťový mód, proudový mód a případně smíšený mód.

Obvod pracující v napěťovém módu je buzen napěťovým signálem, přičemž odezva na výstupu obvodu je též napětí. Nejjednoduššími filtry pracujícími v napěťovém módu jsou pasivní RC a CR články 1. řádu. Jsou buzeny vstupním napětím a na výstupu je výstupní napětí naprázdno (není-li článek zatížen).

Obvod pracující v proudovém módu je buzen proudovým signálem, odezva na výstupu je též proudový signál. Současné trendy v analogové technice upřednostňují právě proudový mód, protože umožňuje přecházet na vyšší frekvence a přitom snižovat příkon aktivních bloků. O výhodách proudového módu je pojednáno v [5].

Z těchto důvodů budu i návrhy v této práci směřovat z praktického hlediska k proudovému módu. Cílem návrhu SISO (single input – single output) rekonfigurovatelných filtračních struktur je jejich univerzálnost a možnost implementovat na čip v podobě univerzálního funkčního bloku.

Nakonec smíšený mód je kombinací předchozích dvou. Obvod pracující ve smíšeném módu je buď buzen napěťovým signálem a detekována je proudová odezva, nebo naopak.

1.4 Univerzální frekvenční filtry

Současným trendem při vývoji elektronických obvodů je univerzálnost daného bloku a integrace celého bloku na čip. V případě elektronických frekvenčních filtrů je výhodné, když jeden funkční blok poskytuje ideálně všechny typy přenosových funkcí, minimálně základních typů filtrů. Jednou možností jsou obvody typu SIMO (single input–multiple output) nebo MISO (multiple input–single output). Takové obvody mají různé přenosové funkce dostupné v různých uzlech obvodu. Typickým příkladem jsou filtry struktury MLS (multiple loop structure), konkrétně například topologie FLF, IFLF, apod. Takové obvody obsahují jednu vstupní bránu a každý jediný výstup z kaskády představuje výstupní bránu s konkrétní přenosovou funkcí. Změna požadované přenosové funkce v takovém případě znamená buď fyzické přepojení výstupů filtru, nebo použití přepínačů, je-li vyžadována struktura SISO (single input–single output). [6]

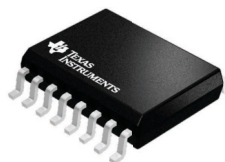
Přepínače nebo fyzické přepojení výstupů však obnáší mnoho problémů. Nejde jen o zanášení rušení (například impulzní rušení od spínačů), zvýšení spotřeby celého obvodu nebo místo na čipu navíc, které by zabrala řídicí logika. Takový filtr přestává být vhodný pro implementaci do řetězců pro zpracování signálů, protože obvod není schopen okamžitě reagovat na změny zpracovávaného signálu. [6]

1.4.1 Univerzální filtr UAF42

Univerzální filtr implementovaný na čip, známý pod označením UAF42, je typickým představitelem univerzálního filtru poskytující přenosové funkce čtyř základních typů filtrů. Skládá se z invertujícího zesilovače a dvou integrátorů, přičemž různé typy přenosových funkcí jsou dostupné na jednotlivých výstupech integrovaného obvodu.

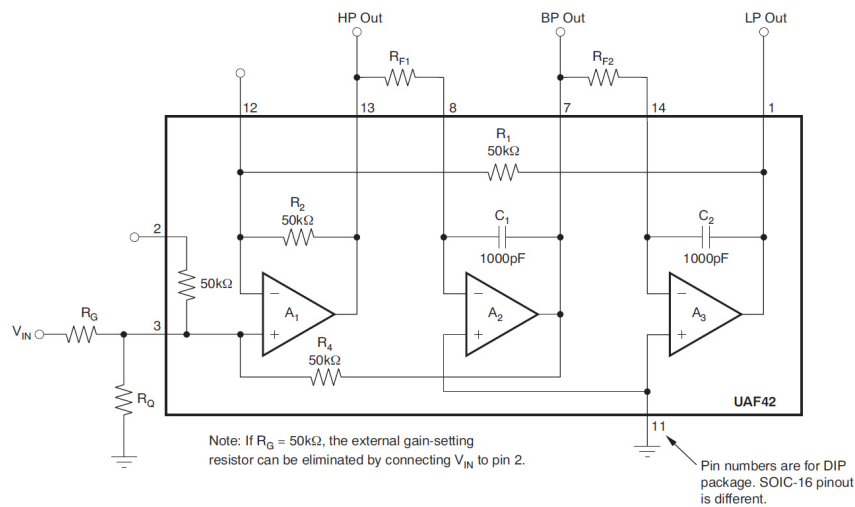
Využívá klasické analogové struktury stavových proměnných. Tato architektura řeší jeden z největších problémů návrhu aktivních filtrů – získání nízkoztrátových kondenzátorů s malou tolerancí (dle dokumentace 0,5 %). [7]

Jak je patrné z Obrázku 1.6, obvod disponuje třemi výstupy, přičemž obvod podle dokumentace poskytuje čtyři přenosové funkce. Pásmová zadrž je získána součtem výstupů pro dolní a horní propust.



Obr. 1.5: Provedení obvodu UAF42 v pouzdře SOIC-16 (převzato [7])

Tento univerzální filtr jakožto funkční blok je komerčně dostupný jako monolitický integrovaný obvod ve 14 pinovém pouzdře DIP a SOIC-16 (pro SMD montáž).



Obr. 1.6: Vnitřní schéma zapojení integrovaného obvodu UAF42 (převzato [7])

1.4.2 Elektronická rekonfigurace

Elektronická rekonfigurace spočívá ve změně přenosové funkce univerzálního filtru, aniž by bylo třeba zasáhnout do topologie obvodu nebo fyzicky přepojit některé výstupy/vstupy. Jedná se o obvody typu SISO (single input–single output), které obsahují aktivní prvky, jejichž některé parametry jsou říditelné připojením externího zdroje proudu nebo napětí. Samotná rekonfigurace je tedy provedena elektronicky a mnohem rychleji, než při použití spínacích prvků, byť elektronických. Díky plynulému řízení parametrů aktivních prvků pomocí externích zdrojů je navíc umožněna nejen rekonfigurace, ale i plynulé řízení některých parametrů obvodu, například charakteristického kmitočtu nebo činitele jakosti. [6]

Typickými aktivními prvky používanými pro návrh jsou

- operační transkonduktanční zesilovače v různých provedeních (BOTA – balanced output, MOTA – multiple output) s říditelnou transkonduktancí g_m ,
- napětového zesilovače s říditelným napětovým zesílením,
- proudové zesilovače s říditelným proudovým zesílením (ACA – adjustable current amplifier)
- proudové a napětové konvejory první a druhé generace (např. CCCII+/- – negativní/pozitivní řízený proudový konvektor II. generace), univerzální proudové a napětové konvejory,

a další složitější aktivní prvky, které jsou ale sestaveny z výše vyjmenovaných.

2 Aktivní prvky

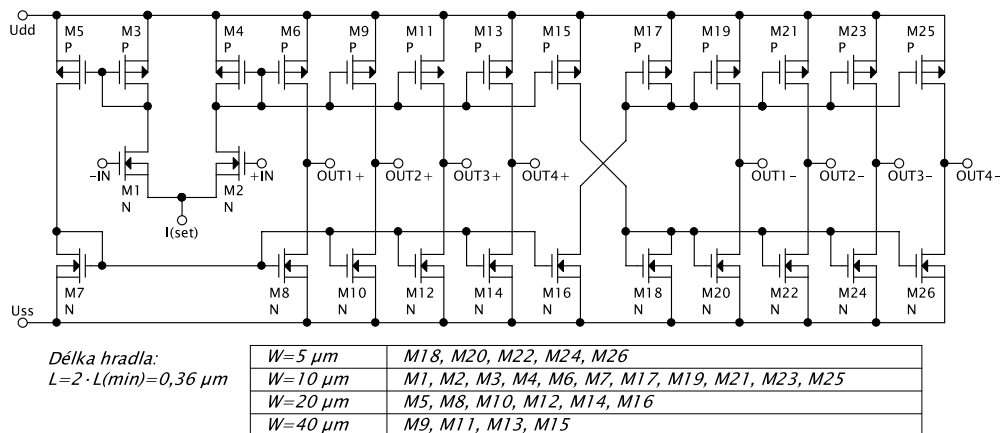
Klíčovou vlastností aktivních prvků použitých pro návrh elektronicky rekonfigurovatelných filtrů je říditelnost jejich parametrů. Řízením těchto parametrů je možné měnit tvar přenosové funkce nebo řídit charakteristický kmitočet či činitele jakosti.

2.1 Operační transkonduktanční zesilovač

Operační transkonduktanční zesilovač (OTA) převádí vstupní rozdílové napětí na výstupní proud. Z ideálního hlediska je na něj nahlíženo jako na zdroj proudu řízený napětím s nekonečně velkou vstupní (napětový vstup) i výstupní impedancí (proudový výstup). Reálný zesilovač má vstupní i výstupní impedanci konečnou. Základním parametrem transkonduktančního zesilovače je transkonduktance g_m , která vyjadřuje, jak se změní výstupní proud při změně rozdílového napětí. Závislost výstupního proudu na vstupním diferenčním napětí je ideálně lineární, platí rovnice

$$I_{\text{vyst}} = g_m(U_+ - U_-) \quad [A] \quad (2.1)$$

kde I_{vyst} je výstupní proud, g_m je transkonduktance zesilovače, U_+ je napětí přivedené na neinvertující vstup a U_- je napětí invertujícího vstupu. [4]

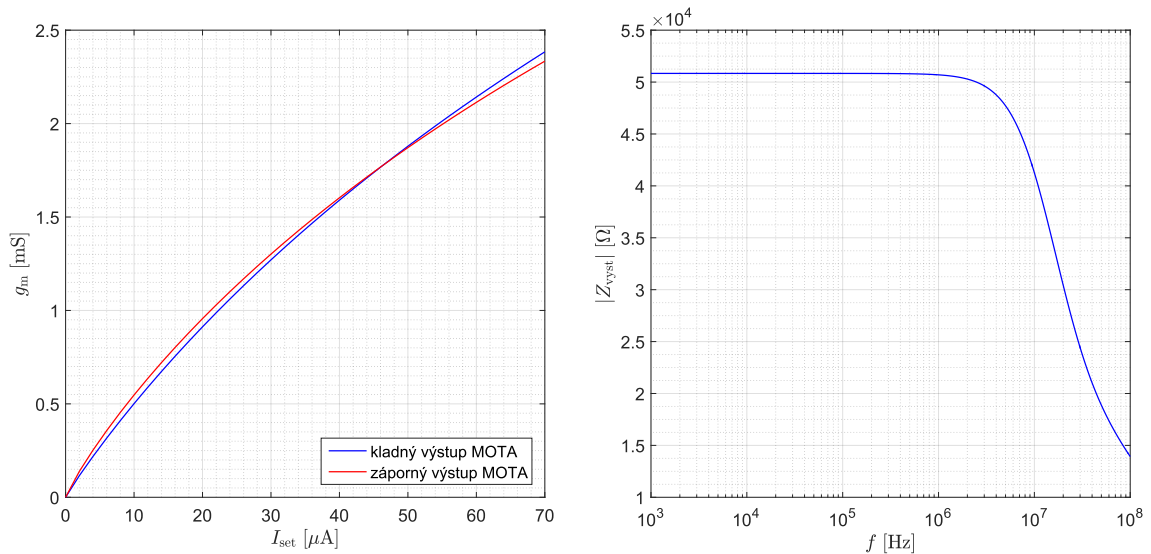


Obr. 2.1: Tranzistorová struktura modelu MOTA technologie TSMC 0,18 μm

Základním typem je OTA s diferenčním vstupem a jedním výstupem (DISO, dual input – single output). Moderní analogové aplikace vyžadují aktivní prvky s více proudovými výstupy (např. vícesmyčkové filtrační struktury). Tranzistorová struktura transkonduktoru, zejména její proudový výstup, umožňuje jednoduše zrcadlit proudy do více výstupů, což je také důvod, proč se transkonduktory a jiné složitější prvky, které jsou z transkonduktorů složeny, v těchto aplikacích využívají.

Běžně se lze setkat s prvky BOTA (balanced output) nebo MOTA (multiple output). U těchto více výstupových provedení OTA platí pro výstupní proudy všech výstupů (tedy bez ohledu na polaritu) rovnice 2.1.

Pro simulace na tranzistorové úrovni využívám tranzistorový model MOTA v technologii CMOS TSMC 0,18 μm . Disponuje celkem čtyřmi kladnými a čtyřmi zápornými výstupy a v rámci simulací je možno pomocí tohoto modelu realizovat všechny typy transkonduktoru – nevyužité vstupy i proudové výstupy uzemňuji. Tranzistorová struktura modelu je vyobrazena na Obrázku 2.1. Použitá technologie způsobuje mírné rozdíly v závislosti transkonduktance příslušných kladných a záporných výstupů na řídicím proudu. Průběhy pro oba výstupy jsou znázorněny na Obrázku 2.2 v levém grafu. V pravém grafu je znázorněna simulace závislosti modulu výstupní impedance na frekvenci. Na nízkých frekvencích je impedance $Z_{\text{vyst}} = 50,8 \text{ k}\Omega$ a do frekvence 1 MHz je téměř konstantní. V oblasti vyšších frekvencí (od 1 MHz) se začíná projevovat parazitní kapacita tranzistorů MOS poklesem modulu výstupní impedance. Se zvyšující se frekvencí zde modul výstupní impedance strmě klesá, na frekvenci 10 MHz je impedance již $41,5 \text{ k}\Omega$ a na frekvenci 100 MHz již pouhých $14 \text{ k}\Omega$, zatímco ideální odpor proudového výstupu transkonduktančního zesilovače je nekonečně velký a v celém rozsahu neměnný. Tento fakt



Obr. 2.2: Simulace parametrů MOTA: $g_m = F(I_{\text{set}})$ (vlevo) a $Z_{\text{vyst}} = F(f)$ (vpravo)

bude mít vliv na tvar modulových (i fázových) charakteristik filtrů a míra těchto vlivů v konkrétních realizacích je zkoumána pomocí parazitní analýzy příslušného obvodu. Vstupní impedance transkonduktančního zesilovače má dostatečně velkou hodnotu (desítky $\text{G}\Omega$ na nízkých frekvencích, desítky $\text{M}\Omega$ na vyšších frekvencích) a v parazitních analýzách bude vedle výstupní impedance, která se liší podle implementace a bývá nedostatečná, zanedbána.

2.2 Proudový a napěťový zesilovač

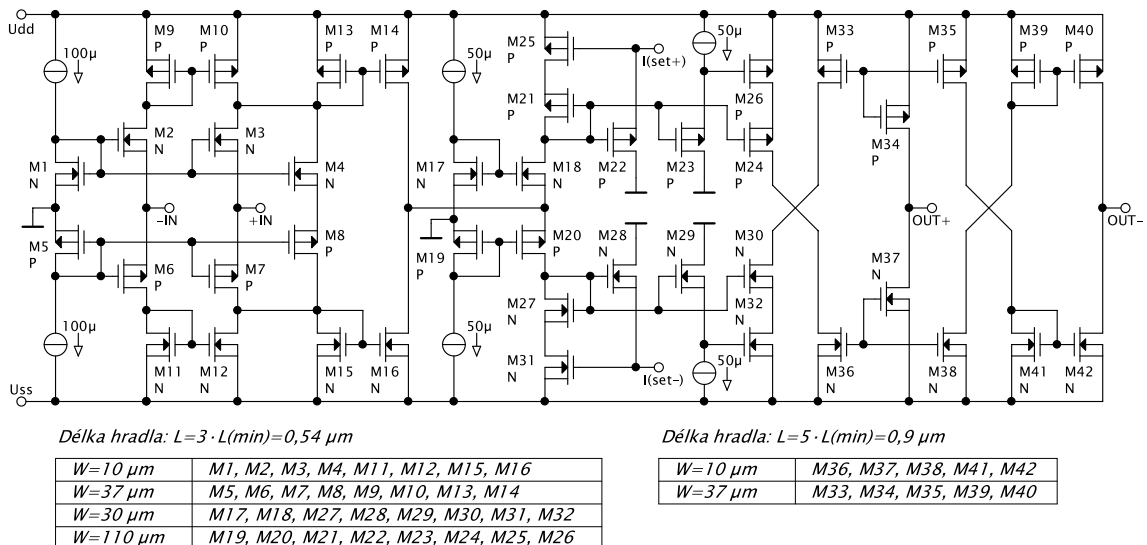
Proudový zesilovač disponuje vstupní proudovou bránou a výstupní proudovou bránou. Pro aplikaci v elektronicky rekonfigurovatelných filtrech je opět nezbytné, aby bylo proudové zesílení B možné elektronicky řídit externím zdrojem. Pro simulace na tranzistorové úrovni využívám obdobně jako u transkonduktančního zesilovače modelu ACA (adjustable current amplifier, nastavitelný proudový zesilovač) rovněž v technologii TSMC 0,18 μm . Výhodou je jeho použití v diferenčních i nediferenčních obvodech, protože mimo diferenčního vstupu disponuje i dvěma výstupy s opačnými polaritami. Pro výstupní proudy platí rovnice

$$I_{\text{vyst}+} = B(I_+ - I_-), \quad I_{\text{vyst}-} = -B(I_+ - I_-) \quad [\text{A}] \quad (2.2)$$

kde $I_{\text{vyst}+}$ je proud kladného výstupu, $I_{\text{vyst}-}$ proud záporného výstupu, A proudové zesílení, I_+ proud neinvertujícího vstupu a I_- proud invertujícího vstupu. V případě diferenčního signálu je zesílení dvojnásobné

$$I_{\text{vyst,dif}} = 2BI_{\text{dif}} \quad [\text{A}] \quad (2.3)$$

kde $I_{\text{vyst,dif}}$ je výstupní diferenční proudový signál a I_{dif} je vstupní diferenční proudový signál. Proudový přenos je spojitě říditelný v mezích $B = 0 \div 5$. [8]

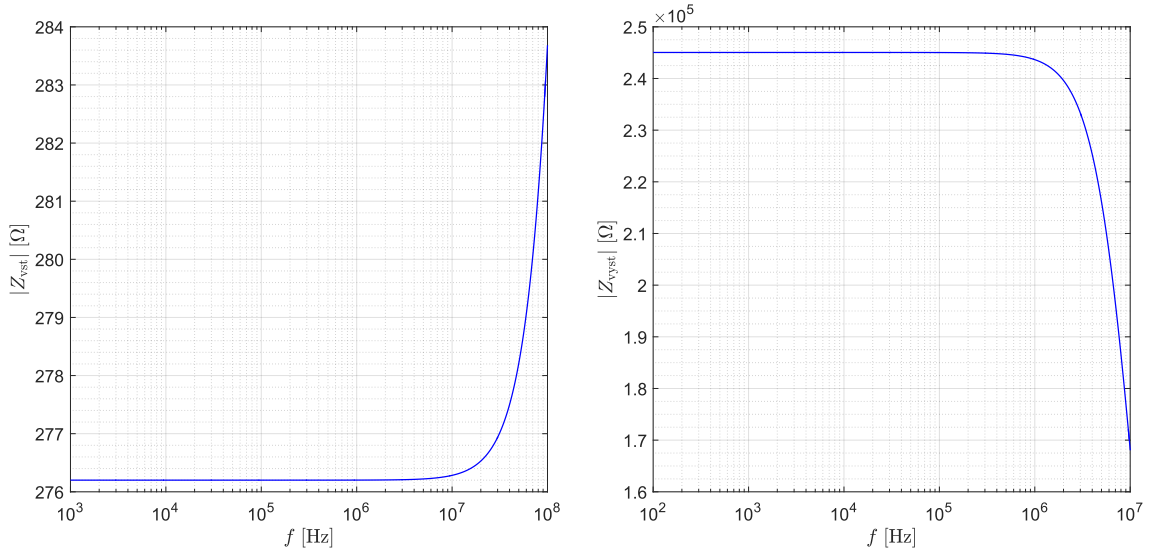


Obr. 2.3: Tranzistorová struktura modelu ACA technologie TSMC 0,18 μm

Obdobně jako u transkonduktančního zesilovače je vhodné simulovat výstupní impedanci, ale i vstupní impedanci, která má být v případě aktivního prvku s proudovým vstupem ideálně nulová. Z grafu na Obrázku 2.4 je patrný průběh modulu výstupní impedance podobný transkonduktoru, avšak s řádově vyššími hodnotami. Na nízkých frekvencích je výstupní impedance $Z_{\text{vyst}} = 245 \text{ k}\Omega$. Okolo kmitočtu

1 MHz je patrný začátek vlivu parazitních kapacit tranzistorů MOS, přičemž impedance s dále rostoucí frekvencí strmě klesá – na kmitočtu 10 MHz je výstupní impedance 168,1 kΩ a na kmitočtu 100 MHz již pouze 34 kΩ.

Z frekvenční závislosti vstupní impedance, která by měla být ideálně nulová, je patrný nepatrný nárůst v oblasti nad kmitočtem 10 MHz. Hodnota modulu vstupní impedance je $Z_{\text{vst}} = 276 \Omega$. Ze simulace vyplývá, že vstupní impedance je poměrně vysoká a použití modelu výrazně ovlivní tvar modulových a fázových charakteristik filtrů – bude docházet ke zkreslení.



Obr. 2.4: Simulace modulu vstupní a výstupní impedance ACA

V realizacích implementují proudový zesilovač negativním proudovým konvejo-rem 2. generace EL2082 [9] s nastavitelným přenosem pomocí externího napětí.

Obdobně jako u proudového zesilovače (2.2) je definován vztah mezi vstupním a výstupním napětím u napěťového zesilovače

$$U_{\text{vyst}} = A(U_+ - U_-) \quad [\text{V}] \quad (2.4)$$

kde U_{vyst} je výstupní napětí zesilovače, U_+ je napětí přivedené na neinvertující vstup, U_- je napětí přivedené na invertující vstup a A je napěťové zesílení.

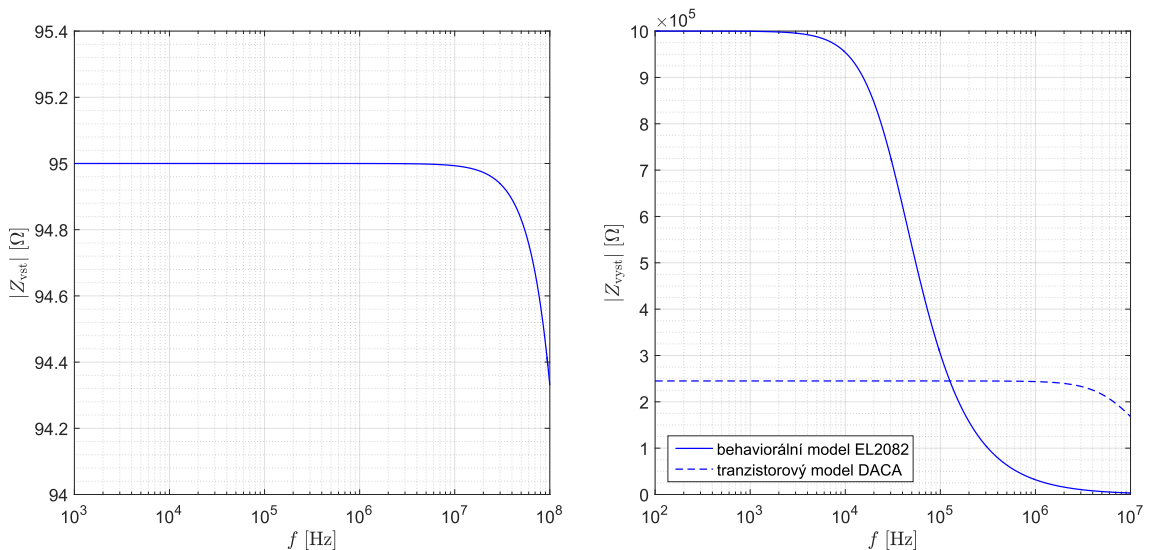
Pro napěťový zesilovač není k dispozici žádný tranzistorový model v použité technologii. Proto tento prvek implementují behaviorálním modelem některého z komerčně dostupných obvodů, např. VCA810 [10], VCA822 [11] nebo VCA824 [12]. Napěťové zesilovače v obvodech pracujících v napěťovém módu mají z dnešního hlediska více nevýhod, proto je v současné době snaha navrhovat moderní univerzální obvody v proudovém módu. Více se simulacemi a analýzou napěťového zesilovače v této práci nebudu zabývat.

2.3 Proudový konvektor 2. generace

Proudový konvektor druhé generace CCII+/- (current conveyor II. generation) je čtyřpólový aktivní prvek, který vznikl jako náhrada napěťových operačních zesilovačů pro aplikace v obvodech v proudovém módu. Jeho chování je popsáno hybridní maticí

$$\begin{bmatrix} i_Y \\ u_X \\ i_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_Y \\ i_X \\ u_Z \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

kde i_Y , i_X jsou proudy vnuceny do vstupů Y a X, i_Z je proud výstupní svorkou a u_Y , u_X a u_Z jsou příslušná napětí. Z matice (2.5) vyplývá, že do brány Y neteče proud (představuje vysokoimpedanční vstup) a vstupy Y a X jsou na stejném potenciálu. Proud tekoucí do brány X je zrcadlen (též konvejován) na výstupní bránu Z buď invertovaný nebo neinvertovaný podle toho, jestli jde o pozitivní typ konvektoru (CCII+) nebo negativní typ (CCII-). [4][13]



Obr. 2.5: Simulace modulu vstupní a výstupní impedance obvodu EL2082

Pro implementaci do rekonfigurovatelného filtru je potřeba, aby byl přenos konvektoru říditelný. Takovému požadavku odpovídá například komerčně dostupný obvod EL2082. [9] Jedná se o negativní proudový konvektor 2. generace s říditelným proudovým zesílením B , tzv. CCCII- (controlled current conveyor). Zesílení je řízeno externím napěťovým zdrojem U_g a je přímo úměrné tomuto napětí ($U_g = 1$ V odpovídá $B = 1$). Díky této vlastnosti je možné implementovat ho jako proudový zesilovač, avšak s omezeným zesílením.

Z grafů na Obrázku 2.5 je patrné, že modul vstupní impedance je v uvažovaném frekvenčním rozsahu téměř konstantní a dosahuje v souladu s datovým listem

obvodu hodnoty 95Ω , což je méně než tranzistorový model proudového zesilovače. Na pravém grafu je porovnání závislosti modulu výstupní impedance obou zmíněných modelů využívaných při simulacích navržených obvodů v této práci.

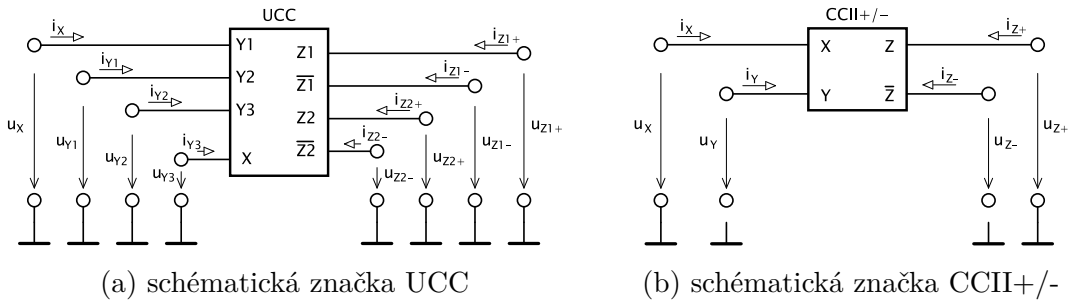
2.4 Univerzální proudový konvektor

Po vzniku několika generací a variant proudových konvektorů přináší univerzální proudový konvektor (UCC, universal current conveyor) na pole analogové techniky potřebnou variabilitu. Pomocí univerzálního proudového konvektoru lze realizovat jakýkoliv konvektor od 1. po 3. generaci včetně vícevstupových variant (diferenční vstupy). Pro jeho branové proudy a napětí platí

$$i_{Y1} = i_{Y2} = i_{Y3} = 0; u_X = u_{Y1} - u_{Y2} + u_{Y3} \quad (2.6)$$

$$i_{Z1+} = i_{Z2+} = i_X; i_{Z1-} = i_{Z2-} = -i_X \quad (2.7)$$

kde jednotlivé proudy a napětí odpovídají Obrázku 2.6a. [4][14]

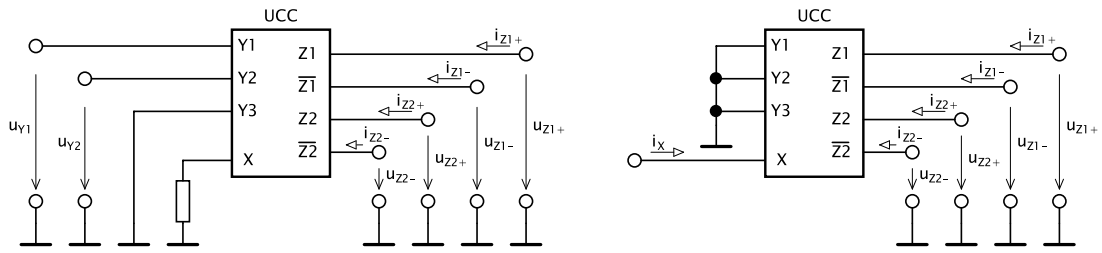


Obr. 2.6: Proudové konvektory obsažené v pouzdře prvku UCC_N1B-0520

Pomocí univerzálního proudového konvektoru lze také realizovat operační transkonduktanční zesilovače v různých vícevýstupových variantách (MOTA, BOTA) a proudové sledovače (CF, current follower). K realizaci vybraných navrhovaných obvodů je využito komerčně nedostupného univerzálního proudového konvektoru označeného UCC_N1B-0520. Důvodem je také malý počet komerčně dostupných operačních transkonduktančních zesilovačů a zejména nedostupnost vícevýstupových variant.

Na Obrázku 2.7 jsou schémata realizace operačního transkonduktančního zesilovače s více výstupy (MOTA) a proudového sledovače s více výstupy (MO-CF) pomocí univerzálního proudového konvektoru.

Konvektor UCC_N1B-0520 byl vyvinut na Ústavu telekomunikací FEKT VUT Brno. Je navržen v technologii CMOS $0,35 \mu\text{m}$. Napájecí napětí obvodu je $\pm 1,65 \text{ V}$ a maximální proud každé výstupní svorky je $\pm 0,7 \text{ mA}$. Zaručená šířka pásma 40 MHz nezpůsobí žádná omezení při aplikaci v ARC filtrech. [14]



Obr. 2.7: Implementace prvku MOTA (vlevo) a MO-CF (vpravo) pomocí UCC

V jednom PLCC-44 pouzdrě je mimo univerzálního proudového konveju ještě proudový konveju 2. generace s kladným i záporným výstupem (CCII+/-). V Tabulkách 2.1 a 2.2 jsou pro srovnání orientačně uvedeny hodnoty modulů impedancí jednotlivých vývodů na třech frekvencích. Nabízí se srovnání těchto impedancí s impedancemi modelů, které jsou využity v simulacích jednotlivých návrhů.

Tab. 2.1: Modul impedance vývodů UCC v obvodu UCC_N1B-0520 [14]

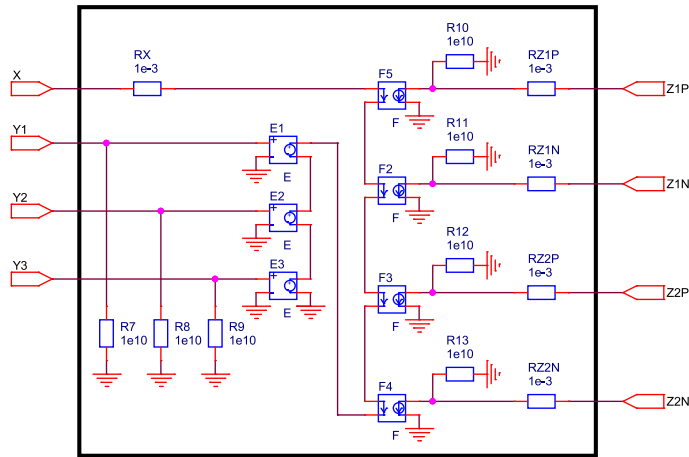
f	Z_X	$Z_{Y1+} = Z_{Y2-} = Z_{Y3+}$	Z_{Z1+}	Z_{Z1-}	Z_{Z2+}	Z_{Z2-}
10 kHz	0,7 Ω	4,4 M Ω	710 k Ω	1,03 M Ω	704 k Ω	823 k Ω
1 MHz	8,7 Ω	45 k Ω	35 k Ω	35 k Ω	31 k Ω	35 k Ω
10 MHz	76 Ω	5,3 k Ω	2,3 k Ω	2,4 k Ω	2,3 k Ω	2,4 k Ω

Tab. 2.2: Modul impedance vývodů CCII+/- v obvodu UCC_N1B-0520 [14]

f	Z_{XS}	Z_{YS}	Z_{ZS+}	Z_{ZS-}
10 kHz	2,5 Ω	2,8 M Ω	660 k Ω	1,11 M Ω
1 MHz	6,0 Ω	27 k Ω	41 k Ω	40 k Ω
10 MHz	196 Ω	3,8 k Ω	2,6 k Ω	2,5 k Ω

Je zřejmé, že popsany univerzální proudový konveju disponuje mnohem vyšším výstupním odporem na nižších frekvencích a směrem k vyšším frekvencím naopak odpor rychleji klesá. Modulové charakteristiky filtrů s transkonduktancemi implementovanými pomocí tohoto UCC budou zejména na nižších kmitočtech více odpovídat ideálním průběhům.

Všechny ideální simulace jsou provedeny na obvodech sestavených z modelu univerzálního proudového konveju level 1. Takový model obsahuje pouze simulaci vstupního a výstupního odporu, které se blíží ideálním hodnotám. Výstupní kapacity jsou u těchto modelů zanedbány. Struktura modelu UCC level 1 je vyobrazena na Obrázku 2.8.



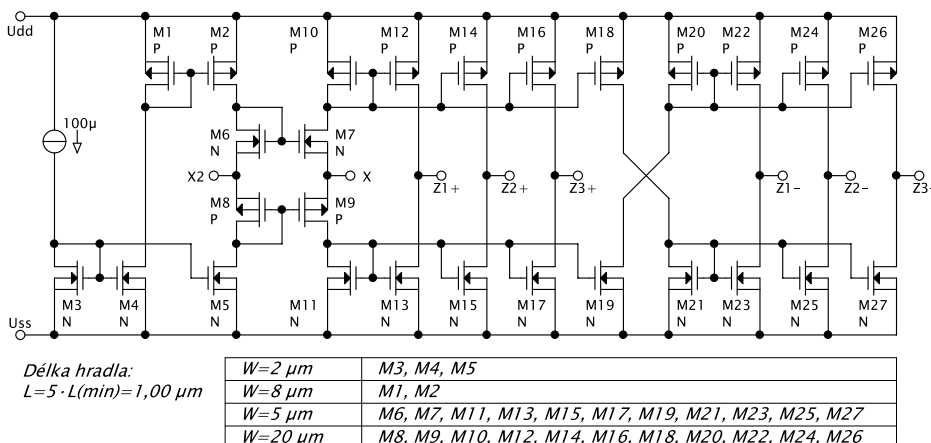
Obr. 2.8: Vnitřní struktura modelu UCC level 1

2.5 Proudový sledovač

Model proudového sledovače (CF, current follower) v technologii TSMC 0,18 μm je využit v návrhu kaskádních filtrů vyšších řádů k vytvoření kopií proudového signálu. Model je plně diferenční (FD-CF, fully differential current follower) a disponuje tedy dvěma proudovými vstupy označenými X a X2. Dále model disponuje šesti proudovými výstupy, třemi pro každou polaritu. Funkce diferenčního proudového sledovače s více výstupy je popsána rovnicemi

$$i_{Z1+} = i_{Z2+} = i_{Z3+} = i_X - i_{X2}; \quad i_{Z1-} = i_{Z2-} = i_{Z3-} = -(i_X - i_{X2}) \quad (2.8)$$

kde označení vstupů a výstupů v dolních indexech odpovídá schématu tranzistorové struktury na Obrázku 2.9. V případě implementace do nediferenčního filtru je vstup X2 uzemněn a na výstup jsou tedy kopírovány proudy pouze ze vstupu X.



Obr. 2.9: Tranzistorová struktura modelu MO-CF technologie TSMC 0,18 μm

3 Návrh rekonfigurovatelných filtrů

3.1 Metoda neznámých uzlových napětí

Maticová metoda neznámých uzlových napětí (z angličtiny: matrix method of unknown nodal voltages – MUNV) je široce využitelný nástroj pro symbolickou analýzu i syntézu lineárních nebo linearizovaných obvodů. Pravidla této metody přímo vycházejí z 1. Kirchhoffova zákona. [6][15]

Princip metody uzlových napětí je popsán soustavou rovnic v maticovém tvaru

$$\mathbf{Y} \cdot \mathbf{U} = \mathbf{I} \quad (3.1)$$

kde \mathbf{Y} je admitanční matice obvodu (čtvercová, regulární), \mathbf{U} je vektor uzlových napětí a \mathbf{I} je vektor budících proudů. Symetričnost admitanční matice podle hlavní diagonály značí reciprocitu popisovaného obvodu.

V maticovém zápisu je tolik lineárních rovnic, kolik je nezávislých uzlů v obvodu, přičemž každá rovnice vyjadřuje proudové poměry v příslušném uzlu. Nezávislost jednotlivých rovnic je dána regularitou admitanční matice (nenulový determinant).

Cílem je navrhnout filtrační struktury SISO (single input – single output), proto uvažují pouze jeden budící zdroj do vstupního uzlu „1“ a ostatní prvky vektoru budících proudů budou nulové. V takovém případě bude mít obecná soustava rovnic v maticové podobě pro obvod se třemi nezávislými uzly tvar

$$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_{10} \\ U_{20} \\ U_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

přičemž uzlová napětí U_{10} , U_{20} a U_{30} jsou vztažena k referenčnímu uzlu „0“, kterým je zemní potenciál.

Uvažují, že je vstupní uzel (napájený budícím zdrojem) označený jako uzel „1“ a výstupní uzel (připojení zátěže, případně dalšího obvodu) jako uzel „3“. V takovém případě platí, že $U_{10} = U_1$, $U_{30} = U_2$ a pro výsledný napěťový přenos¹ popisovaného obvodu platí

$$K_U(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_{30}}{U_{10}} = \frac{\Delta_{1,3}^Y}{\Delta^Y} : \frac{\Delta_{1,1}^Y}{\Delta^Y} = \frac{\Delta_{1,3}^Y}{\Delta_{1,1}^Y} \quad (3.3)$$

kde U_1 je vstupní napětí, U_2 je výstupní napětí, $\Delta_{1,3}^Y$ je subdeterminant admitanční matice po vynechání 1. řádku a 3. sloupce, $\Delta_{1,1}^Y$ je subdeterminant admitanční matice po vynechání 1. řádku a 1. sloupce a Δ^Y je determinant admitanční matice.

¹výsledkem syntézy pomocí MUNV je obvod pracující v napěťovém módu

Subdeterminanty admitanční matice 3 na 3 lze jednoduše vyjádřit pomocí Laplaceova rozvoje. Porovnáním rovnic (3.3) a (1.11) lze napsat

$$\Delta_{1,1}^Y = Y_{22}Y_{33} - Y_{32}Y_{23} = b_2p^2 + b_1p + b_0 \quad (3.4)$$

$$\Delta_{1,3}^Y = Y_{21}Y_{32} - Y_{31}Y_{22} = a_2p^2 + a_1p + a_0 \quad (3.5)$$

a protože rovnice (3.4) a (3.5) vždy platí zároveň, prvky matice na pozicích Y_{22} a Y_{23} budou v obou případech stejné. [15]

3.1.1 Návrh filtru 1: 4x OTA

Obvod navržený touto metodou pracuje v napěťovém módu a říditelnost zajistí operační transkonduktanční zesilovače s nastavitelnou transkonduktancí.

V první fázi bylo třeba zvolit strukturu zapojení pasivních prvků. Protože se jedná o filtr 2. řádu, musí obsahovat dva akumulární prvky, tedy kondenzátory. Z hlediska jednoduchosti implementace filtrační struktury na čip je vhodné, aby byly pasivní prvky jedním vývodem uzemněné (grounded). Tím by však narostl počet uzlů a tím pádem i řád matice a obtížnost řešení z analytického hlediska. Zvolil jsem tedy strukturu, kdy jeden kondenzátor je plovoucí a je v přímé signálové cestě mezi vstupním uzlem „1“ a výstupním uzlem „3“ a druhý kondenzátor je uzemněn z uzlu „2“. Výchozí tvar soustavy rovnic v maticovém tvaru, zatím pouze s pasivními prvky, je vyjádřen níže. Jak je vidět, admitanční matice pasivní struktury je symetrická podle hlavní diagonály.

$$\begin{pmatrix} pC_1 & 0 & -pC_1 \\ 0 & pC_2 & 0 \\ -pC_1 & 0 & pC_1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_{10} \\ U_{20} \\ U_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

V druhé fázi jsem navrhnul podobu přenosové funkce. Vyšel jsem z podoby obecné přenosové funkce filtru 2. řádu. Na pozice koeficientů jednotlivých členů kvadratické rovnice v čitateli a jmenovateli jsem nejdříve doplnil kapacity kondenzátorů podle výše zvolené struktury a následně říditelné transkonduktance aktivních prvků (operačních transkonduktančních zesilovačů) tak, abych jejich řízením dokázal eliminovat konkrétní členy z přenosové funkce (ideálně nezávisle všechny).

V rámci úspory aktivního prvku jsem doplnil třetí pasivní prvek, plovoucí vodivost (rezistor) do přímé signálové cesty paralelně k plovoucímu kondenzátoru C_1 . Navržená přenosová funkce má tvar

$$K_U(p) = \frac{p^2C_1C_2 + pC_2(G - g_{m1}) + (g_{m2} - g_{m3})g_{m4}}{p^2C_1C_2 + pC_2G + g_{m2}g_{m4}} \quad (3.7)$$

a je z ní patrné, že neposkytuje přenosové funkce všech základních typů filtrů, protože nelze eliminovat kvadratický člen v čitateli.

Podle rovnic (3.4) a (3.5) jsem určil výrazy pro příslušné subdeterminanty. Po nezbytných matematických úpravách jsem získal subdeterminanty ve tvaru

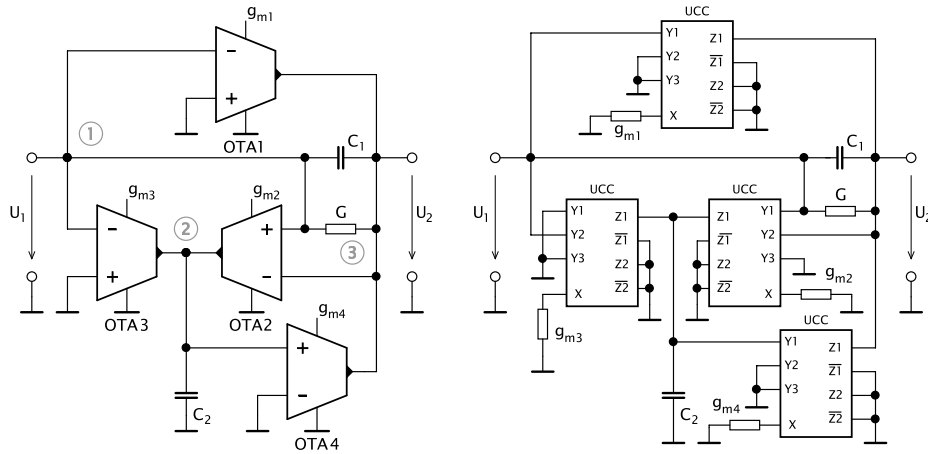
$$\Delta_{1,1}^Y = Y_{22}Y_{33} - Y_{32}Y_{23} = pC_2(pC_1 + G) - (-g_{m2})g_{m4} \quad (3.8)$$

$$\Delta_{1,3}^Y = Y_{21}Y_{32} - Y_{31}Y_{22} = -[pC_2(-pC_1 - G + g_{m1})] + (g_{m2} - g_{m3})g_{m4} \quad (3.9)$$

z nichž lze jednoduše po vzoru maticového vyjádření (3.2) doplnit matici navrhovaného obvodu. Po doplnění aktivních prvků již matice není symetrická podle hlavní diagonály – doplněním aktivních prvků již obvod není reciprokový.

$$\begin{pmatrix} pC_1 + G & 0 & -pC_1 - G \\ g_{m2} - g_{m3} & pC_2 & -g_{m2} \\ -pC_1 - G + g_{m1} & g_{m4} & pC_1 + G \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_{10} \\ U_{20} \\ U_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

Matice je nositelem informace, mezi kterými konkrétními uzly se nachází jaké elementy, v případě aktivních prvků s diferenčním vstupem včetně jejich polarit. Z matice navrhovaného obvodu jsem setsrožil schéma filtru.



Obr. 3.1: Schéma filtru 1 s transkonduktančními zesilovači (vlevo) a implementovaný pomocí univerzálních proudových konvektorů (vpravo)

Vztahy pro charakteristickou frekvenci a činitel jakosti se vyjádří ze jmenovatel přenosové funkce $X(p)$. Vztah pro charakteristickou frekvenci vyjádřím z absolutnímu členu jmenovatele a vztah pro činitel jakosti následně z lineárního členu jmenovatele.

$$X(p) = p^2 + p\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2 = p^2 + p\frac{G}{C_1} + \frac{g_{m2}g_{m4}}{C_1C_2} \quad (3.11)$$

Ze jmenovatele přenosové funkce (3.11) lze vyjádřit

$$\omega_0^2 = \frac{g_{m2}g_{m4}}{C_1C_2} \rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m4}}{C_1C_2}} \quad (3.12)$$

kde f_0 je mezní charakteristická frekvence filtru. Je patrné, že její velikost je elektronicky říditelná transkonduktancemi g_{m2} a g_{m4} .

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{G}{C_1} \rightarrow Q = \frac{C_1}{G} \omega_0 = \frac{C_1}{G} \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m4}}{C_1C_2}} = \frac{1}{G} \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m4}C_1}{C_2}} \quad (3.13)$$

Z rovnice (3.13) vyplývá, že činitel jakosti nelze nezávisle elektronicky řídit. Aby nebyla ovlivněna zároveň charakteristická frekvence, je jeho změna možná pouze změnou pasivní vodivosti G .

Velikost pasivních prvků jsem zvolil $C_1 = C_2 = 1$ nF a $G = 1$ mS. Vzhledem k podmínkám pro řízení třech dostupných přenosových funkcí (viz Tabulka 3.1) jsou i transkonduktance v základním nastavení $g_{m2} = g_{m4} = 1$ mS. Použité operační transkonduktanční zesilovače s jedním výstupem a říditelnou transkonduktancí (OTA – DISO) lze implementovat mnoha komerčně dostupnými součástkami, například OPA860 [16] nebo LT1228 [17]. Například v případě obvodu LT1228 je transkonduktance nastavitelná v rozmezí od 10 μ S do 10 mS. Za předpokladu znalosti hodnot pasivních součástek jsem vypočítal základní charakteristickou frekvenci, na které filtr pracuje a jeho činitel jakosti.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m4}}{C_1C_2}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{10^{-3} \cdot 10^{-3}}{10^{-9} \cdot 10^{-9}}} = 159,2 \text{ kHz} \quad (3.14)$$

$$Q = \frac{1}{G} \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m4}C_1}{C_2}} = \frac{1}{10^{-3}} \sqrt{\frac{10^{-3} \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-9}}{10^{-9}}} = 1 \quad (3.15)$$

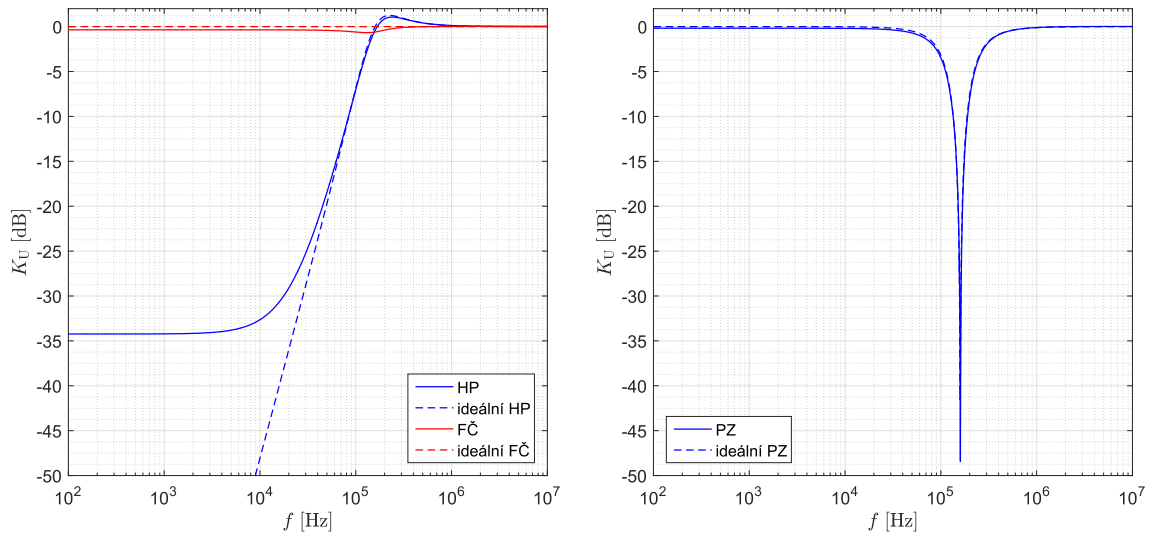
Tab. 3.1: Řízení elektronicky rekonfigurovatelného filtru z návrhu č. 1

typ filtru	konfigurace aktivních prvků
horní propust	$G = g_{m1}, g_{m2} = g_{m3} = g_{m4}$
pásmová zádrž	$G = g_{m1}, g_{m3} = 0, g_{m2} = g_{m4}$
všepropustný článek	$G < g_{m1}, g_{m3} = 0, g_{m2} = g_{m4}$

3.1.2 Simulace

Přenosovou funkci navrženého frekvenčního filtru jsem ověřil ve výpočetním programu SNAP a frekvenční charakteristiky jsem následně simuloval v programu OrCAD PSpice pomocí analýzy AC sweep. Simulace jsem provedl pro idealizovaný obvod, kde jsou transkonduktory realizovány modely univerzálního proudového konveju level 1 a pro reálný obvod za využití tranzistorového modelu MOTA.

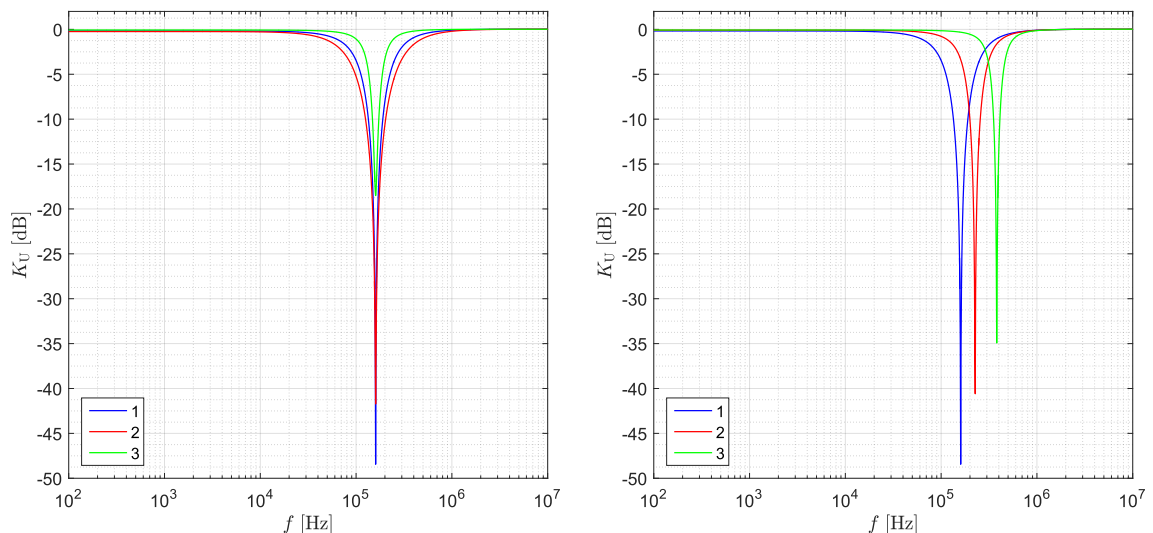
Nastavení jednotlivých transkonduktancí pro získání přenosových funkcí z Obrázku 3.2 je uvedeno v Tabulce 3.1.



Obr. 3.2: Modulové charakteristiky dostupných přenosových funkcí v návrhu 1

Teoretické hodnoty charakteristického kmitočtu a činitele jakosti jsou dány vztahy (3.14) a (3.15). Z modulové charakteristiky obvodu realizovaného tranzistorovými modely jsem odečetl sklon modulové charakteristiky -38 dB/dek, útlum nepropustného pásma $K_{U,\min} = -34$ dB a přenos v propustném pásmu $K_{U,\max} = 0$ dB. Obdobně jsem odečetl údaje z modulových charakteristik zbylých dvou přenosových funkcí realizovaných pomocí tranzistorového modelu operačního transkonduktančního zesilovače.

Propustná pásma pásmové zádrže mají jednotkový přenos, na střední frekvenci $f_0 = 159,2$ kHz je útlum modulové charakteristiky $K_{U,\min} = -48,4$ dB a šířka pásma je $166,2$ kHz.



Obr. 3.3: Řízení činitele jakosti (vlevo) a charakteristické frekvence (vpravo) filtru 1

Přenos fázovacího článku je v rozsahu od nízkých frekvencí po frekvenci pólu $K_{U,\min} = -0,4$ dB a nad touto frekvencí jednotkový. Přenos je tedy s přihlédnutím k určité toleranci k parazitním vlivům konstantní v celém rozsahu.

Nakonec jsem provedl simulaci řízení charakteristické frekvence f_0 a činitele jakosti Q . Výsledky prezentuji na filtru typu pásmová zádrž, nicméně jsou platné i pro horní propust. Řízení frekvence pólů je možné transkonduktancemi g_{m2} a g_{m4} . Podle vztahů (3.12) a (3.13) se změna těchto dvou transkonduktancí projeví i na činiteli jakosti Q . Zvyšováním těchto transkonduktancí dochází přímo úměrně ke zvyšování činitele jakosti a tím pádem zůstává zachována šířka pásma B_{-3dB} .

Každé ze tří modulových charakteristik v grafu řízení charakteristického kmitočtu na Obrázku 3.3 odpovídá jiné nastavení transkonduktancí g_{m2} a g_{m4} . Parametry pro jednotlivé modulové charakteristiky jsem uvedl v Tabulce 3.2. Teoretické hodnoty činitele jakosti Q_t a charakteristického kmitočtu f_0 jsem vypočítal rovnicemi (3.12) a (3.13) a reálnou hodnotu činitele jakosti jsem spočítal empirickým vztahem

$$Q = \frac{f_{0,\text{sim}}}{B_{\text{PZ},\text{sim}}} = \frac{227 \cdot 10^3}{172,1 \cdot 10^3} = 1,32 \quad (3.16)$$

kde $f_{0,\text{sim}}$ je charakteristický kmitočet odečtený ze simulované modulové charakteristiky a $B_{\text{PZ},\text{sim}}$ je šířka pásma odečtená při poklesu modulové charakteristiky o 3 dB ze simulované modulové charakteristiky.

Tab. 3.2: Řízení charakteristické frekvence filtru z návrhu 1

křivka	f_0 [kHz]	Q_t [-]	$f_{0,\text{sim}}$ [kHz]	$B_{\text{PZ},\text{sim}}$ [kHz]	Q [-]
1	159,956	1,0	160,1	166,8	0,95
2	319,134	1,3	227,0	172,1	1,32
3	380,225	2,3	380,2	173,4	2,21

Řízení činitele jakosti je možné pouze změnou pasivní vodivosti (respektive rezistoru). Aby filtr zůstal pásmovou zádrží, změně vodivosti G je třeba přizpůsobit transkonduktanci g_{m1} tak, aby platila podmínka z Tabulky 3.1. Činitel jakosti je z praktického hlediska přeladitelný v rozmezí zhruba $Q = 0,5 \div 2$.

Tab. 3.3: Řízení činitele jakosti filtru z návrhu 1

křivka	f_0 [kHz]	Q_t [-]	$f_{0,\text{sim}}$ [kHz]	$B_{\text{PZ},\text{sim}}$ [kHz]	Q [-]
1	159,972	1,000	160,1	167,2	0,96
2	159,835	0,707	160,1	232,3	0,69
3	159,424	2,200	160,1	78,3	2,21

3.1.3 Návrh filtru 2: 5x OTA, 1x VGA

Druhý filtr jsem realizoval opět pomocí metody uzlových napětí. Vyšel jsem z předchozího návrhu, přičemž cílem je zlepšit vlastnosti předešlé filtrační struktury.

Prvním nedostatkem předchozího návrhu je nemožnost získat z přenosové funkce všechny základní typy filtrů. Protože nelze eliminovat kvadratický člen ve jmenovateli, nelze z obecné přenosové funkce získat pásmovou propust a dolní propust. Přidal jsem aktivní říditelný prvek do kvadratického členu v čitateli, který jeho vhodnou konfigurací zajistí eliminaci tohoto členu z přenosové funkce, čímž bude možné realizovat i poslední dva výše zmíněné základní typy filtrů. Již z předchozího návrhu znám pozici matice, na které se přidaný prvek projeví. Protože se projeví v přímé signálové cestě společně s kondenzátorem C_1 , musí mít tento prvek nízkou výstupní impedanci. Předřazení aktivního prvku s nízkou výstupní impedancí před kondenzátor zajistím jeho virtuální uzemnění prostřednictvím vnitřní struktury výstupního stupně daného prvku. [18]

Jinak řečeno, aktivní prvek se musí chovat jako zdroj napětí řízený napětím (vstup prvku je připojen do uzlu „1“, který předpokládá napěťové buzení). Tomuto požadavku nevyhovuje operační transkonduktanční zesilovač, jehož výstupní impedance je vysoká (zdroj proudu řízený napětím). Proto jsem zvolil napěťový zesilovač (VGA, voltage gain amplifier) v neinvertujícím zapojení.

Druhým nedostatkem předchozího návrhu je nemožnost elektronického řízení činitele jakosti tak, aby neovlivňoval charakteristickou frekvenci filtru. Obdobně jako v čitateli jsem v lineárním členu ve jmenovateli vytvořil rozdíl pevné vodivosti G a říditelné transkonduktance. Řízením této transkonduktance dojde ke změně poměru ω_0/Q , přičemž kmitočet se nezmění, protože je řízen transkonduktancemi g_{m2} a g_{m4} .

Přenosová funkce modifikovaná podle poznatků napsaných výše má základní tvar

$$K_U(p) = \frac{p^2 C_1 C_2 A + p C_2 (G - g_{m1}) + (g_{m2} - g_{m3}) g_{m4}}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 (G - g_{m5}) + g_{m2} g_{m4}} \quad (3.17)$$

a je z ní patrné, že nastavením přenosu napěťového zesilovače $A = 0$ dojde k eliminaci kvadratického členu. V této struktuře jsou dostupné všechny typy standartních přenosových funkcí 2. řádu.

Z přenosové funkce jsem vyjádřil subdeterminanty admitanční matice

$$\Delta_{1,1}^Y = Y_{22} Y_{33} - Y_{32} Y_{23} = p C_2 (p C_1 + G - g_{m5}) - (-g_{m2}) g_{m4} \quad (3.18)$$

$$\Delta_{1,3}^Y = Y_{21} Y_{32} - Y_{31} Y_{22} = -[p C_2 (-p C_1 A - G + g_{m1})] + (g_{m2} - g_{m3}) g_{m4} \quad (3.19)$$

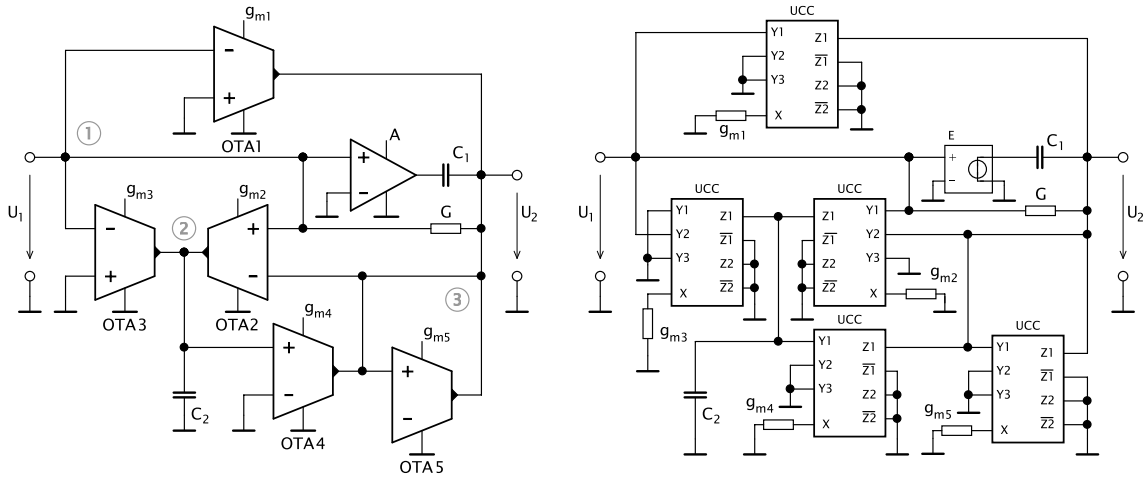
z nichž jsem sestavil soustavu rovnic v maticovém tvaru pro tento návrh. Je jasné, že vztah pro výpočet charakteristické frekvence bude shodný s předešlým obvodem

a ve vztahu pro výpočet činitele jakosti bude navíc figurovat ve jmenovateli přidaná transkonduktance g_{m5} .

$$\begin{pmatrix} pC_1 + G & 0 & -pC_1 - G \\ g_{m2} - g_{m3} & pC_2 & -g_{m2} \\ -pC_1A - G + g_{m1} & g_{m4} & pC_1 + G - g_{m5} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_{10} \\ U_{20} \\ U_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

Hodnoty pasivních prvků a transkonduktancí zůstávají shodné s předchozím návrhem, $C_1 = C_2 = 1$ nF, $G = g_{m2} = g_{m4} = 1$ mS. Transkonduktance g_{m5} nesmí být za takových podmínek nastavena na 1 mS a v základním stavu ji uvažují nulovou. Potom jsou hodnoty charakteristické frekvence a činitele jakosti shodné s předchozím návrhem, tedy $f_0 = 159,2$ kHz a $Q = 1$ (viz (3.14) a (3.15)).

Napěťový zesilovač (VGA) je implementován obvodem VCA810.



Obr. 3.4: Schéma navrženého filtru s pěti OTA a jedním VGA

Výhodou tohoto zapojení je možnost elektronického nezávislého řízení činitele jakosti při zachování charakteristické frekvence. Tím je umožněno v určitém rozsahu řídit šířku pásma pásmové zadržky a pásmové propusti.

$$Q = \frac{1}{G - g_{m5}} \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m4}C_1}{C_2}} \quad (3.21)$$

Jak je patrné ze vztahu (3.21), elektronické řízení je umožněno změnou transkonduktance g_{m5} . Závislost je přímo úměrná – se zvyšováním této transkonduktance dojde ke zvýšení činitele jakosti. Nesmí však dojít k případu, kdy bude transkonduktance g_{m5} shodná s pasivní vodivostí G . V takovém případě by došlo k eliminaci lineárního členu jmenovatele a přenosová funkce v tu chvíli neodpovídá filtru 2. řádu.

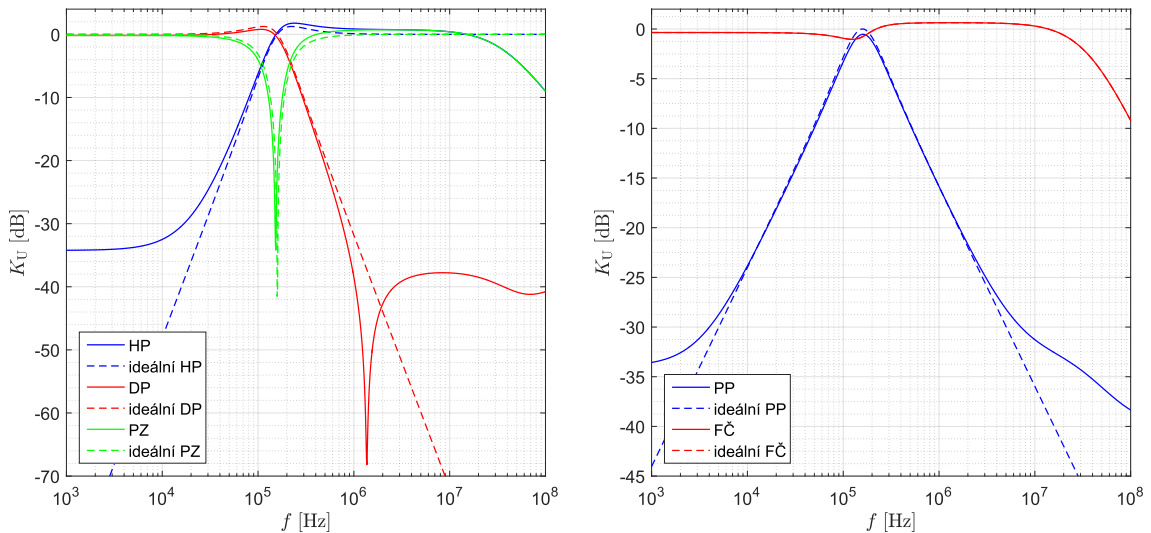
V Tabulce 3.4 jsou zaneseny konfigurace jednotlivých transkonduktancí pro přenosové funkce všech pěti základních typů filtrů.

Tab. 3.4: Řízení elektronicky rekonfigurovatelného filtru z návrhu č. 2

typ filtru	konfigurace aktivních prvků
dolní propust	$A = 0, G = g_{m1}, g_{m3} = 0, g_{m2} = g_{m4}$
horní propust	$A = 1, G = g_{m1}, g_{m2} = g_{m3} = g_{m4}$
pásmová propust	$A = 0, g_{m1} = 0, G = g_{m2} = g_{m3} = g_{m4}$
pásmová zádrž	$A = 1, G = g_{m1}, g_{m3} = 0, g_{m2} = g_{m4}$
všeprupustný článek	$A = 1, G < g_{m1}, g_{m3} = 0, g_{m2} = g_{m4}$

3.1.4 Simulace

Na Obrázku 3.5 jsou modulové charakteristiky základních přenosových funkcí, jejichž simulaci jsme provedl až do frekvence 100 MHz pro zvýraznění vlivu šířky pásma napěťového zesilovače.



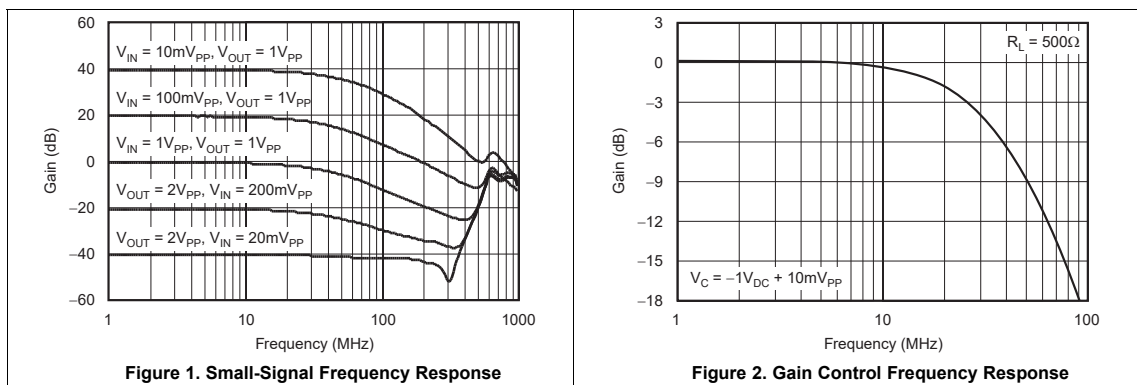
Obr. 3.5: Modulové charakteristiku filtru z návrhu 2

Přidání dalších aktivních prvků způsobilo vznik nuly přenosu u filtru typu dolní propust s útlumem $K_{U(DP),\min} = -68,2$ dB na frekvenci 1,368 MHz. Horní propust je ovlivněna reálnými impedancemi aktivních prvků na nízkých kmitočtech, přenos v nepropustném pásmu se ustaluje na $K_{U(HP),\min} = -34,21$ dB. Implementace transkonduktorů prvky s dostatečně vysokou výstupní impedancí nebo kaskodováním struktury použitého tranzistorového modelu by vedlo ke zlepšení této vlastnosti. Nepropustné pásmo pásmové zádrže na frekvenci 152,8 kHz dosahuje útlumu $K_{U(PZ),\min} = -34,17$ dB. Přenos pásmové propusti na charakteristickém kmitočtu (propustné pásmo) je $K_{U(PP),\max} = -0,54$ dB. Obě nepropustná pásma jsou obdobně jako u horní propusti ovlivněna reálnými konečnými impedancemi transkonduktorů. Největší útlum přenosové funkce fázovacího článku je na charakteristickém

kmitočtu $K_{U(FC),\min} = -1,043$ dB. Při zvyšování charakteristického kmitočtu přeladěním transkonduktancí g_{m2} a g_{m4} dochází ke zvyšování vlivu parazitních impedancí, což se na modulových charakteristikách projeví zejména snížením útlumu (například u pásmové zadržky), v extrémním případě zaoblením charakteristik. Na modulových charakteristikách jednotlivých funkcí je dále patrný vliv frekvenční závislosti použitého napěťového zesilovače VCA810. V katalogovém listě je uvedeno, že typická šířka pásma je 35 MHz. [10]

Hodnoty pasivních prvků jsou vzhledem k parazitním vlivům stejné, jako u prvního návrhu, tedy $C_1 = C_2 = 1$ nF a $G = 1$ mS. Podle (3.21) je činitel jakosti v základním nastavení ($g_{m5} = 0$) $Q = 1$ a charakteristická frekvence pro všechny typy přenosových funkcí 160 kHz.

Na Obrázku 3.6 jsou grafy převzaté z datasheetu obvodu VCA810, na nichž je vidět šířka pásma, ve které je zesilovač použitelný.



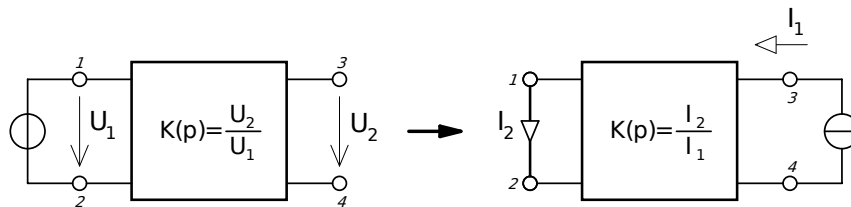
Obr. 3.6: Grafy z datasheetu VCA810 (převzato [10])

Od filtrů pracujících v napěťovém módu se hlavně z důvodů spotřeby, dynamického rozsahu i frekvenčního rozsahu začíná v dnešní době opouštět [5]. Proto se analýzou těchto dvou prvků dále nebudu zabývat a pozornost bude dále upřena na filtry pracující v proudovém módu.

3.2 Metoda přidružené transformace

Třetí filtr jsem navrhnul metodou přidružené transformace, pomocí které lze převést prototyp obvodu pracující v napěťovém módu do proudového módu (případně je možné i opačně). O výhodách proudového módu je pojednáno např. v [5]. Jako prototyp v napěťovém módu jsem využil strukturu, kterou jsem navrhnul metodou uzlových napětí (viz návrh 2, kapitola 3.1.3), protože je tato metoda s výhodou aplikovatelná na struktury sestavené z operačních transkonduktančních zesilovačů.

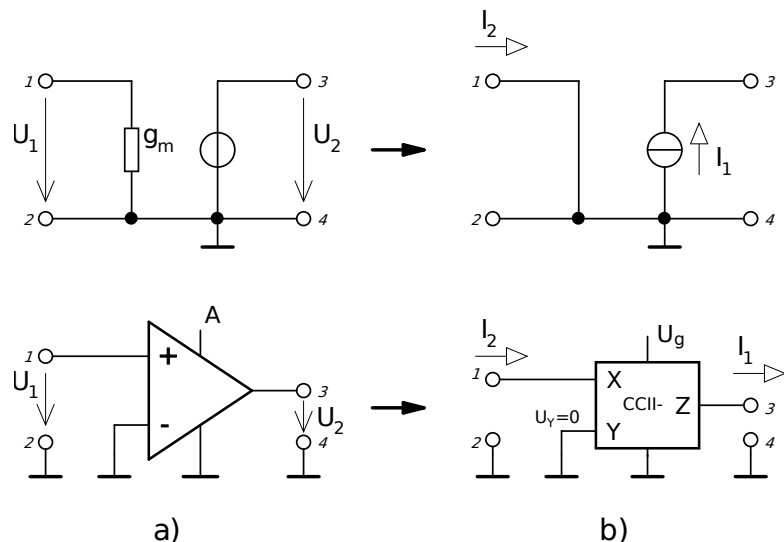
Podstata přidružené transformace VM-CM (voltage mode – current mode, z napěťového módu na proudový mód) spočívá v záměně vstupních a výstupních bran. Vstupní uzly buzené napěťovým zdrojem jsou zaměněny za výstupní proudové uzly, a naopak výstupní napěťové uzly jsou po transformaci vstupními uzly, které jsou buzeny proudovým zdrojem.



Obr. 3.7: Princip přidružené transformace VM – CM

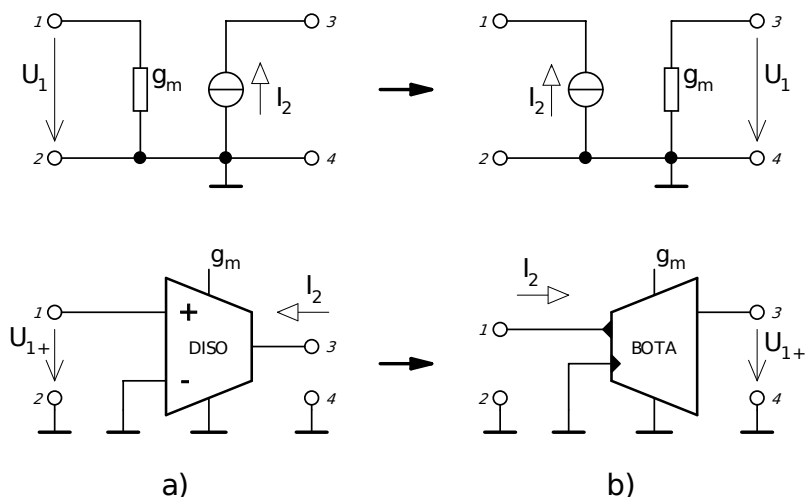
V případě pasivních prvků se neprovádí žádné změny, aktivní prvky je však nutno nahradit jejich přidruženým prvkem. Zvolený prototypový obvod, jehož schéma je na Obrázku 3.4, obsahuje operační transkonduktanční zesilovače typu DISO (differential input – single output, diferenční vstup – jeden výstup) a jeden napěťový zesilovač VGA (voltage gain amplifier). Princip transformace pro tyto prvky je znázorněn na Obrázku 3.8. Napěťový zesilovač se dá považovat za zdroj napětí řízený napětím, přičemž je nahrazen zdrojem proudu řízeným proudem. Platí, že oba tyto reciproční prvky musí mít stejné vlastnosti, tedy nekonečné zesílení (za předpokladu, že operační zesilovač se dá považovat za zdroj napětí řízený napětím, i přidružený zdroj proudu řízený proudem by měl mít nekonečné zesílení). Pro konkrétní vzájemně reciproční obvody v napěťovém a proudovém módu musí platit $A = B$, kde A je napěťové zesílení a B je proudové zesílení. V těchto návrzích využívám tyto zesilovače pouze s nulovým zesílením nebo jednotkovým přenosem, což usnadňuje situaci. [4]

Proudový zesilovač lze realizovat mnoha způsoby, například pomocí říditelného proudového konveju, jehož napěťová svorka Y se uzemní. Při simulacích uvažuji implementaci komerčně dostupného obvodu EL2082, což je negativní proudový konveju 2. generace s možností řízení jeho přenosu napětím (CCII-). [5]



Obr. 3.8: Přidružená transformace (a) napětového zesilovače na (b) proudový

Operační transkonduktanční zesilovač DISO používaný v obvodu v napětovém módu by teoreticky mohl být nahrazen transkonduktančním zesilovačem typu BOTA (balanced output transconductance amplifier, transkonduktanční zesilovač se dvěma výstupy), přičemž výstupy mají opačnou polaritu. Zdroj proudu řízený napětím tedy po transformaci zůstane zdrojem proudu řízený napětím, pouze bude prvek v obvodu otočen (viz Obrázek 3.9). [21]

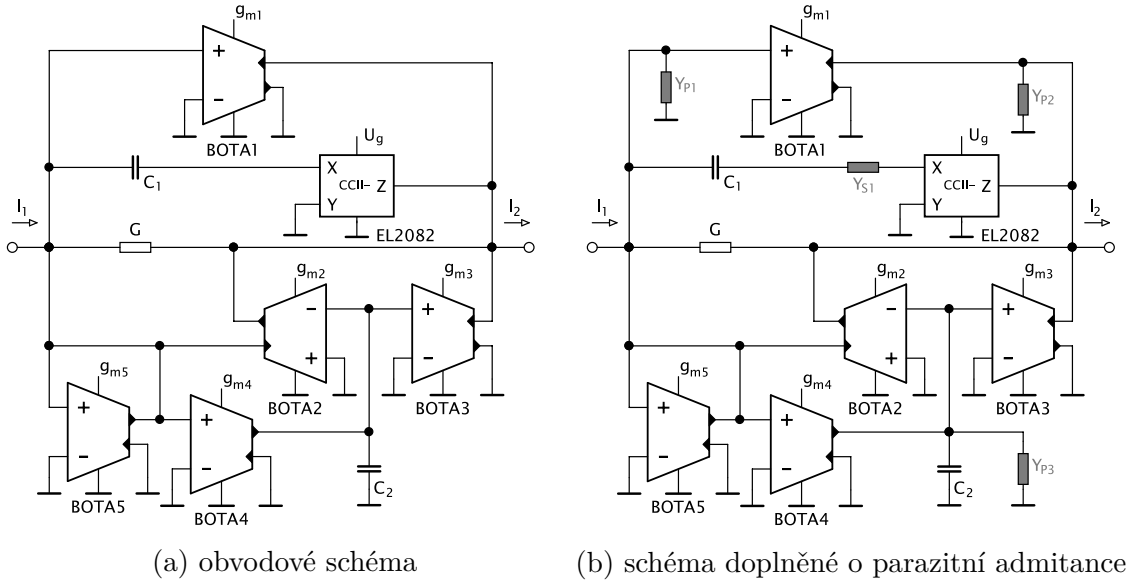


Obr. 3.9: Přidružená transformace (a) OTA typu DISO na (b) BOTA

Všechny typy transkonduktančních zesilovačů jsem pro účely simulací implementoval tranzistorovým modelem obecného transkonduktančního zesilovače s více výstupy (MOTA) navrženého v technologii TSMC 0,18 μm , přičemž nepotřebné vstupy a výstupy v daném zapojení jsou uzemněné. Proudové zesílení B proudového konvejeoru z Obrázku 3.8 je řízené externím napětím U_g .

3.2.1 Návrh filtru 3: 5x BOTA, 1x CCII-

Pro přidruženou transformaci mezi napětovým a proudovým módem platí, že obvod po transformaci i jeho prototyp jsou reciproké. [5] Přenosová funkce je sice dána poměrem výstupního ku vstupnímu proudu (nikoliv napětí), tvar přenosové funkce a koeficienty jsou ale stejné. Schéma struktury vzniklé transformací prototypu z návrhu 2 je znázorněno na Obrázku 3.10a.



Obr. 3.10: Schéma filtru transformovaného do proudového módu

Na základě reciprocity a shodnotí tvaru přenosové funkce je zřejmé, že při stejné volbě pasivních součástí a nastavení transkonduktancí budou vztahy pro výpočet charakteristické frekvence a činitele jakosti shodné, jako u prototypu filtru. [5]

Tvar přenosové funkce jsem ověřil simulací zapojení v programu SNAP a získaná funkce (3.22) potvrzuje shodnost.

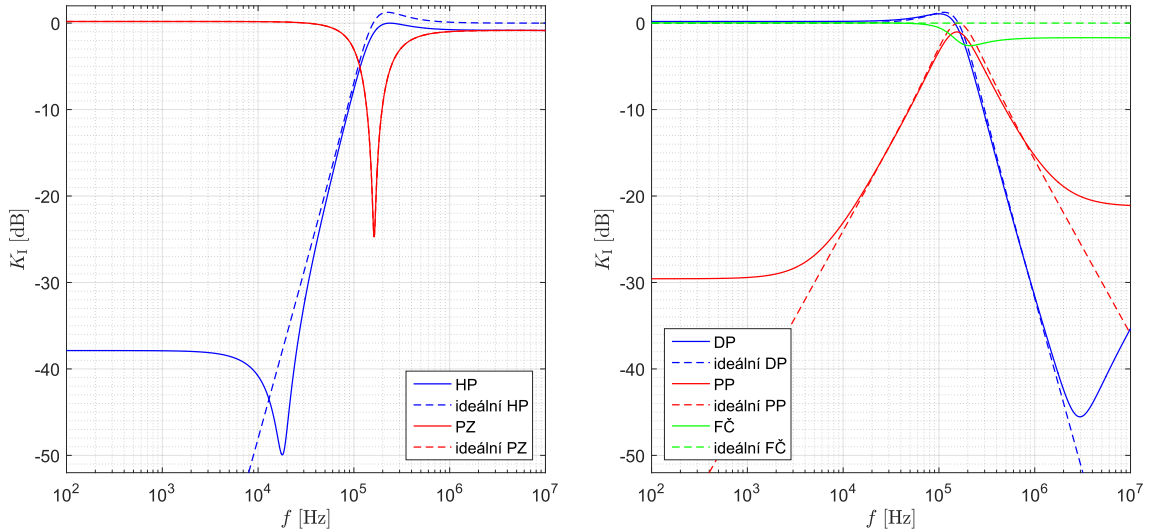
$$K_1(p) = -\frac{p^2 C_1 C_2 B + p C_2 (G - g_{m1}) + (g_{m2} - g_{m3}) g_{m4}}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 (G - g_{m5}) + g_{m2} g_{m4}} \quad (3.22)$$

Vzhledem k tomu, že má přenosová funkce stejný tvar, rovnice pro výpočet charakteristického kmitočtu a činitele jakosti jsou shodné, jako rovnice (3.12) a (3.21) (tedy rovnice pro výpočet parametrů prototypu v napětovém módu). Nastavením transkonduktancí $g_{m2} = g_{m4} = 1 \text{ mS}$ a transkonduktance $g_{m5} = 0$ jsem docílil opět charakteristické frekvence $f_0 = 160 \text{ kHz}$ a činitele jakosti $Q = 1$. Samozřejmostí jsou i stejné pasivní součástky, tedy $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$ a $G = 1 \text{ mS}$.

Z předešlého vyplývá, že i řízení tohoto multifunkčního filtru je shodné s řízením jeho napětového prototypu. Konfigurace parametrů je uvedena v Tabulce 3.4.

3.2.2 Simulace

Grafy na Obrázku 3.11 dokazují, že filtr po transformaci do proudového módu poskytuje všech pět základních přenosových funkcí 2. řádu. Odečtený charakteristický kmitočet pásmové zadržky je $f_{0(PZ)} = 165$ kHz a pásmové propusti $f_{0(PP)} = 155$ kHz.



Obr. 3.11: Modulové charakteristiky filtru pracující v proudovém módu

Změřením charakteristického kmitočtu a šířky pásma při poklesu modulové charakteristiky o 3 dB jsem dosazením do (3.21) ověřil hodnotu činitele jakosti, jejíž teoretickou hodnotu ($Q = 1$) jsem spočítal vyjádřením z přenosové funkce (viz výše).

$$Q_{\text{sim}} = \frac{f_{0,\text{sim}}}{B_{\text{PP},\text{sim}}} = \frac{155,14 \cdot 10^3}{165,29 \cdot 10^3} = 0,94 \quad (3.23)$$

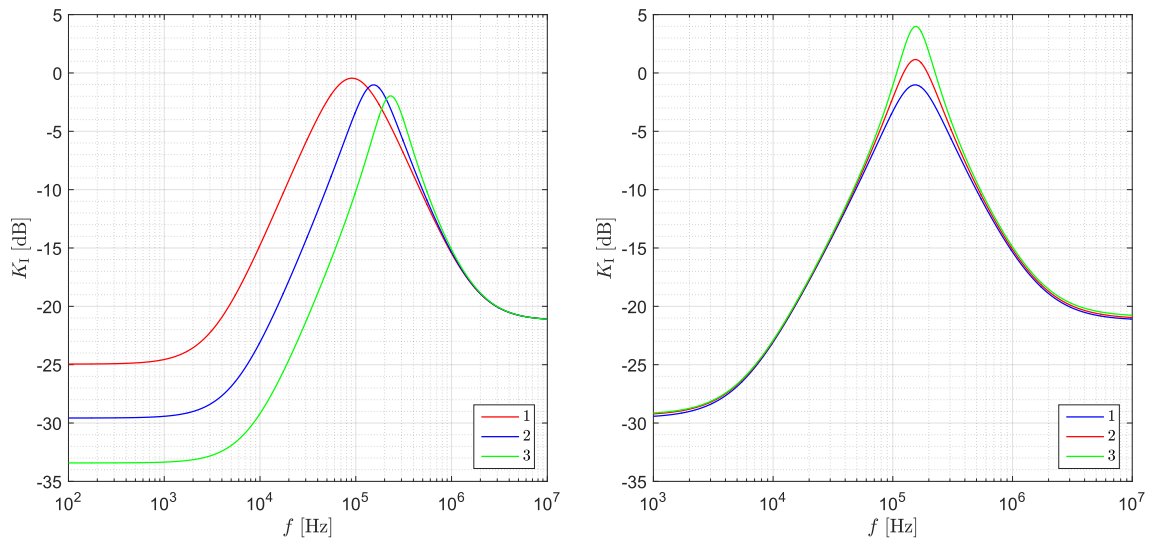
Na modulových charakteristikách horní a dolní propusti je patrný překmit v oblasti charakteristického kmitočtu příznačný zjištěné hodnotě činitele jakosti. Tento překmit činí u dolní propusti $K_{I(\text{DP}),\text{max}} = 1,249$ dB na kmitočtu $f = 122,2$ kHz.

Maximální útlum pásmové zadržky činí $K_{I(\text{PZ}),\text{min}} = -24,9$ dB na charakteristickém kmitočtu. Přenos na charakteristickém kmitočtu pásmové propusti není díky parazitním jevům jednotkový, jeho hodnota je $K_{I(\text{PP}),\text{max}} = -1$ dB.

Dále je možné pozorovat mírný útlum na frekvencích nad charakteristickým kmitočtem. Jedná se především o funkce, kde je nastaven jednotkový přenos proudového zesilovače. Jev je patrný na pásmové zadržce, fázovacím článku a horní propusti. Projevuje se zde parazitní sériová admitance proudového vstupu proudového zesilovače, který je implementován modelem EL2082. Podrobnější vliv této parazitní admitance je prezentován v rámci parazitní analýzy tohoto zapojení.

Elektronické přeladění charakteristické frekvence pomocí transkonduktancí g_{m2} a g_{m4} a přeladění činitele jakosti pomocí transkonduktance g_{m5} je znázorněno na

Obrázku 3.12. Jak již bylo naznačeno, při přeladění charakteristické frekvence dojde i k ovlivnění činitele jakosti. Naopak činitel jakosti lze řídit nezávisle.



Obr. 3.12: Přeladění f_0 (vlevo) a Q (vpravo) filtru z návrhu 3

V Tabulkách 3.5 a 3.6 jsou vypočítané teoretické hodnoty charakteristické frekvence f_0 a činitele jakosti Q_t porovnané s dosaženým činitelem jakosti Q vypočítaným (3.23) ze znalosti charakteristického kmitočtu $f_{0,\text{sim}}$ a šířky pásma $B_{\text{PP},\text{sim}}$ odečtené ze simulačních průběhů na Obrázku 3.12.

Tab. 3.5: Řízení charakteristické frekvence filtru z návrhu 3

křivka	f_0 [kHz]	Q_t [–]	$f_{0,\text{sim}}$ [kHz]	$B_{\text{PP},\text{sim}}$ [kHz]	Q [–]
1	95,492	0,6	91,24	154,20	0,59
2	159,154	1,0	155,14	165,29	0,94
3	238,732	1,5	233,23	185,58	1,26

Tab. 3.6: Řízení činitele jakosti filtru z návrhu 3

křivka	f_0 [kHz]	Q_t [–]	$f_{0,\text{sim}}$ [kHz]	$B_{\text{PP},\text{sim}}$ [kHz]	Q [–]
1	159,154	1,00	155,14	165,29	0,94
2	159,154	1,33	155,14	130,83	1,19
3	159,154	2,00	155,14	96,19	1,61

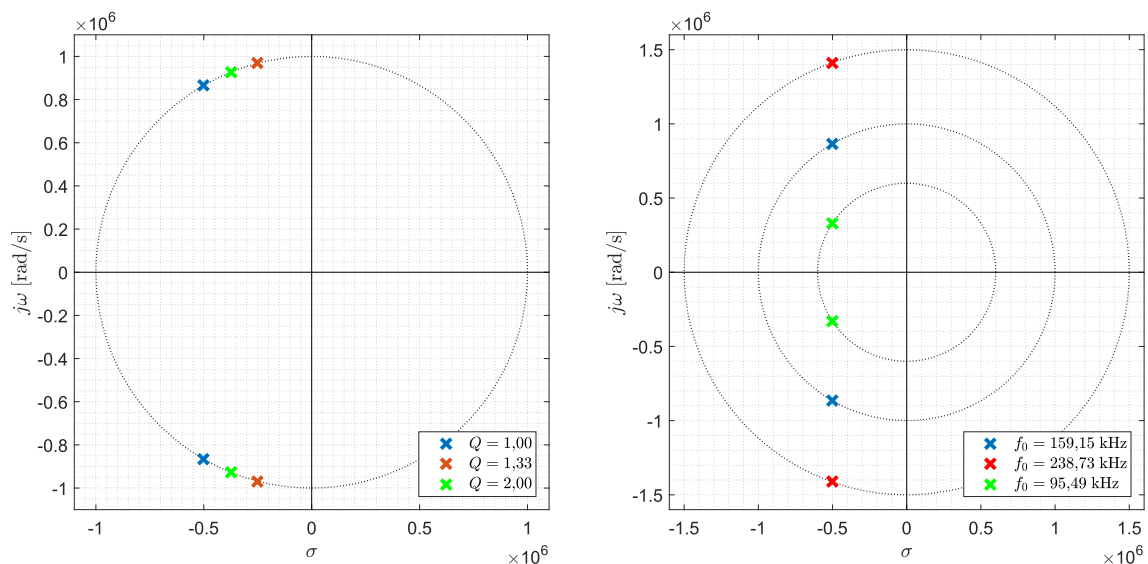
Z odečtených dat je patrné, že při přeladování charakteristického kmitočtu i činitele jakosti dochází vlivem parazitních impedancí k odchýlkám od teoretických

hodnot. Frekvenční závislost parazitních impedancí navíc způsobuje zhoršení přenosu nepropustného pásma na nízkých frekvencích při přeladění na nižší charakteristický kmitočet a naopak zhoršení přenosu propustného pásma při přeladění na vyšší charakteristický kmitočet.

V rámci simulací byl obvod podroben také analýze stability. Jelikož je známá charakteristická rovnice obvodu a je možné ji vyčíslit, stabilita obvodu může být analyzována na základě postačující podmínky stability a Stodolovy nutné podmínky stability. Po vyčíslení jmenovatele přenosové funkce (charakteristické rovnice) v defaultním tvaru (tzn. $g_{m5} = 0$, $Q = 1$)

$$CE = p^2 \cdot 10^{-18} + p \cdot 10^{-12} + 10^{-6} \quad (3.24)$$

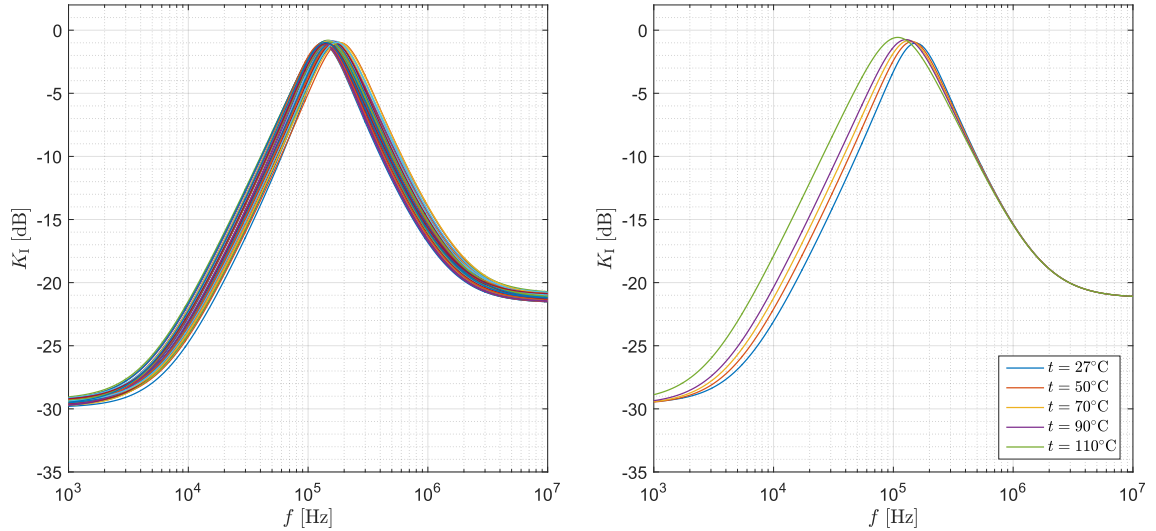
je možné tvrdit, že obvod je podle Stodolovy nutné podmínky stabilní. Všechny kořeny jmenovatele přenosové funkce existují a mají stejná znaménka. Postačující podmínka stability je ověřena rozložením pólů přenosové funkce filtru. Číselné vyjádření jmenovatele (3.24) odpovídá pólům modré barvy.



Obr. 3.13: Rozložení nulových bodů a pólů při změně f_0 (vlevo) a Q (vpravo)

Na Obrázku 3.14 jsou výsledky teplotní analýzy a Monte Carlo analýzy. Je zřejmé, že s narůstající teplotou klesá charakteristický kmitočet i činitel jakosti. Při oteplení o $\Delta t = 83$ °C došlo ke snížení charakteristického kmitočtu o $\Delta f = 45,3$ kHz a činitel jakosti poklesl z hodnoty $Q_{27\text{ °C}} = 0,94$ na $Q_{110\text{ °C}} = 0,707$. Tolerance rezistorů je 5 % a kondenzátorů 20 %. Níže v grafu je znázorněno 100 běhů při uniformním rozdělení. Histogram rozložení f_0 je v Příloze B.

Popsaná filtrační struktura je v rámci praktické části realizována na desku plošného spoje a experimentálně měřena za účelem srovnání s teoretickými průběhy.



Obr. 3.14: Analýza Monte Carlo (vlevo) a teplotní analýza (vpravo)

3.2.3 Parazitní analýza

Obvod byl dále podroben parazitní analýze. Schéma doplněné o parazitní admittance je na Obrázku 3.10b. Napěťové vstupy modelu operačního transkonduktančního zesilovače mají dostatečně vysokou impedanci a v porovnání s proudovými výstupy jsou zanedbány. Při simulaci parazitní kapacity je parazitní odpor nastaven na $R_p = 100 \text{ k}\Omega$ a při simulaci parazitního odporu je kapacita nastavena na $C_p = 2 \text{ pF}$. Míra vlivů jednotlivých parazitních admittancí je u multifunkčních obvodů závislá na přenosové funkci, tedy na aktuální konfiguraci aktivních prvků.

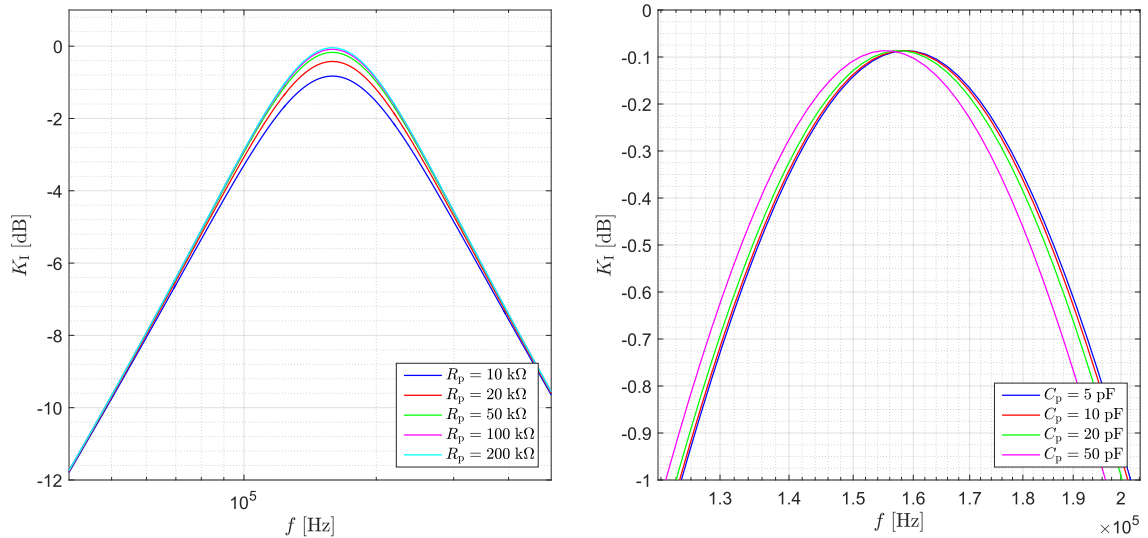
Parazitní admittance Y_{p1} je vyjádřena rovnicí

$$Y_{p1} = \frac{1}{R_{\text{vst}(\text{BOTA}1)}} + \frac{1}{R_{\text{vyst}(\text{BOTA}2)}} + \frac{1}{R_{\text{vst}(\text{BOTA}4)}} + \frac{1}{R_{\text{vst}(\text{BOTA}5)}} + \frac{1}{R_{\text{vyst}(\text{BOTA}5)}} + p[C_{\text{vst}(\text{BOTA}1)} + C_{\text{vyst}(\text{BOTA}2)} + C_{\text{vst}(\text{BOTA}4)} + C_{\text{vst}(\text{BOTA}5)} + C_{\text{vyst}(\text{BOTA}5)}] \quad (3.25)$$

kde dolní index jednotlivých složek vyjadřuje, o jaký konkrétní prvek se jedná a zda jde o vstup („vst“) nebo výstup („vyst“). Z levého grafu na Obrázku 3.15 je patrný vliv rezistivní složky na úroveň přenosu v propustném pásmu, přičemž přenosy v nepropustných pásmech nejsou touto admittancí ovlivněny. Kapacitní složka opět posouvá charakteristický kmitočet. S rostoucí parazitní kapacitou C_{p1} dochází ke snížení charakteristického kmitočtu a zvýšení činitele jakosti.

Parazitní admittance Y_{p2} je vyjádřena rovnicí

$$Y_{p2} = \frac{1}{R_{\text{vyst}(\text{BOTA}1)}} + \frac{1}{R_{\text{vyst}(\text{BOTA}2)}} + \frac{1}{R_{\text{vyst}(\text{BOTA}3)}} + \frac{1}{R_{\text{vyst}(\text{EL}2082)}} + p[C_{\text{vyst}(\text{BOTA}1)} + C_{\text{vyst}(\text{BOTA}2)} + C_{\text{vyst}(\text{BOTA}3)} + C_{\text{vyst}(\text{EL}2082)}] \quad (3.26)$$



Obr. 3.15: Vliv parazitní admittance Y_{p1}

kde prvek EL2082 je proudový zesilovač (respektive v tomto případě jeho výstup). Simulací jsem zjistil, že ani rezistivní ani kapacitní složka této parazitní admittance nemá znatelný vliv na tvar frekvenčních charakteristik.

Vliv parazitní admittance Y_{p3} je znázorněn na Obrázku 3.16.

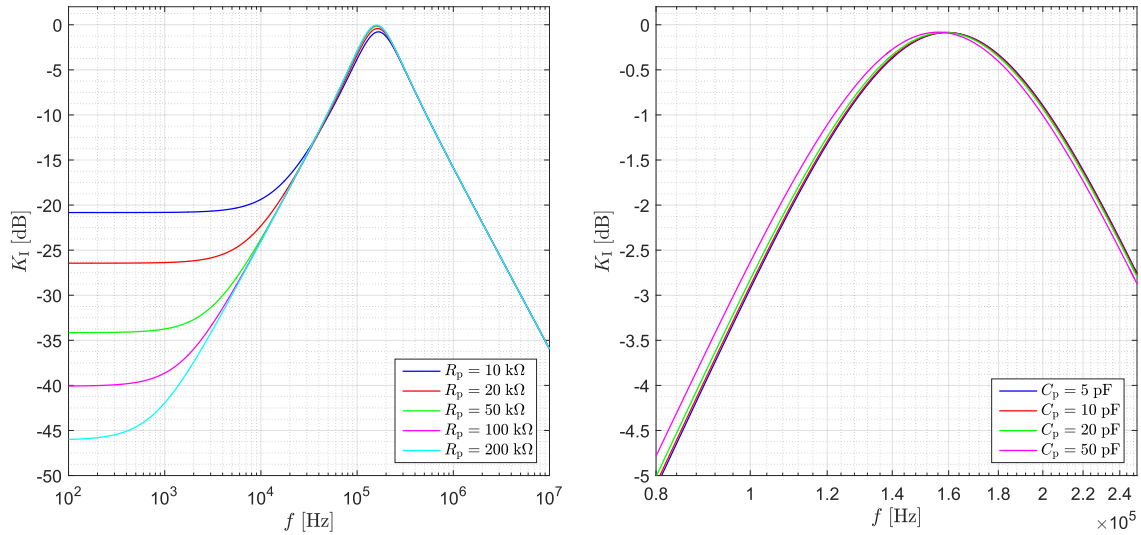
$$Y_{p3} = \frac{1}{R_{vst(BOTA2)}} + \frac{1}{R_{vst(BOTA3)}} + \frac{1}{R_{vst(BOTA4)}} + p[C_{vst(BOTA2)} + C_{vst(BOTA3)} + C_{vst(BOTA4)}] \quad (3.27)$$

Dominantní vliv zde má výstup BOTA4. Čím nižší je jeho výstupní odpor, tím nižší bude útlum nepropustného pásma pod charakteristickým kmitočtem – dochází tedy k ovlivnění nízkých frekvencí. Zároveň klesá přenos v propustném pásmu. Parazitní kapacita způsobuje snížení činitele jakosti i charakteristického kmitočtu, protože se přičítá ke kapacitě kondenzátoru C_2 , čímž jeho hodnotu dle (3.14) a (3.21) snižuje.

Jediná sériová parazitní admittance vyjádřená rovnicí

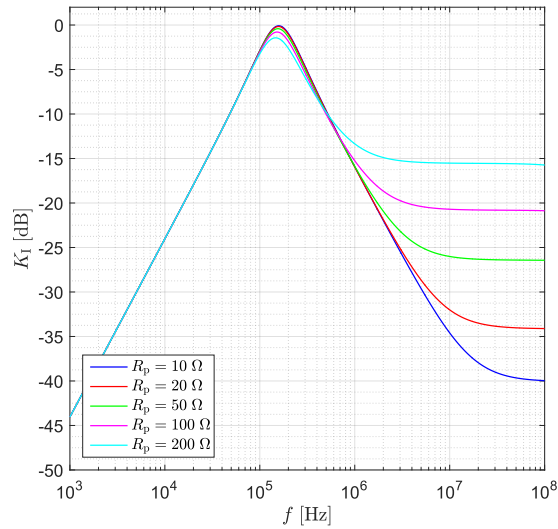
$$Y_{s1} = \frac{1}{R_{vst(EL2082)}} + pC_{vst(EL2082)} \quad (3.28)$$

obsahuje pouze impedanci proudového vstupu negativního proudového konvejuoru 2. generace EL2082 (obecně proudového zesilovače). Vliv reálné složky impedance je patrný na Obrázku 3.17. Parazitní admittance proudového vstupu ovlivňuje vysoké kmitočty. Parazitní odpor obdobně jako u Y_{p3} ovlivňuje útlum nepropustného pásma, avšak nad charakteristickým kmitočtem. Parazitní kapacita je v sériovém řazení s kondenzátorem C_1 , čímž dochází z teoretického hlediska ke snížení nominální hodnoty kondenzátoru C_1 a rapidnímu nárůstu charakteristické frekvence s klesající hodnotou parazitní kapacity.



Obr. 3.16: Vliv parazitní admittance Y_{p3}

V praxi nelze z hlediska této sériové parazitní admittance chování obvodu odhadnout – připojení kondenzátoru C_1 ke vstupu obvodu EL2082 (k nenulové nízké impedanci) se nemusí chovat korektně a bude záviset na konkrétní implementaci (jeho vnitřní struktuře) proudového zesilovače.



Obr. 3.17: Vliv parazitní admittance Y_{s1}

Reálné tvary modulových charakteristik jsou prezentovány v rámci realizace tohoto zapojení a jeho experimentálního měření. Vstupní odpor prvku EL2082 je $R_{\text{vst(EL2082)}} = 95 \Omega$ [9] (simulace vstupní impedance viz kapitola 2.3). Na vyšších kmitočtech lze tedy při praktické realizaci a zmíněné implementaci očekávat chování podle purpurové křivky v grafu na Obrázku 3.17 ($R_p = 100 \Omega$).

3.2.4 Citlivostní analýza

Nakonec byla pro tento filtr provedena citlivostní analýza. Relativní citlivostní funkce je frekvenčně závislá a podává informaci o míře vlivu určité tolerance jednotlivých prvků obvodu na přenos filtru. Každé přenosové funkci multifunkčního obvodu přísluší tolik citlivostních funkcí, kolik je v příslušné přenosové funkci parametrů. Citlivostní funkce se vypočítá vztahem

$$S_{q_i}^{K(j\omega)} = \frac{q_i}{K(j\omega)} \cdot \frac{\partial K(j\omega)}{\partial q_i} \quad (3.29)$$

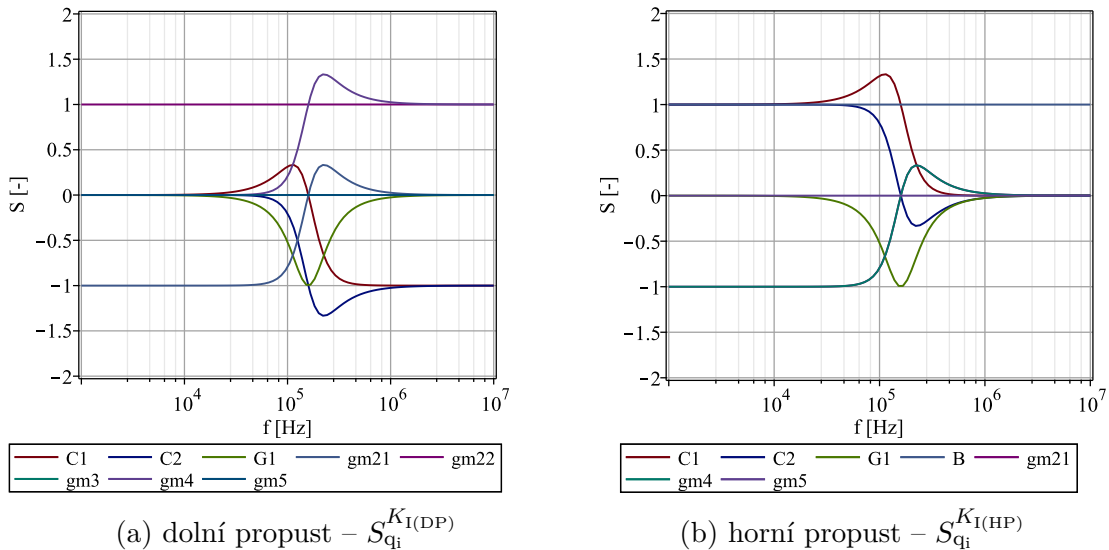
kde $K(j\omega)$ je frekvenčně závislý přenos a q_i je parametr (kapacity, transkonduktance, zesílení). Reálná část citlivostní funkce je relativní citlivost. [19]

Pro potřeby citlivostní analýzy je potřeba odlišit jednotlivé výstupy vícevýstupových aktivních prvků. V případě analyzovaného zapojení jde pouze o prvek BOTA2. Obecná přenosová funkce v Laplaceově vyjádření s odlišenými výstupy zjištěná pomocí programu SNAP má tvar

$$K_I(p) = \frac{p^2 C_1 C_2 B + p C_2 (G - g_{m1}) + (g_{m22} - g_{m3}) g_{m4}}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 (G - g_{m5}) + g_{m21} g_{m4}} \quad (3.30)$$

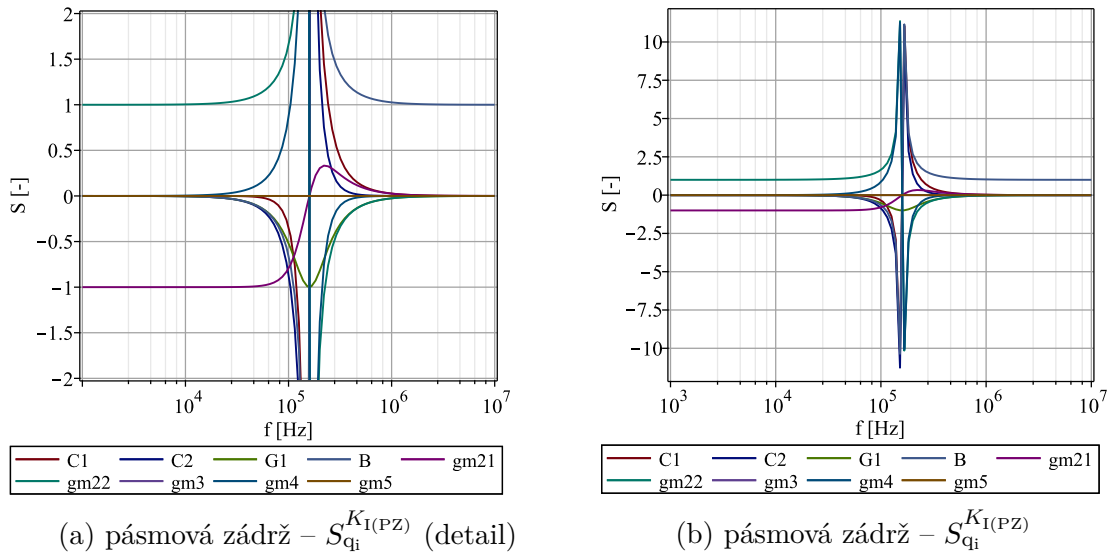
kde $p = j\omega$, g_{m21} je přenos kladného výstupu prvku BOTA2, g_{m22} je přenos záporného výstupu prvku BOTA2 a výstupy ostatních prvků není třeba rozlišovat.

Citlivostní charakteristiky dolní a horní propusti jsou nízké, nepřesahují hodnotu 1,5. Nejvíce změn je v okolí charakteristického kmitočtu $f_0 = 160$ kHz. Největší citlivost byla zjištěna na kapacity C_1 a C_2 a parametry figurující v čitateli přenosové funkce dolní propusti.

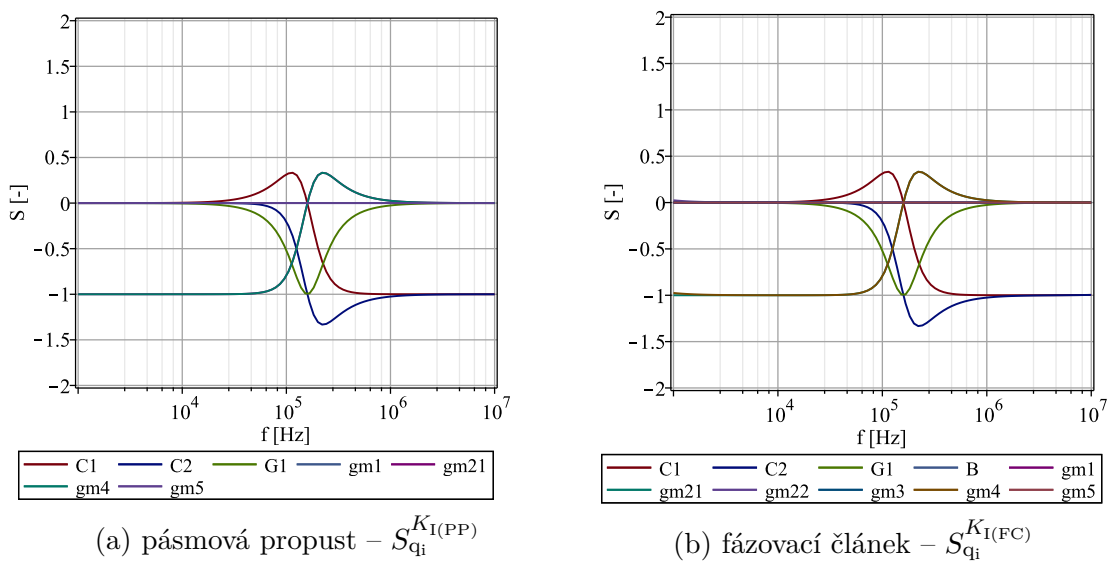


Obr. 3.18: Frekvenční závislost citlivostních funkcí filtru v proudovém módu

V případě horní propusti mají největší změnu citlivosti pasivní prvky a transkonduktance g_{m4} . Poměrně velkých hodnot nabývají citlivostní funkce pásmové zadržky. Pasivní prvky a transkonduktance g_{m22} a g_{m4} nabývají maximální hodnoty 11 a změny citlivostí se odehrávají ve zdatelně užším frekvenčním pásmu kolem charakteristického kmitočtu $f_0 = 160$ kHz.



Obr. 3.19: Frekvenční závislost citlivostních funkcí filtru v proudovém módu

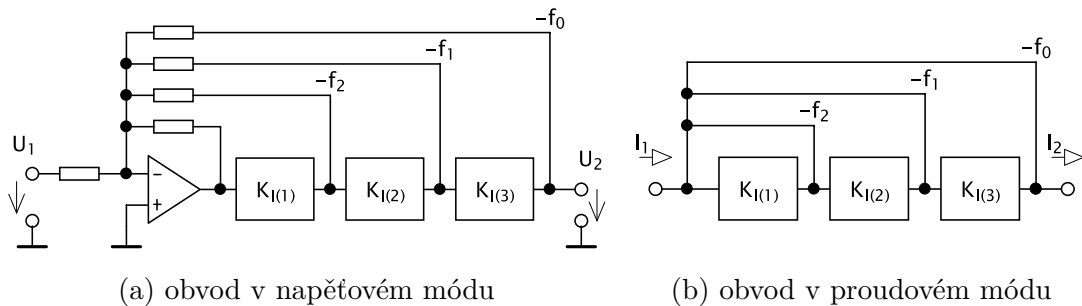


Obr. 3.20: Frekvenční závislost citlivostních funkcí filtru v proudovém módu

Skripty *.mw* (Maple 2018) pro jednotlivé přenosové funkce s výpočty všech citlivostních funkcí jsou přiloženy v elektronických přílohách.

3.3 Topologie follow-the-leader-feedback

Syntéza aktivních filtrů vyšších řádů obvykle spočívá v kaskádním zapojení sekcí 1. řádu, častěji však 2. řádu. Jedná se o topologie FLF (follow-the-leader-feedback), IFLF (inverse follow-the-leader-feedback) nebo LP (leap-frog), které se obecně nazývají MLS (multi loop structures) topologie. Jejich principem je zapojení sekcí v kaskádě doplněné zpětnými, případně dopřednými vazbami. Jednotlivé sekce jsou často realizovány integrátory struktury OTA-C (transkonduktanční zesilovač s kondenzátorem). Ještě větší efektivity dosahuje tato realizace v proudovém módu, protože proti napěťovému módu disponuje větším frekvenčním rozsahem. [5]



Obr. 3.21: Blokové schéma topologie FLF

Na Obrázku 3.21 je blokové schéma topologie FLF v proudovém i napěťovém módu. Je patrné, že jedna z výhod pramenící z realizace v proudovém módu je použití menšího počtu pasivních i aktivních prvků. Zatímco v proudovém módu je operace součtu (vliv zpětných vazeb f_n vedených na vstup kaskády) realizována součtovým uzlem, v napěťovém módu je nutný součtový zesilovač. Vlivem potřeby menšího počtu aktivních prvků je takto realizovaný filtr méně náchylný k nestabilitě. [5][20]

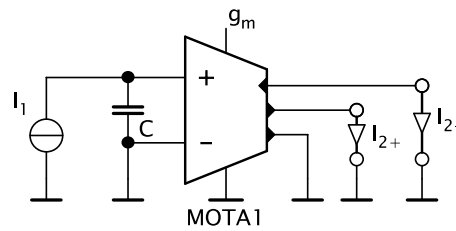
Filtr v topologii FLF se dá realizovat ve dvou variantách. První varianta je označována OS (output summation) a spočívá ve vyvedení výstupu z každé sekce. Na každém výstupu je k dispozici jiná přenosová funkce a řízením těchto výstupů před součtovým uzlem pomocí proudového zesilovače je možné realizovat elektronicky rekonfigurovatelný multifunkční filtr s jedním vstupem a jedním výstupem. [18][21]

Druhá varianta realizace je ID (input distribution). Místo odebrání výstupů z jednotlivých sekcí jsou zde distribuovány (vnucovány) proudy ze vstupu do uzlů mezi sekcemi. Řízením větví distribující proudy do uzlů kaskády je možné stejným způsobem realizovat elektronicky rekonfigurovatelný multifunkční filtr s jedním vstupem a jedním výstupem. [18][21]

Možnou nevýhodou realizace v proudovém módu je potřeba aktivních prvků s větším množstvím proudových výstupů tak, aby bylo možno nezávisle odebírat proud pro další sekci kaskády, zpětnou vazbu i příslušný výstup. [1]

Pro návrh filtru 3. řádu jsem využil topologie se sumací na výstupu FLF-OS. Na vstupu obvodu postačuje proudový sledovač se 2 výstupy opačné polarity, (v případě realizace FLF-ID by bylo potřeba 4 výstupů). Jednotlivé sekce jsem implementoval bloky 1. řádu – integrátory ve struktuře OTA-C. Přenosová funkce obecného bezeztrátového integrátoru je $K_i = \frac{1}{s}$. Filtry sestavené obecně z bezeztrátových integrátorů realizují tzv. all-pole filtry. Takové filtry nemají nuly přenosu, ve jmenovateli jejich přenosové funkce je polynom a v čitateli konstanta. [22]

Na Obrázku 3.22 je zapojení integrátoru s operačním transkonduktančním zesilovačem s více výstupy v proudovém módu vhodný pro realizaci FLF-OS topologie.



Obr. 3.22: Schéma integrátoru s MOTA

3.3.1 Návrh filtru 4: topologie FLF-OS, 3x MOTA

Pomocí programu NAF jsem zjistil koeficienty jmenovatele. Charakteristickou frekvencí jsem zvolil 100 kHz a filtr má být 3. řádu, proto by strmota modulové charakteristiky měl být zhruba -60 dB/dek. Parametry tolerančního pole filtru pro dolní propust jsem zvolil následující:

- Butterworthova aproximace,
- charakteristická frekvence: 100 kHz,
- minimální útlum v propustném pásmu: -3 dB,
- frekvence nepropustného pásma: 1 MHz,
- útlum nepropustného pásma: -59 dB,

přičemž jsem uvažoval určitou toleranci, protože sklon modulové frekvenční charakteristiky nebude přesně -60 dB/dek v závislosti na použité aproximaci.

Výsledkem jsou koeficienty pro polynom ve jmenovateli přenosové funkce.

$$b_0 = 2,48640 \cdot 10^{17} \quad b_1 = 7,90819 \cdot 10^{11} \quad b_2 = 1,25763 \cdot 10^6 \quad b_3 = 1 \quad (3.31)$$

Pomocí programu SNAP jsem zjistil tvar jmenovatele obecné přenosové funkce tří kaskádně řazených integrátorů. Hodnotu kondenzátorů volím s ohledem na parazitní vlivy $C_1 = C_2 = C_3 = C = 1$ nF. Z jednotlivých členů jmenovatele (3.32) vyjádřím

pomocí získaných koeficientů (3.31) transkonduktance jednotlivých zesilovačů.

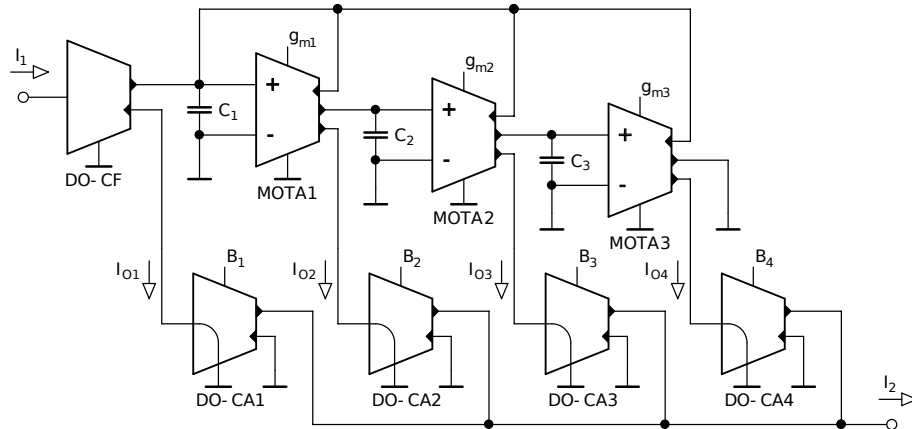
$$p^3 + p^2 \frac{g_{m1}}{C_1} + p \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2C_3} = p^3b_3 + p^2b_2 + pb_1 + b_0 \quad (3.32)$$

$$b_2 = \frac{g_{m1}}{C_1} \rightarrow g_{m1} = b_2C = 1,26 \cdot 10^6 \cdot 10^{-9} = 314 \mu\text{S} \quad (3.33)$$

$$b_1 = \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \rightarrow g_{m2} = \frac{C^2b_1}{g_{m1}} = \frac{10^{-18} \cdot 7,90819 \cdot 10^{11}}{314 \cdot 10^{-6}} = 628 \mu\text{S} \quad (3.34)$$

$$b_0 = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2C_3} \rightarrow g_{m3} = \frac{C^3b_0}{g_{m1}g_{m2}} = \frac{10^{-27} \cdot 2,4864 \cdot 10^{17}}{314 \cdot 10^{-6} \cdot 628 \cdot 10^{-6}} = 1,26 \text{ mS} \quad (3.35)$$

Aby bylo možné přenosovou funkci řídit, je třeba zapojit mezi jednotlivé výstupy a součtový uzel aktivní prvek, který bude daný výstupní proud buď přenášet s jednotkovým ziskem, tlumit, nebo invertovat (invertování záleží na implementaci, EL2082 umožňuje pouze kladný přenos). Pro tyto účely jsem využil proudového zesilovače, jehož zesílení lze nastavit externím zdrojem proudu. Schéma navrženého obvodu je na Obrázku 3.23.



Obr. 3.23: Schéma univerzálního filtru FLF-OS 3. řádu

Pomocí simulace v programu SNAP jsem zjistil, jaké přenosové funkce jsou k dispozici na jednotlivých výstupech kaskády.

$$K_{I1}(p) = \frac{I_{O1}}{I_1} = \frac{-(p^3C_1C_2C_3 + p^2C_2C_3g_{m1} + pC_3g_{m1}g_{m2} + g_{m1}g_{m2}g_{m3})}{p^3C_1C_2C_3 + p^2C_2C_3g_{m1} + pC_3g_{m1}g_{m2} + g_{m1}g_{m2}g_{m3}} \quad (3.36)$$

$$K_{I2}(p) = \frac{I_{O2}}{I_1} = \frac{p^2C_2C_3g_{m1}}{p^3C_1C_2C_3 + p^2C_2C_3g_{m1} + pC_3g_{m1}g_{m2} + g_{m1}g_{m2}g_{m3}} \quad (3.37)$$

$$K_{I3}(p) = \frac{I_{O3}}{I_1} = \frac{pC_3g_{m1}g_{m2}}{p^3C_1C_2C_3 + p^2C_2C_3g_{m1} + pC_3g_{m1}g_{m2} + g_{m1}g_{m2}g_{m3}} \quad (3.38)$$

$$K_{I4}(p) = \frac{I_{O4}}{I_1} = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{p^3C_1C_2C_3 + p^2C_2C_3g_{m1} + pC_3g_{m1}g_{m2} + g_{m1}g_{m2}g_{m3}} \quad (3.39)$$

Zatímco z výstupů MOTA jsou odebírány proudy ve smyslu kladné polarity, proud odebíraný ze sledovače je záporný. Vhodnou konfigurací proudových zesilovačů se zesílením B_1 až B_4 lze získat většinu základních typů přenosových funkcí filtrů 3. řádu. Konfigurace zesilovačů pro získání příslušné přenosové funkce jsou uvedeno v Tabulce 3.7. Filtr poskytuje dvě nesymetrické pásmové propusti, což je dáno lichým řádem. Mimo tyto pásmové propusti 3. řádu je k dispozici i pásmová propust 2. řádu (3.44). Vzniká konfigurací dvou nul v čitateli (kvadratický a lineární člen), přičemž nulový bod vyššího řádu kompenzuje pól ve jmenovateli a snižuje řád filtru.

$$K_{I(DP)}(p) = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{p^3C_1C_2C_3 + p^2C_2C_3g_{m1} + pC_3g_{m1}g_{m2} + g_{m1}g_{m2}g_{m3}} \quad (3.40)$$

$$K_{I(HP)}(p) = \frac{p^3C_1C_2C_3}{p^3C_1C_2C_3 + p^2C_2C_3g_{m1} + pC_3g_{m1}g_{m2} + g_{m1}g_{m2}g_{m3}} \quad (3.41)$$

$$K_{I(PP-A)}(p) = \frac{p^2C_2C_3g_{m1}}{p^3C_1C_2C_3 + p^2C_2C_3g_{m1} + pC_3g_{m1}g_{m2} + g_{m1}g_{m2}g_{m3}} \quad (3.42)$$

$$K_{I(PP-B)}(p) = \frac{pC_3g_{m1}g_{m2}}{p^3C_1C_2C_3 + p^2C_2C_3g_{m1} + pC_3g_{m1}g_{m2} + g_{m1}g_{m2}g_{m3}} \quad (3.43)$$

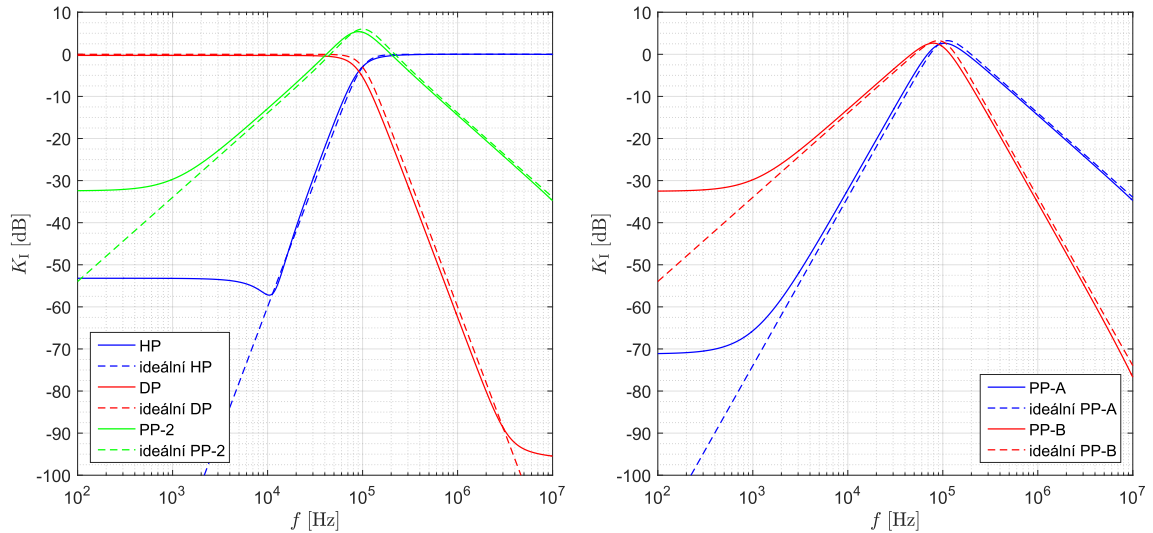
$$K_{I(PP-2)}(p) = \frac{p^2C_2C_3g_{m1} + pC_3g_{m1}g_{m2}}{p^3C_1C_2C_3 + p^2C_2C_3g_{m1} + pC_3g_{m1}g_{m2} + g_{m1}g_{m2}g_{m3}} \quad (3.44)$$

Tab. 3.7: Řízení elektronicky rekonfigurovatelného filtru FLF–OS 3. řádu

typ filtru	přenos	B_1	B_2	B_3	B_4
dolní propust 3. řádu	(3.40)	0	0	0	1
horní propust 3. řádu	(3.41)	1	1	1	1
nesymetrická pásmová propust A 3. řádu	(3.42)	0	1	0	0
nesymetrická pásmová propust B 3. řádu	(3.43)	0	0	1	0
pásmová propust 2. řádu	(3.44)	0	1	1	0

3.3.2 Simulace

Jak je patrné z Tabulky 3.7, obvod poskytuje 5 přenosových funkcí. Mimo dolní a horní propusti disponuje dvěma nesymetrickými pásmovými propustmi s pracovním označením „PP-A“ a „PP-B“ a symetrickou pásmovou propustí 2. řádu pracovně označenou „PP-2“. Fázovací členek není dostupný, protože polaritu přenosu proudových zesilovačů implementovaných prvky EL2082 nelze měnit. Není dostupná ani pásmová zádrž, protože se jedná o all-pole filtr (pásmová zádrž je ze základních přenosových funkcí jediná, jejíž nulové body mají nenulovou frekvenci). Na Obrázku 3.24 jsou modulové charakteristiky všech dostupných přenosových funkcí.



Obr. 3.24: Modulové charakteristiky rekonfigurovatelného filtru FLF-OS 3. řádu

Zatímco ideální simulace dolní propusti 3. řádu dosahuje charakteristického kmitočtu $f_0 = 100$ kHz, u simulace s tranzistorovými modely je dosažená charakteristická frekvence vlivem parazitních kapacit nižší. Modulová charakteristika dolní propusti klesá s očekávaným sklonem -60 dB/dek až k přenosu v nepropustném pásmu $K_{I(DP),\min} = -100$ dB. Útlum nepropustného pásma horní propusti 3. řádu je nižší a ustálí se na $K_{I(HP),\min} = -53$ dB. Přenosy v propustném pásmu jsou u horní i dolní propusti jednotkové. Symetrická pásmová propust 2. řádu je parazitními vlivy silně ovlivněna na nízkých kmitočtech, nejnižší útlum nepropustného pásma zde dosahuje pouze $K_{I(PP-2),\min} = -32,5$ dB. Přenos na charakteristické frekvenci $f_0 = 100$ kHz je $K_{I(PP-2),\max} = 5,2$ dB, doladit na jednotkový jde pomocí zesílení B .

Sklon modulové charakteristiky nesymetrické pásmové propusti „PP-A“ je na nižších kmitočtech -40 dB/dek a na vyšších kmitočtech -20 dB/dek, přičemž v případě druhé nesymetrické pásmové propusti „PP-B“ je to přesně naopak. Na charakteristickém kmitočtu tyto funkce dosahují přenosu $K_{I(PP-A/B),\max} = 2,5$ dB. Pomocí zesílení $B_1 - B_4$ lze opět doladit přenos v propustném pásmu na 0 dB. Na nízkých kmitočtech jsou modulové charakteristiky obou nesymetrických pásmových propustí opět ovlivněny parazitními rezistencemi a dochází k ustálení útlumu.

U filtrů vyšších řádu struktury MLS je obtížnější řídit činitel jakosti. Celkový činitel jakosti je totiž dán součinem činitelů jakosti jednotlivých bloků kaskády topologie FLF. Činitel jakosti integrátoru OTA-C závisí na nedominantním pólu zesilovače, který je odvozený od parazitní kapacity zesilovače. [23]

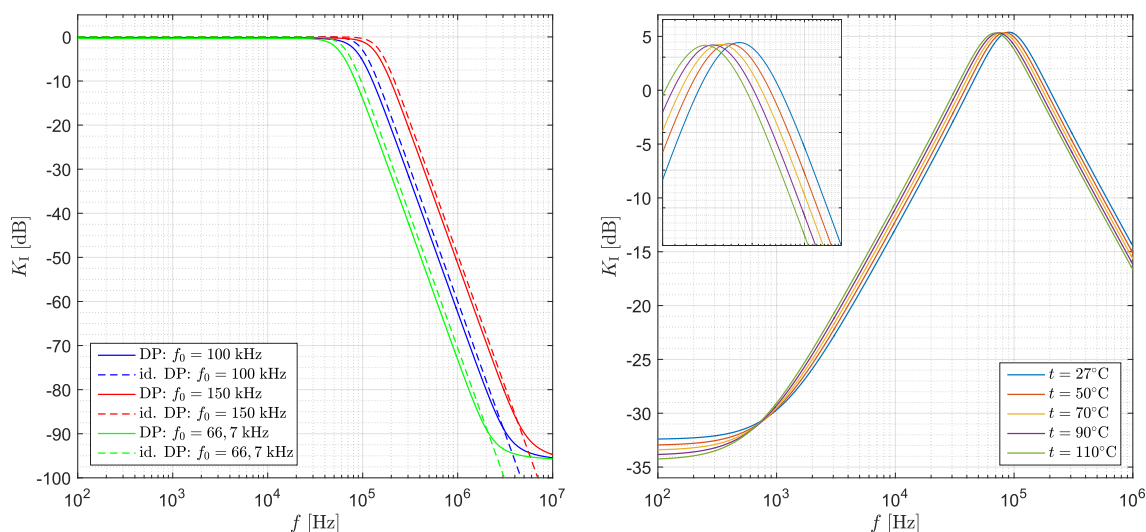
Charakteristický kmitočet lze přeladit změnou všech transkonduktancí MOTA zároveň, přičemž všechny transkonduktance musí zůstat ve stejném poměru. Činitel jakosti se při přeladění charakteristické frekvence nemění. Jeho hodnotu je možné

zjistit odečtením údajů z modulové charakteristiky pásmové propusti 2. řádu a dosazením do vzorce

$$Q = \frac{f_0}{B_{PP-2}} = \frac{93,7 \cdot 10^3}{100,2 \cdot 10^3} = 0,94 \quad (3.45)$$

kde f_0 je charakteristický kmitočet a B_{PP-2} je šířka pásma pásmové propusti 2. řádu na poklesu modulové charakteristiky o -3 dB.

Přeladění charakteristické frekvence je znázorněno na Obrázku 3.25. Je patrné, že u simulací provedených s tranzistorovými modely je reálný charakteristický kmitočet vždy nižší, než u ideálních simulací. Vypočtený činitel jakosti se blíží typické teoretické hodnotě $Q = 1$ pro Butterworthův filtr 3. řádu (Tabulka 5.2).



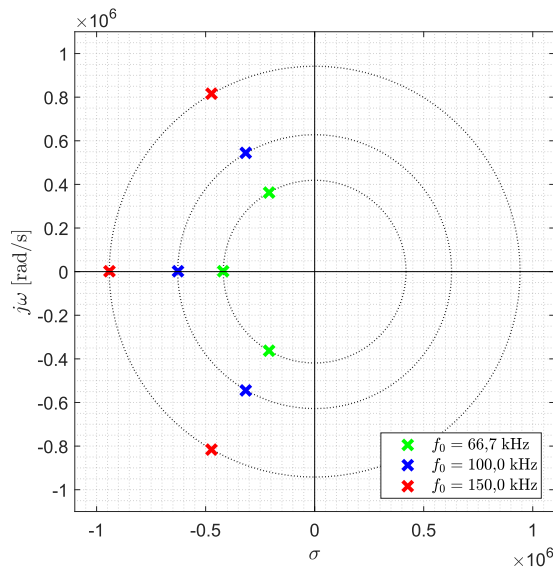
Obr. 3.25: Simulace FLF-OS filtru: přeladění f_0 (vlevo), teplotní analýza (vpravo)

Tab. 3.8: Řízení charakteristické frekvence FLF filtru 3. řádu

g_{m1} [mS]	g_{m2} [μ S]	g_{m3} [μ S]	$f_{0,id}$ [kHz]	$f_{0,tr}$ [kHz]
0,84	418,7	209,3	66,70	56,23
1,26	628,0	314,0	100,00	83,18
1,89	942,0	471,0	149,65	131,80

V Tabulce 3.8 jsou hodnoty transkonduktancí a odečtené charakteristické kmitočty, kde $f_{0,id}$ je charakteristický kmitočet ideální simulace a $f_{0,tr}$ je odečtený ze simulace s tranzistorovými modely. Barva textu v tabulce odpovídá barvám křivek.

Na Obrázku 3.25 vpravo jsou výsledky teplotní analýzy. Je zřejmé, že se zvyšující se teplotou klesá charakteristický kmitočet filtru a klesá také útlum na nízkých frekvencích v nepropustném pásmu. Při oteplení o $\Delta t = 83$ °C dochází ke snížení charakteristického kmitočtu o $\Delta f_0 = 21,4$ kHz.

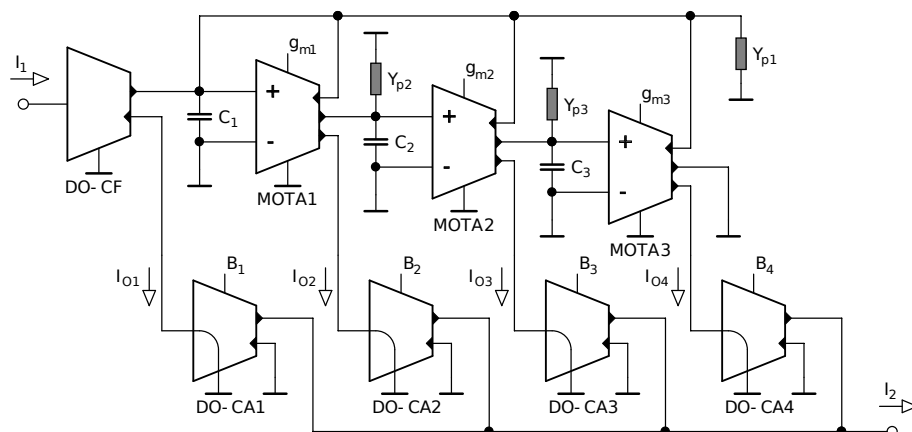


Obr. 3.26: Rozložení nulových bodů a pólů FLF filtru 3. řádu

Z rozložení nulových bodů i pólů je patrné, že je splněna Stodolova nutná podmínka stability i postačující podmínka stability, tudíž je filtr stabilní. Póly modré barvy odpovídají defaultnímu nastavení filtru.

3.3.3 Parazitní analýza

Multifunkční FLF-OS filtr 3. řádu byl rovněž podroben parazitní analýze. Na Obrázku 3.27 je schéma doplněné o parazitní admittance. Defaultní hodnota parazitního odporu při simulaci parazitní kapacity je $R_p = 100 \text{ k}\Omega$ a parazitní kapacita při simulaci vlivu reálné části $C_p = 2 \text{ pF}$. Pro přehlednost je schéma doplněno pouze o ty parazitní admittance, které jsou dominantní.



Obr. 3.27: Schéma univerzálního filtru FLF-OS 3. řádu s parazitními admittancemi

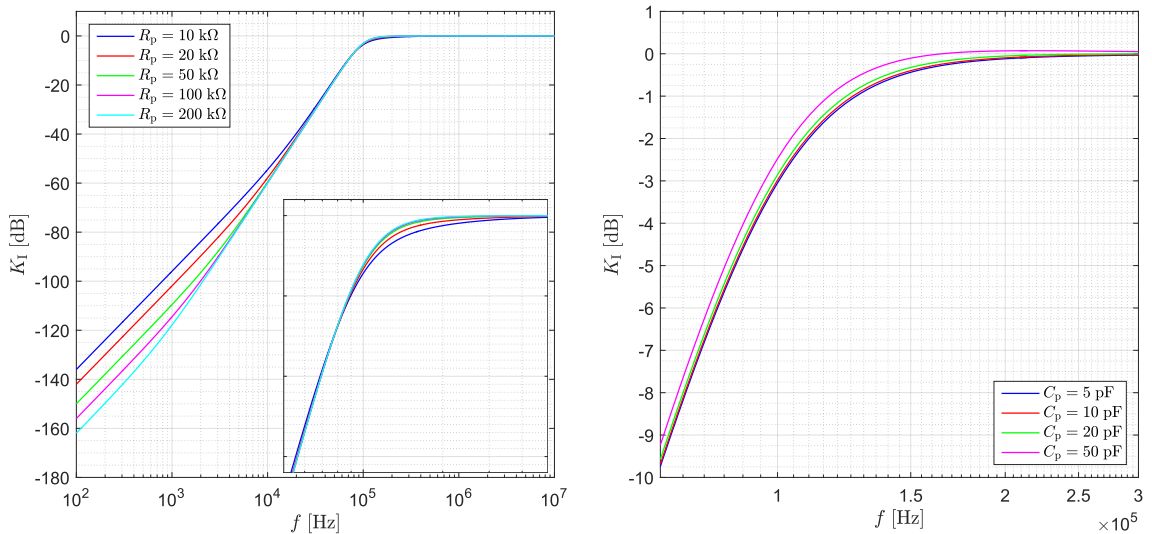
Parazitní admittance vstupů proudových zesilovačů se na modulových charakteristikách nijak zdatně neprojeví. V rámci uvažovaných hodnot parazitního odporu došlo pouze k ustálení přenosu nepropustného pásma, avšak na úrovni kolem -150 dB, což je pro praktické účely nepodstatné. Neprojevila se ani parazitní admittance v součtovém uzlu, která zahrnuje výstupy všech čtyř proudových zesilovačů.

Vyznačené parazitní admittance Y_{p1} až Y_{p3} mají na frekvenční charakteristiky stejný vliv. V grafech na Obrázku 3.28 je vyobrazen vliv parazitní admittance Y_{p1} .

$$Y_{p1} = \frac{1}{R_{vst(MOTA1)}} + \frac{1}{R_{vyst(MOTA1)}} + \frac{1}{R_{vyst(MOTA2)}} + \frac{1}{R_{vyst(MOTA3)}} + \frac{1}{R_{vyst(CF)}} + p[C_{vst(MOTA1)} + C_{vyst(MOTA1)} + C_{vyst(MOTA2)} + C_{vyst(MOTA3)} + C_{vyst(CF)}] \quad (3.46)$$

Reálná část ovlivňuje sklon modulové charakteristiky v nepropustném pásmu. Čím nižší je parazitní odpor (ideálně je nekonečný), tím nižší je sklon modulové charakteristiky. Při $R_{p1} = 10$ kHz je sklon modulové charakteristiky horní propusti $-46,5$ dB/dek a při $R_{p1} = 200$ kHz je sklon $-59,7$ dB/dek.

Parazitní kapacita C_{p1} způsobuje posuv charakteristického kmitočtu, protože se přičítá k filtračnímu kondenzátoru C_1 (paralelní řazení kapacit).



Obr. 3.28: Vliv parazitní admittance Y_{p1}

S rostoucí parazitní kapacitou neklesá jen charakteristický kmitočet, jak je patrné z grafu, ale i činitel jakosti. Pro přeladění charakteristické frekvence FLF filtru za zachování činitele jakosti platí, že transkonduktance i kapacity musí být stále ve stejném poměru. Parazitní admittance Y_{p2} a Y_{p3} neuvádím, protože je jejich vliv stejný – jde pouze o další blok kaskády.

3.3.4 Citlivostní analýza

Obvod byl podroben citlivostní analýze, kdy citlivostní funkce pro každý parametr v rámci jednotlivých dostupných přenosových funkcí jsou spočítány vztahem (3.29). Pro účely citlivostní analýzy je třeba v přenosové funkci odlišit jednotlivé výstupy aktivních prvků, které jsou samotnými parametry. Přenosová funkce má tvar

$$K_I(p) = \frac{Y(p)}{p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_2 C_3 g_{m12} + p C_3 g_{m22} g_{m11} + g_{m11} g_{m21} g_{m32}} \quad (3.47)$$

přičemž čitatele pro přenosové funkce dostupné na jednotlivých výstupech kaskády dle Obrázku 3.23 jsou

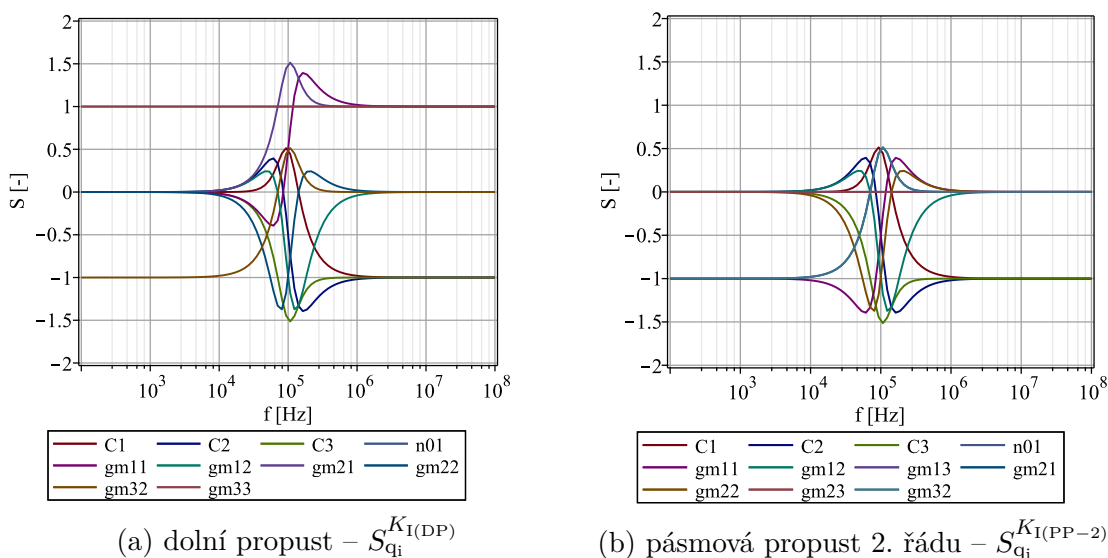
$$Y_{O1}(p) = n_{02}(p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_2 C_3 g_{m12} + p C_3 g_{m11} g_{m22} + g_{m11} g_{m21} g_{m32}) \quad (3.48)$$

$$Y_{O2}(p) = p^2 C_2 C_3 g_{m13} n_{01} \quad (3.49)$$

$$Y_{O3}(p) = p C_3 g_{m11} g_{m23} n_{01} \quad (3.50)$$

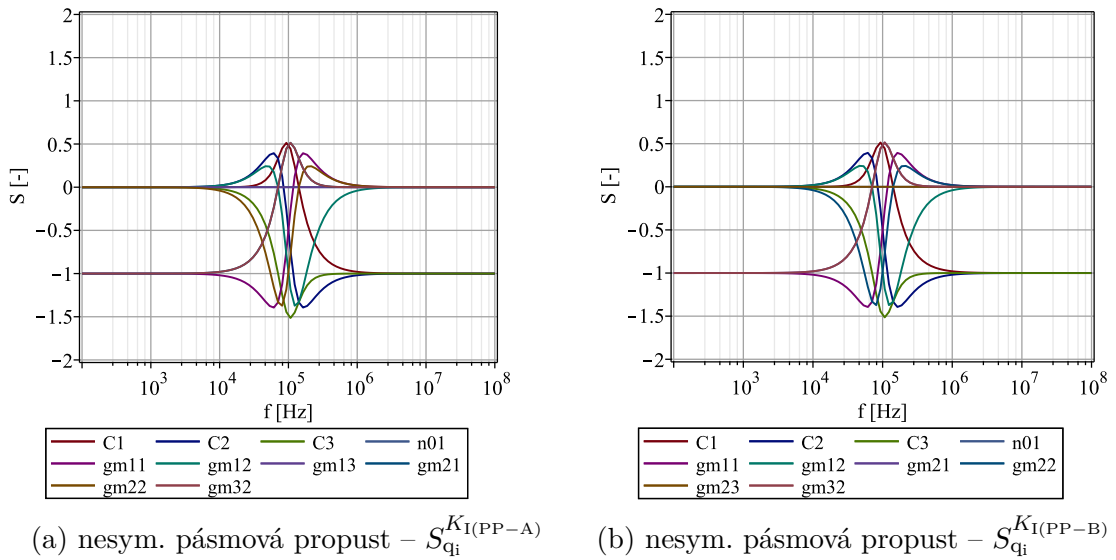
$$Y_{O4}(p) = g_{11} g_{m21} g_{m33} n_{01} \quad (3.51)$$

kde n_{01} je neinvertující výstup proudového sledovače, n_{02} je invertující výstup proudového sledovače, g_{mX2} , g_{mX3} jsou neinvertující výstupy transkonduktorů a g_{mX1} je invertující výstup transkonduktoru (X je číselné označení transkonduktance).

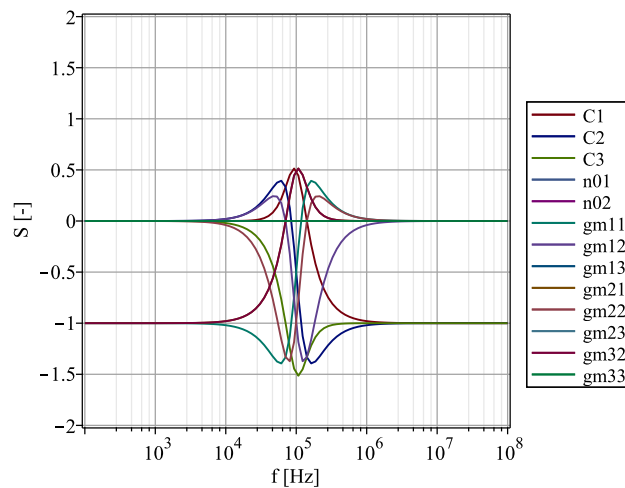


Obr. 3.29: Frekvenční závislost citlivostních funkcí FLF-OS filtru 3. řádu

Relativní citlivosti FLF filtru 3. řádu jsou nízké, citlivostní funkce ve svých maximech nepřesahují hodnotu 1,5. Z grafů je zřejmé, že největší změny citlivostí jsou v blízkém okolí charakteristického kmitočtu $f_0 = 100$ kHz.



Obr. 3.30: Frekvenční závislost citlivostních funkcí FLF-OS filtru 3. řádu

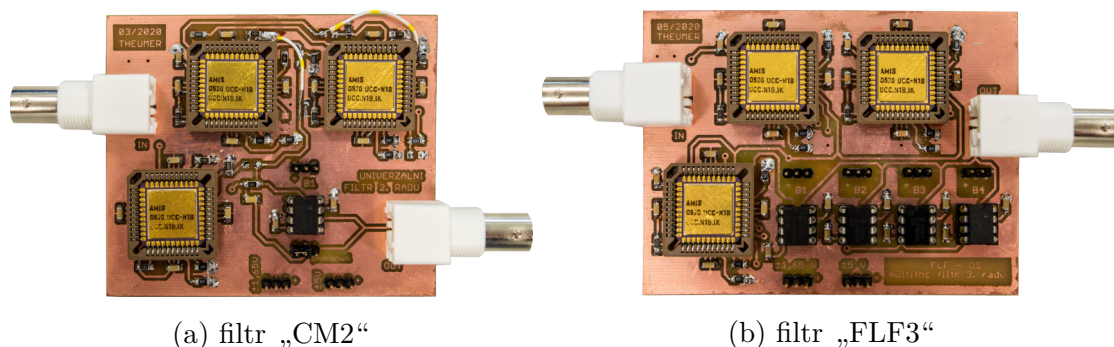


Obr. 3.31: Frekvenční závislost citlivostních funkcí horní propusti FLF – $S_{qi}^{K_I(HP)}$

Všechny skripty pro výpočet relativních citlivostních funkcí a jejich vykreslení do frekvenční závislosti pro tento filtr vytvořené v Maple 2018 jsou rovněž součástí elektronických příloh.

4 Praktická realizace a měření

Ze všech navržených struktur byly vybrány dva obvody, které byly realizovány na desku plošného spoje a experimentálním měřením byla ověřena jejich funkce. Jde o multifunkční filtr 2. řádu pracující v proudovém módu (navržený v kapitole 3.2.1), který je pracovně nazván „CM2“ a multifunkční filtr 3. řádu v topologii FLF-OS (navržený v kapitole 3.3.1), který je pracovně nazván „FLF3“.



Obr. 4.1: Obvody realizované na desce plošného spoje

Desky plošného spoje jsou oboustranné, motivy horní i dolní strany obou desek jsou součástí Přílohy A. Níže jsou vyobrazené pouze naměřené modulové charakteristiky porovnané s ideálními průběhy, fázové frekvenční charakteristiky jsou dostupné v příloženém souboru *.xlsx* v elektronické příloze.

Protože oba realizované obvody pracují v proudovém módu, je třeba zařadit na vstup převodník napětového signálu na proudový (dále jen U/I) a na výstup převodník proudového signálu zpět na napětový (dále jen I/U), protože použitý obvodový analyzátor pracuje s napětovým signálem. Použité přístroje jsou uvedeny v následující tabulce.

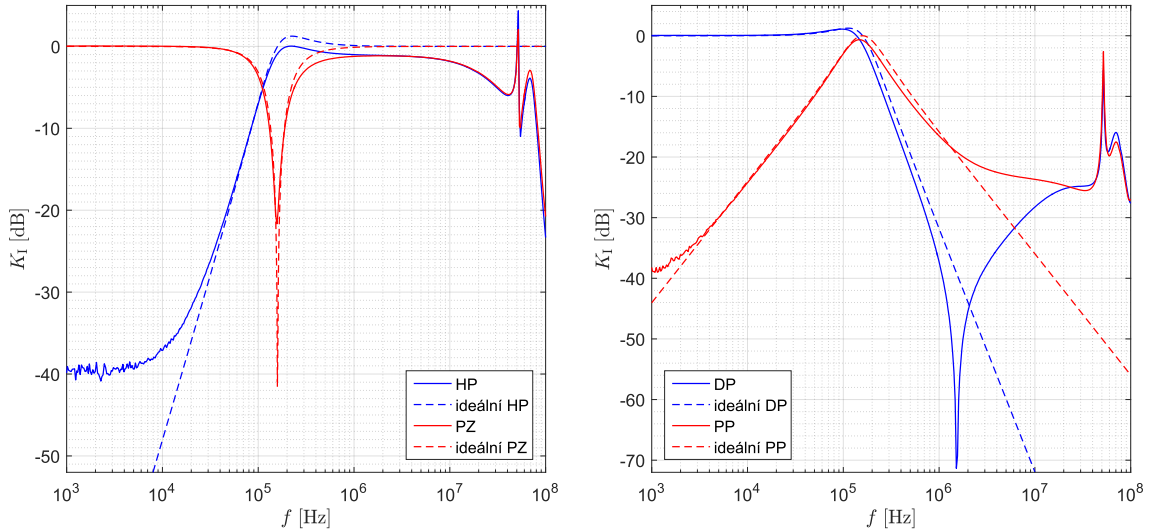
Tab. 4.1: Použité přístroje pro měření realizovaných filtrů

název	údaje
obvodový analyzátor	Agilent 4395A, 10 Hz – 500 MHz
převodník U/I	OPA615
převodník I/U	OPA615, BUF602
napájecí zdroje	Agilent E3630A, HP E3631A, Agilent E3642A

V rámci oživování filtru CM2 bylo nutné provést dvě úpravy v polaritách transkondukčních zesilovačů, což bylo vyřešeno pro účely měření drátovou propojkou.

4.1 Měření filtru „CM2“

Na Obrázku 4.2 jsou vyobrazeny čtyři naměřené modulové charakteristiky. Není zde prezentován fázovací článek, který se nepodařilo změřit. Naměřená data je možné srovnat se simulacemi na Obrázku 3.11.

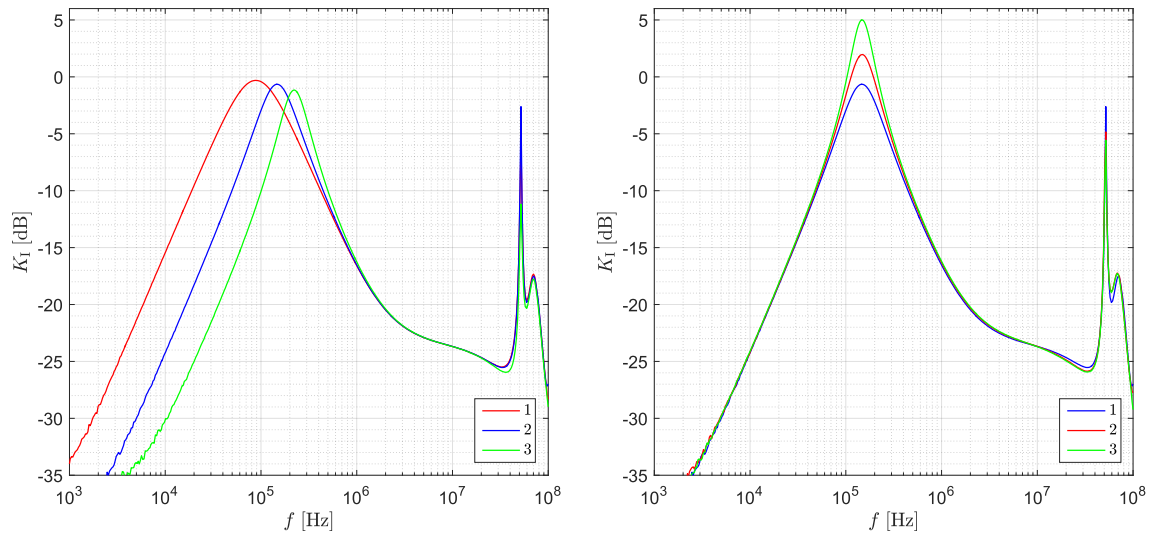


Obr. 4.2: Naměřené modulové charakteristiky filtru „CM2“

Na modulové charakteristice dolní propusti se nachází na kmitočtu $f = 1,514$ MHz nula s přenosem $-71,34$ dB. Pásmová zádrž má na charakteristickém kmitočtu $f_0 = 156,8$ kHz přenos $K_{I(DP),\min} = -21,67$ dB. Vliv parazitních odporů se projevuje ustálením přenosu v nepropustných pásmech, případně mírným útlumem v propustném pásmu (pásmová zádrž a horní propust nad charakteristickým kmitočtem) tak, jak bylo teoreticky simulováno v rámci parazitní analýzy tohoto zapojení. Dosažení většího útlumu přenosu v nepropustném pásmu na nízkých kmitočtech značí, že použité proudové konvejory mají na nižších frekvencích vyšší výstupní odpor, než tranzistorový model vícevýstupového transkonduktoru použitého v simulacích.

Nad frekvencí 200 MHz je znatelný vliv parazitních reaktancí. Například v případě dolní propusti je v nepropustném pásmu špičkově přenos $-2,6$ dB. Na nízkých frekvencích je patrný šum, který připisují na základě stejného chování v případě obou filtrů a vyloučení vlivu U/I a I/U převodníků a BNC kabelů obvodovému vektorovému analyzátoru.

Na Obrázku 4.3 jsou modulové charakteristiky pásmové propusti při přeladění charakteristického kmitočtu a činitele jakosti. Možné srovnání s výsledky simulací je na Obrázku 3.12. Z naměřených dat je zřejmé, že reálný filtr se více přibližuje ideální simulacím jak co se týče charakteristického kmitočtu, tak i dosaženého činitele jakosti a s nimi související šířky pásma.



Obr. 4.3: Měření filtru „CM2“ – přeladění f_0 a Q

V Tabulkách 4.2 a 4.3 jsou zanesena data odečtená z naměřených charakteristik, kde f_0 a Q_t jsou teoretické hodnoty charakteristického kmitočtu a činitele jakosti, $f_{0,mer}$ je naměřený charakteristický kmitočet, $B_{PP,mer}$ je naměřená šířka pásma a Q z nich vypočtený reálný činitel jakosti. Činitele jakosti jsou dopočítány podle (3.23).

Tab. 4.2: Řízení charakteristické frekvence filtru „CM2“ - výsledky měření

křivka	f_0 [kHz]	Q_t [-]	$f_{0,mer}$ [kHz]	$B_{PP,mer}$ [kHz]	Q [-]
1	95,492	0,6	87,76	139,89	0,65
2	159,154	1,0	148,30	140,98	1,04
3	238,732	1,5	221,12	150,00	1,47

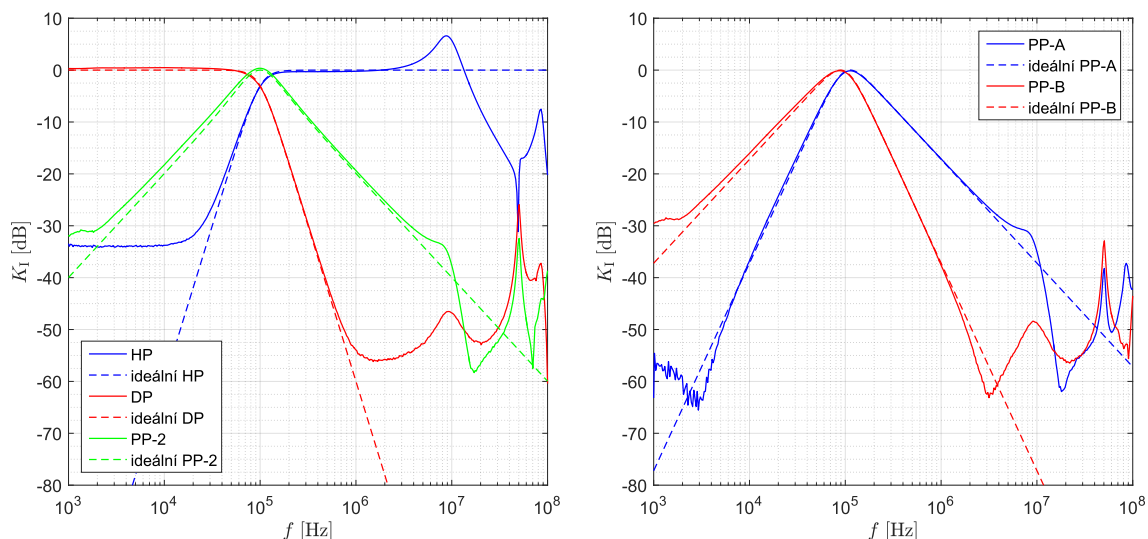
Tab. 4.3: Řízení činitele jakosti filtru „CM2“ - výsledky měření

křivka	f_0 [kHz]	Q_t [-]	$f_{0,mer}$ [kHz]	$B_{PP,mer}$ [kHz]	Q [-]
1	159,154	1,00	148,3	141,91	1,04
2	159,154	1,33	148,3	106,40	1,39
3	159,154	2,00	148,3	77,52	1,91

Odečtená data ze simulovaných charakteristik jsou pro porovnání dostupná v Tabulkách 3.5 a 3.6. Fázové charakteristiky dostupných přenosových funkcí jsou součástí elektronické přílohy v *.xlsx* souboru.

4.2 Měření filtru „FLF3“

Na Obrázku 4.4 jsou vyobrazeny modulové charakteristiky všech dostupných přenosových funkcí. Jak bylo zmíněno výše, mimo obvyklých funkcí 3. řádu jako dolní propust (DP) a horní propust (HP) obvod poskytuje tři pásmové propusti – dvě nesymetrické pásmové propusti „PP-A“ (-40 dB/dek na -20 dB/dek) a „PP-B“ (-20 dB/dek na -40 dB/dek) a pásmovou propust 2. řádu „PP-2“.

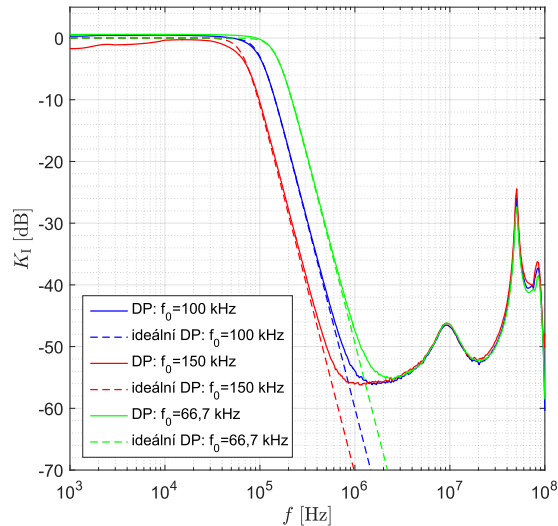


Obr. 4.4: Naměřené modulové charakteristiky filtru „FLF3“

Simulované modulové charakteristiky jsou na Obrázku 3.24. Z naměřených grafů je patrné, že sklon modulových charakteristik odpovídá ideálním simulacím. Reálné přenosy v nepropustných pásmech odpovídají simulacím s užitím tranzistorových modelů, od útlumu zhruba 50 dB až 60 dB už jsou přenosy téměř neměřitelné (nulový odstup signálu od šumu). Nejvíce je parazitními impedancemi ovlivněno spektrum nízkých kmitočtů, zde dochází k ustálení útlumu nepropustného pásma (horní propust a pásmové propusti se sklonem -20 dB/dek pod charakteristickým kmitočtem) na hodnotě $K_{\min} = -34$ dB. Úroveň propustného pásma pásmových propustí přesahuje při nastavení přenosu řídicích proudových zesilovačů na $B = 1$ úroveň jednotkového přenosu $K_{\max} > 0$ dB. Tento přenos v propustném pásmu je možné dodatečně upravit snížením zesílení proudových zesilovačů $B \leq 1$.

Na nízkých kmitočtech se opět vyskytuje šum, který zřejmě způsobil vektorový obvodový analyzátor. Na vysokých kmitočtech je opět možné pozorovat vliv parazitních reaktancí. Ty se nejvíce podepisují na horní propusti, kde způsobují již od 20 MHz nárůst přenosu v propustném pásmu až do $K_{\max} = 7$ dB.

Na Obrázku 4.5 je znázornění přeladění charakteristického kmitočtu po vzoru simulací z Obrázku 3.25. Přeladění je provedeno změnou transkonduktance všech MOTA zároveň tak, aby zůstaly ve stejném poměru.



Obr. 4.5: Měření filtru „FLF3“ – přeladění f_0

Stejně jako v případě filtru „CM2“, naměřené charakteristické kmitočty, které jsou zanesené v Tabulce 4.4, se více přibližují ideálním simulacím. Opět se nabízí srovnání s daty ze simulací využívající tranzistorové modely MOTA (multiple output transconductance amplifier, vícevýstupový transkonduktanční zesilovač) a MOCF (multiple output current follower, vícevýstupový proudový sledovač), které jsou zaneseny v Tabulce 3.8.

Tab. 4.4: Řízení charakteristické frekvence FLF filtru 3. řádu (naměřená data)

g_{m1} [mS]	g_{m2} [μ S]	g_{m3} [μ S]	$f_{0,id}$ [kHz]	$f_{0,tr}$ [kHz]
0,84	418,7	209,3	66,70	64,77
1,26	628,0	314,0	100,00	94,90
1,89	942,0	471,0	149,65	139,80

Fázové charakteristiky všech přenosových funkcí ve formátu souboru *.xlsx* jsou rovněž součástí elektronických příloh.

5 Závěr

V rámci bakalářské práce jsem navrhnul čtyři obvodová řešení elektronicky říditelných frekvenčních filtrů. Předpokladem pro všechny návrhy bylo, že obvod bude typu SISO (single input–single output).

První dva návrhy jsem realizoval pomocí metody uzlových napětí, tudíž jde o filtry 2. řádu pracující v napěťovém módu. Druhý z těchto návrhů vychází z prvního návrhu, je jeho modifikací. Cílem bylo umožnit dostupnost všech pěti základních přenosových funkcí a elektronickou říditelnost činitele jakosti, což se podařilo. Vzhledem k současným trendům v mikroelektronice při návrhu čipů, jako je například snižování napájecího napětí, jsem dále navrhnul filtr pracující v proudovém módu pomocí přidružené VM-CM transformace. Předlohou byl mnou navržený filtr v napěťovém módu, který poskytuje všechny základní přenosové funkce. Čtvrtou zde představenou strukturou je filtr 3. řádu v topologii FLF-OS (follow the leader feedback s výstupní sumací). Vybral jsem právě provedení se součtovým uzlem na výstupu, protože jde o ilustrativní provedení zvýrazňující výhody proudového módu, které zahrnují i snadnou realizaci některých operací, jako je například právě součet.

Všechny čtyři filtrační struktury jsou simulovány v programu SNAP, kde jsem ověřil správnost navržené přenosové funkce a následně v OrCAD PSpice, z něhož jsou veškeré simulační grafy představené v této bakalářské práci. Z průběhů modulových charakteristik je patrné, že navržené filtry jsou funkční a realizovatelné. Fázové charakteristiky v práci neuvádím, lze je ověřit v simulacích přiložených v elektronické příloze. V práci jsem se rovněž věnoval implementaci jednotlivých aktivních prvků a jejich simulacím.

Dva vybrané obvody, konkrétně filtr 2. řádu v proudovém módu a filtr 3. řádu v topologii FLF-OS, jsem podrobil parazitní, citlivostní a teplotní analýze, analýze stability a analýze Monte Carlo.

Hlavní výhodou topologie FLF je snadnost kaskádního návrhu. Když navíc uvážím variantu s výstupní sumací, podtrhují se zde výhody proudového módu, kdy suma lze realizovat pouhým uzlem, což vede k ušetření aktivních prvků a tím vyhnutí se potenciální nestabilitě obvodu. Další výhodou této topologie je vhodnost převodu do diferenčního tvaru za předpokladu, že je třeba filtr zařadit do řetězce s diferenčním signálem. Hlavně díky plovoucímu rezistoru a kondenzátoru toto není možné v případě filtrů navržených v rámci návrhu 1, 2 a 3. Jejich návrh pomocí metody uzlových napětí je pracnější, co se matematického aparátu týče. Návrh vyšších řádů filtrů touto metodou by vyžadoval náročnější matematické algoritmy pro zpětné řešení matic vyšších řádů. Naopak tyto filtry umožňují větší variabilitu přenosové funkce a proto jsem v případě návrhu 3 dokázal navrhnout filtr, který poskytuje všech 5 základních typů přenosových funkcí a ještě umožňuje elektronické řízení

charakteristické frekvence a činitele jakosti. Možnou nevýhodou je, že charakteristický kmitočet nelze přeladit nezávisle na činiteli jakosti – ten se bude měnit s ním. Naměřené fázové charakteristiky nejsou uvedeny přímo v práci, jsou však součástí elektronických příloh.

Transkonduktanční zesilovače jsou všeobecně poměrně jednoduchými bloky pro implementaci na čip. Oba dva tyto filtry jsem realizoval na desku plošného spoje a provedl experimentální měření. Toto měření potvrdilo funkčnost obou obvodových řešení jak co se týče rekonfigurace, tak i elektronické přeladitelnosti charakteristické frekvence a případně činitele jakosti. Při realizaci jsem využil univerzální proudové konvejory pro implementaci vícevýstupových transkonduktorů a proudových sledovačů a negativní proudové konvejory 2. generace s elektronicky říditelným přenosem pro implementaci proudových zesilovačů. Jejich parametry v práci srovnávám se simulacemi použitých tranzistorových modelů.

Literatura

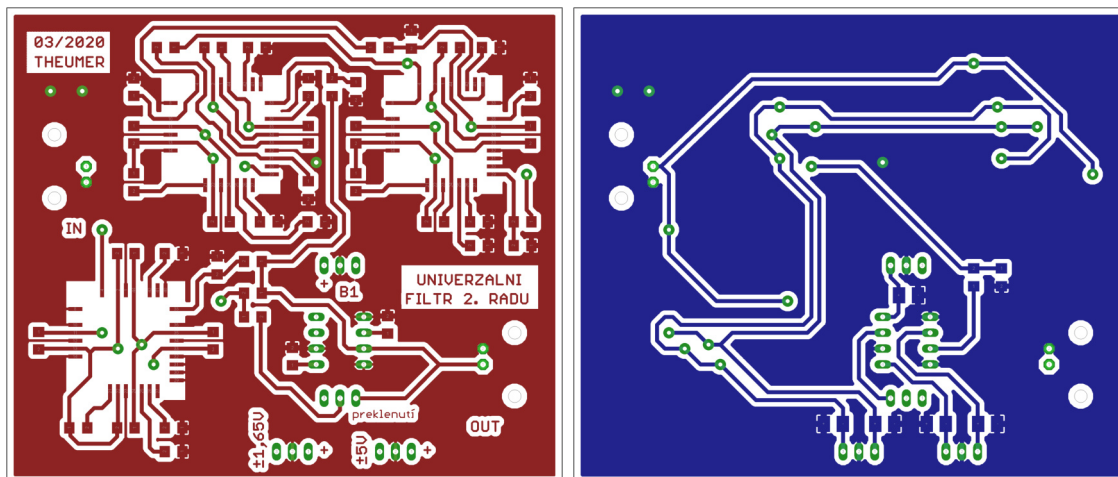
- [1] CHEN, Wai-Kai. *The circuits and filters handbook*. 2nd ed. Boca Raton, FL: CRC Press, c2003. ISBN 0-8493-0912-3.
- [2] DOLEČEK, Jaroslav. *Moderní učebnice elektroniky*. Praha: BAN – technická literatura, 2009. ISBN 978-80-7300-240-4.
- [3] ZUMBAHLEN, Hank. *Basic linear design*. Analog Devices, Inc., 2007. ISBN 0-916550-28-1.
- [4] KOTON, Jaroslav a VRBA, Kamil. [online]. *Filtrační analogové obvody pro integrovanou výuku VUT a VŠB-TUO*. VUT Brno, 1. vydání, 2014 [cit. 8.12.2019]. ISBN 978-80-214-5067-7. Dostupné z: <https://vut-vsrb.cz/home/get-file?file=412&%3Bportal=Portal2>
- [5] TOUMAZOU, C., LIDGEY, F. J., a HAIGH, D. *Analogue IC design: the current-mode approach*. London: The Institution of Electrical Engineers, 2008. ISBN 0-86341-297-1.
- [6] ŠOTNER, R., PETRŽELA, J., JEŘÁBEK, J. a DOSTÁL, T. [online] *Reconnection-less OTA-based Biquad Filter with Electronically Reconfigurable Transfers*. ELECTRONICS, roč. 21, č. 3, 2015 [cit. 8.12.2019]. Dostupné z: <http://www.eejournal.ktu.lt/index.php/elt/article/view/10205>
- [7] Texas Instruments. [online katalogový list]. *UAF42*. 2010 [cit. 8.12.2019]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uaf42.pdf>
- [8] HERENC SAR, N., JEŘÁBEK, J., KOTON, J., VRBA, K., MINAEI, S., GÖKNAR, I. [online]. *Pole Frequency and Pass-Band Gain Tunable Novel Fully-Differential Current-Mode All-Pass Filter*. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2015. [cit. 26.04.2020]. Dostupné z: https://www.academia.edu/29938505/Pole_frequency_and_pass-band_gain_tunable_novel_fully-differential_current-mode_all-pass_filter
- [9] Intersil (Elantec). *EL2082CN*. Current-Mode Multiplier, 1996, 16 s. [cit. 14.12.2019]. Dostupné z: <http://www.intersil.com>
- [10] Texas Instruments. [online katalogový list]. *VCA810*. poslední úpravy 2015 [cit. 13.12.2019]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/vca810.pdf>

- [11] Texas Instruments. [online katalogový list]. *VCA822*. revidováno 2015 [cit. 24.05.2020]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/sbos343d/sbos343d.pdf?ts=1590335947458>
- [12] Texas Instruments. [online katalogový list]. *VCA824*. revidováno 2019 [cit. 24.05.2020]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/vca824.pdf?ts=1590336263927>
- [13] GUPTA, A. [online]. *A Study on Current Conveyors and their Applications*. Journal of Multi Disciplinary Engineering Technologies, 2016. ISSN: 0974-1771. [cit. 27.04.2020]. Dostupné z: <http://www.jmdet.com/wp-content/uploads/2016/05/Paper-02.pdf>
- [14] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. [online]. *Vybrané vlastnosti univerzálního proudového konvejeoru, ukázka návrhu aplikace*. Internetový časopis Elektrotechnika, 2006. [cit. 29.04.2020]. Dostupné z: <http://www.elektrotechnika.cz/clanky/06041/index.html>
- [15] ŠOTNER, R., PETRŽELA, J., JEŘÁBEK, J., VRBA, K. a DOSTÁL, T. [online] *Solutions of reconnection-less OTA-based biquads with electronical transfer response reconfiguration*. 25th International Conference Radioelektronika, Pardubice, 2015. ISBN 978-1-4799-8119-9. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7128991>
- [16] Texas Instruments. [online katalogový list]. *OPA860*. poslední úpravy 2008 [cit. 12.12.2019]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa860.pdf>
- [17] Analog Devices, Inc. [online katalogový list]. *LT1228*. poslední úpravy 2012 [cit. 12.12.2019]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/1228fd.pdf>
- [18] LANGHAMMER, L., ŠOTNER, R. a DOSTÁL, T. [online] *New Solution of a Frequency Filter with Reconnection-less Reconfiguration of Its Transfer*. 29th International Conference Radioelektronika, Pardubice, 2019. ISBN 978-1-5386-9322-3. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8733544>
- [19] MATĚJÍČEK, L., VRBA, K. [online]. *Komplexní citlivostní analýza*. Internetový časopis Elektrotechnika. UTKO FEKT Brno, 2001. [cit. 14.05.2020]. Dostupné z: <http://www.elektrotechnika.cz/clanky/01003/index.html>

- [20] BIOLEK, D., BIOLKOVÁ, V. a KOLKA, Z. *Universal Current-Mode OTA-C KHN Biquad* World Academy of Science, Engineering and Technology: International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering, roč. 1, č. 7, 2007. [cit. 20.03.2020].
Dostupné z: <https://user.unob.cz/biolek/veda/articles/ICECS07.pdf>
- [21] DOSTÁL, T., ŠOTNER, R. a SLEZÁK, J. [online] *Current-Mode Circuits Based on SIMO OTA: Review and New Applications in Filters*. Contemporary Engineering Sciences, roč. 2, č. 10, 2009, p. 479-496 [cit. 9.12.2019].
ISSN: 1314-7641. Dostupné z: <http://www.m-hikari.com/ces/ces2009/ces9-12-2009/slezakCES9-12-2009.pdf>
- [22] DOSTÁL, T. [online] *Filters with Multi-Loop Feedback Structure in Current Mode*. Radioengineering, 2003, roč. 12, č. 3, s. 6-11 [cit. 9.12.2019].
ISSN 1805-9600. Dostupné z: <https://www.radioeng.cz/papers/2003-3.htm>
- [23] KOLI, K. *CMOS Current Amplifiers: Speed versus Nonlinearity*. Helsinki University of Technology, Department of Electrical and Communications Engineering, 2010. ISBN 951-22-5193-0.

Příloha A: Desky plošného spoje

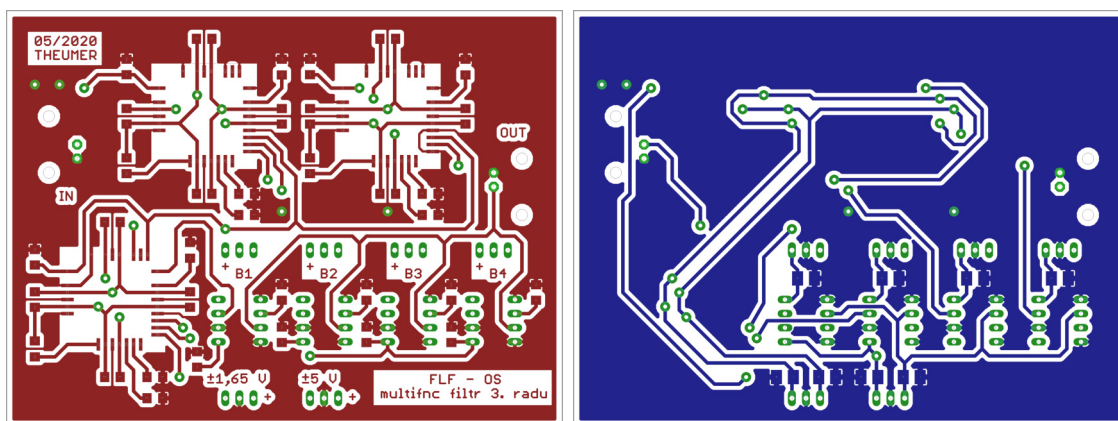
Dvě vybraná zapojení byla realizována za účelem experimentálního měření na oboustranné desce plošného spoje. Desky plošného spoje byly navrženy v programu Eagle a motivy jsou znázorněny na Obrázcích 5.1 a 5.2. Data ve formátu *.sch* a *.brd* jsou přiložena v elektronické příloze.



(a) strana součástek „TOP“

(b) strana spojů „BOTTOM“

Obr. 5.1: Deska plošného spoje realizující filtr 2. řádu „CM2“



(a) strana součástek „TOP“

(b) strana spojů „BOTTOM“

Obr. 5.2: Deska plošného spoje realizující filtr topologie FLF 3. řádu „FLF3“

V Tabulce 5.1 je uveden seznam součástek pro realizaci obou filtrů v defaultním nastavení, tzn. s navrženým činitelem jakosti a charakteristickým kmitočtem. Pro změnu charakteristického kmitočtu nebo činitele jakosti je třeba dalších rezistorů, (případně paralelních kombinací), které nejsou uvedeny. Pro účely experimentálního měření je na desce plošného spoje filtru „CM2“ přidáno několik komponent za účelem snadnějšího oživení. Jsou jimi

- a) nulové propojky – možnost připojení nebo uzemnění výstupů UCC,
- b) pinhead konektor s jumperem pro umožnění překlenutí IO EL2082.

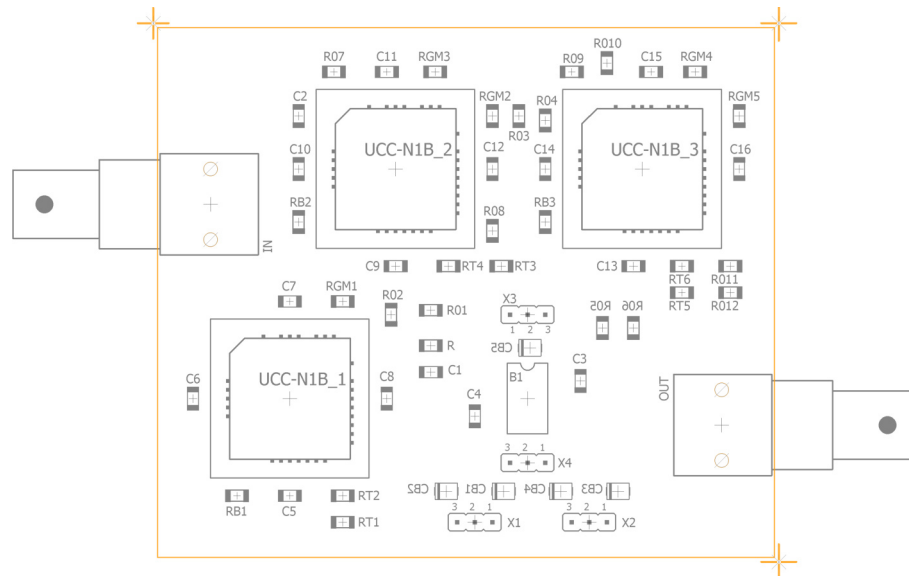
Tab. 5.1: Seznam komponent pro realizaci filtrů CM2 a FLF3

komponenta	počet	popis	
IO UCC_N1B-0520	6	univerzální proudový konvektor	
IO EL2082	5	negativní proudový konvektor (CCII-)	
rezistory	1 k Ω	6	pouzdro SMD 1206, tolerance 5 %
	4,7 k Ω	6	SMD 1206, 5 % (R_B)
	8,2 k Ω	12	SMD 1206, 5 % (R_T)
	1,6 k Ω	1	SMD 1206, 5 %
	3,3 k Ω	1	SMD 1206, 5 %
	3,9 k Ω	1	SMD 1206, 5 %
	91 k Ω	1	SMD 1206, 5 %
nulové propojky	0R	6	SMD 1206
kondenzátory	1 nF	5	SMD 1206, 20 % (filtrační)
	68 pF	24	SMD 1206, 20 % (blokování UCC)
	47 nF	24	SMD 1206, 20 % (blokování UCC)
	100 nF	10	SMD 1206, 20 % (blokování EL2082)
	2,2 μ F	5	SMD B, 20 % (řídící vstup EL2082)
	4,7 μ F	8	SMD B, 20 % (bypass napájení)
konektory	pinhead 3	10	vstupy napájecího napětí, překlenutí
	BNC	4	signálové vstupy/výstupy
patice	PLCC-44	6	patice pro čipy UCC_N1B-0520
	DIP8	5	patice pro čipy EL2082
jumper		1	překlenutí IO EL2082

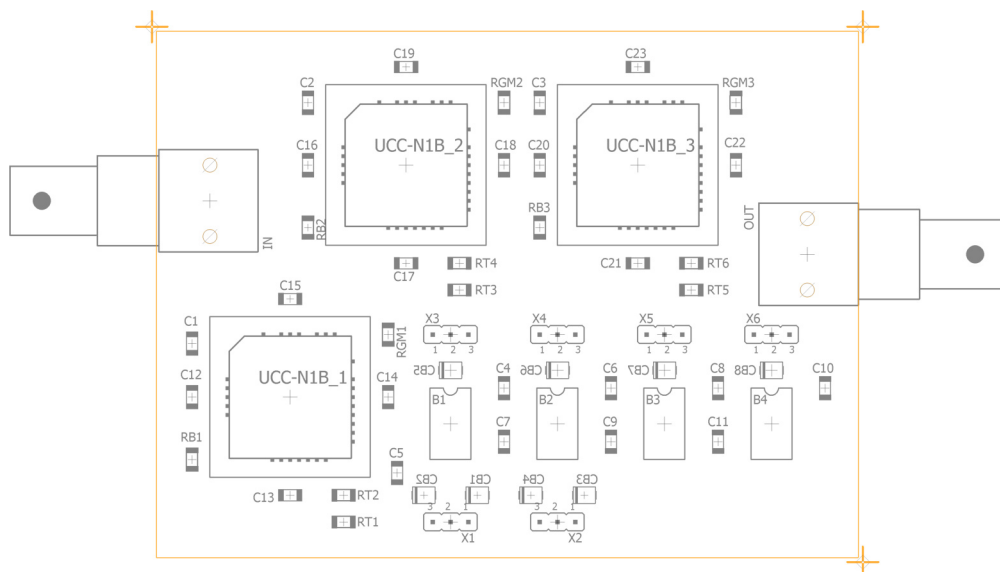
Pozn. 1: paralelní kombinace rezistorů pro jednotlivé transkonduktance „FLF3“
 $R_{GM1} = 3k9|1k$, $R_{GM2} = 1k6$, $R_{GM3} = 3k3|91k$

Pozn. 2: blokovácí kapacita napájení čipu UCC_N1B-0520: 68p|47n

Na Obrázku 5.3 jsou osazovací plány obou desek plošných spojů. Plány jsou ze strany „TOP“, popisy pro součástky osazované na stranu „BOTTOM“ jsou zrcadlově otočené. Podrobná schémata jsou součástí elektronické přílohy.



(a) filtr „CM2“



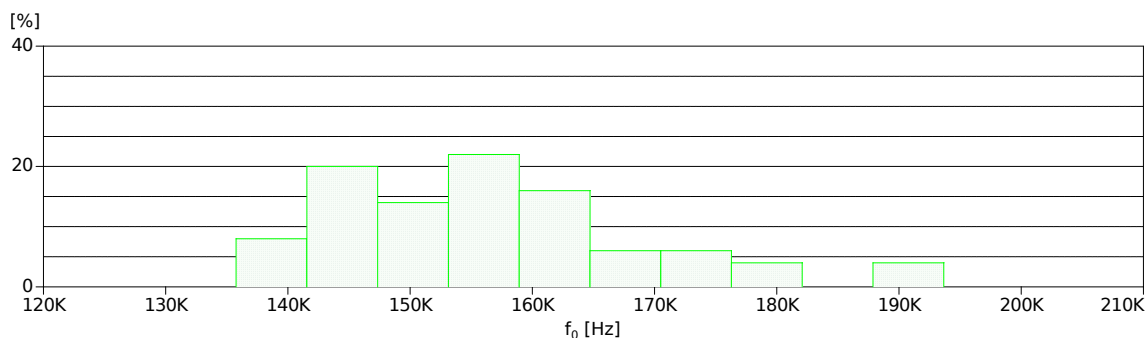
(b) filtr „FLF3“

Obr. 5.3: Osazovací plány pro realizované filtry

Příloha B: Histogram Monte Carlo analýzy

V rámci analýzy Monte Carlo u filtru „CM2“ zde uvádím histogram rozdělení pracovního kmitočtu f_0 pro pásmovou propust. Analýza Monte Carlo byla provedena pro uniformní rozdělení a 100 běhů. Tolerance rezistorů byla nastavena na 5 % a kapacitorů na 20 %. Z histogramu je možné vyčíst, kolik filtrů by při daném pravděpodobnostním rozložení odpovídalo zvolené toleranci charakteristického kmitočtu.

Celkem 22 % vyrobených obvodů má podle této analýzy charakteristický kmitočet v rozmezí 154 kHz až 159 kHz. Kondenzátory s tolerancí 20 % jsou již poměrně nepřesné a rozptyl je veliký.



Obr. 5.4: Histogram rozložení charakteristického kmitočtu filtru „CM2“

Příloha C: Butterworthova aproximace

Filtr 3. řádu v topologii FLF-OS je navržen podle Butterworthovy aproximace. Kaskádní syntéza vychází z normované dolní propusti (dále NDP), jejíž koeficienty přenosové funkce jsou zaneseny v tabulce níže. Srovnáním tabulkou předepsaného a dosaženého činitele jakosti pro daný řád lze vyhodnotit správnost návrhu. [4]

Legenda: n – řád filtru, i – index bloku kaskády, a_{ni} – koeficienty čitatele přenosové funkce, b_{ni} – koeficienty jmenovatele přenosové funkce, f_{mi}/f_m – normovaný kmitočet, Q_i – činitel jakosti daného bloku kaskády.

Tab. 5.2: Koeficienty přenosové funkce NDP aproximované podle Butterwortha

n	i	a_{ni}	b_{ni}	f_{mi}/f_m	Q_i
1	1	1,0000	0,0000	1,0000	–
2	1	1,4142	1,0000	1,0000	0,71
3	1	1,0000	0,0000	1,000	–
	2	1,0000	1,0000	1,272	1,00
4	1	1,8478	1,0000	0,719	0,54
	2	0,7654	1,0000	1,390	1,31
5	1	1,0000	0,0000	1,000	–
	2	1,6180	1,0000	0,859	0,62
	3	0,6180	1,0000	1,448	1,62
6	1	1,9319	1,0000	0,676	0,52
	2	1,4142	1,0000	1,000	0,71
	3	0,5176	1,0000	1,479	1,93

Příloha D: Obsah elektronické přílohy

Adresářová struktura elektronické přílohy:

```
/ ..... kořenový adresář ZIP archivu
├── simulace_pspice ..... simulace, OrCAD Capture 16.6
│   ├── navrh1_munv1.zip ..... kompletní OrCAD projekt filtru 1
│   ├── navrh2_munv2.zip ..... kompletní OrCAD projekt filtru 2
│   ├── navrh3_cm2.zip ..... kompletní OrCAD projekt filtru 3
│   └── navrh4_flf3.zip ..... kompletní OrCAD projekt filtru 4
├── simulace_SNAP ..... simulace, SNAP 3v2
│   ├── navrh1_munv1.sde
│   ├── navrh2_munv2.sde
│   ├── navrh3_cm2.sde
│   └── navrh4_flf3.sde
├── citlivostni_analyza ..... skripty, Maple 2018
│   ├── CM2
│   │   ├── citlivost_DP_cm.mw
│   │   ├── citlivost_HP_cm.mw
│   │   ├── citlivost_PP_cm.mw
│   │   ├── citlivost_PZ_cm.mw
│   │   └── citlivost_FC_cm.mw
│   ├── FLF3
│   │   ├── citlivost_DP_flf_se.mw
│   │   ├── citlivost_HP_flf_se.mw
│   │   ├── citlivost_pp2_flf_se.mw
│   │   ├── citlivost_ppA_flf_se.mw
│   │   └── citlivost_ppB_flf_se.mw
├── DPS_data ..... desky plošného spoje, Eagle 8.3.2
│   ├── filtr_CM2
│   │   ├── cm_2_radu.sch
│   │   └── cm_2_radu.brd
│   ├── filtr_FLF3
│   │   ├── flf_3_radu.sch
│   │   └── flf_3_radu.brd
├── namerene_fr_charakteristiky.xlsx .... naměřená data fázových charakteristik
├── schema_CM2.png ..... kompletní realizační schéma filtru „CM2“
└── schema_FLF3.png ..... kompletní realizační schéma filtru „FLF3“
```