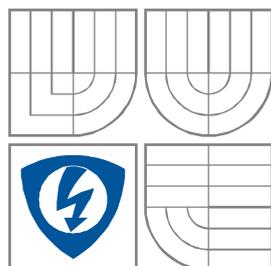


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A
KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

FRAKTÁLNÍ STRUKTURY NECELOČÍSELNÉHO ŘÁDU

Fractional-order filter structures

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

BC. FILIP LEFLER
AUTHOR

ING. JAN DVOŘÁK
SUPERVISOR

BRNO 2015



Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Telekomunikační a informační technika**

Ústav telekomunikací

Student: Bc. Filip Lefler

ID: 146889

Ročník: 2

Akademický rok: 2015/16

NÁZEV TÉMATU:

Filtrační struktury neceločíselného řádu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Práce se zabývá problematikou analogových kmitočtových filtrů neceločíselného (fraktálního) řádu pracujících v proudovém módu. V rámci diplomové práce se seznámte s problematikou kmitočtových filtrů a provedte návrh, popř. z literatury vytipujte nejméně čtyři filtrační struktury. Vlastnosti všech obvodů ověřte simulacemi za pomoci dostupných simulačních modelů. U každého filtru ověřte, zda existuje možnost ladit jeho řád, popř. provedte simulace pro minimálně tři různé hodnoty řádu daného filtru. Dále ověřte, zda není možné ladit některý z parametrů daného filtru. Získané výsledky vhodně vyhodnoťte. Vlastnosti vybraného obvodu ověřte experimentálním měřením.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] BIOLEK, D., R. SENANI, V. BIOLKOVÁ a Z. KOLKA. Active Elements for Analog Signal Processing: Classification, Review, and New Proposals. Radioengineering [online]. 2008, 17(4), s. 15-32. ISSN 1210- 2512.

[2] MAUNDY, B., A.S. ELWAKIL a T.J. FREEBORN. On the practical realization of higher-order filters with fractional stepping. Signal Processing [online]. 2011, 91(3), s. 484-491. DOI: 10.1016/j.sigpro.2010.06.018.

Termín zadání: 1.2.2016

Termín odevzdání: 25.5.2016

Vedoucí práce: Ing. Jan Dvořák

Konzultant diplomové práce:

doc. Ing. Jiří Mišurec, CSc., předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Diplomová práce se zabývá kmitočtovými filtry neceločíselného řádu. Je tu popsán jejich návrh, jejich simulace a jejich praktická realizace. První část práce je zaměřena na úvod do kmitočtových filtrů. Následuje kapitola zabývající se různými návrhy kmitočtových filtrů neceločíselného řádu. Další kapitola popisuje aktivní prvky použité v této práci. Dále tu je stručně popsána metoda signálových toků. Následuje popis teoretického návrhu kmitočtového filtru prvního až druhého řádu typu dolní propust a horní propust mezi prvním a druhým řádem. Další část práce je zaměřena na samotný návrh a simulaci čtyř zapojení. Jedná se o dvě zapojení za použití transkonduktančního zesilovače (BOTA) a dvě zapojení složené pomocí proudových sledovačů. Poslední část práce se zabývá praktickou realizací dvou vybraných kmitočtových filtrů neceločíselného řádu.

KLÍČOVÁ SLOVA

kmitočtový filtr, fraktální řád, grafy signálových toků, ACA, DACA, OTA, BOTA, MCMI, UCC, transkonduktance, proudový mód

ABSTRACT

Semestral thesis deals with fractional-order frequency filters. There is describe proposal of the filter, their simulations and practical realizations. The first part is focused at the introduction to a frequency filters. The following is chapter which explore various proposals fractional-order frequency filters. The next chapter describes used activ elements in this thesis. Then there is briefly described a method of the signal flow graphs. The following is a description of the theoretical design of lowpass and highpass frequency filter, where order of the filter is between the first and second. Another part deal with the design and simulation of the four circuits. There are two curcuits consists of transconductance amplifiers (BOTA) and two curcuist consists of current followers. The last part of the thesis deals with practical realization of the two fractional-order filters.

KEYWORDS

frequency filter, fractal order, signal flow graphs, ACA, DACA, OTA, BOTA, MCMI, UCC, transconductance, current mode

LEFLER, F. *Filtrační struktury neceločíselného řádu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 92 s. Vedoucí semestrální práce Ing. Jan Dvořák.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Fraktální struktury neceločíselného řádu jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové 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 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 především svému vedoucímu semestrální práce, panu *Ing. Janu Dvořákovi* za odborné rady, čas, který mi věnoval, bezproblémovou komunikaci a trpělivost.

Děkuji také svým blízkým za jejich podporu.

V Brně dne

.....
podpis autora

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

OBSAH

1. Úvod.....	13
2. Kmitočtové filtry	14
2.1 Dělení filtrů	14
Rozložení kmitočtového pásma.....	14
Použití součástek při sestavování filtru.....	16
Celočíselné a neceločíselné filtry	16
2.2 Neceločíselného kmitočtový filtr	17
Stabilita.....	17
Využití neceločíselných systémů	18
3. Druhy návrhů neceločíselných filtrů a neceločíselné systémy	20
3.1 Pasivní dvojpól.....	20
3.2 Dvouterminálové fraktální zařízení.....	21
3.3 Sinusové oscilátory fraktálního řádu	22
3.4 Zobecnění filtrů prvního řádu na filtry fraktálního řádu	24
3.5 Kontroler fraktálního řádu.....	24
Dominový žebříkový obvod	25
Měnič se zápornou impedancí	25
3.6 Butteworthův filtr	26
4. Použité aktivní prvky	27
4.1 Univerzální proudový konvektor.....	27
4.2 Operační transkonduktanční zesilovač.....	28
4.3 Proudové zrcadlo	29
4.4 Proudový zesilovač.....	30
4.5 Proudový zesilovač EL2082.....	31
5. Použité metody návrhu kmitočtových filtrů	33
5.1 Grafy signálových toků	33
6. Použitý návrh neceločíselného filtru	35

6.1	Neceločíselný Butterworthův filtr	35
	Dolní propust řádu $1 + \alpha$ ($0 < \alpha < 1$)	35
	Horní propust řádu $1 + \alpha$ ($0 < \alpha < 1$).....	39
	Neceločíselný Butterworthův filtr – dolní propust vyššího řádu $n + \alpha$ ($0 < \alpha < 1$)	40
7.	Návrh a analýza kmitočtových filtrů.....	42
7.1	Neceločíselný kmitočtový filtr typu dolní propust, za použití tří operačních transkonduktančních zesilovačů a tří proudových zrcadel.....	43
7.2	Neceločíselný kmitočtový filtr typu horní propust, za použití tří operačních transkonduktančních zesilovačů a čtyř proudových zrcadel	47
7.3	Neceločíselný kmitočtový filtr typu dolní propust s proudovými sledovači	49
7.4	Neceločíselný kmitočtový filtr typu horní propust s proudovými sledovači.....	52
8.	Praktická realizace a měření vybraných kmitočtových filtrů	56
8.1	Neceločíselný kmitočtový filtr typu horní propust za použití dvou zesilovačů v proudovém módu a tří transkonduktanční zesilovačů.....	56
	8.1.1 Popis a realizace obvodu.....	56
	8.1.2 Měření obvodu	57
8.2	Neceločíselný kmitočtový filtr typu dolní propust za použití dvou zesilovačů v proudovém módu a tří proudových sledovačů.....	65
	8.2.1 Popis a realizace obvodu.....	65
	8.2.2 Měření obvodu	66
9.	Závěr	74
	LITERATURA.....	76
	Seznam příloh.....	81
A.	SCHÉMATA, DPS A FOTOGRAFIE VYBRANÝCH FRAKTÁLNÍCH KMITOČTOVÝCH FILTRŮ	82
B.	OBSAH PŘILOŽENÉHO CD	92

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 2.1: Ideální filtr typu a) Horní propust b) Dolní propust c) Pásmová propust d) Pásmová zadrž.....	15
Obrázek 3. 1: Zapojení pasivního dvojpólu pro modelování fraktálních kapacitorů.....	21
Obrázek 3. 2: Zapojení tranzistoru FET, operujícího v regionu triody, chovajícího se jako uzeměný fraktální kapacitor.....	22
Obrázek 3. 3: Realizace obvodů (a) fraktálního kapacitoru řádu $\alpha = 0,5$. (b) fraktálního kapacitoru jakéhokoli řádu $\alpha < 1$. (c) Wienova oscilátoru fraktálního řádu. (d) záporného fraktálního rezistoru RC oscilátoru a (e) LC oscilátoru fraktálního řádu [21].....	23
Obrázek 3. 4: Konečný žebříkový obvod.....	25
Obrázek 3. 5: Měnič se zápornou impedancí.....	26
Obrázek 4. 1: a) Schématická značka CCII. b) Hybridní matice popisující chování CCII.....	27
Obrázek 4. 2: a) Schématická značka UCC b) Hybridní matice, popisující chování UCC.....	28
Obrázek 4. 3: a) Schématická značka BOTA. b) Zapojení UCC jako BOTA.....	29
Obrázek 4. 4: a) Schématická značka MCMI. b) Zapojení UCC jako MCMI.....	30
Obrázek 4. 5: Schématická značka DACA.....	31
Obrázek 4. 6: Schéma EI2082.....	32
Obrázek 4. 7: Závislost výstupního proudu GAIN na nastavovaném proudu V_{GAIN}	32
Obrázek 5. 1: Příklad grafu signálových toků pro návrh filtru fraktálního řádu.....	34
Obrázek 6. 1: Topologie neceločíselného filtru typu dolní propust řádu $1+\alpha$	38
Obrázek 6. 2: Topologie neceločíselného filtru typu horní propust řádu $1+\alpha$	40
Obrázek 6. 3: Topologie neceločíselného filtru typu dolní propust řádu $n+\alpha$	40
Obrázek 7. 1: Schéma zapojení dolní propusti s aktivním prvek BOTA.....	43
Obrázek 7. 2: Graf signálových toků dolní propusti s aktivním prvek BOTA.....	44
Obrázek 7. 3: Všechny simulace pro zapojení dolní propust s BOTA.....	46
Obrázek 7. 4: Schéma zapojení horní propusti s aktivním prvek BOTA.....	47
Obrázek 7. 5: Graf signálových toků horní propusti s aktivním prvek BOTA.....	47

Obrázek 7. 6: Všechny simulace pro zapojení horní propust s BOTA.....	49
Obrázek 7. 7: Schéma zapojení dolní propusti se sledovačem.....	50
Obrázek 7. 8: Graf signálových toků dolní propusti - sledovač.....	50
Obrázek 7. 9: Všechny simulace pro zapojení dolní propust se sledovači.....	52
Obrázek 7. 10: Schéma zapojení horní propusti se sledovačem.....	53
Obrázek 7. 11: Graf signálových toků horní propusti – sledovač.....	53
Obrázek 7. 12: Všechny simulace pro zapojení horní propust se sledovači.....	55
Obrázek 8. 1: Topologie neceločíselného filtru typu horní propust.....	56
Obrázek 8. 2: Schéma zapojení fraktálního filtru horní propust z článku [22].....	57
Obrázek 8. 3: Porovnání poklesu strmosti útlumu pro počítačovou simulaci a reálné měření pro různé řády fraktálního filtru typu horní propust s počátečním kmitočtem 100 kHz.....	58
Obrázek 8. 4: Porovnání fáze pro počítačovou simulaci a reálné měření pro různé řády fraktálního filtru typu horní propust s počátečním kmitočtem 100 kHz.....	60
Obrázek 8. 5: Porovnání poklesu strmosti útlumu pro počítačovou simulaci a reálné měření pro vybrané kmitočty fraktálního filtru typu horní propust s 1,5 řádem.....	61
Obrázek 8. 6: Porovnání fáze pro počítačovou simulaci a reálné měření pro vybrané počáteční kmitočty fraktálního filtru typu horní propust s 1,5 řádu.....	62
Obrázek 8. 7: Porovnání poklesu strmosti útlumu pro počítačovou simulaci a reálné měření pro vybrané kmitočty fraktálního filtru typu horní propust s 1,5 řádem.....	63
Obrázek 8. 8: Porovnání fáze pro počítačovou simulaci a reálné měření pro vybrané počáteční kmitočty fraktálního filtru typu horní propust s 1,5 řádu.....	64
Obrázek 8. 9: Topologie neceločíselného filtru typu dolní propust.....	65
Obrázek 8. 10: Schéma zapojení fraktálního filtru typu dolní propust.....	66
Obrázek 8. 11: Porovnání poklesu strmosti útlumu pro počítačovou simulaci a reálné měření pro různé řády fraktálního filtru typu dolní propust s počátečním kmitočtem 100 kHz.....	67
Obrázek 8. 12: Porovnání fáze pro počítačovou simulaci a reálné měření pro různé řády fraktálního filtru typu dolní propust s počátečním kmitočtem 100 kHz.....	79
Obrázek 8. 13: Porovnání poklesu strmosti útlumu pro počítačovou simulaci a reálné měření pro vybrané kmitočty fraktálního filtru typu dolní propust s 1,5 řádem.....	70

Obrázek 8. 14: Porovnání fáze pro počítačovou simulaci a reálné měření pro vybrané počáteční kmitočty fraktálního filtru typu dolní propust s 1,5 řádu.....	71
Obrázek 8. 15: Porovnání poklesu strmosti útlumu pro počítačovou simulaci a reálné měření pro vybrané kmitočty fraktálního filtru typu dolní propust s 1,5 řádem.....	72
Obrázek 8. 16: Porovnání fáze pro počítačovou simulaci a reálné měření pro vybrané počáteční kmitočty fraktálního filtru typu dolní propust s 1,5 řádu.....	73

1. Úvod

Kmitočtové filtry dnes mají v elektronice velké množství využití. Jejich možnosti však ještě nejsou, jestli vůbec někdy budou, vyčerpány. Právě teď se věnuje velká pozornost neceločíselným kmitočtovým filtrům, kterým se daří lépe modelovat vlastnosti samotné matky přírody. Neceločíselné, neboli fraktální kmitočtové filtry jsou hlavním tématem této práce. I když existují už dlouhou dobu, tak zatím nedošlo k jejich průmyslové výrobě, a proto se navrhuje pomocí úprav celočíselných kmitočtových filtrů.

Pro návrh těchto filtrů lze použít různé způsoby. Můžeme k tomu mimo jiné využít i obvody se soustředěnými parametry nebo Butterworthův filtr, který je použit v této práci. Neceločíselné kmitočtové filtry zatím sice nemají velké využití, ale mohou být využity v oblastech medicíny, PID (Proportional Integral Derivative) kontrolerů a také v radioelektronice.

Všechny filtry navržené v této práci pracují v proudovém módu. Velká výhoda pro budoucí vývoj filtrů pracujících v proudovém módu, oproti filtrům pracujícím v napěťovém módu je, že při zmenšování obvodů, čímž se snižuje napájecí napětí, zůstane dynamický rozsah zpracovávající signál nezměněn. Proudový mód kmitočtových filtrů dále zajišťuje lepší vlastnosti, například pro odstup signálu od šumu nebo pro šířku pásma.

2. Kmitočtové filtry

Kmitočtové filtry jsou elektrické obvody a patří do lineárních dvojbranů, čili čtyřpólů. Nejčastěji se používají pro výběr harmonických složek signálu. Tedy propustí bez útlumu, nebo jen s malým útlumem, pouze část harmonických složek spektra zpracovávaného signálu. Kmitočtové pásmo, ve kterém jsou harmonické složky, jež nejsou utlumeny, se nazývá propustné pásmo. Harmonické složky v ostatních kmitočtech jsou v nepropustném pásmu, neboli v pásmu útlumu. Nejčastěji tyto vlastnosti vyjadřujeme jako závislost modulu napěťového či proudového přenosu na kmitočtu, čili kmitočtovou nebo modulovou charakteristikou. Mohou však být využity například i k fázovému zpoždění [5], [25].

Kmitočtové filtry se řadí do základních stavebních bloků pro zpracování přijímaných signálů a v zásadě můžeme tvrdit, že téměř všechny oblasti elektroniky, alespoň v omezené míře, používají tyto filtry. Jako příklady můžeme uvést využití dolní propusti v usměrňovačích pro potlačení vyšších harmonických složek nebo pásmové propusti pro výběr přijímaných signálů v radiotechnice [5], [23].

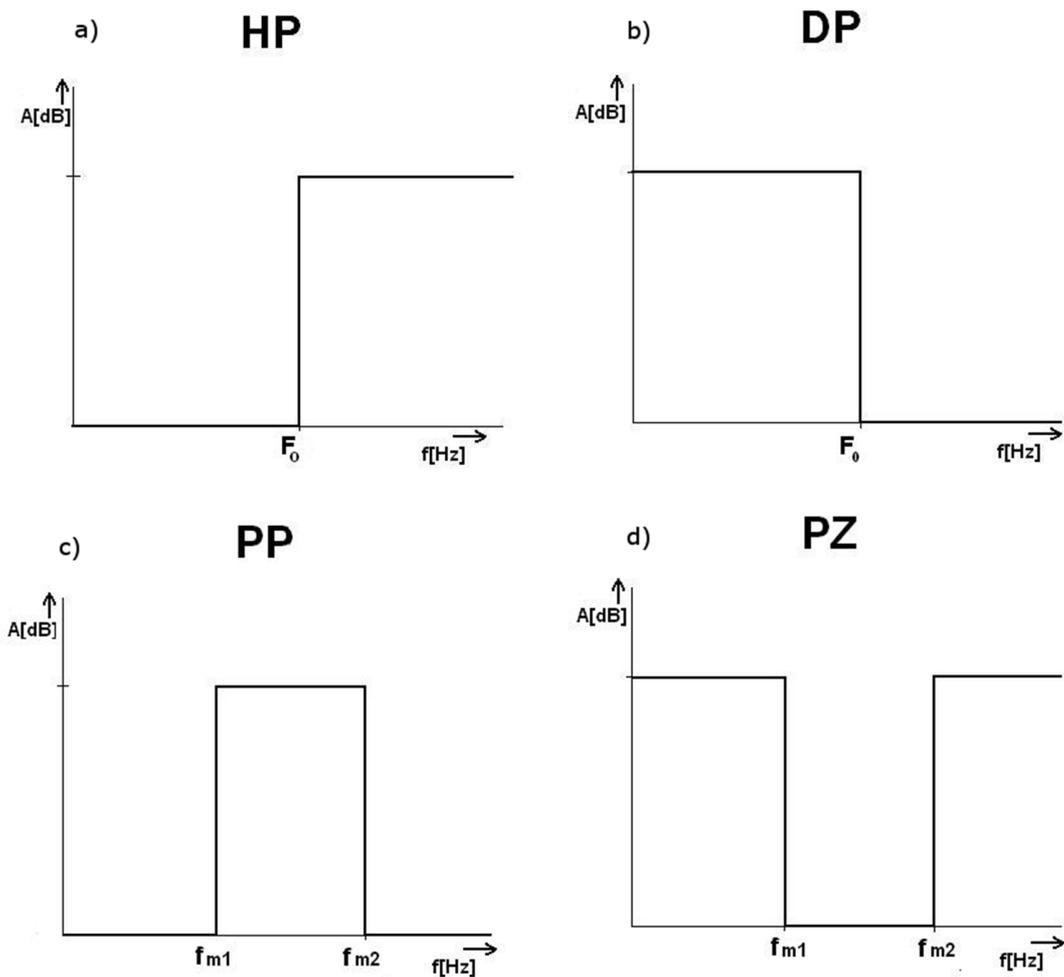
2.1 Dělení filtrů

Dělení kmitočtových filtrů může být následující: podle rozložení propustného pásma, podle použitých součástek a dále na diferenční a nediferenční nebo na celočíselné a neceločíselné.

Rozložení kmitočtového pásma

Velmi časté rozdělení kmitočtových filtrů je podle kmitočtů nacházejících se v propustném pásmu.

- Horní propust (HP) – propouští pouze kmitočty, které jsou větší, než je mezní kmitočet F_0 .
- Dolní propust (DP) – propouští pouze kmitočty, které jsou menší, než je mezní kmitočet F_0 .
- Pásmová propust (PP) – propouští pouze určité kmitočtové pásmo od f_{m1} do f_{m2} .
- Pásmová zádrž (PZ) – nepropouští pouze určité kmitočtové pásmo od f_{m1} do f_{m2} .
- Fázovací člunek (FČ) – propustí všechny kmitočty, ale mění jejich fázové zpoždění.



Obrázek 1.1: Ideální filtr typu a) Horní propust b) Dolní propust c) Pásmová propust d) Pásmová zadrž

Jako příklad si uvedeme dolní propust prvního a druhého řádu. Dolní propust prvního řádu má přenos popsáný rovnicí:

$$K(\mathbf{p}) = \frac{1}{1 + \mathbf{p}} \quad (2.1)$$

Dolní propust druhého řádu má přenosovou rovnici:

$$K(\mathbf{p}) = \frac{1}{(1 + \mathbf{p})^2} \quad (2.2)$$

kde $p = j\omega$ je komplexní proměnná.

Obecná přenosová funkce kmitočtových filtrů prvního řádu vypadá takto:

$$K(p) = K_0 \frac{\omega_0}{\omega_0 + p} \quad (2.3)$$

Obecná přenosová funkce kmitočtových filtrů druhého řádu vypadá takto:

$$K(p) = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2} \quad (2.4)$$

kde a, b jsou reálné koeficienty a $p = j\omega$ je komplexní proměnná. Koeficienty jsou definovány dle typu filtru. Například pro dolní propust druhého řádu to je: $a_2 = a_1 = 0$; $a_0 = K_0 \omega_0$; $b_2 = 1$; $b_1 = \frac{\omega_0}{Q_0}$; $b_0 = \omega_0$, kde je K_0 přenos v propustném pásmu, ω_0 charakteristický kmitočet a Q_0 činitel jakosti [5], [1].

Použití součástek při sestavování filtru

Součástky, které tvoří kmitočtový filtr, určují jeho vlastnosti. Filtry se dají sestavovat pomocí rezistorů, induktorů a kapacitorů. Dále lze použít například operační zesilovače nebo proudové konvejeory.

- Pasivní kmitočtové filtry – neobsahují žádné aktivní prvky, jako jsou operační zesilovače apod. Jsou tedy tvořeny pouze z rezistorů (R), induktorů (L) a kapacitorů (C). Mimo jiné sem patří jednoduché filtry RC a po přidání cívky filtry RLC. Jejich základní vlastností je, že mohou filtrovaný signál pouze zeslabovat nikoli zesilovat a jejich výhoda spočívá v tom, že nemusíme napájet aktivní prvek. Dále pak v jednoduchosti a cenové dostupnosti.
- Aktivní kmitočtové filtry – jsou filtry, které jsou tvořeny spolu s pasivními prvky i prvky aktivními. Aktivní prvek je takový, jenž může vstupní signál, narozdíl od pasivních, zesílit. Mezi aktivní prvky patří operační zesilovač, proudové a napěťové konvejeory, proudová zrcadla a další. Velkou výhodou aktivních filtrů je možnost vyloučení induktorů, které jsou drahé, mají velké rozměry a jsou to nelineární prvky, které mohou negativně ovlivňovat přesnost aproximace přenosové funkce celého filtru [5], [13].

Celočíselné a neceločíselné filtry

Filtry jsou elektronické obvody, které jsou tradičně určeny celočíselným řádem (celočíselné filtry) první, druhý atd... Tento řád filtru určuje, s jakou přesností jsou modelovány přenosové charakteristiky filtru. Tedy čím vyšší řád, tím je přenosová charakteristika filtru přesnější, má větší strmost a jsou lépe oddělena kmitočtová pásma. Avšak samotný filtr je s narůstajícím řádem

obvykle složitější. Filtr prvního řádu má pokles 20dB/dekádu, filtr druhého řádu má 40dB/dekádu a například filtr čtvrtého řádu má 80dB/dekádu. Naproti tomu filtr jeden a půltého řádu má pokles 30dB/dekádu, filtr dva a půltého řádu má 50dB/dekádu atd [5], [15].

Celočíselné filtry mají řád popsáný jako s^n , kde n je celé číslo (1; 2;...). Oproti tomu u neceločíselných filtrů je řád dán jako $s^{n+\alpha}$, kde n je celé číslo a α je reálné číslo náležící do intervalu ($0 < \alpha < 1$). Obvody s neceločíselnými filtry mohou nalézt praktické využití v biochemii a biomedicině a jako přesné senzory v mikrobiologii. Využití neceločíselných filtrů má jen pomalý nárůst vzhledem k tomu, že řešení neceločíselných řádů diferenciálních rovnic v časové oblasti, které je k návrhu potřeba, je matematicky složité. Většina nástrojů, využívajících se pro návrh filtrů počítají pouze s celočíselnými řády diferenciálních rovnic [15].

2.2 Neceločíselného kmitočtový filtr

V této podkapitole je probrána jak stabilita neceločíselných, tedy fraktálních, kmitočtových filtrů, tak jejich využití, které zatím není nijak rozsáhlé. Využití těchto filtrů se však pravděpodobně rozšíří, jakmile budou na trhu volně dostupné.

Stabilita

Stabilita je pro realizaci systémů s fraktálním řádem velmi důležitá. Studie stability se převážně zaměřovaly na s-doménové techniky, kde dochází k transformaci klasické p-roviny do kužele, jehož fázový úhel je $\vartheta = \alpha\pi/2$. Pro $\alpha = 1$, se kužel rozpadá do konvenční s-roviny. Problematika stability byla studována více komplexně a byl navržen následující postup: Pro charakteristiku obecného lineárního fraktálního systému byla navržena rovnice polynomu řádu n ve tvaru: [8], [20]

$$\sum_{i=0}^n a_i s^{\alpha_i} = 0 \quad (2.5)$$

kde α_i jsou reálná čísla, a_i jsou reálné koeficienty a s je komplexní proměnná.

Obecné kroky pro vyšetření stability jsou následující:

1. Pro dané a_i vypočítat kořeny z rovnice 2.5.
2. Nalezení absolutního minima fáze, pro všechny kořeny $|\theta_{s^{\alpha_i \min}}|$.
3. Ověření podmínek stability $|\theta_{s^{\alpha_i \min}}| > 2\pi\alpha_i$ při dodržení podmínky oscilace $|\theta_{s^{\alpha_i \min}}| = 2\pi\alpha_i$. V opačném případě by systém byl nestabilní.
4. Kořeny v s^{α_i} -rovině, které odpovídají fyzikálním kořenům v s-rovině mohou být získány nalezením všech kořenů, které leží v oblasti $|\theta_{s^{\alpha_i}}| < \pi\alpha_i$ a následně použitím inverzí transformace $s = (s^{\alpha_i})^{\frac{1}{\alpha_i}}$. Dobu odezvy systému lze následně odvodit z těchto kořenů [8].

Využití neceločíselných systémů

Jedno z prvních odvětví elektrotehcniky, která začala využívat systémy s fraktálním řádem, bylo návrh kontrolerových systému. Pro takovéto návrhy bylo obzvláště důležité zavedení $PI^\lambda D^\mu$ kontroleru místo původního PID kontroleru, viz kapitole 3.6. Od doby zavedení $PI^\lambda D^\mu$ pro něj bylo navrženo mnoho modifikací pro aplikaci při navrhování systémů jako je například výkonný měnič fraktálního řádu nebo regulátor chaosu. Teorie kontrolerových systémů již dosáhla pokročilé úrovně, která byla dokonce generalizována do domény fraktálního řádu. Nicméně jak na teoretické rovině, tak i na praktické rovině, pořád zbývá hodně práce a to obzvláště v robotice. Nedávný výzkum, zabývající se modelováním redukčních systémů ukázal, že systémy vyšších řádů mohou být reprezentovány systémy fraktálního řádu s redukovánými parametry [8], [14].

V biochemii nacházejí uplatnění dynamické systémy fraktálního řádu. Například impedanční spektroskopická měřicí technika se používá už delší dobu, k charakteristice elektrických vlastností materiálů a biologických tkání. Tato technika se zabývá měřením impedance materiálu, který je zkoumán, a vyhodnocováním její velikosti a fází vzhledem k frekvenci. Biochemici si uvědomili, že impedance, kterou měřili, se vždy zmenšovala s frekvencí $Z(s) = 1/s^\alpha$, kde α je neceločíselná. To znamená, že fázový úhel mezi použitým stimulovaným proudem a naměřeným napětím je konstantní a rovný $\alpha\pi/2$. Díky tomu se zavedl výraz Constant-Phase-Element (CPE), který je široce používaný biochemiky k popsání impedance [8], [3].

Model Cole-Cole je známý model, který je vhodný pro velký počet různých tkání. Podle tohoto modelu, může být impedance tkáně popsána rovnicí 2.6 [8], [4].

$$Z = R_{inf} + \frac{R_0 - R_{inf}}{1 + (\tau s)^\alpha}, \quad (2.6)$$

kde R_0 je odpor při velmi malé frekvenci, R_{inf} je odpor při velké frekvenci, τ je charakteristická časová konstanta a α je koeficient disperse. Tento jednoduchý model obsahuje dva rezistory a jeden CPE. Při použití modelu na lidskou kostru bylo zjištěno, že tkáň kostry má charakteristickou frekvenci $f_c = 1/2\pi\tau$ v rozsahu 0.955 až 1.395kHz a koeficient disperse je $\alpha \approx 0.6$ [8].

Další používaný termín v biochemii je Warburgova impedance, což je zvláštní případ CPE, kdy $\alpha = 0.5$. Měření tkáňových vlastností u proteinových vláken, ovoce a u zeleniny ukázaly, že jejich impedanční chování mohou být modelována pouze za použití Warburgovi impedance spolu s ideálními RC obvody, nebo obecněji, za použití RC sítě, která má prvky CPE. Rozšířením těchto modelovacích technik na charakteristiku lidské tkáně ukázalo, že jsou velmi důležité

pro zlepšování lékařských diagnóz. Zvláštní význam má diagnostika rakoviny a plicních chorob, stejně jako zlepšující se magnetická resonance [8].

3. Druhy návrhů neceločíselných filtrů a neceločíselné systémy

Kapitola se zabývá možnostmi realizace neceločíselných, neboli fraktálních, filtrů pomocí různých metod. Většina z nich nejsou použity v této diplomové práci, jako je Zobecnění filtrů prvního řádu na filtry fraktálního řádu. Další, velkou část podkapitol, tvoří převážně teoretický popis fraktálních zařízení, které sice nejsou fraktálními filtry, ale mají velký vliv na rozvoj fraktálních obvodů jako takových. Do této části patří například Fraktální oscilátory.

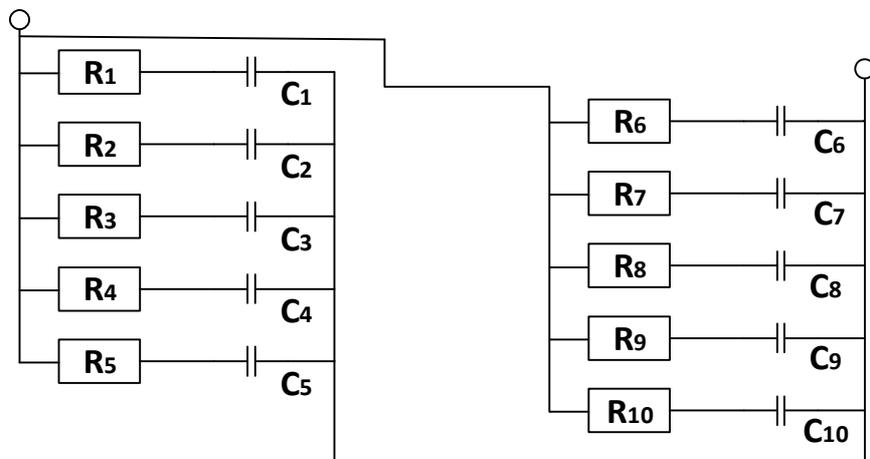
V podstatě u všech možností návrhů fraktálního, zapojení je jedním z hlavních problémů získání fraktálních součástek, které se zatím běžně nevyrábí. Fraktální zapojení se proto vytváří vhodným zapojení běžných součástek. Vhodné zapojení běžně dostupných součástek ale přináší další komplikaci v podobě nutnosti vytvářet složitější zapojení. Z tohoto důvodu jsou tu zmíněny pokroky, které byly provedeny poměrně nedávno a posunují tuto problematiku o trochu dále.

3.1 Pasivní dvojpól

V této návrhové metodě se používají především pasivní lineární dvojpóly, u kterých je relace mezi napětovým buzením a proudovou odezvou vyjádřena pomocí derivace v rozsahu od 0 do 1. Takovéto prvky můžeme nazývat fraktální kapacitory a jejich důležitou vlastností je, že modul roste se směrnici $20 \cdot \alpha$, tedy fraktálně. Jak již bylo zmíněno výše, fraktální filtry, jsou filtry, které nemají pokles o 20 dB/dekádu ale jiný, dle zvoleného α [17].

Další výhodnou vlastností tohoto zapojení je, že dvojpól s admitancí fraktálního řádu lze lehce transformovat na dvojbran, s napětovou přenosovou funkcí fraktálního řádu. Tuto transformaci lze uskutečnit například katalogovým zapojením invertujícího zesilovače s operačním zesilovačem s napětovou zpětnou vazbou. Když pak vhodně umístíme fraktální kapacitor a obyčejný resistor, tak můžeme realizovat buď fraktální integrotor nebo fraktální derivátor [17].

Zapojení vypadá následovně: Nejprve zapojíme jeden kapacitor a jeden resistor za sebe, tedy sériově. Následně k nim paralelně připojíme další sériové zapojení kapacitoru a rezistoru. Tímto způsobem vytvoříme několik paralelních zapojení a nakonec připojíme paralelně pouze resistor. Na jeden pól připojíme jak jednu větev z tohoto zapojení, tak další paralelní usprádaní sériově zapojených rezistorů a kapacitorů, kde je v poslední větvi pro změnu kapacitor. Na druhý pól přivedeme obě zbývající větve z výše popsanych zapojení viz. obr. 3.1.



Obrázek 2. 1: Zapojení pasivního dvojpólu pro modelování fraktálních kapacitorů.

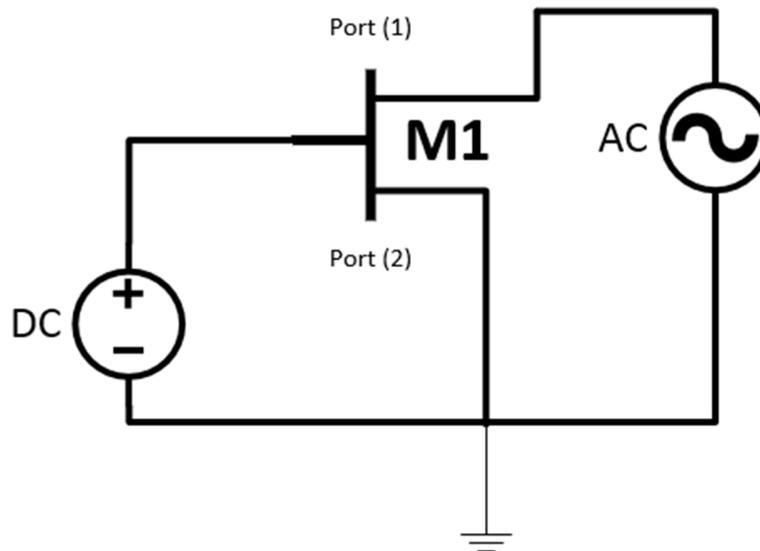
3.2 Dvouterminálové fraktální zařízení

Jak již bylo uvedeno dříve, konstrukce fraktálních zařízení probíhá za použití určitého počtu diskretních součástek. Avšak na přelomu druhého tisíciletí došlo k návrhu dvouterminálového fraktálního zařízení. Implementační sonda byla založena na bázi tekutého ametal-insulatoru a zařízení bylo použito jako diferenční obvod fraktálního řádu. Takový přístup by mohl vést k vyvinutí prvku, který má fraktální vlastnosti, i přesto, že jeho implementace v integračních obvodech je obtížná. Při návrhu fraktálního obvodu s tímto prvkem by tedy odpadla potřeba matematicky složitěho počítání diskretních součástek. V článku [11] se takovýto prvek snaží vyvinout, za použití nelineární charakteristiky FET (Field Effect Transistor) k simulaci přechodové čáry RC jako dílčí řadu kondenzátorů. V tomto výzkumu se vůbec poprvé FET použije jako fraktální prvek.

Vodivý kanál FETu operujícího v regionu triody, může být modelován jako nelineární RC přenosová linka. Pro představu, je to podobné, jako je na obrázku 3.4 v kapitole kontroler fraktálního řádu, avšak tentokrát se jedná o dvojbran. Přechodová analýza velkých signálů u FETu prokázala stejné chování v ustáleném stavu, jako RC linka se sériově uspořádanými rezistancemi s použitím velkého množství n rezistorů a s paralelně uspořádanými kapacitancemi, které byly modelovány za použití $n-1$ kapacitorů [11].

Simulace byly provedeny s jedním FET M1 pracujícím jako trioda. Zapojení tohoto obvodu, pracujícího jako uzeměný fraktální kapacitor, je na obrázku 3.2, kde je připojen zdroj k portu 1 a port 2 je uzeměn. Podobně jako simulace, dopadly i výsledky reálného měření a bylo zjištěno,

že takovýto obvod se chová dle předpokladů, je tedy fraktální [11]. Hlavním přínosem tohoto výzkumu je krok vpřed při realizování zařízení s fraktálním řádem a s integrovanými obvody.



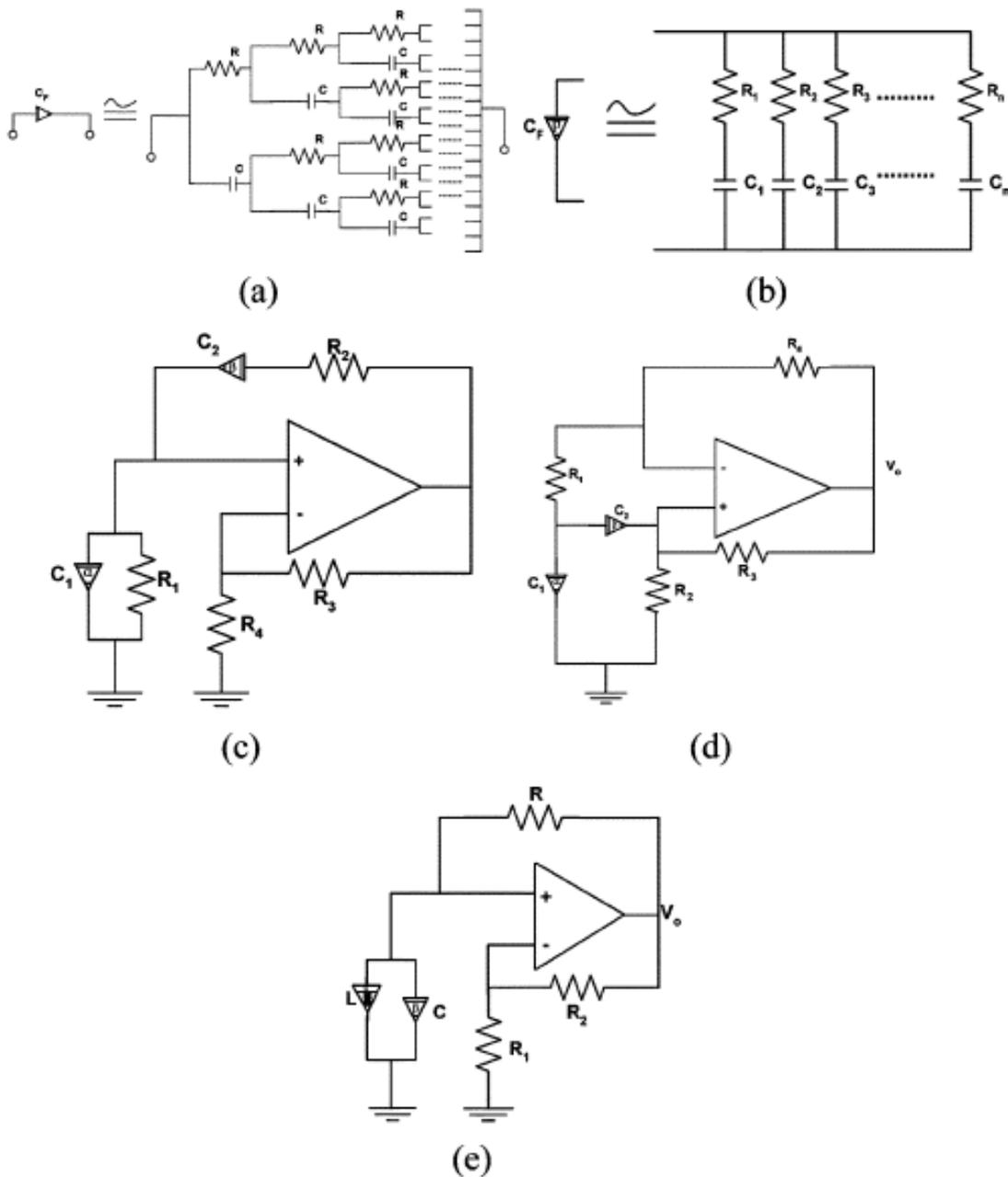
Obrázek 3. 2: Zapojení tranzistoru FET, operujícího v regionu triody, chovajícího se jako uzeměný fraktální kapacitor.

3.3 Sinusové oscilátory fraktálního řádu

V předchozí kapitole 3.2 byl popsán tranzistor FET, pracující jako uzeměný fraktální kapacitor. Díky podobným obvodům, by se mohlo již brzy začít s komerční výrobou fraktálních zařízení. Návrháři obvodů budou díky tomu čelit problému, jak využít fraktální zařízení při konstrukci jejich obvodů, zvláště pak s dostupnými návrhovými rovnicemi, které je potřeba generalizovat z úzkého spektra celočíselných řádů na řády fraktální.

Sinusové oscilátory jsou klíčové stavební bloky. Je známo, že lineární systémy, ať celočíselného nebo fraktálního řádu, nejsou dlouhodobě udržitelné v oscilaci. Přesný model oscilátoru vyžaduje modelování diferenciální rovnicí, které nemusí být nutně nelineární. Je také známo, že Barkhausenovi oscilační podmínky jsou sice nezbytné, ale také nedostatečné, jako podmínky pro oscilaci. Tedy oscilátor tyto podmínky může splňovat, ale oscilovat nikdy nebude. Nicméně návrháři obvodů tyto podmínky stále využívají k linearizaci modelu jejich oscilátoru pro odvození oscilačních podmínek a oscilační frekvence. I přesto článek [17] však čerpá ze základních oscilačních podmínek Barkhausenova oscilátoru pro fraktální řád využívající analýzu stability systému s frakčním řádem pro návrh RC Wienova oscilátoru, LC tank resonátoru nebo například oscilátoru fázového posunu. Jedním z výsledků vytvoření těchto fraktálních oscilátorů je nalazení

výhody, oproti celočíselným oscilátorům. Tato výhoda spočívá v tom, že jednotlivé oscilatory již nejsou závislé pouze na hodnotách kapacity a indukce, ale také na fraktálním řádu α , což dává větší volnost při návrhu [21]. Je důležité si také uvědomit, že tyto oscilatory jsou fraktální, díky použití fraktální součástky, tedy fraktálního kondenzátoru.



Obrázek 3. 3: Realizace obvodů (a) fraktálního kapacitoru řádu $\alpha = 0,5$. (b) fraktálního kapacitoru jakéhokoli řádu $\alpha < 1$. (c) Wienova oscilátoru fraktálního řádu. (d) záporného fraktálního rezistoru RC oscilátoru a (e) LC oscilátoru fraktálního řádu [21].

Na obrázku 3.3 jsou vidět různá zapojení kapacitorů (a) a (b) a různých oscilátorů (c), (d) a (e). Jejich návrh je popsán v [21] a je nad rámec této práce.

3.4 Zobecnění filtrů prvního řádu na filtry fraktálního řádu

Vytvořit kmitočtový filtr s jedním fraktálním prvkem lze i pomocí využití matematické Riemann-Liouville definice neceločíselné derivace řádu α , případně pomocí fyzikální interpretace této definice, kterou vytvořil Grünwald-Letnikov (3.1).

$$D^\alpha f(t) = (\Delta t)^{-\alpha} \sum_{j=0}^m \frac{\Gamma(j-\alpha)}{\Gamma(-\alpha)\Gamma(j+1)} f((m-j)\Delta t) \quad (3.1)$$

kde Δt je integrační krok, α neceločíselný řád filtru a $\alpha = m$.

Aby systém, vytvořený touto metodou byl stabilní, musí být jeho řád v rozmezí 0 až 2. Stejně jako u jiných metod je důležité rozložení pólů a nulových bodů, například centrální frekvence filtru ω_0 je určena polohou pólů. Pokud bychom měli za použití této metody vytvořit například filtr pásmové propusti, musíme mít nejprve přenosovou funkci (3.2). Jak jsme k ní došli je nad rámec této práce, avšak postup je popsán v literatuře [22].

$$T(s) = \frac{bs^\beta}{s^\alpha + s} \quad (3.2)$$

kde α i β určuje řád filtru. Maximální odezva systému je vždy za situace kdy $\alpha > \beta$. Kombinací různých hodnot lze získat různé výsledky. Pokud budou například obě hodnoty rovny 1, tak dostaneme kmitočtový filtr horní propusti. Naproti tomu filtr pásmové propusti vznikne zvolením $\alpha = 1$, a $\beta = 0,5$ [22].

3.5 Kontroler fraktálního řádu

Kontroler s fraktálním řádem je navržen jako zobecnění PID kontroleru (proportional-integral-derivative controller), kde λ je integrátor reálného řádu a μ je derivátor reálného řádu. Označení fraktálního PID kontroleru je proto $PI^\lambda D^\mu$ [18].

Návrh fraktálního obvodu lze snadno provést pomocí racionální aproximace nebo zkrácené CFE, která zároveň používá racionální aproximaci. Zkrácená CFE nevyžaduje žádné další transformace; racionální aproximace, založená na jakýchkoli jiných metodách, musí být transformovaná do formy řetězové frakce. Hodnoty elektrických prvků, které jsou nezbytné pro vytvoření fraktálního obvodu, se následně stanovují ze získané konečné řetězové frakce. Jsou-li všechny koeficienty získané konečnou řetězovou frakcí kladné, pak frakční obvod může být vyroben pouze z klasických

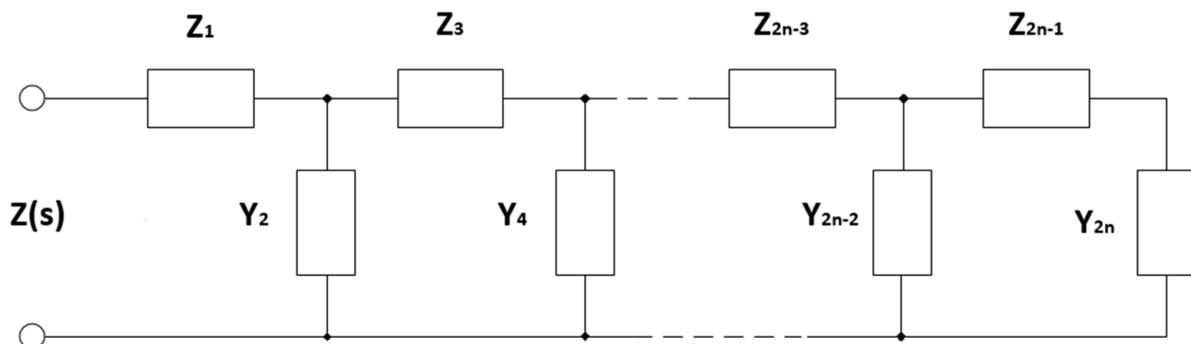
pasivních prvků (jako jsou rezistory a kapacitory) viz. Dominový žebříkový obvod. Pokud jsou některé koeficienty záporné, musíme použít záporný převodník impedance [18].

Dominový žebříkový obvod

Pokud budeme uvažovat obvod, znázorněný na obrázku 3.4, kde $Z_{2k-1}(s)$ a $Y_{2k}(s)$, $k=1, \dots, n$ jsou dány impedancemi obvodových prvků, výsledná impedance $Z(s)$ může být snadno zjištěna z celého obvodu, jestliže je bereme v úvahu z prava do leva.

$$Z(s) = Z_1(s) \frac{1}{Y_2(s) + \frac{1}{Z_3(s) + \frac{1}{Y_4(s) + \frac{1}{\dots + \frac{1}{Y_{2n-2}(s) + \frac{1}{Z_{2n-1}(s) + \frac{1}{Y_{2n}(s)}}}}}}} \quad (3.3)$$

Vztah mezi konečnou sítí dominového žebříku a obvodu, znázorněného na obrázku 3.4 a žebříkovou frakcí v rovnici 3.3 nám dává snadný způsob, jak navrhovat obvody s impedance $Z(s)$. Pro tento konkrétní případ musíme získat řetězový CEF pro $Z(s)$. Poté získáme jednotlivé výsledky pro $Z_{2k-1}(s)$ a $Y_{2k}(s)$, $k=1, \dots, n$. Následně dostaneme typy nezbytných součástí obvodu a jejich jmenovitých hodnot [18].

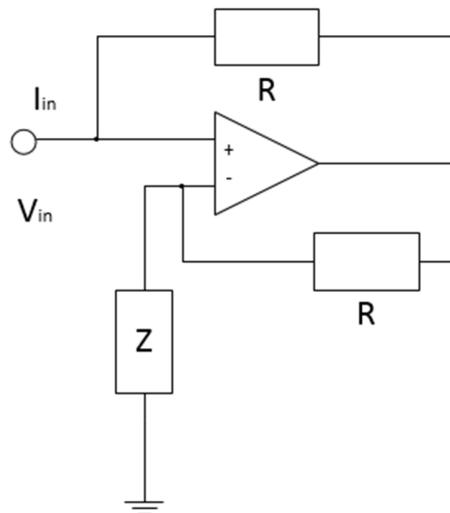


Obrázek 3. 4: Konečný žebříkový obvod.

Měníč se zápornou impedance

Použití CEF pro analogovou realizaci může vést na zápornou impedanci. V takovém případě můžeme použít měnič se zápornou impedancí. Nejjednodušší schéma s tímto měničem je uvedeno na obrázku 3.5. Tento obvod se skládá z operačního zesilovače a dvou rezistorů

o stejném odporu R . Dále obsahuje komponentu s impedancí Z . Celý obvod je považován za jediný prvek o negativní impedanci $-Z$. To znamená, že $I_{in} = V_{in} / (-Z)$. Pokud například vezmeme odpor s hodnotou R_z namísto prvku Z , dostaneme obvod, jenž se chová jako záporný odpor $-R_z$. Záporné znaménko u odporu znamená, že pokud je takový prvek zapojen v sérii s kladným odporem, jejich hodnoty se odečtou. Například, pokud zapojíme sériově odpor $R_1 = 5k\Omega$ a $R_2 = 3k\Omega$, výsledný odpor zapojení bude $2k\Omega$ [18].



Obrázek 3. 5: Měníč se zápornou impedancí.

3.6 Butterworthův filtr

Butterworthův filtr, je jeden z často využívaných návrhů pro kmitočtové filtry, obzvláště pro dolní propust. Používá se pro vytváření filtrů ke zpracování signálů a snaží se mít tak rovnou frekvenční odezvu, jak je to v propustném pásu jen možné. Poprvé byl popsán v roce 1930 britským vědcem Stephenem Butterwordem. Jeho detailní popis je v kapitole 6, proto zde nebude konkrétně vysvětleno jak funguje. Dalšími často používanými návrhy jsou Eliptický, Chebyshevův nebo Besselův [2], [6].

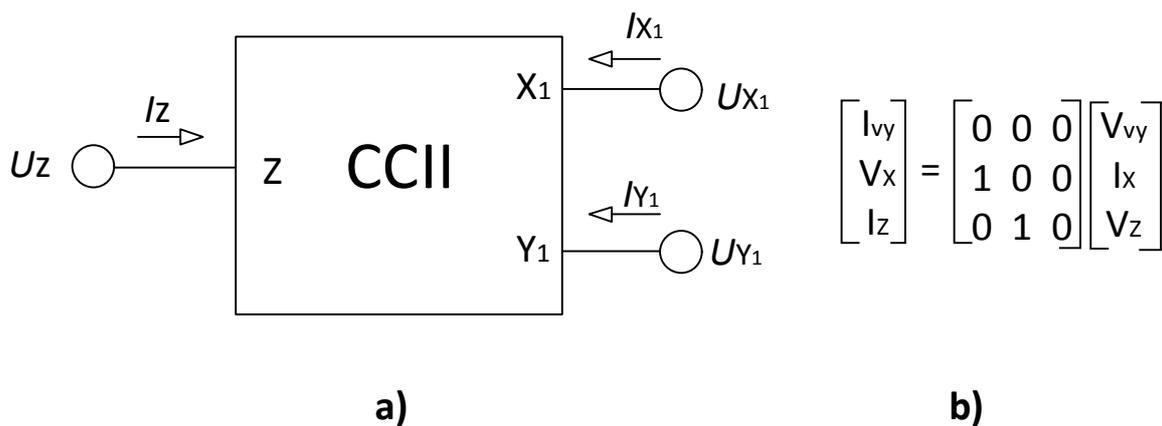
4. Použité aktivní prvky

Aktivní prvky, jak již bylo zmíněno výše, jsou prvky, které mohou signál zesilovat. Při návrhu neceločíselných kmitočtových filtrů lze očekávat, že v obvodu bude použito několik aktivních prvků v důsledku nastavení požadovaných vlastností jednotlivým dopředným a zpětným větvím.

4.1 Univerzální proudový konvektor

Proudových konvektorů je více. Dělí se, mimo jiné, podle jednotlivých generací. První generace, neboli CCI, vznikla 1968. Dále existují ještě konvektory druhé a třetí generaci, tedy CCII a CCIII. Kromě těchto tří základních, existuje i mnoho podgenerací, jež ale vychází z výše zmíněných. Posledním vytvořeným proudovým konvektorem je UCC (Universal Current Conveyor).

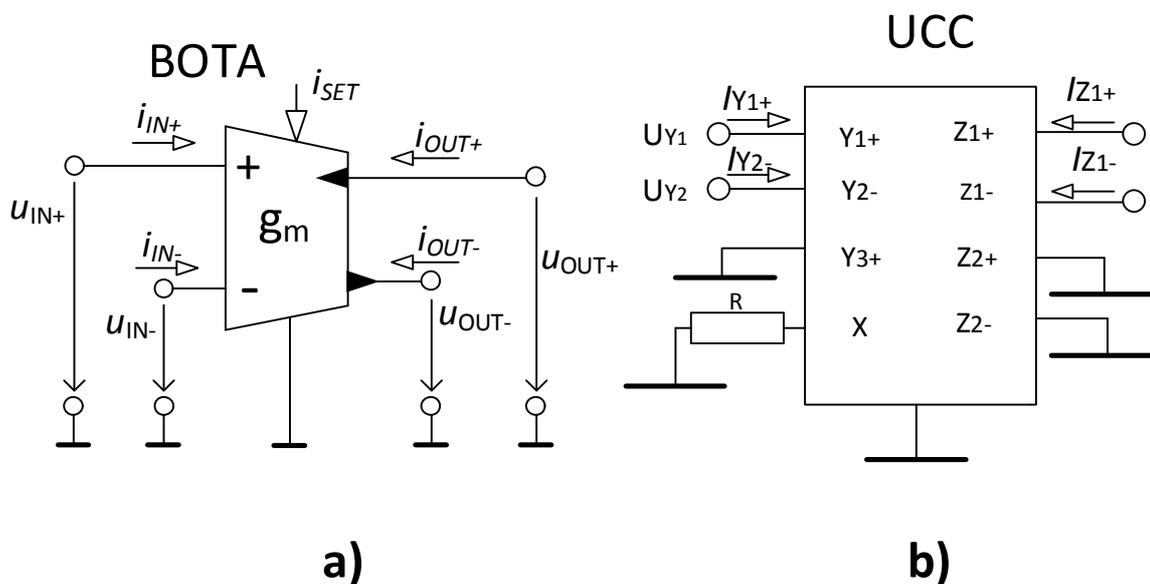
Na ideální CCII lze pohlížet jako na ideální tranzistor se zdokonalenou charakteristikou. Do báze Y_1 neteče žádný proud a tato báze má nekonečnou vstupní impedanci. Proud na vstupu X_1 je tedy přiveden na výstup Z s nekonečnou výstupní impedancí [9].



Obrázek 4. 1: a) Schématická značka CCII. b) Hybridní matice popisující chování CCII.

Díky správnému zapojení univerzálního proudového konvektoru je možné vytvořit, jak všechny dosud známe typy proudových konvektorů, tak například i transkonduktanční zesilovač BOTA, který je popsán níže [25].

Tento konvektor tvoří proudový vstup X , tři napěťové vstupy Y_{1+} , Y_{2-} a Y_{3+} a čtyři proudové výstupy Z_{1+} , Z_{1-} , Z_{2+} a Z_{2-} , které mají kladný nebo záporný přenos ze svorky X [5].

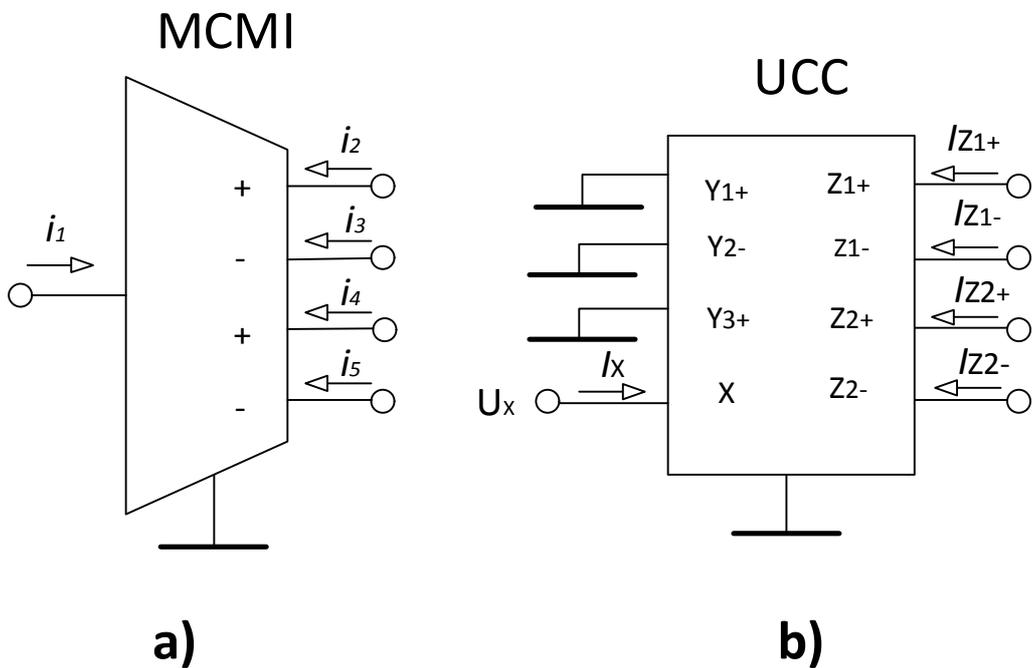


Obrázek 4. 3: a) Schématická značka BOTAs. b) Zapojení UCC jako BOTAs.

V této práci je použit prvek BOTAs, který lze nahradit prvkem UCC, jak již bylo zmíněno výše. Náhrada se provádí tak, že na svorky Y_1 a Y_2 přivedeme napětí. Svorku Y_3 poté uzemníme. Před vstup X připojíme resistor, jehož hodnota odpovídá naší zvolené transkonduktanci. Z_1 a Z_2 slouží k výstupu proudu. Zbylé dvě svorky uzemníme. Prvek UCC zapojený jako BOTAs je na obrázku 4.3 b) [5].

4.3 Proudové zrcadlo

Proudové zrcadlo se značí CMI (Current Mirror and Inverter) a zavedlo se kvůli potřebě rozšíření kmitočtového pásma zpracovávaného signálu a zároveň udržení dostatečného odstupu signálu proti šumu v obvodech analogových kmitočtových filtrů. Aktivní prvek CMI pracuje v proudovém módu. Používá se proto v obvodech, jejich vstupní i výstupní veličina je udávána v proudu, stejně tak, jako vstupy a výstupy tohoto prvku. Pokud výstupy rozšíříme ze dvou na čtyři, dostaneme MCMI (Multi-output Current Mirror and Inverter) [10].



Obrázek 4. 4: a) Schématická značka MCMC. b) Zapojení UCC jako MCMC.

CMI a MCMC lze nahradit pomocí UCC. Při nahrazení je důležité, aby byly vstupní napěťové brány uzemněny. Využívají se pouze proudové výstupy Z a proudový vstup X tak, jak je ukázáno na obrázku 4.4 b) [10].

4.4 Proudový zesilovač

Značí se ACA (Adjustable Current Amplifier) a je to plně diferenční proudový prvek. Má nastavitelné zesílení A a je v mnoha ohledech podobný proudovým sledovačům. Narozdíl od nich, však proud vždy zesiluje o A. Přenos proudu ACA je popsán následující rovnicí:

$$i_{vyst} = A i_{vst} \quad (4.2)$$

Jedním z typů ACA je digitální proudový zesilovač DACA. U DACA lze použít buďto nediferenční nebo diferenční zesílení. V prvním případě se zesílení provádí pomocí tříbitové digitální sběrnice CTR v rozsahu od 1 do 8 s krokem 1. Ve druhém případě je rozsah od 2 do 16 s krokem 2. [5]

Chování DACA lze popsat následujícími rovnicemi:

$$i_{DIvst} = i_{vst+} - i_{vst-} , \quad (4.3)$$

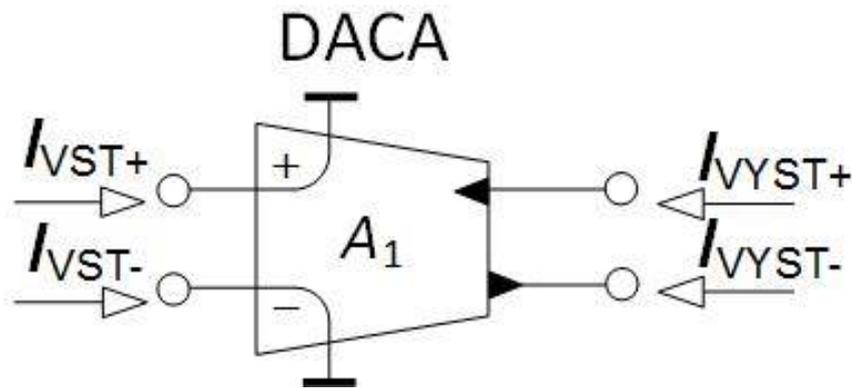
$$i_{DIvyst} = i_{vyst+} - i_{vyst-} , \quad (4.4)$$

$$i_{DIvyst} = 2Ai_{vst} , \quad (4.5)$$

$$i_{vyst+} = A(i_{vst+} - i_{vst-}) , \quad (4.6)$$

$$i_{vyst-} = -A(i_{vst+} - i_{vst-}) , \quad (4.7)$$

kde rovnice (4.3) vyjadřuje diferenční vstupní proud a rovnice (4.4) diferenční výstupní proud. Rovnice (4.5) je přenosová funkce prvku. A označuje zesílení a rovnice (4.6) a (4.7) vyjadřují proudové výstupy [5].



Obrázek 4. 5: Schématická značka DACA.

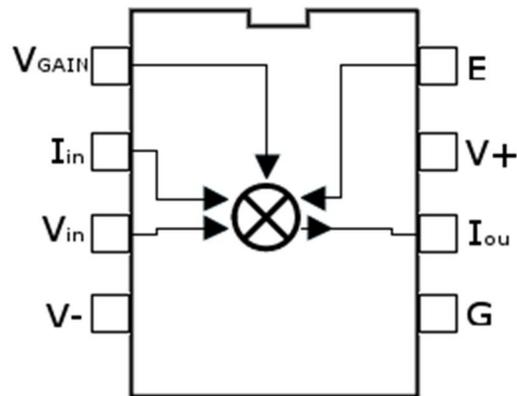
4.5 Proudový zesilovač EL2082

Proudový zesilovač EL2082 se, podobně jako DACA používá pro změnu proudu. Narozdíl od DACA není EL2082 řízen digitálně. U tohoto typu proudového zesilovače lze přímo nastavovat a měnit požadovaný proud ve vybrané větvi, což bylo s výhodou použito u návrhů zapojení, které jsou v této práci prakticky realizovány.

EL2082 je dvoukvadrantový zesilovač, takže nulové nebo záporné řízení proudu nepropouští signál. Tento zesilovač pracuje především v proudovém módu, proto je vstupní impedance velmi

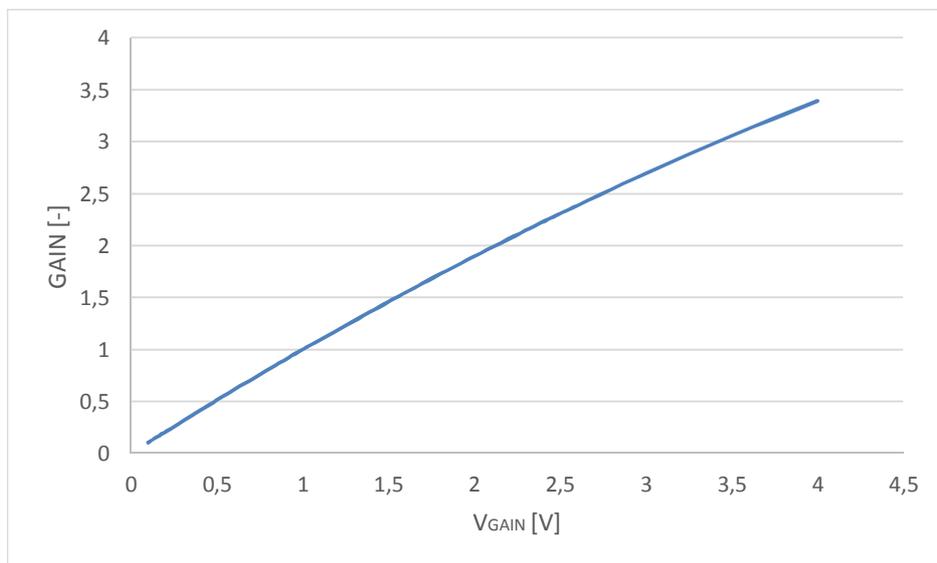
malá, zatímco výstupní impedance je velká. Díky tomu vzniká větší šířka pásma jak pro malé signály, tak pro signály velké [7].

Na obrázku 4.6 je vidět schéma součástky EL2082. Zapojení tohoto prvku je provedeno tak, že piny E a G jsou přivedeny na zem. Dále na vstupy V+ a V- je přivedeno napájecí napětí ± 5 V. Vstup V_{in} je uzemněn a na V_{GAIN} je přiveden zdroj proudu, kterým řídíme výstupní proud I_{out} [7].



Obrázek 4. 6: Schéma EI2082.

Závislost přivedeného proudu na V_{GAIN} a proudu GAIN o které se změní výstupní proud je na obrázku 4.6.



Obrázek 4. 7: Závislost zesílení GAIN na nastavovaném napětí V_{GAIN} .

5. Použité metody návrhu kmitočtových filtrů

Kmitočtové filtry je možno navrhovat pomocí mnoha různých metod. Mezi tyto metody patří I grafy signálových toků, metoda úplné admitanční sítě, transformace nediferenční struktury na struktury diferenční a v neposlední řadě návrhem filtrů se syntetickými prvky vyššího stupně. Dále bude rozvedena pouze metoda grafů signálových toků, protože jako jediná, bude použita v této diplomové práci.

5.1 Grafy signálových toků

V dnešní době se nejčastěji používají tzv. M-C grafy. M v názvu reprezentuje pana S.J. Mansona a C zase pana C.L. Coatese. První v roce 1953 přišel s návrhem grafů pro popis a řešení lineárních obvodů (Masonovy grafy). Druhý jmenovaný tuto metodu o šest let později přepracoval a zobecnil. Coatesovi grafy nebyly příliš vhodné, protože se musely vytvářet grafy dva. Později tedy vznikla kombinace obou možností na dnes známou M-C metodu [24].

Pomocí této metody lze navrhnout nová zapojení s takovým tvarem přenosové funkce, jež požadujeme. Abychom této metodě lépe porozuměli, vysvětlíme si pro začátek jednotlivé části struktury grafů [24].

Základem metody grafů je uzel. Ten přijímá nebo vysílá signál a dělí se na vstupní nebo výstupní uzel. Tyto uzly představují v obvodu vstupy či výstupy signálů. Jednotlivé uzly jsou propojeny pomocí větví. Větve nám určují cestu. Ta je tvořena jedním nebo více uzly, které jsou shodně orientované. Cesty dále dělíme na přímé, obsahuje libovolný uzel pouze jednou, a na smyčku. Smyčka se vrací do výchozího uzlu. Smyčka dále může být vlastní, tedy cesta, která se vrací do uzlu z kterého vycházela, aniž by prošla uzlem jiným [25].

Abychom stanovili přenosovou funkci M-C grafu použijeme Masonovo pravidlo:

$$K = \frac{Y}{X} = \frac{1}{\Delta} \sum_i P_i \Delta_i \quad (5.1)$$

kde Δ je determinant grafu a je popsán rovnicí (5.2), Δ_i je determinant části grafu, dotýkající se i -té přímé cesty a P_i je přenos i -té přímé cesty ze vstupního uzlu X do výstupního uzlu Y . [10]

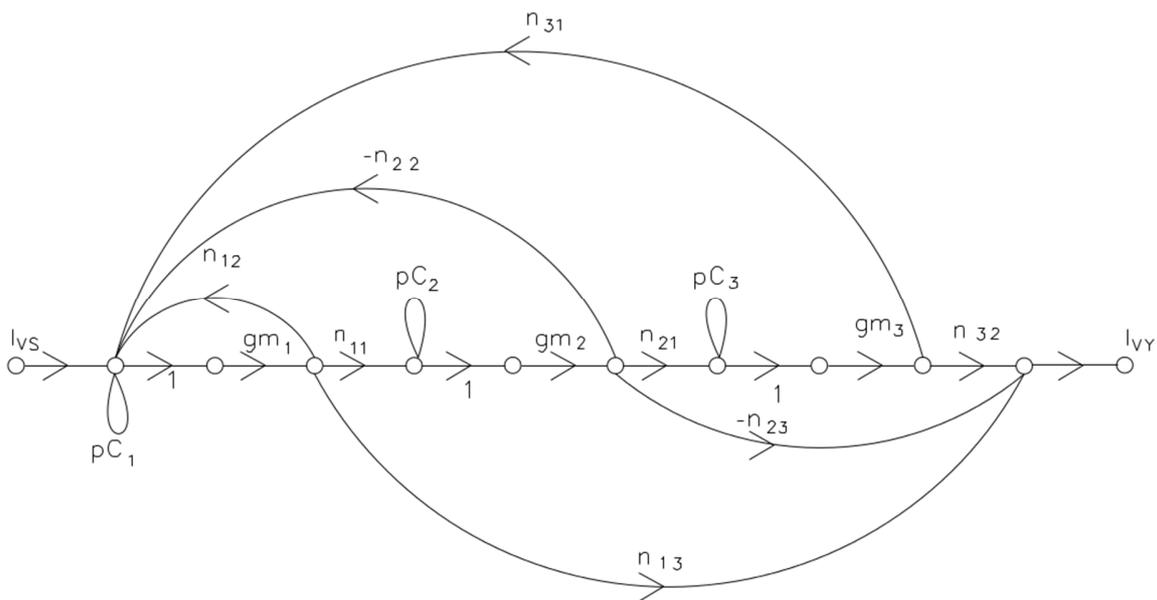
$$\Delta = V - \sum_k S_1^k V_1^k - \sum_l S_2^l V_2^l - \sum_m S_3^m V_3^m \quad (5.2)$$

kde součin všech neorientovaných vlastních smyček je V , S_1^k představuje přenos k -té smyčky, V_1^k je součin všech vlastních smyček uzlů, kterých se nedotýkají k -té smyčky. Dále S_2^l vyjadřuje přenos dvou vzájemně se nedotýkajících smyček, V_2^l je součinem všech vlastních smyček uzlů, které se nedotýkají l -té smyčky, podobně jako tomu bylo v předchozím případě. Pro S_3^m a V_3^m je to

obdobné, tedy přenos tří vzájemně se nedotýkajících smyček a součin všech vlastních smyček uzlů, které se nedotýkají m -té smyčky. V případě, že bychom v grafu měli více jak tři vzájemně se nedotýkající smyčky, pokračujeme stejným způsobem dále [24], [25].

Determinant Δ grafu signálových toků je rovný levé straně rovnice CE. Rovnice CE je charakteristická rovnice a slouží k popisu chování navrhovaného obvodu. Můžeme z ní ale vyčíst i řád filtru, mezní kmitočet f_0 nebo činitel jakosti Q . Je důležité, aby ve jmenovateli přenosové funkce bylo alespoň $n + 1$ prvků oproti čitateli. Dále pro zajištění stability obvodu musí mít všechny prvky ve jmenovateli stejné znaménko. Charakteristická rovnice (CE) třetího řádu pro kmitočtový filtr s neceločíselným řádem vycházejícího z grafů signálových toků (viz obr. 5.1) má tvar [24]:

$$CE = p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_2 C_3 g m_1 n_{12} + p C_3 g m_1 g m_2 n_{11} n_{22} + g m_1 g m_2 g m_3 n_{11} n_{21} n_{31} \quad (5.3)$$



Obrázek 5. 1: Příklad grafu signálových toků pro návrh filtru fraktálního řádu.

6. Použitý návrh neceločíselného filtru

Návrh je možné provést více způsoby, v této práci se však zaměříme pouze na Butterworthův filtr.

Při návrhu neceločíselných filtrů má velké využití neceločíselný Laplaceův operátor (s^α), protože výpočet může být proveden algebraicky, namísto řešení časové oblasti za pomoci těžkých neceločíselných derivací. Použití tohoto neceločíselného Laplaceova operátoru bylo teoreticky dokázáno, avšak zatím neexistují žádná komerční zařízení, která by měla tyto vlastnosti. Většina kondenzátorů sice vykazuje neceločíselné vlastnosti, ale hodnota α je velmi blízko 1 a tím zamezuje použití u neceločíselných filtrů pro kompletní kontrolu nad zeslabením signálu v nepropustném pásu. Dokud nebudou k dispozici komerční obvody pro vytváření neceločíselných filtrů, budou se muset používat náhradní metody, které tento problém řeší po svém. Existuje mnoho metod používaných pro vytváření aproximací k s^α , mezi které patří i CFEs (continued fraction expansions). Za použití metody CFEs dostaneme aproximaci Laplaceova operátoru druhého řádu, která může mít například takovýto tvar:

$$s^\alpha \cong \frac{(a^2 + 3a + 2)s^2 + (8 - 2a^2)s + (a^2 - 3a + 2)}{(a^2 - 3a + 2)s^2 + (8 - 2a^2)s + (a^2 + 3a + 2)} \quad (6.1)$$

Použitím aproximace druhého řádu pro výsledky Laplaceova operátoru v $(n + 2)$ celočíselného filtru k získání $(n + \alpha)$ neceločíselného kroku filtru, je méně nákladné než použití aproximace vyšších řádů [19].

6.1 Neceločíselný Butterworthův filtr

Dolní propust řádu $1 + \alpha$ ($0 < \alpha < 1$)

Pro návrh filtru dolní propusti neceločíselného řádu v rozmezí řádu od 1 do 2 je následující postup.

Přenosová funkce může být dána vztahem [19]:

$$H_{1+\alpha}^{LP} = \frac{K_1}{s^{1+\alpha} + K_2} \quad (6.2)$$

Kde α je reálné číslo menší než jedna a určuje řád filtru, $s^{1+\alpha}$ je řád filtru a nízkofrekvenční zisk je roven K_1/K_2 [19].

Avšak v této práci je použita přesnější, modifikovaná přenosová funkce (6.3), která se snaží přiblížit všechny póly Butterworthovi odezvy. Zároveň je zde zaveden nový člen $K_3 s^\alpha$ do jmenovatele přenosové funkce rovnice (6.2) [19]:

$$H_{1+\alpha}^{LP} = \frac{K_1}{s^{1+\alpha} + K_3 s^\alpha + K_2} \quad (6.3)$$

Koeficienty proměnné K_i v rovnici (6.3) jsou určeny následovně [19]:

$$K_1 = 1 \quad (6.4a)$$

$$K_2 = 0,2937\alpha + 0,71215 \quad (6.4b)$$

$$K_3 = 1,068\alpha^2 + 0,161\alpha + 0,3324 \quad (6.4c)$$

Koeficienty této kvadratické a lineární rovnice byli vybrány tak, aby vznikala co nejmenší kumulativní chyba. Kombinace těchto koeficientů byla vybrána na základě zkoumání dvou set vzorků ve frekvencích v rozsahu 0,01 až 0,99 s krokem 0,01. Kumulativní chyby byly vypočteny pro všechny kombinace $0 < K_2 < 1$ a $0 < K_3 < 2$ v krocích 0,001. Ze všech těchto hodnot byla vybrána ta, s nejmenší kumulativní chybou. Tato kumulativní chyba byla vypočítána podle rovnice [19]

$$|E_C(j\omega)| = \sum_{i=1}^N \left| |B_1(j\omega_i)| - |H_{1+\alpha}^{LP}(j\omega_i)| \right| \quad (6.5)$$

Kde $B_1(j\omega_i)$ je velikost odezvy na frekvenci ω_i prvního řádu dolní propusti Butterworthova filtru, $H_{1+\alpha}^{LP}(j\omega_i)$ je velikost odezvy filtru dolní propusti řádu $(1 + \alpha)$ na frekvenci ω_i a N je číslo vzorku [16].

Aproximace druhého řádu je pak dána jako s^α :

$$s^\alpha = \frac{a_0 s^2 + a_1 s^1 + a_2}{a_2 s^2 + a_1 s^1 + a_0} \quad (6.6)$$

Výrazy a_0, a_1, a_2 můžeme vypočítat z níže uvedených rovnic. První typy (6.7) jsou o něco přesnější než typy druhé (6.8). Oba získáme z metody CFEs. Konkrétně z rovnice (6.1) vychází první typy rovnice. Výběrem typu těchto rovnic určujeme jak moc se chceme přiblížit teoretické hodnotě.

$$a_0 = \alpha^2 + 3\alpha + 2 \quad (6.7a)$$

$$a_1 = 8 - 2\alpha^2 \quad (6.7b)$$

a

$$a_2 = \alpha^2 - 3\alpha + 2 \quad (6.7c)$$

$$a_0 = 2(1 + \alpha^2) \quad (6.8a)$$

$$a_2 = 5 - \alpha^2 \quad (6.8b)$$

$$a_2 = 2(1 - \alpha^2) \quad (6.8c)$$

Dále substitucí z rovnice (6.6) do rovnice (6.3) přenosové funkce Butterworthova filtru dostaneme výraz, jehož tvar je:

$$H_{1+\alpha}^{LP}(s) \cong \frac{K_1}{a_0} \frac{a_2 s^2 + a_1 s^1 + a_0}{s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (6.9)$$

kde:

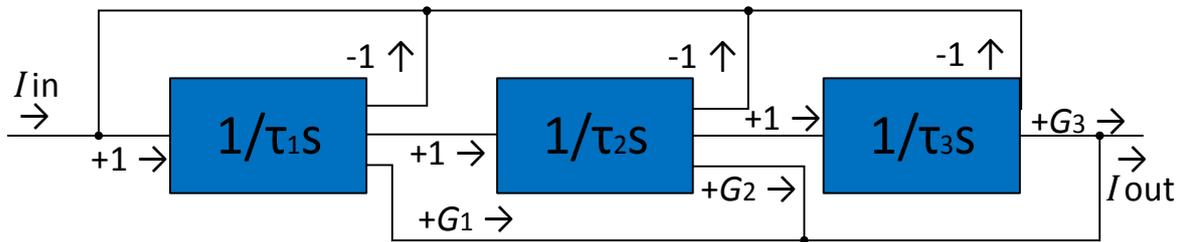
$$b_0 = \frac{a_0 K_2 + a_2 K_3}{a_0}, \quad (6.10a)$$

$$b_1 = \frac{a_1(K_2 + K_3) + a_2}{a_0}, \quad (6.10b)$$

$$b_2 = \frac{a_1 + a_0 K_3 + a_2 K_2}{a_0} \quad (6.10c)$$

kde a_0, a_1, a_2 jsou popsány výše v (6.7) a (6.8).

Realizace celočíselného řádu přenosové funkce v (6.9) může být provedena jako typický Functional Block Diagram (FBD) z Follow the Leader Feedback (FLF), jehož topologie je znázorněna na obrázku níže a přenosové funkce v (6.11) [19].



Obrázek 6. 1: Topologie neceločíslného filtru typu dolní propust řádu $1+\alpha$.

$$H(s) = \frac{\frac{G_1}{\tau_1} s^2 + \frac{G_2}{\tau_1 \tau_2} s + \frac{G_3}{\tau_1 \tau_2 \tau_3}}{s^3 + \frac{1}{\tau_1} s^2 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \tau_3}} \quad (6.11)$$

Všechny G_i a τ_i kde i je rovno 1, 2 a 3 vypočítáme za pomoci následujících rovnic porovnáním s rovnicemi (6.9) a (6.11) [19]:

$$G_1 = \frac{K_1 a_2}{a_0 b_2} \quad (6.12a)$$

$$G_2 = \frac{K_1 a_1}{a_0 b_1} \quad (6.12b)$$

$$G_3 = \frac{K_1}{b_0} \quad (6.12c)$$

$$\tau_1 = \frac{1}{b_2} \quad (6.13a)$$

$$\tau_2 = \frac{b_2}{b_1} \quad (6.13b)$$

$$\tau_3 = \frac{b_1}{b_0} \quad (6.13c)$$

Výrazy získané v rovnicích výše, použijeme při realizaci úrovně obvodu, pro výpočet hodnot jednotlivých prvků filtru [19].

Horní propust řádu $1 + \alpha$ ($0 < \alpha < 1$)

Při návrhu neceločíselného Butterworthova filtru typu horní propust postupujeme obdobně jako u dolní propusti. Rovnice pro výpočet a_i , b_i a K_i jsou stejné. Jeden z hlavních rozdílů je změna rovnic díky kterým vypočítáme τ_i a G_i . Dále se změní čítenel v rovnici (6.11) na rovnici (6.14)

$$H(s) = \frac{G_1 s^3 + \frac{G_2}{\tau_1} s^2 + \frac{G_3}{\tau_1 \tau_2} s}{s^3 + \frac{1}{\tau_1} s^2 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \tau_3}} \quad (6.14)$$

Další rovnice u kterých došlo ke změně:

$$G_1 = K_1 \quad (6.15a)$$

$$G_2 = \frac{K_1 a_1 b_0}{a_0 b_1} \quad (6.15b)$$

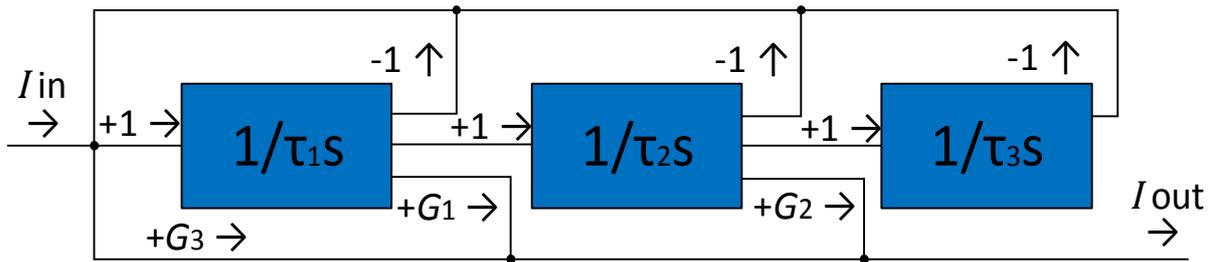
$$G_3 = \frac{K_1 a_2 b_0}{a_0 b_2} \quad (6.15c)$$

$$\tau_1 = \frac{b_0}{b_1} \quad (6.16a)$$

$$\tau_2 = \frac{b_1}{b_2} \quad (6.16b)$$

$$\tau_3 = b_2 \quad (6.16c)$$

Zapojení horní propusti vypadá následovně a je podobné dolní propusti. Rozdíly jsou následující: rozpojíme poslední blok a výstup. Dále na výstup přivedeme další dopřednou větev, tentokrát vedoucí přímo ze vstupu.



Obrázek 6. 2: Topologie neceločíselného filtru typu horní propust řádu $1+\alpha$.

Neceločíselný Butterworthův filtr – dolní propust vyššího řádu $n + \alpha$ ($0 < \alpha < 1$)

Kaskádním řazením filtrů fraktálního řádu s filtrem celého řádu lze vytvářet filtry vyššího fraktálního řádu. Realizaci neceločíselného filtru dolní propusti řádu $n + \alpha$ pomocí Butterworthovi charakteristiky provedeme za použití polynomu:

$$H_{n+\alpha}^{LP}(s) = \frac{H_{1+\alpha}^{LP}(s)}{B_{n-1}(s)} \quad (6.17)$$

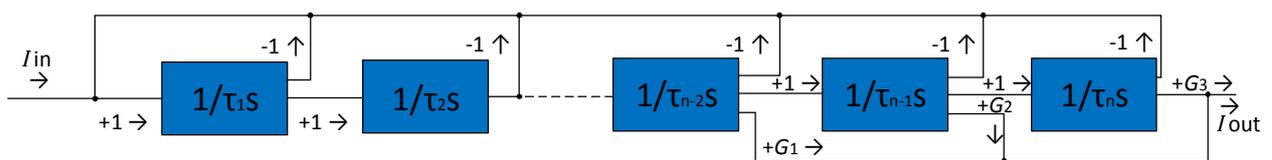
Kde $H_{1+\alpha}^{LP}(s)$ je přenosová funkce získaná z (6.9) a $B_{n-1}(s)$ je odpovídající Butterworthův polynom řádu $n-1$.

Použitím výrazu (5.9) pro rovnici (5.17) dostaneme následující rovnici:

$$H_{n+\alpha}^{LP}(s) \cong \frac{K_1}{a_0} \frac{a_2 s^2 + a_1 s^1 + a_0}{s^n + B_{n-1} s^{n-1} + \dots + B_1 s + B_0} \quad (6.18)$$

kde koeficienty B_k ($k = 0, 1, \dots, n-1$) jsou definovány hodnotami b_i ($i = 0, 1, 2$) a zároveň koeficienty z polynomu $B_{n-1}(s)$ [19].

Základní FBD pro implementaci rovnice výše, je na následujícím obrázku.



Obrázek 6. 3: Topologie neceločíselného filtru typu dolní propust řádu $n+\alpha$.

Realizace přenosové funkce vypadá následovně:

$$H(\mathbf{s}) = \frac{\frac{G_1}{\tau_1 \tau_2 \dots \tau_{n-2}} \mathbf{s}^2 + \frac{G_2}{\tau_1 \tau_2 \dots \tau_{n-1}} \mathbf{s} + \frac{G_3}{\tau_1 \tau_2 \dots \tau_n}}{\mathbf{s}^n + \frac{1}{\tau_1} \mathbf{s}^{n-1} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} \mathbf{s}^{n-2} + \dots + \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \dots \tau_n}} \quad (6.19)$$

Porovnáním koeficientů z předchozích dvou rovnic a za předpokladu, že: $B_n = 1$, je časová konstanta vypočítána z rovnice následující:

$$\tau_j = \frac{B_{n-j+1}}{B_{n-j}}, j = 1, 2, \dots, n \quad (6.20)$$

a odpovídající zisk vypočítáme stejně jak v předchozím případě:

$$G_1 = \frac{K_1 a_2}{a_0 B_2} \quad (6.21a)$$

$$G_2 = \frac{K_1 a_1}{a_0 B_1} \quad (6.21b)$$

$$G_3 = \frac{K_1}{B_0} \quad (6.21c)$$

7. Návrh a analýza kmitočtových filtrů

V této kapitole jsou neceločíselné kmitočtové filtry typu dolní a horní propust, jejichž zapojení je již publikováno nebo mnou vytvořeno. Pro každý filtr je nastavena veličina α , tedy neceločíselný řád, na tři hodnoty 0,2; 0,5 a 0,8. Zapojení jsou realizována pomocí aktivních prvků MCMI a BOTA. Tyto prvky jsou pro simulaci v OrCADu nahrazeny aktivními prvky UCC a DACA tak, aby se nezměnily požadované vlastnosti v zapojení. Místo prvku BOTA se použije UCC, kterému se na vstup X připojí rezistor určující transkonduktanci nahrazovaného prvku. Prvkem DACA nastavujeme vlastnosti na jednotlivých větvích, vycházejících z MCMI.

Simulace jsou provedeny u každého zapojení pro všechny alfy, a to jak pro zapojení s ideálními aktivními prvky, tak s neideálními aktivními prvky. Dále je pomocí výpočtů nastaven u všech filtrů pokles o 3dB na 10KHz, takže simulace v OrCADu probíhají v rozmezí 10Hz až 100MHz a krok je nastaven na 101 bodů na dekádu.

Pro zadané obvody je nejprve nutné dopočítat všechny potřebné veličiny. Tyto mezivýpočty byly provedeny podle rovnic (5.3) až (5.13) u dolní propusti. U horní propusti jsou pouze změněny rovnice (5.12) a (5.13) na rovnice (5.15) a (5.16). Výsledky se nacházejí v Tab. 7.1 a Tab. 7.2 a jsou zaokrouhleny na dvě desetinná místa.

Tabulka 7. 1: Výsledky výpočtů všech koeficientů pro neceločíselný filtr typu dolní propust.

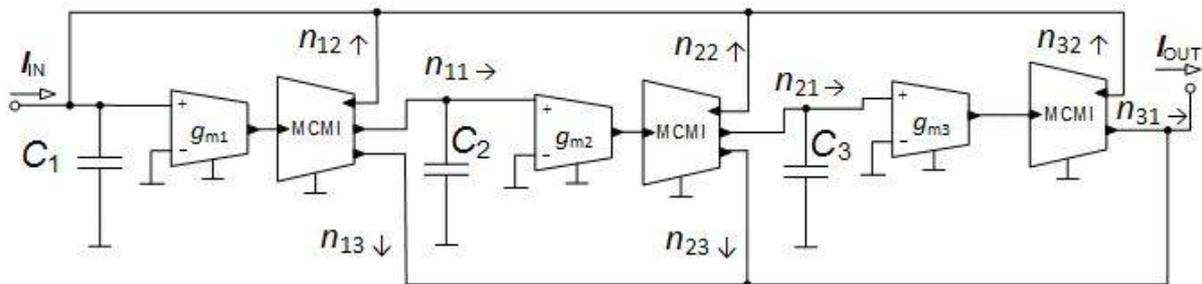
Dolní propust	$\alpha = 0,2$	$\alpha = 0,5$	$\alpha = 0,8$
a_0	2,64	3,75	5,04
a_1	7,92	7,50	6,72
a_2	1,44	0,75	0,24
K_1	1,00	1,00	1,00
K_2	0,77	0,86	0,95
K_3	0,41	0,68	1,14
b_0	0,99	0,99	1,00
b_1	4,08	3,28	2,84
b_2	3,83	2,85	2,52
G_1	0,14	0,07	0,02
G_2	0,74	0,61	0,47
G_3	1,01	1,01	1,00
τ_1	0,26	0,35	0,40
τ_2	0,94	0,87	0,89
τ_3	4,11	3,29	2,83

Tabulka 7. 2: Výsledky výpočtů všech koeficientů pro neceločíselný filtr typu horní propust.

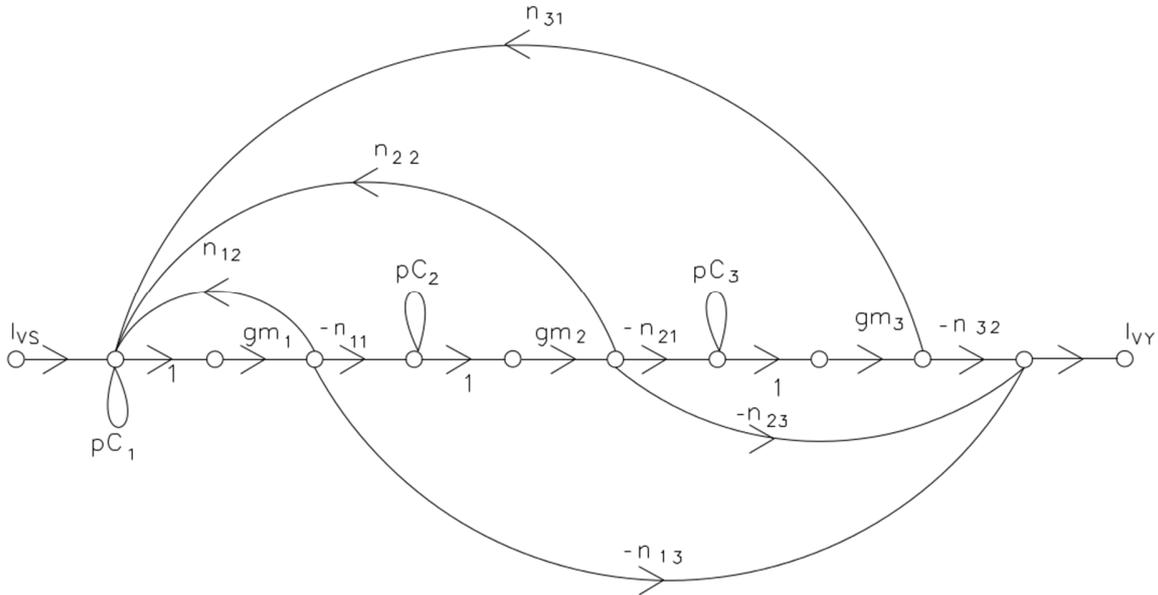
Horní propust	$\alpha = 0,2$	$\alpha = 0,5$	$\alpha = 0,8$
a_0	2,64	3,75	5,04
a_1	7,92	7,50	6,72
a_2	1,44	0,75	0,24
K_1	1,00	1,00	1,00
K_2	0,77	0,86	0,95
K_3	0,41	0,68	1,14
b_0	0,99	0,99	1,00
b_1	4,08	3,28	2,84
b_2	3,83	2,85	2,52
G_1	1,00	1,00	1,00
G_2	0,73	0,61	0,47
G_3	0,14	0,07	0,02
τ_1	0,24	0,30	0,35
τ_2	1,07	1,15	1,12
τ_3	3,83	2,85	2,52

7.1 Neceločíselný kmitočtový filtr typu dolní propust, za použití tří operačních transkonduktančních zesilovačů a tří proudových zrcadel

Tento kmitočtový filtr je zobrazen na obrázku 7.1 i s popisem jednotlivých větví a přenosová a charakteristická rovnice je uvedena v rovnici (7.1) a (7.2). Tato rovnice byla zjištěna pomocí M-C grafu signálových toků, který je na obrázku 7.2. Zvolené a vypočítané hodnoty pro tento filtr jsou pak v Tab. 7.3.



Obrázek 7. 1: Schéma zapojení dolní propusti s aktivním prvek BOTA.



Obrázek 7. 2: Graf signálových toků dolní propusti s aktivním prvek BOTA.

Přenosová rovnice, vycházející z grafu signálových toků, obrázek 7.2, je následující:

$$K_{DP(p)} = \frac{p^2 C_2 C_3 g_{m1} n_{13} + p C_3 g_{m1} g_{m2} n_{11} n_{23} + g_{m1} g_{m2} g_{m3} n_{11} n_{21} n_{32}}{p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_2 C_3 g_{m1} n_{12} + p C_3 g_{m1} g_{m2} n_{11} n_{22} + g_{m1} g_{m2} g_{m3} n_{11} n_{21} n_{31}} \quad (7.1)$$

Charakteristická rovnice vypadá takto:

$$CE = p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_2 C_3 g_{m1} n_{12} + p C_3 g_{m1} g_{m2} n_{11} n_{22} + g_{m1} g_{m2} g_{m3} n_{11} n_{21} n_{31} \quad (7.2)$$

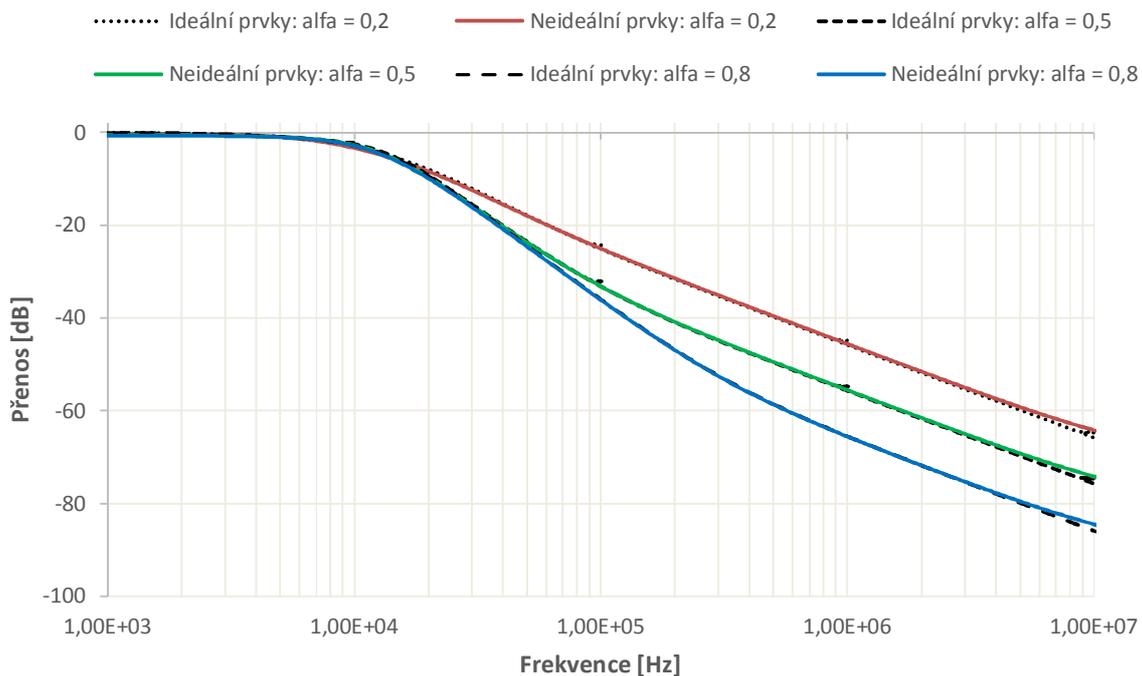
Pomocí SNAPu, rovnice (5.11), zvolených hodnot g_m a zvolením některých hodnot jednotlivých větví, byly dopočítány hodnoty kondenzátorů a hodnoty zbylých větví. Konkrétně byly zvoleny hodnoty větví n_{11} , n_{12} , n_{21} , n_{22} a n_{32} a dopočítány byly n_{13} , n_{23} a n_{31} . Tyto hodnoty jsou upraveny tak, aby kondenzátory odpovídaly řadě E24 a byly v řádech jednotek, desítek a stovek nF, dále hodnoty n_{ij} byly blízké 1.

Výsledky simulací pro ideální a neideální prvky jsou v grafu na obrázku 7.3. Jak můžeme vidět, tak filtr má neceločíselný řád při použití ideálních i reálných prvků a výsledky se od sebe takřka neliší.

Tabulka 7. 3: Zvolené a vypočítané hodnoty prvků a větví v obvodu.

	$\alpha = 0,2$	$\alpha = 0,5$	$\alpha = 0,8$
gm_1 [mS]	1,00	1,00	1,00
gm_2 [mS]	1,00	1,00	1,00
gm_3 [mS]	1,00	1,00	1,00
C_1 [nF]	3,90	5,10	5,60
C_2 [nF]	6,20	6,80	7,50
C_3 [nF]	4,30	3,30	2,70
n_{11} [-]	0,589	0,625	0,736
n_{12} [-]	0,886	0,625	0,953
n_{13} [-]	0,126	0,059	0,018
n_{21} [-]	0,589	0,625	0,736
n_{22} [-]	0,589	0,625	0,736
n_{23} [-]	0,433	0,381	0,346
n_{31} [-]	0,062	0,059	0,062
n_{32} [-]	0,062	0,059	0,063

Chyba vzniklá při měření, je způsobena jednak zvoleným typem výpočtu a_0 , a_1 , a_2 a jednak zaokrouhlováním hodnot, které jsou vypočítané a zadané do SNAPu nebo OrCADu. Jedná se o dolní propust, proto by měl být pokles na nízkých kmitočtech roven 0, což odpovídá grafu 7.3. Vyšší kmitočty, přibližně od 1MHz, jsou potlačeny. Pro tuto práci je nejdůležitější část grafu od 10kHz do 1MHz, kde se projevuje neceločíselný řád filtru. Požadovaný pokles útlumu pro $\alpha = 0,5$ je 30 dB/dec. U $\alpha = 0,2$ a $0,8$ je poté očekávaný pokles pro 24dB/dec a 36dB/dec na 100kHz. Na 10MHz se pak začíná projevovat rozdíl mezi ideálními a neideálními, tedy reálnými, prvky v zapojení. Tento rozdíl vzniká díky použití reálných aktivních prvků, kdy šířka kmitočtového spektra, ve kterém se filtr chová jako fraktální, je užší, než při použití ideálních aktivních prvků.



Obrázek 7. 3: Všechny simulace pro zapojení dolní propust s BOTA.

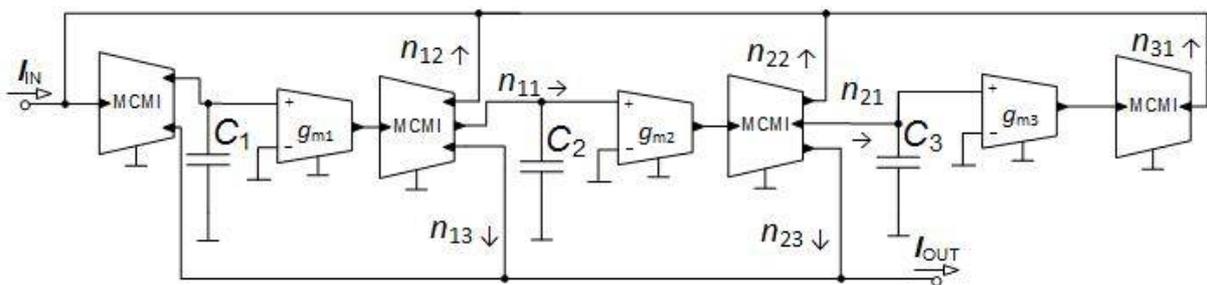
Vidíme, že u zapojení lze nastavovat neceločíselný řád s určitou odchylkou. Kdyby byl obvod prvního řádu a na 10KHz klesal o 3dB/dec, tak by měl na 100KHz pokles o 20dB/dec. Kdyby byl druhého řádu, tak by pokles místo 20dB/dec byl 40dB/dec. Z toho vyplývá, že bychom se měli pohybovat někde mezi 20dB/dec a 40dB/dec, což se podařilo. Pokles řádu 1,5 (tedy $\alpha = 0,5$) by měl být v ideálním případě 30dB, což je přesně v půlce mezi poklesem prvního a druhého řádu. Analogicky se dá určit teoretická hodnota řádu 1,2 a řádu 1,8 a při porovnání se získanými výsledky v tab. 7.4 vidíme, že tu sice je jistá odchylka, která vznikla díky zaokrouhlování a chybám vzniklým kvůli vybrané aproximaci, ale obvod se chová tak, jak požadujeme pro ideální i reálně zapojení.

Tabulka 7. 4: Výsledné hodnoty strmosti útlumu v závislosti na použitém řádu filtru.

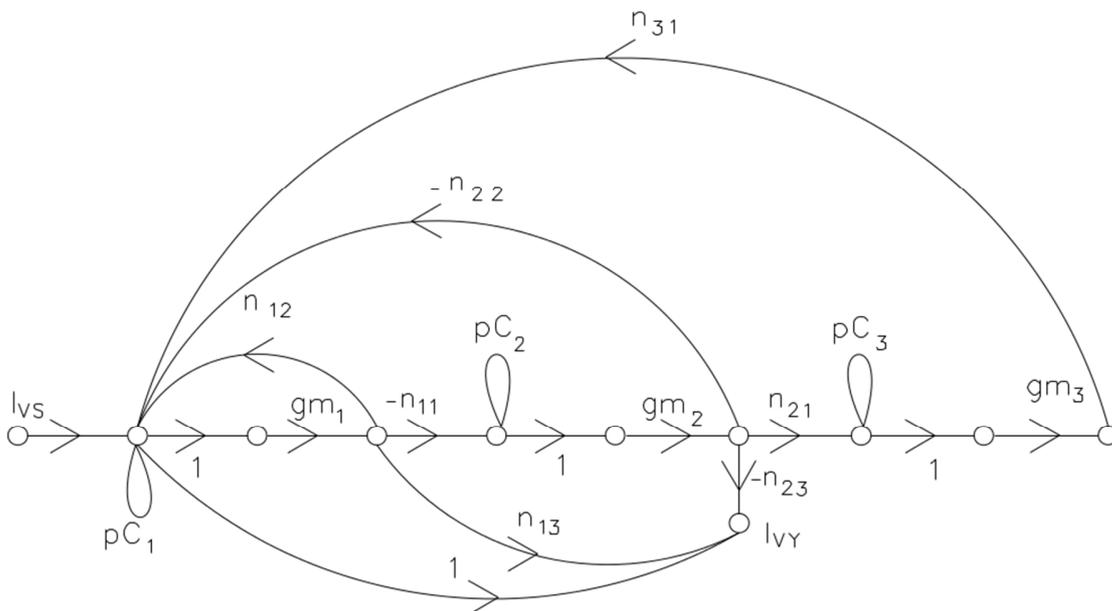
	$\alpha = 0,2$	$\alpha = 0,5$	$\alpha = 0,8$
Vypočítané	24 dB/dec	30 dB/dec	36 dB/dec
Ideální	24,07 dB/dec	29,67dB/dec	35,93 dB/dec
Reálné	24,35 dB/dec	30,89 dB/dec	36,26 dB/dec

7.2 Neceločíselný kmitočtový filtr typu horní propust, za použití tří operačních transkonduktančních zesilovačů a čtyř proudových zrcadel

Tento kmitočtový filtr je zobrazen na obrázku 7.4 i s popisem jednotlivých větví a přenosové rovnice spolu s charakteristikou jsou uvedeny v rovnicích (7.3) a (7.4). Tato rovnice byla zjištěna pomocí M-C grafu signálových toků, který je na obrázku 7.5. Zvolené a vypočítané hodnoty pro tento filtr jsou pak v tab. 7.5.



Obrázek 7. 4: Schéma zapojení horní propusti s aktivním prvek BOTA.



Obrázek 7. 5: Graf signálových toků horní propusti s aktivním prvek BOTA.

Přenosová rovnice, vycházející z grafu signálových toků, obrzázek 7.5, je následující:

$$K_{HP(p)} = \frac{p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_2 C_3 g_{m1} n_{13} + p C_3 g_{m1} g_{m2} n_{11} n_{23}}{p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_2 C_3 g_{m1} n_{12} + p C_3 g_{m1} g_{m2} n_{11} n_{22} + g_{m1} g_{m2} g_{m3} n_{11} n_{21} n_{31}} \quad (7.3)$$

Charakteristická rovnice vypadá takto:

$$CE = p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_2 C_3 g_{m1} n_{12} + p C_3 g_{m1} g_{m2} n_{11} n_{22} + g_{m1} g_{m2} g_{m3} n_{11} n_{21} n_{31} \quad (7.4)$$

Pomocí SNAPu, rovnice (5.11), zvolených hodnot g_m a zvolením některých hodnot jednotlivých větví, byly dopočítány hodnoty všech kondenzátorů a hodnoty zbylých větví. Konkrétně byly zvoleny hodnoty větví n_{11} , n_{12} , n_{21} , n_{22} a n_{31} a dopočítány byly n_{13} a n_{23} . Tyto hodnoty jsou upraveny tak, aby kondenzátory odpovídaly řadě E24 a byly v řádech jednotek, desítek a stovek nanofaradů, dále hodnoty n_{ij} byly blízké 1.

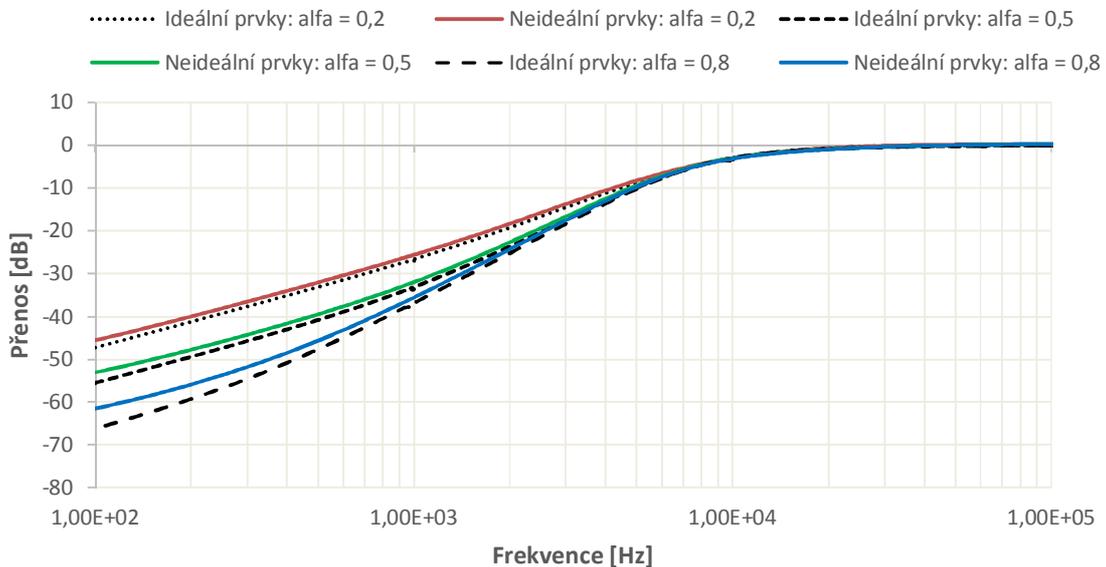
Výsledky simulací pro ideální a neideální prvky jsou v grafu na obrázku 7.6. Jak můžeme vidět, tak filtr má neceločíselný řád při použití ideálních i reálných prvků.

Tabulka 7. 5: Zvolené a vypočítané hodnoty prvků a větví v obvodu.

	$\alpha = 0,2$	$\alpha = 0,5$	$\alpha = 0,8$
g_{m1} [mS]	1,00	1,00	1,00
g_{m2} [mS]	1,00	1,00	1,00
g_{m3} [mS]	1,00	1,00	1,00
C_1 [nF]	2,40	3,00	3,60
C_2 [nF]	11,00	12,00	11,00
C_3 [nF]	39,00	30,00	27,00
n_{11} [-]	0,785	0,760	0,627
n_{12} [-]	0,767	0,739	0,638
n_{13} [-]	0,560	0,449	0,301
n_{21} [-]	0,785	0,760	0,627
n_{22} [-]	0,785	0,760	0,627
n_{23} [-]	0,111	0,053	0,012
n_{31} [-]	0,792	0,788	0,670

Chyba, na níže uvedeném grafu, je způsobena jednak zvoleným typem výpočtu a_0 , a_1 , a_2 a jednak zaokrouhlováním hodnot které jsou vypočítané a zadané do SNAPu nebo OrCADu. Z grafu 7.6 lze vyčíst, že se jedná o horní propust, pokles na vyšších kmitočtech, přibližně od 11kHz se blíží 0, zatímco nízké kmitočty jsou potlačeny. Zkoumaná část grafu se proto pohybuje přibližně od 1kHz do 10kHz, kde se tento obvod chová fraktálně. Požadovaný pokles útlumu pro $\alpha = 0,5$ je 30 dB/dec. U $\alpha = 0,2$ a $0,8$ je poté očekávaný pokles pro 24dB/dec a 36dB/dec na 1kHz. Na 100Hz je pak vidět rozdíl mezi ideálními a neideálními, tedy reálnými, prvky v zapojení. Při zapojení s

reálnými prvky se vytvoří kmitočtový filtr neceločíselného řádu, který má ovšem neceločíselný řád na užší sířce pásma, než v zapojení s ideálními prvky.



Obrázek 7. 6: Všechny simulace pro zapojení horní propust s BOTA.

Tabulka 7. 6: Výsledné hodnoty strmosti útlumu v závislosti na použitém řádu filtru.

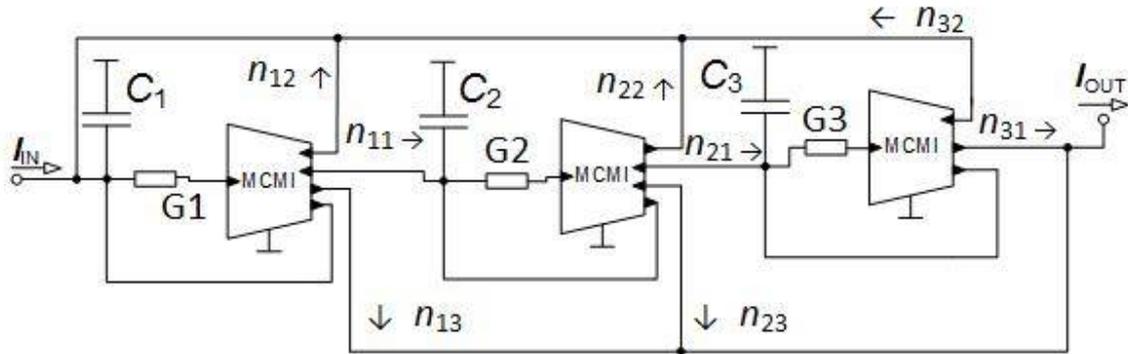
	$\alpha = 0,2$	$\alpha = 0,5$	$\alpha = 0,8$
Vypočítané	24 dB/dec	30 dB/dec	36 dB/dec
Ideální	24,15 dB/dec	30,26 dB/dec	36,05 dB/dec
Reálné	23,63 dB/dec	30,05 dB/dec	35,55 dB/dec

Z tab. 7.6 je patrný neceločíselný charakter kmitočtového filtru horní propusti. Díky tomu je pokles při $\alpha = 0,5$ o dekádu na kmitočtu 1KHz, oproti dolní propusti, kde byl tento pokles na 100KHz. Pokud se podíváme na získané výsledky vidíme, že tu sice je jistá odchylka, která vznikla kvůli zaokrouhlování a chybám vzniklým díky vybrané aproximaci, ale obvod se chová tak, jak požadujeme pro ideální i reálné zapojení.

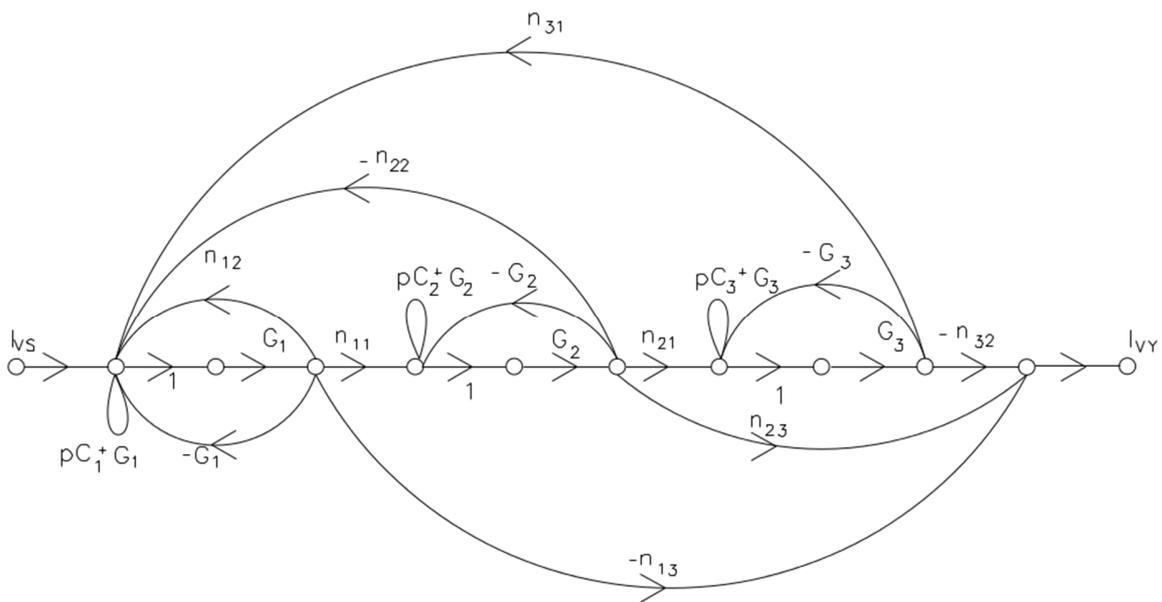
7.3 Neceločíselný kmitočtový filtr typu dolní propust s proudovými sledovači

Tento kmitočtový filtr je zobrazen na obrázku 7.7 i s popisem jednotlivých větví a přenosové rovnice spolu s charakteristickou rovnicí jsou uvedeny v rovnicích (7.5) a (7.6). Tato rovnice byla

zjištěna pomocí M-C grafu signálových toků, který je na obrázku 7.8. Zvolené a vypočítané hodnoty pro tento filtr jsou pak v tab. 7.7.



Obrázek 7. 7: Schéma zapojení dolní propusti se sledovačem.



Obrázek 7. 8: Graf signálových toků dolní propusti - sledovač.

Přenosová rovnice, vycházející z grafu signálových toků, obrázek 7.8, je následující:

$$K_{DP(s)} = \frac{p^2 C_2 C_3 G_1 n_{13} + p C_3 G_1 G_2 n_{11} n_{23} + G_1 G_2 G_3 n_{11} n_{21} n_{32}}{p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_2 C_3 G_1 n_{12} + p C_3 G_1 G_2 n_{11} n_{22} + G_1 G_2 G_3 n_{11} n_{21} n_{31}} \quad (7.5)$$

Charakteristické rovnice poté vypadá následovně:

$$CE = p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_2 C_3 G_1 n_{12} + p C_3 G_1 G_2 n_{11} n_{22} + G_1 G_2 G_3 n_{11} n_{21} n_{31} \quad (7.6)$$

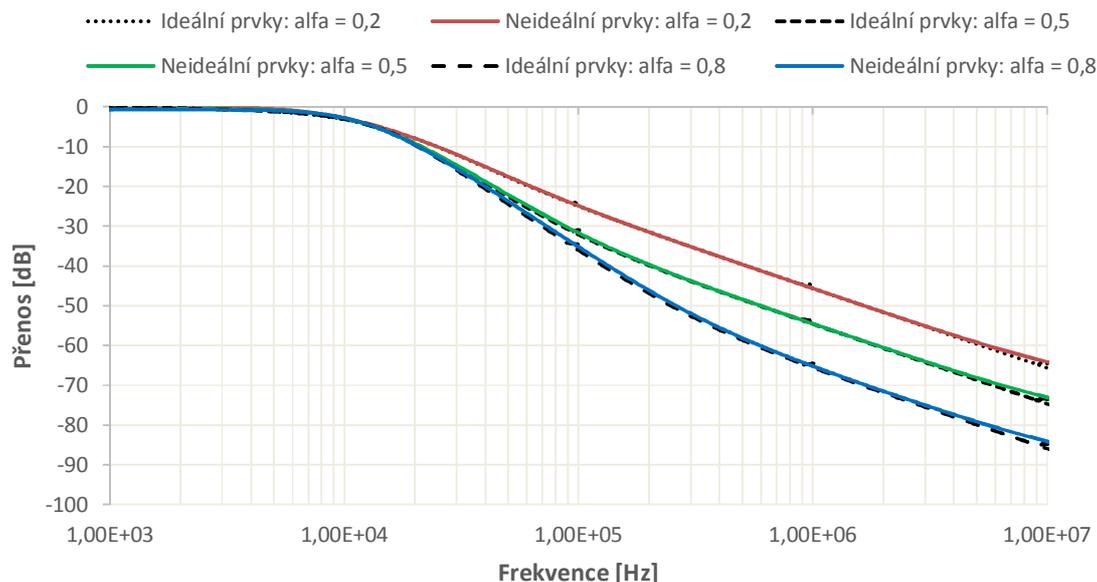
Pomocí SNAPu, rovnice (5.11), zvolených hodnot G a zvolením některých hodnot jednotlivých větví, byly dopočítány hodnoty kondenzátorů a hodnoty zbylých větví. Konkrétně byly zvoleny hodnoty větví n_{11} , n_{12} , n_{21} , n_{22} a n_{32} a dopočítány byly n_{13} , n_{23} a n_{31} . Tyto hodnoty jsou upraveny tak, aby kondenzátory odpovídaly řadě E24 a byly v řádech jednotek, desítek a stovek nanoofaradů, dále hodnoty n_{ij} byly blízké 1.

Výsledky simulací pro ideální a neideální prvky jsou v grafu na obrázku 7.9. Jak můžeme vidět, tak filtr má neceločíselný řád při použití ideálních i reálných prvků.

Tabulka 7. 7: Zvolené a vypočítané hodnoty prvků a větví v obvodu.

	$\alpha = 0,2$	$\alpha = 0,5$	$\alpha = 0,8$
G_1 [mS]	1,00	1,00	1,00
G_2 [mS]	1,00	1,00	1,00
G_3 [mS]	1,00	1,00	1,00
C_1 [nF]	2,70	3,60	3,90
C_2 [nF]	11,00	10,00	10,00
C_3 [nF]	39,00	30,00	27,00
n_{11} [-]	0,665	0,639	0,711
n_{12} [-]	0,626	0,603	0,664
n_{13} [-]	0,089	0,043	0,013
n_{21} [-]	0,665	0,639	0,711
n_{22} [-]	0,665	0,639	0,711
n_{23} [-]	0,489	0,390	0,334
n_{31} [-]	0,578	0,536	0,642
n_{32} [-]	0,574	0,534	0,643

Chyba na níže uvedeném grafu 7.9 je způsobena stejně jako v předchozích případech, tedy jednak zvoleným typem výpočtu a_0 , a_1 , a_2 a jednak zaokrouhlováním hodnot, které jsou vypočítané a zadané do SNAPU nebo OrCADu. Na první pohled je patrné, že se jedná o filtr typu dolní propust. Pokles na nízkých kmitočtech je roven 0 a zvětšuje se spřibývajícím řády kmitočtu. Fraktální character obvodu začíná přibližně na 10kHz. Požadovaný pokles útlumu pro $\alpha = 0,5$ je 30 dB/dec. U $\alpha = 0,2$ a $0,8$ je poté očekávaný pokles pro 24dB/dec a 36dB/dec na 100KHz. Na 10MHz je pak vidět začínající rozdíl mezi ideálními a neideálními prvky v zapojení. Tento rozdíl je způsoben především vlastnostmi neideálních, reálných, aktivních prvků. Díky těmto prvkům je fraktální řád filtru v užším pásmu kmitočtů, než při použití ideálních aktivních prvků.



Obrázek 7. 9: Všechny simulace pro zapojení dolní propust se sledovači.

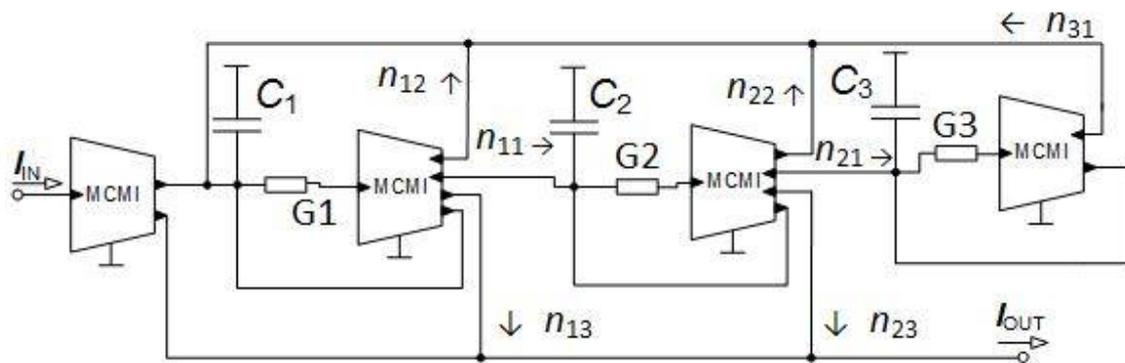
Podle tab. 7.8 je vidět neceločíselný řád zapojení, kdy, jak již bylo zmíněno výše, se pokles na dekádu pohybuje mezi 20dB/dec a 40dB/dec. Odchylky, které tu vznikly nepřesahují 1 dB/dec. Jejich vznik má stejný důvod jako již zmiňovaný výše, tedy zaokrouhlování zadávaných hodnot a použitá aproximace při výpočtech $a_0 a_1 a_2$.

Tabulka 7. 8: Výsledné hodnoty strmosti útlumu v závislosti na použitém řádu filtru.

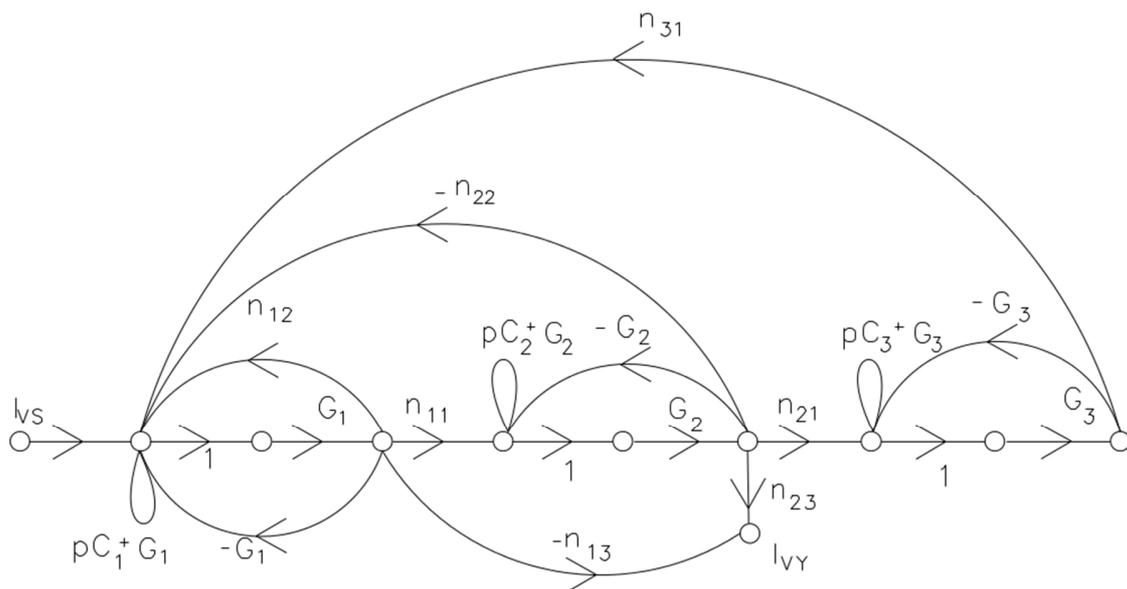
	$\alpha = 0,2$	$\alpha = 0,5$	$\alpha = 0,8$
Vypočítané	24 dB/dec	30 dB/dec	36 dB/dec
Ideální	24,01 dB/dec	30,63 dB/dec	36,05 dB/dec
Reálné	24,86 dB/dec	29,47 dB/dec	36,22 dB/dec

7.4 Neceločíselný kmitočtový filtr typu horní propust s proudovými sledovači

Tento kmitočtový filtr je zobrazen na obrázku 7.10 i s popisem jednotlivých větví a přenosová, charakteristická rovnice je uvedena v rovnici (7.7) resp. (7.8). Tato rovnice byla zjištěna pomocí M-C grafu signálových toků, který je na obrázku 7.11. Zvolené a vypočítané hodnoty pro tento filtr jsou pak v tab. 7.9.



Obrázek 7. 10: Schéma zapojení horní propusti se sledovačem.



Obrázek 7. 11: Graf signálových toků horní propusti – sledovač.

Přenosová rovnice, vycházející z grafu signálových toků, obrázek 7.11, je následující:

$$K_{HP(s)} = \frac{p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_2 C_3 G_1 n_{13} + p C_3 G_1 G_2 n_{11} n_{23}}{p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_2 C_3 G_1 n_{12} + p C_3 G_1 G_2 n_{11} n_{22} + G_1 G_2 G_3 n_{31} n_{11} n_{21}} \quad (7.7)$$

Charakteristické rovnice, pak vypadá následovně:

$$CE = p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_2 C_3 G_1 n_{12} + p C_3 G_1 G_2 n_{11} n_{22} + G_1 G_2 G_3 n_{31} n_{11} n_{21} \quad (7.8)$$

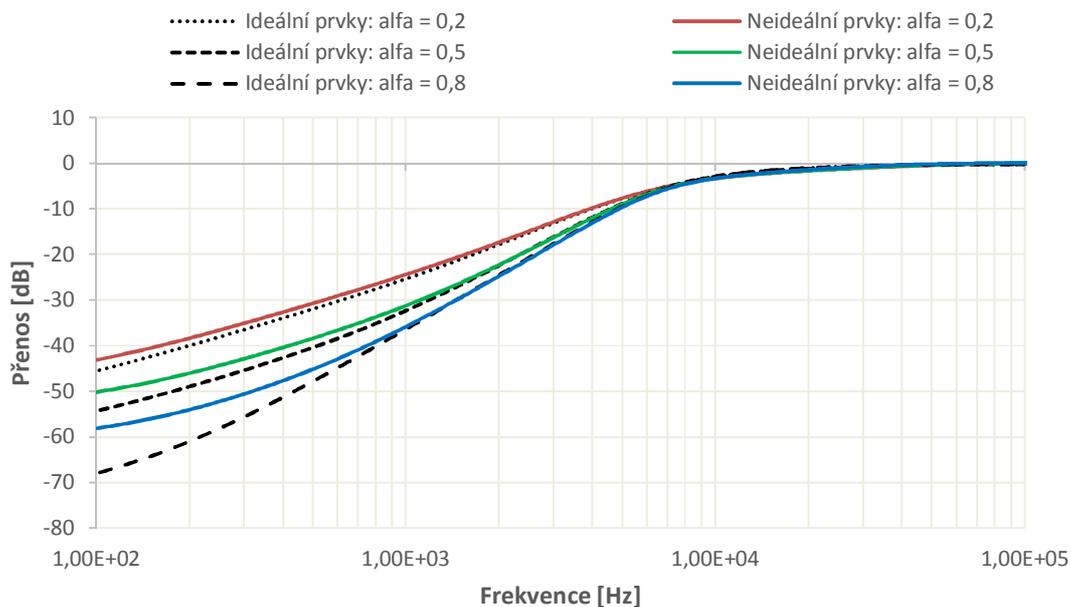
Pomocí SNAPu, rovnice (5.11), zvolených hodnot G a zvolením některých hodnot jednotlivých větví, byly dopočítány hodnoty všech kondenzátorů a hodnoty zbylých větví. Konkrétně byly zvoleny hodnoty větví n_{11} , n_{12} , n_{21} , n_{22} a n_{31} a dopočítány byly n_{13} a n_{23} . Tyto hodnoty jsou upraveny tak, aby kondenzátory odpovídaly řadě E24 a byly v řádech jednotek, desítek a stovek nanoofaradů, dále hodnoty n_{ij} byly blízké 1.

Výsledky simulací pro ideální a neideální prvky jsou v grafu na obrázku 7.12. Jak můžeme vidět, tak filtr má neceločíselný řád při použití ideálních i reálných prvků.

Tabulka 7. 9: Zvolené a vypočítané hodnoty prvků a větví v obvodu.

	$\alpha = 0,2$	$\alpha = 0,5$	$\alpha = 0,8$
G_1 [mS]	1,00	1,00	1,00
G_2 [mS]	1,00	1,00	1,00
G_3 [mS]	1,00	1,00	1,00
C_1 [nF]	2,40	3,00	3,49
C_2 [nF]	11,10	12,00	11,70
C_3 [nF]	40,30	30,00	26,50
n_{11} [-]	0,655	0,661	0,598
n_{12} [-]	0,637	0,643	0,581
n_{13} [-]	0,465	0,390	0,274
n_{21} [-]	0,655	0,661	0,598
n_{22} [-]	0,655	0,661	0,598
n_{23} [-]	0,093	0,046	0,011
n_{31} [-]	0,679	0,685	0,620

Chyba na níže uvedeném grafu je způsobena stejně jako v předchozích případech, tedy jednak zvoleným typem výpočtu a_0 , a_1 , a_2 a jednak zaokrouhlováním hodnot, které jsou vypočítané a zadané do SNAPu nebo OrCADu. Kmitočtový filtr má velké potlačení na malých kmitočtech, ale se vzrůstající frekvencí se hodnota potlačení přibližuje 0. Pro tři různá měření se pokles mění, jedná se tedy o kmitočtový filtr neceločíselného řádu typu horní propust. Požadovaný pokles útlumu pro $\alpha = 0,5$ je 30 dB/dec. U $\alpha = 0,2$ a $0,8$ by měl být pokles 24dB/dec a 36dB/dec na 100KHz. Na 100Hz je pak vidět rozdíl mezi ideálními a neideálními, tedy reálnými prvky v zapojení. Při zapojení s reálnými prvky se vytvoří kmitočtový filtr neceločíselného řádu, který má ovšem neceločíselný řád na užší sířce pásma, než v zapojení s ideálními prvky.



Obrázek 7. 12: Všechny simulace pro zapojení horní propust se sledovači.

Podle tab. 7.10 je vidět neceločíselný řád zapojení, kdy, jak již bylo zmíněno výše, se pokles na dekádu pohybuje mezi 20dB/dec a 40dB/dec. Důvody vzniků odchylek jsou stejné jako v předchozích případech, tedy zaokrouhlování zadávaných hodnot a použitá aproximace při výpočtech $a_0 a_1 a_2$ aj.

Tabulka 7. 10: Výsledné hodnoty strmosti útlumu v závislosti na použitém řádu filtru.

	$\alpha = 0,2$	$\alpha = 0,5$	$\alpha = 0,8$
Vypočítané	24 dB/dec	30 dB/dec	36 dB/dec
Ideální	24,44 dB/dec	29,92 dB/dec	36,03 dB/dec
Reálné	23,51 dB/dec	30,34 dB/dec	35,84 dB/dec

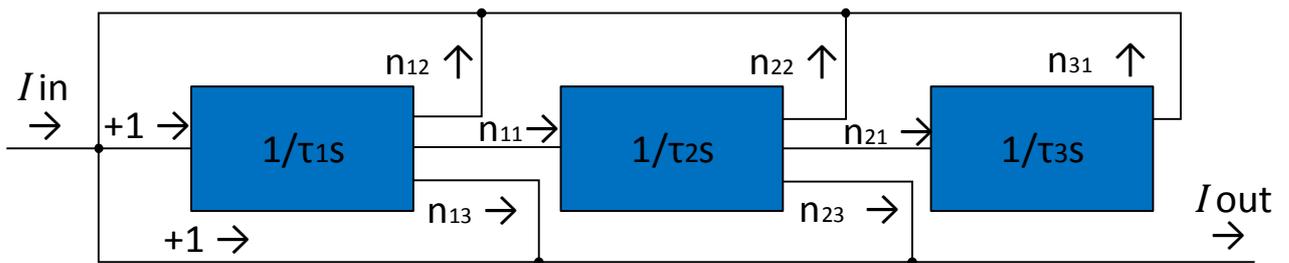
8. Praktická realizace a měření vybraných kmitočtových filtrů

V této kapitole je popsána praktická realizace vybraných neceločíselných kmitočtových filtrů a jejich následná experimentální měření, vždy pro tři různé řády. Pro jednoduchou realizaci byl zvolen filtr typu horní propust vycházející z článku [6] a filtr typu dolní propust, který byl přepočítán z kapitoly 7.3.

8.1 Neceločíselný kmitočtový filtr typu horní propust za použití dvou zesilovačů v proudovém módu a tří transkonduktanční zesilovačů

8.1.1 Popis a realizace obvodu

Vybraný kmitočtový filtr z článku [6] představuje horní propust fraktálního řádu. Lze u něj měnit počáteční frekvenci změnou parametrů g_{m1} , g_{m2} a g_{m3} případně pouze změnou kondenzátorů C_1 , C_2 a C_3 . Dále pomocí změny zesílení ve větvích obvodu pomocí dvou proudových zesilovačů A_1 a A_2 a zároveň změnou hodnot g_{m1} , g_{m2} a g_{m3} lze libovolně měnit řád filtru v rozsahu od 1 do 2. Topologie obvodu je na obázku 8.1 a schéma zapojení obvodu pak na obrázku 8.2. Prvky DO-CF, MOTA1, MOTA2 a OTA3 byly nahrazeny pomocí třech čipů UCC N1B. Prvek DO-CF byl nahrazen jedním UCC, dále prvek MOTA 1 byl nahrazen dalším UCC a prvky MOTA 2 a OTA 3 byly s výhodou nahrazeny třetím UCC, který v sobě obsahuje UCC i CCI \pm . Prvky ACA 1 a ACA 2 byly nahrazeny pomocí dvou čipů el2082.



Obrázek 8. 1: Topologie neceločíselného filtru typu horní propust.

Přenosová rovnice je ve tvaru:

$$K_{HP(p)} = \frac{p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_2 C_3 g_{m1} + p C_3 g_{m1} g_{m2} n_{23}}{p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_2 C_3 g_{m1} n_{12} + p C_3 g_{m1} g_{m2} n_{11} n_{22} + g_{m1} g_{m2} g_{m3} n_{11} n_{21} n_{31}} \quad (8.1)$$

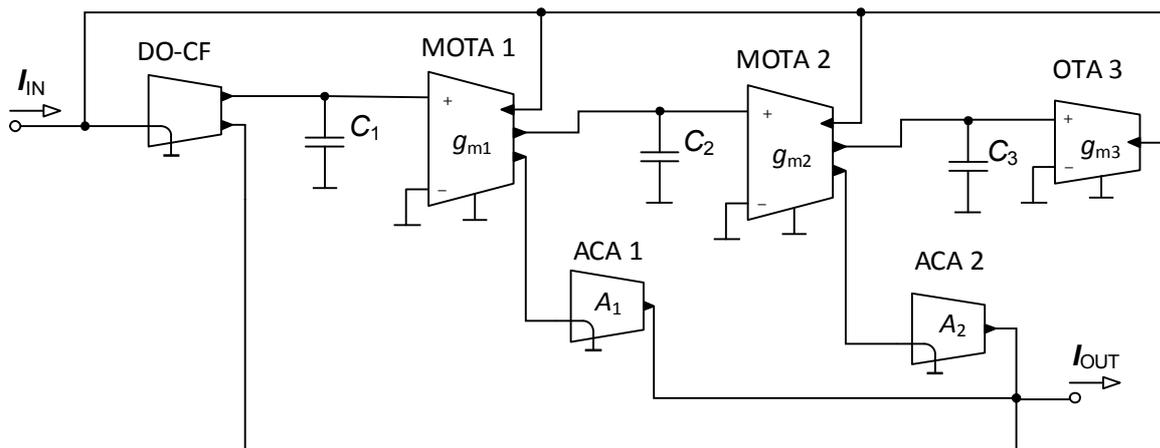
Charakteristická rovnice tohoto obvodu má tvar:

$$CE = p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_2 C_3 g_{m1} n_{12} + p C_3 g_{m1} g_{m2} n_{11} n_{22} + g_{m1} g_{m2} g_{m3} n_{11} n_{21} n_{31} \quad (8.2)$$

kde n_{ij} jsou přenosy jednotlivých větví, které jsou kromě n_{13} a n_{23} rovny 1. Dále C_k a g_{mk} jsou parametry, kterým je spolu s n_{13} a n_{23} obvod říditelný. C_k jsou kondenzátory a $1/g_{mk}$ odpovídá jednotlivým rezistorům.

Pomocí programu EAGLE bylo vytvořeno schéma obvodu, které je zobrazeno v příloze A2 spolu s deskou plošných spojů. Dále v příloze A2 je seznam použitých součástek.

Kmitočové filtry, popsané v této kapitole pracují v proudovém módu. Z tohoto důvodu bylo nutné, pro měření, použít převodník U/I a I/U, které byly napájeny symetrickým napětím ± 5 V. Obvodový analyzátor Agilent 4395A byl použit jako měřič signálového přenosu a generátor harmonického signálu. Pro nastavení zesílení bylo použito dvou napěťových generátorů Agilent E3631A. Pro napájení el2082 bylo použito ± 5 V z generátoru Agilent E3630A a pro napájení UCC bylo použito $\pm 1,65$ V z napěťového generátoru Agilent E3631A [12].

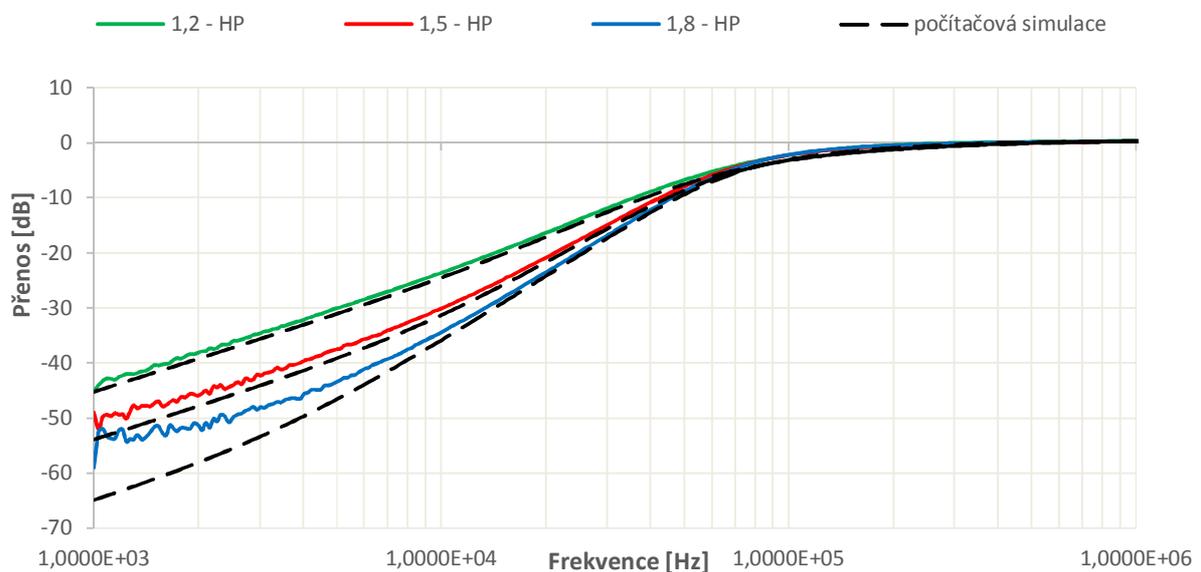


Obrázek 8. 2: Schéma zapojení fraktálního filtru horní propust z článku [22].

8.1.2 Měření obvodu

Kmitočový filtr byl nastaven na počáteční hodnotu řádu 1,5 a s počátečním kmitočtem $f_0 = 100$ kHz. V průběhu měření byl řád nastaven nejprve na 1,2 a poté na 1,8. Změna řádu proběhla změnou hodnot proudů, přivedených na prvky el2082 a změnou hodnot prvků g_{m1} , g_{m2} a g_{m3} . Dále bylo provedeno přelaďování počátečního kmitočtu ze 100 kHz na 50 kHz, 75 kHz, 150 kHz a 200 kHz pomocí změny hodnot prvků g_{m1} , g_{m2} a g_{m3} . Experimentálně byla provedena změna kmitočtu ze 100 kHz na 50 kHz a 200 kHz pouze pomocí změny hodnot prvků C_1 , C_2 a C_3 . Všechny měření byly zároveň počítačově simulovány a porovnány s reálnými výsledky.

Graf, který je na obrázku 8.3, ukazuje výsledky měření navrženého filtru pro tři různé řády na počátečním kmitočtu 100 kHz. Tyto řády byly zvoleny jako 1,2 dále 1,5 a 1,8. V tomto měření se hodnoty kondenzátorů neměnily a jejich hodnoty, po celou dobu měření, byly $C_1 = 200\text{pF}$, $C_2 = 680\text{pF}$ a $C_3 = 2\text{nF}$. Hodnoty jednotlivých $1/g_m$ a nastavených zesílení u proudových zesilovačů jsou v tab. 8.1. Hodnoty rezistorů vytvářející jednotlivé transkonduktance byly získány z velké části paralelní kombinací dvou rezistorů z řady E24. Z grafu 8.3 je vidět, že strmost útlumu jak pro hodnoty získané počítačovou simulací, tak pro hodnoty změřené v praktické realizaci se liší maximálně v řádech desetin decibelů, výjma naměřené hodnoty pro řád 1,8. Ta se liší přesně o jeden decibel a je to největší odchylka strmosti útlumu v tomto měření. Výsledky strmosti poklesu pro změřené hodnoty, nasimulované hodnoty a vypočítané (teoretické) hodnoty jsou v tab. 8.2.



Obrázek 8. 3: Porovnání poklesu strmosti útlumu pro počítačovou simulaci a reálné měření pro různé řády fraktálního filtru typu horní propust s počátečním kmitočtem 100 kHz.

Z grafu je patrné, že na nízkých kmitočtech dochází k většímu rozdílu mezi výsledky simulací a měření. Tyto rozdíly mohou být způsobeny reálnými vlastnostmi použitých aktivních prvků, zaokrouhlováním a nepřesnostmi pasivních hodnot.

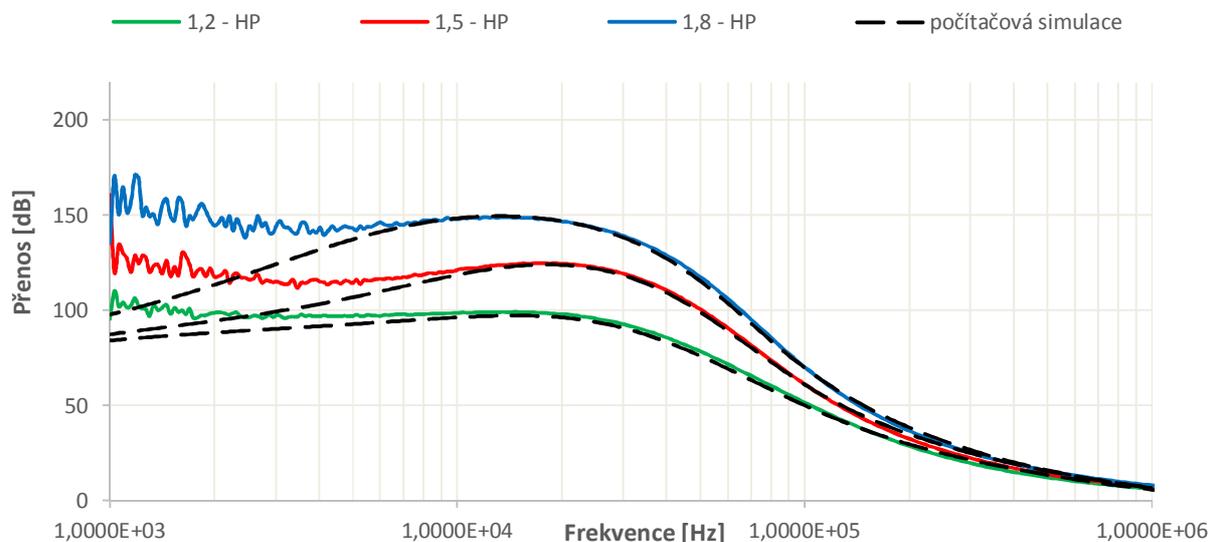
Tabulka 8. 1: Hodnoty použitých součástek a nastaveného zesílení u fraktálního filtru horní propust na vybraných řádech při počátečním kmitočtu 100 kHz.

		vypočítané	nalezené	použité součástky
1,2	$1/g_{m1} [\Omega]$	1886	1881	2k2 13k
	$1/g_{m2} [\Omega]$	2430	2429	3k3 9k1
	$1/g_{m3} [\Omega]$	2967	2987	4k7 8k2
	$A_1 [-]$	0,730		
	$A_2 [-]$	0,142		
1,5	$1/g_{m1} [\Omega]$	2328	2299	3k9 5k6
	$1/g_{m2} [\Omega]$	2595	2550	5k1 5k1
	$1/g_{m3} [\Omega]$	2189	2196	3k 8k2
	$A_1 [-]$	0,607		
	$A_2 [-]$	0,070		
1,8	$1/g_{m1} [\Omega]$	2908	2943	3k9 12k
	$1/g_{m2} [\Omega]$	2723	2730	3k9 9k1
	$1/g_{m3} [\Omega]$	2078	2076	3k3 5k6
	$A_1 [-]$	0,471		
	$A_2 [-]$	0,018		

Tabulka 8. 2: Vypočítané a naměřené hodnoty strmosti útlumu na dekádu v závislosti na použitém řádu fraktálního filtru při počátečním kmitočtu 100 kHz.

Řád filtru	1,2	1,5	1,8
vypočítaný/ideální	24 dB/dec	30 dB/dec	36 dB/dec
nasimulovaný	24,07 dB/dec	30,43 dB/dec	35,81 dB/dec
naměřený	23,24 dB/dec	29,80 dB/dec	35 dB/dec

V grafu 8.4 je porovnání fáze u počítačové simulace a reálného měření pro výše popsané zapojení a nastavení obvodu. Je vidět, že kromě nízkých kmitočtů, odpovídá měřená fáze fázi z počítačové simulace. Nepřesnost na nízkých kmitočtech je způsobena parazitními vlastnostmi a omezeným frekvenčním pásmem, v kterém pracují aktivní prvky.



Obrázek 8. 4: Porovnání fáze pro počítačovou simulaci a reálné měření pro různé řády fraktálního filtru typu horní propust s počátečním kmitočtem 100 kHz.

Graf, který je na obrázku 8.5, ukazuje výsledky měření navrženého filtru pro tři různé kmitočty s řádem filtru 1,5. Pro měřené kmitočty byly zvoleny hodnoty 50 kHz dále 100 kHz a 200 kHz. Řízení bylo provedeno změnou hodnot kondenzátorů. V tomto měření se neměnily hodnoty g_m . Jejich hodnoty, po celou dobu měření, byly $1/g_{m1} = 2299 \Omega$, $1/g_{m2} = 2550 \Omega$ a $1/g_{m3} = 2196 \Omega$. Hodnoty zesílení na proudových zesilovačích byly nastaveny na výchozí hodnoty $A_1 = 0,607$ a $A_2 = 0,07$. Hodnoty jednotlivých kondenzátorů pro různé kmitočty jsou uvedeny v tab. 8.3. Tab. 8.4 ukazuje, jak se posunul kmitočet při měření a při simulacích. Ze získaných průběhů je vidět nepřesnost pouze o pár kHz, což je způsobeno zaokrouhlováním a posunutím na kmitočet, který se k požadovanému pouze blíží. Naměřené hodnoty se od simulovaných nepatrně liší v mezním kmitočtu. Hlavním důvodem jsou nepřesné hodnoty kondenzátorů, které se mohou lišit až o 10% požadované hodnoty.



Obrázek 8. 5: Porovnání poklesu strmosti útlumu pro počítačovou simulaci a reálné měření pro vybrané kmitočty fraktálního filtru typu horní propust s 1,5 řádem.

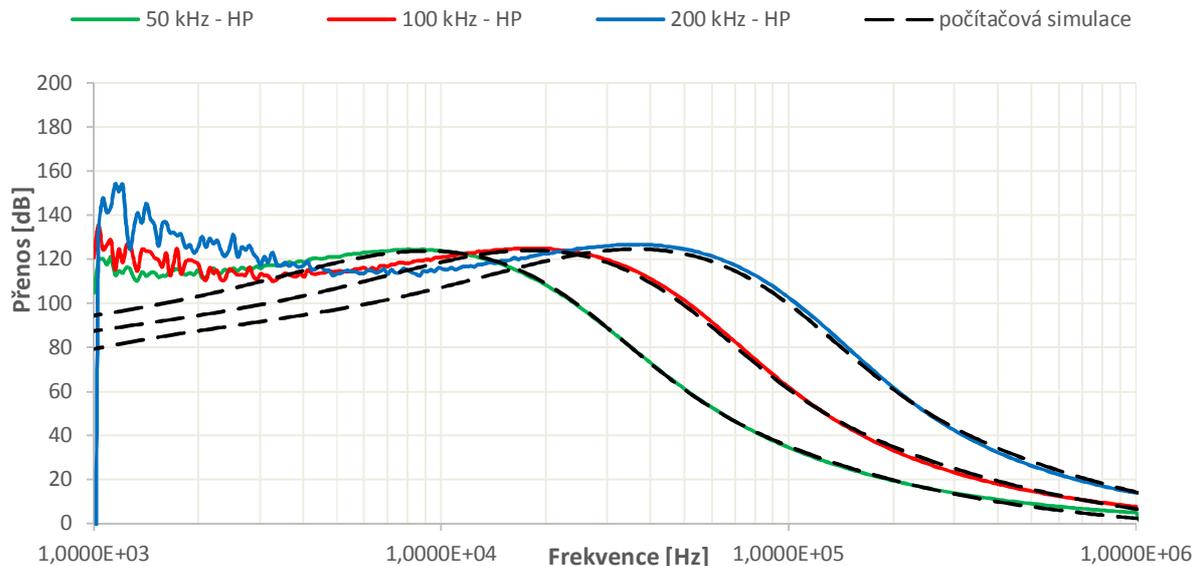
Tabulka 8. 3: Použité hodnoty kondenzátorů u fraktálního filtru 1,5 řádu horní propust na vybraných kmitočtech.

Počáteční frekvence	50 kHz	100 kHz	200 kHz
C_1 [pF]	400	200	100
C_2 [pF]	1360	680	340
C_3 [nF]	4	2	1

Tabulka 8. 4: Hodnoty kmitočtů u fraktálního filtru horní propust řádu 1,5 na hodnotě poklesu -3dB.

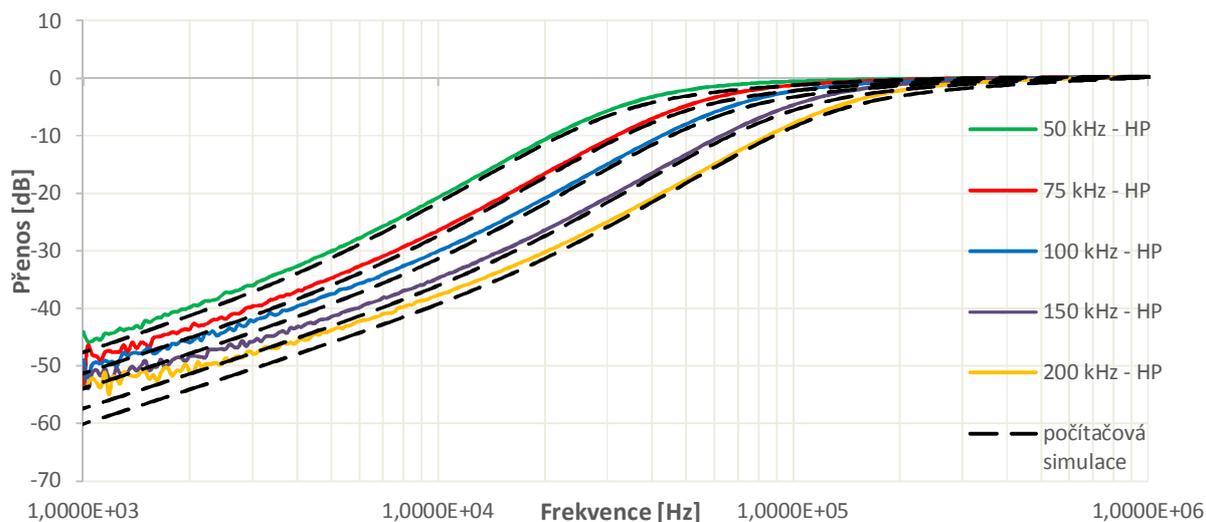
Počáteční frekvence	50 kHz	100 kHz	200 kHz
nasimulovaná	53 kHz	104 kHz	195 kHz
naměřená	46 kHz	85 kHz	159 kHz

V grafu 8.6 je porovnání fáze u počítačové simulace a reálného měření pro výše popsané zapojení a nastavení obvodu, jehož výsledky strmosti útlumu jsou v grafu 8.5. Je vidět, že kromě nízkých kmitočtů, odpovídá měřená fáze fázi z počítačové simulace. Nepřesnost na nízkých kmitočtech je způsobena parazitními vlastnostmi a omezeným frekvenčním pásmem, v kterém pracují aktivní prvky.



Obrázek 8. 6: Porovnání fáze pro počítačovou simulaci a reálné měření pro vybrané počáteční kmitočty fraktálního filtru typu horní propust s 1,5 řádu.

Graf, který je na obrázku 8.7, ukazuje výsledky měření navrženého filtru pro pět různých kmitočtů s řádem filtru 1,5. Pro měřené kmitočty byly zvoleny hodnoty 50 kHz, 75 kHz dále 100 kHz, 150 kHz a 200 kHz. Kmitočet byl řízen pomocí hodnot transkonduktancí, které jsou v obvodu reprezentovány rezistory. V tomto případě se neměnily hodnoty kondenzátorů. Jejich hodnoty, po celou dobu měření, byly $C_1 = 200 \text{ pF}$, $C_2 = 680 \text{ pF}$ a $C_3 = 2 \text{ nF}$. Nastavené hodnoty zesílení byly $A_1 = 0,607$ a $A_2 = 0,07$. Hodnoty jednotlivých g_m pro různé kmitočty jsou uvedeny v tab. 8.5. Z grafu je zřejmé, že maximální chyba je u kmitočtu 200 kHz, kde se hodnoty získané simulací a praktickým měření, liší o téměř jeden decibel od požadované hodnoty. Tab. 8.6 ukazuje jak se posunul kmitočet při měření a při počítačových simulacích. Při měření je vidět nepřesnost pouze o pár kHz, což je způsobeno zaokrouhlováním a posunutím na kmitočet, který se k požadovanému pouze blíží. Naměřené hodnoty se od ideálních liší s narůstajícím kmitočtem podstatně více. Hlavním důvodem jsou zaokrouhlované hodnoty rezistorů a tolerance hodnot kondenzátorů, které se mohou lišit až o 10% požadované hodnoty. Dalším důvodem mohou být parazitní vlastnosti použitých aktivní prvků.



Obrázek 8. 7: Porovnání poklesu strmosti útlumu pro počítačovou simulaci a reálné měření pro vybrané kmitočty fraktální filtru typu horní propust s 1,5 řádem.

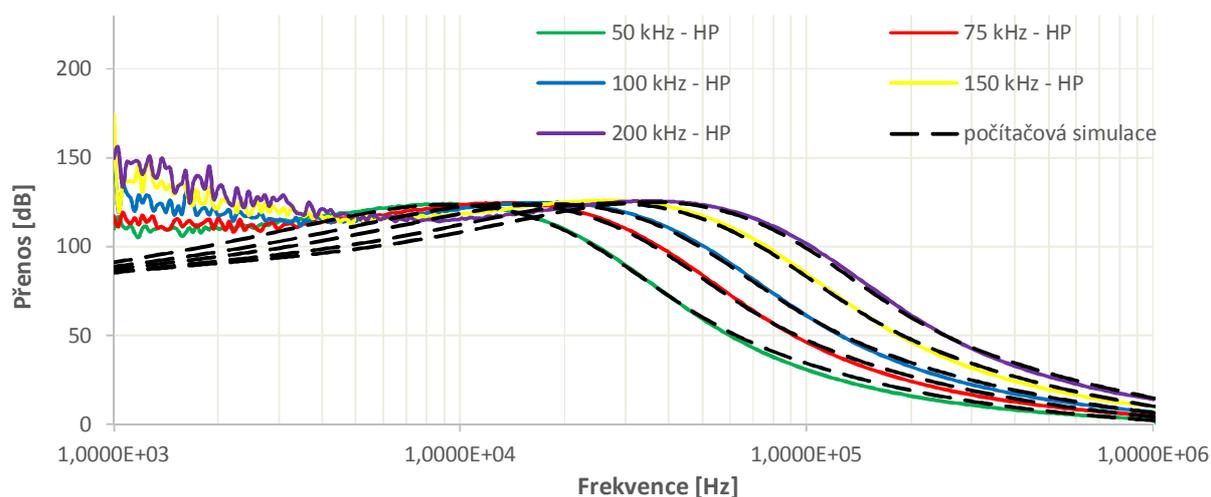
Tabulka 8. 5: Hodnoty použitých součástek u fraktálního filtru 1,5 řádu horní propust na vybraných kmitočtech.

		vypočítané	nalezené	použité součástky
50 kHz	$1/g_{m1} [\Omega]$	4660	4678	6k8 15k
	$1/g_{m2} [\Omega]$	5189	5175	9k1 12k
	$1/g_{m3} [\Omega]$	4377	4340	6k8 12k
75 kHz	$1/g_{m1} [\Omega]$	3106	3095	3k9 15k
	$1/g_{m2} [\Omega]$	3456	3467	5k6 9k1
	$1/g_{m3} [\Omega]$	2918	2943	3k9 12k
100 kHz	$1/g_{m1} [\Omega]$	2329	2299	3k9 5k6
	$1/g_{m2} [\Omega]$	2594	2550	5k1 5k1
	$1/g_{m3} [\Omega]$	2188	2196	3k 8k2
150 kHz	$1/g_{m1} [\Omega]$	1553	1595	2k7 3k9
	$1/g_{m2} [\Omega]$	1730	1721	3k3 3k6
	$1/g_{m3} [\Omega]$	1459	1485	2k7 3k3
200 kHz	$1/g_{m1} [\Omega]$	1164	1147	2k2 2k4
	$1/g_{m2} [\Omega]$	1297	1300	1k3
	$1/g_{m3} [\Omega]$	1093	1100	1k1

Tabulka 8. 6: Hodnoty kmitočtů u fraktálního filtr horní propust řádu 1,5 na hodnotě poklesu -3dB.

Počáteční frekvence	50 kHz	75 kHz	100 kHz	150 kHz	200 kHz
nasimulovaná	50 kHz	76 kHz	104 kHz	150 kHz	200 kHz
naměřená	42 kHz	64 kHz	87 kHz	125 kHz	171 kHz

V grafu 8.8 je porovnání fáze u počítačové simulace a reálného měření pro výše popsané zapojení a nastavení obvodu, jehož výsledky strmosti útlumu jsou v grafu 8.7. Je vidět, že kromě nízkých kmitočtů, odpovídá měřená fáze fázi z počítačové simulace. Nepřesnost na nízkých kmitočtech je způsobena parazitními vlastnostmi a omezeným frekvenčním pásmem, v kterém pracují aktivní prvky.

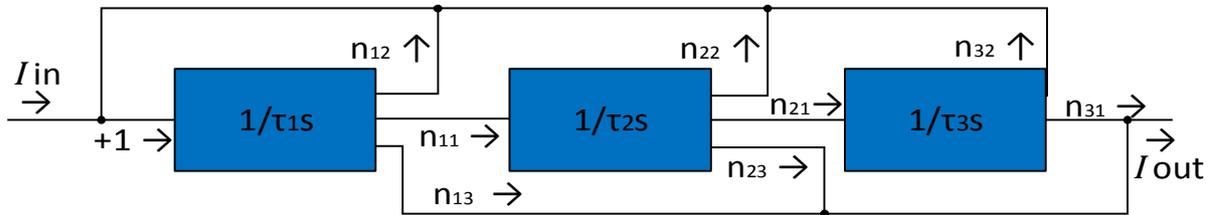


Obrázek 8. 8: Porovnání fáze pro počítačovou simulaci a reálné měření pro vybrané počáteční kmitočty fraktálního filtru typu horní propust s 1,5 řádu.

8.2 Neceločíselný kmitočtový filtr typu dolní propust za použití dvou zesilovačů v proudovém módu a tří proudových sledovačů

8.2.1 Popis a realizace obvodu

Vybraný kmitočtový filtr z kapitoly 7.3 představuje dolní propust fraktálního řádu. Lze u něj měnit počáteční frekvenci změnou hodnot rezistorů R_1 , R_2 a R_3 ($1/G_1$, $1/G_2$ a $1/G_3$), případně pouze změnou kondenzátorů C_1 , C_2 a C_3 . Dále pomocí změny zesílení ve větvích obvodu pomocí dvou proudových zesilovačů A_1 a A_2 a zároveň změnou hodnot R_1 , R_2 a R_3 ($1/G_1$, $1/G_2$ a $1/G_3$) lze měnit řád filtru. Schéma zapojení obvodu je na obrázku 8.2. Prvky MCMI1, MCMI2 a MCMI3 byly nahrazeny pomocí tří čipů UCC N1B. Prvky ACA 1 a ACA 2 byly nahrazeny pomocí dvou čipů el2082. Topologie vybraného filtru je na obrázku 8.9.



Obrázek 8. 9: Topologie neceločíselného filtru typu dolní.

Přenosová rovnice je ve tvaru:

$$K_{DP(p)} = \frac{p^2 C_1 C_2 C_3 + p C_3 G_1 G_2 n_{11} n_{23} + G_1 G_2 G_3 n_{11} n_{21} n_{31}}{p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_2 C_3 G_1 n_{12} + p C_3 G_1 G_2 n_{11} n_{22} + G_1 G_2 G_3 n_{11} n_{21} n_{32}} \quad (8.3)$$

Charakteristická rovnice tohoto obvodu má tvar:

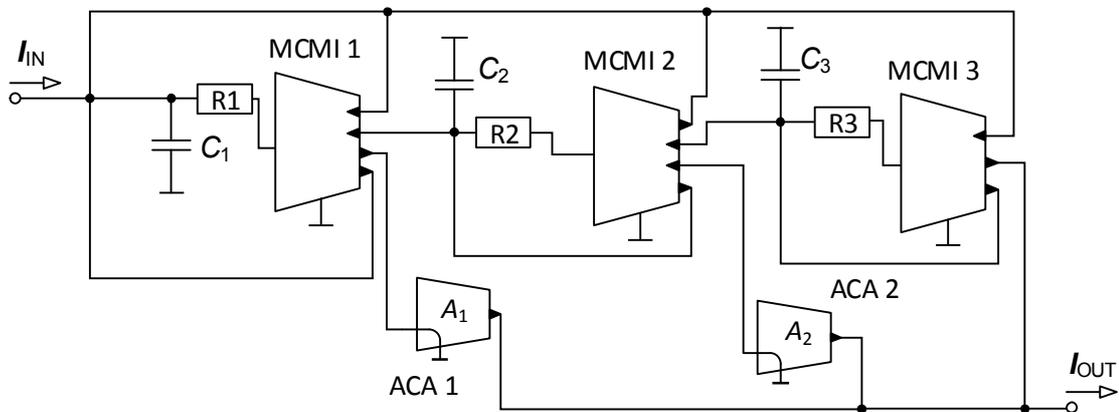
$$CE = p^3 C_1 C_2 C_3 + p^2 C_2 C_3 G_1 n_{12} + p C_3 G_1 G_2 n_{11} n_{22} + G_1 G_2 G_3 n_{11} n_{21} n_{32} \quad (8.4)$$

Kde n_{ij} jsou přenosy jednotlivých větví, které jsou kromě n_{13} a n_{23} rovny 1. Dále C_k a G_k jsou parametry, kterými je spolu s n_{13} a n_{23} obvod říditelný. C_k jsou kondenzátory a $1/G_k$ odpovídá jednotlivým rezistorům.

Pomocí programu EAGLE bylo vytvořeno schéma obvodu, které je zobrazeno v příloze A2 spolu s deskou plošných spojů. Dále v příloze A2 je seznam použitých součástek.

Kmitočtové filtry, popsané v této kapitole pracují v proudovém módu. Z tohoto důvodu bylo nutné, pro měření použít převodníky U/I a I/U, které byly napájeny symetrickým napětím ± 5 V. Obvodový analyzátor Agilent 4395A byl použit jako měřič signálového přenosu a generátor harmonického signálu. Pro nastavení zesílení bylo použito dvou napěťových generátorů Agilent

E3631A. Pro napájení el2082 bylo použito ± 5 V z generátoru Agilent E3630A a pro napájení UCC bylo použito $\pm 1,65$ V z napěťového generátoru Agilent E3631A [12].



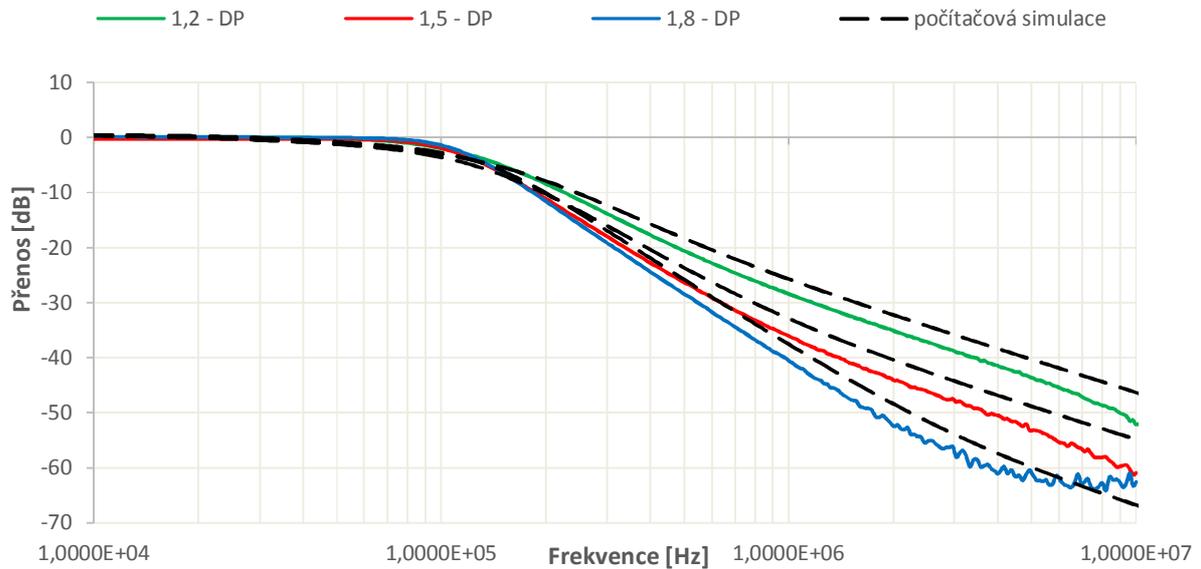
Obrázek 8. 10: Schéma zapojení fraktálního filtru typu dolní propust.

8.2.2 Měření obvodu

Kmitočtový filtr byl nastaven na počáteční hodnotu řádu 1,5 a s počátečním kmitočtem $f_0 = 100$ kHz. V průběhu měření byl řád nastaven nejprve na 1,2 a poté na 1,8. Změna řádu proběhla změnou zesílení prvků el2082 a změnou hodnot G_1 , G_2 a G_3 což je reprezentováno rezistory R_1 , R_2 a R_3 . Dále bylo provedeno přeladování počátečního kmitočtu ze 100 kHz na 50 kHz, 75 kHz, 150 kHz a 200 kHz pomocí změny hodnot rezistorů R_1 , R_2 a R_3 . Experimentálně byla provedena změna kmitočtu ze 100 kHz na 50 kHz a 200 kHz pouze pomocí změny hodnot kondenzátorů C_1 , C_2 a C_3 . Všechna měření byla zároveň počítačově simulována a porovnána s reálnými výsledky.

Graf, který je na obrázku 8.11, ukazuje výsledky měření navrženého filtru pro tři různé řády na počátečním kmitočtu 100 kHz. Tyto řády byly zvoleny jako 1,2 dále 1,5 a 1,8. V tomto měření se hodnoty kondenzátorů neměnily a jejich hodnoty, po celou dobu měření byly $C_1 = 200$ pF, $C_2 = 680$ pF a $C_3 = 2$ nF. Hodnoty jednotlivých R a nastavených zesílení u proudových zesilovačů jsou v tab. 8.1. Hodnoty rezistorů vytvářející jednotlivé transkonduktance byly získány z velké části paralelní kombinací dvou rezistorů z řady E24. Z grafu 8.11 je vidět, že obvod funguje jako dolní propust jak pro reálné měření, tak pro počítačovou simulaci. Nízké kmitočty nejsou potlačeny vůbec, zatím co na 1 MHz k potlačení kmitočtů dochází. Dále jsou tu jasně patrné fraktální vlastnosti filtru a to jak pro počítačovou simulaci, tak pro reálné měření. Strmost útlumu reálného měření se liší od počítačové simulace a strmosti, která byla požadována pro všechny tři zvolené řády filtru. Výsledky strmosti poklesu pro změřené hodnoty, nasimulované hodnoty a vypočítané (teoretické) hodnoty jsou v tab. 8.7. Z grafu je vidět rozdíl mezi hodnotami, získanými počítačovou simulací a hodnotami naměřenými. Z této tabulky poté můžeme říci, že hodnoty se průměrně liší o 5,5 dB. Kromě chyby vzniklé reálnými vlastnostmi použitých aktivních prvků, zaokrouhlováním

a nepřesností pasivních hodnot tu nastává další, mnohem větší nepřesnost. Přesná příčina nepřesnosti je neznámá, ale pravděpodobně se jedná o příliš malou hodnotu kondenzátorů C_1 , C_2 a C_3 nebo o chybu na desce plošných spojů, kterou se ani po důkladné kontrole nepodařilo odhalit, případně chybu při návrhu této desky.



Obrázek 8. 11: Porovnání poklesu strmosti útlumu pro počítačovou simulaci a reálné měření pro různé řády fraktálního filtru typu dolní propust s počátečním kmitočtem 100 kHz.

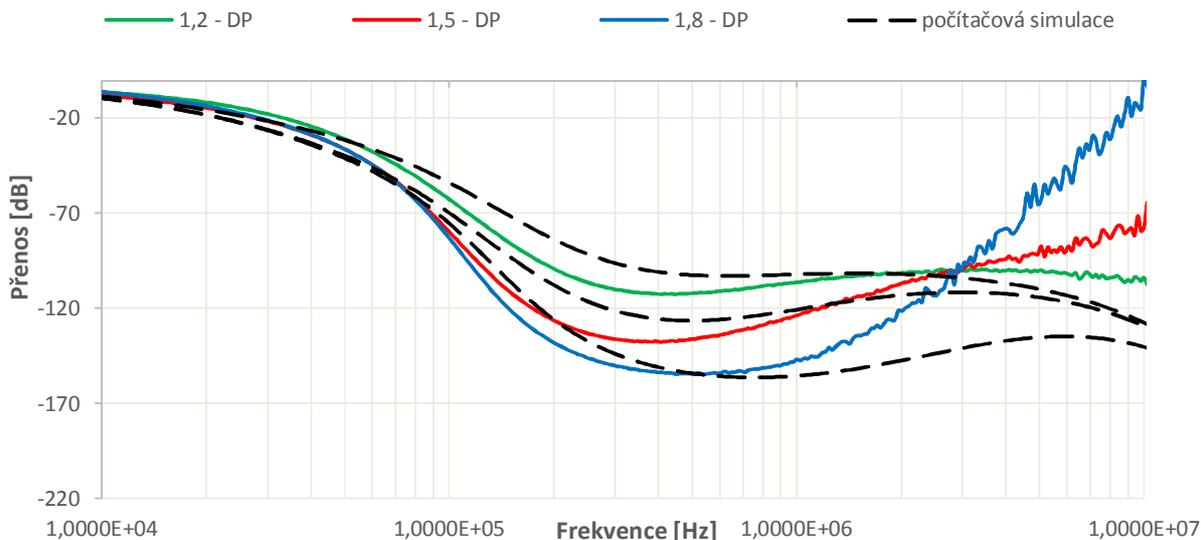
Tabulka 8. 6: Hodnoty použitých součástek a nastaveného zesílení u fraktálního filtru dolní propust na vybraných řádech při počátečním kmitočtu 100 kHz.

		vypočítané	nalezené	použité součástky
1,2	$1/G_1 [\Omega]$	2168	2168	2k7 11k
	$1/G_2 [\Omega]$	2290	2245	4k7 4k3
	$1/G_3 [\Omega]$	3410	3377	5k1 10k
	$A_1 [-]$	0,136		
	$A_2 [-]$	0,727		
1,5	$1/G_1 [\Omega]$	2989	3000	3k
	$1/G_2 [\Omega]$	2181	2200	2k2
	$1/G_3 [\Omega]$	2808	2798	6k2 5k1
	$A_1 [-]$	0,067		
	$A_2 [-]$	0,600		
1,8	$1/G_1 [\Omega]$	2938	2943	3k9 12k
	$1/G_2 [\Omega]$	1939	1950	2k 3k9
	$1/G_3 [\Omega]$	2100	2087	2k4 16k
	$A_1 [-]$	0,018		
	$A_2 [-]$	0,459		

Tabulka 8. 7: Vypočítané a naměřené hodnoty strmosti útlumu na dekadu v závislosti na použitém řádu fraktálního filtru při počátečním kmitočtu 100 kHz.

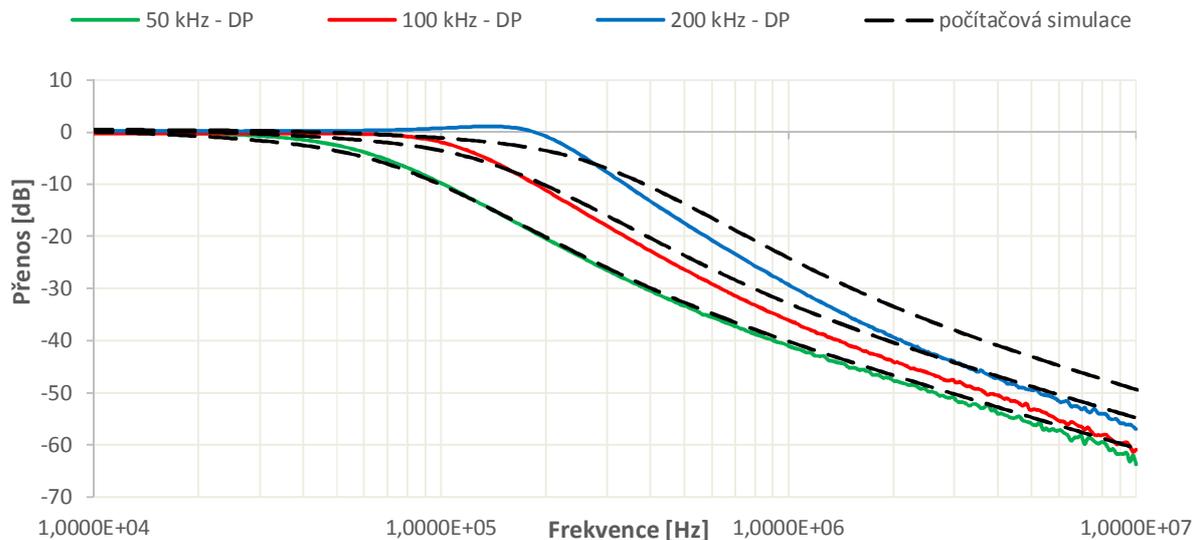
Řád filtru	1,2	1,5	1,8
vypočítaný/ideální	24 dB/dec	30 dB/dec	36 dB/dec
nasimulovaný	24,32 dB/dec	30,03 dB/dec	36,43 dB/dec
naměřený	28,90 dB/dec	36,08 dB/dec	42,28 dB/dec

V grafu 8.12 je porovnání fáze u počítačové simulace a reálného měření pro výše popsané zapojení a nastavení obvodu, jehož výsledky strmosti útlumu jsou v grafu 8.11. Je vidět, že kromě velkých kmitočtů, zcela neodpovídá ani zbytek měřené fáze fázi z počítačové simulace. Fáze jednotlivých řádů reálného filtru jsou ve zprávném pořadí, dle poklesu strmosti. Oproti fázím z počítačové simulace však mají určitou odchylku. Odchylka je způsobena vlivy, které byly uvedeny výše.



Obrázek 8. 12: Porovnání fáze pro počítačovou simulaci a reálné měření pro různé řády fraktálního filtru typu dolní propust s počátečním kmitočtem 100 kHz.

Graf, který je na obrázku 8.13, ukazuje výsledky měření navrženého filtru pro tři různé kmitočty s řádem filtru 1,5. Pro měřené kmitočty byly zvoleny hodnoty 50 kHz dále 100 kHz a 200 kHz. Řízení bylo provedeno změnou hodnot kondenzátorů. V tomto měření se neměnily hodnoty $1/G$. Jejich hodnoty, po celou dobu měření, byly $1/G_1 = 3000 \Omega$, $1/G_2 = 2200 \Omega$ a $1/G_3 = 2798 \Omega$. Hodnoty byly opět získány paralelní kombinací hodnot rezistorů z řady E24. Hodnoty zesílení na proudových zesilovačích byly nastaveny na výchozí hodnoty $A_1 = 0,67$ a $A_2 = 0,06$. Hodnoty jednotlivých kondenzátorů pro různé kmitočty jsou uvedeny v tab. 8.8. Tab. 8.9 ukazuje požadovaný kmitočet a jak se kmitočet posunul při měření a při simulacích. Ze získaných průběhů a tab. 8.9 je vidět, že nepřesnost se zvyšuje s rostoucím kmitočtem. Při počátečním kmitočtu 50kHz je nepřesnost v řádech kHz, avšak s počátečním kmitočtem 200kHz je nepřesnost již v desítkách kHz. Tato chyba je částečně způsobena zaokrouhlováním a posunutím na kmitočet, který se k požadovanému pouze blíží. Hlavním důvodem jsou nepřesné hodnoty kondenzátorů, které se mohou lišit až o 10% požadované hodnoty. Naměřené hodnoty se od simulovaných liší jak v počátečním kmitočtu, tak především ve strmosti poklesu. Největší nepřesnost v poklesu strmosti je v průběhu s počátečním kmitočtem 200kHz. Nejmenší nepřesnost naopak v průběhu s počátečním kmitočtem 50 kHz, kdy je řád filtru téměř přesně 1,5. Tento průběh má strmost poklesu 30,08dB/dec. Pravděpodobná odchylka navržené desky plošných spojů je způsobena malými hodnotami kondenzátorů, které by měly být nejméně takové, jaké byly zvoleny pro počáteční kmitočet 50kHz.



Obrázek 8. 13: Porovnání poklesu strmosti útlumu pro počítačovou simulaci a reálné měření pro vybrané kmitočty fraktálního filtru typu dolní propust s 1,5 řádem.

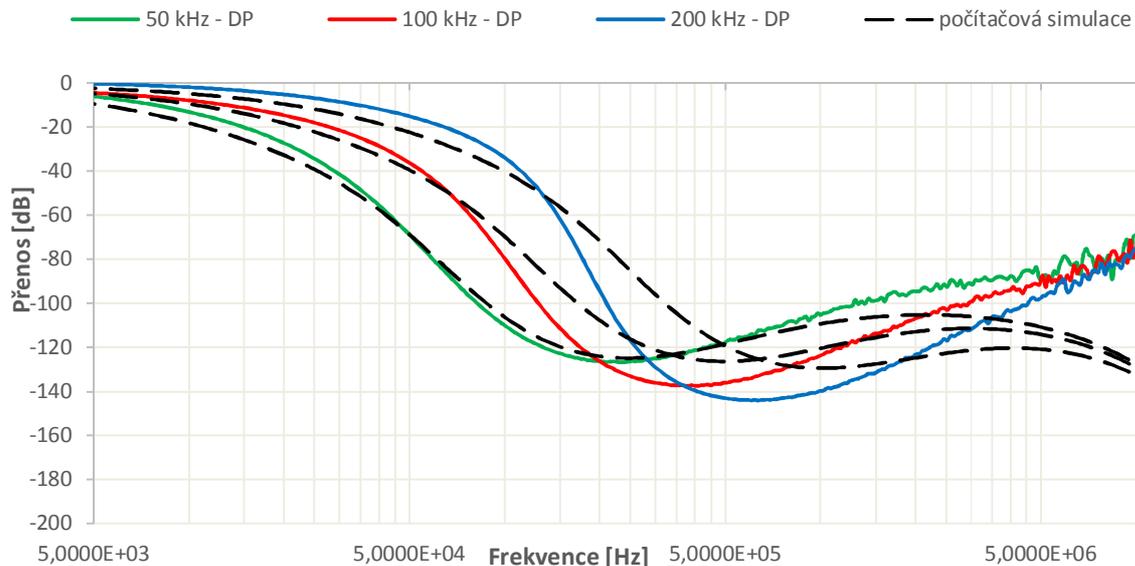
Tabulka 8. 8: Použité hodnoty kondenzátorů u fraktálního filtru 1,5 řádu dolní propust na vybraných kmitočtech.

Počáteční frekvence	50 kHz	100 kHz	200 kHz
C_1 [pF]	400	200	100
C_2 [pF]	1360	680	340
C_3 [nF]	4	2	1

Tabulka 8. 9: Hodnoty kmitočtů u fraktálního filtru dolní propust řádu 1,5 na hodnotě poklesu -3dB.

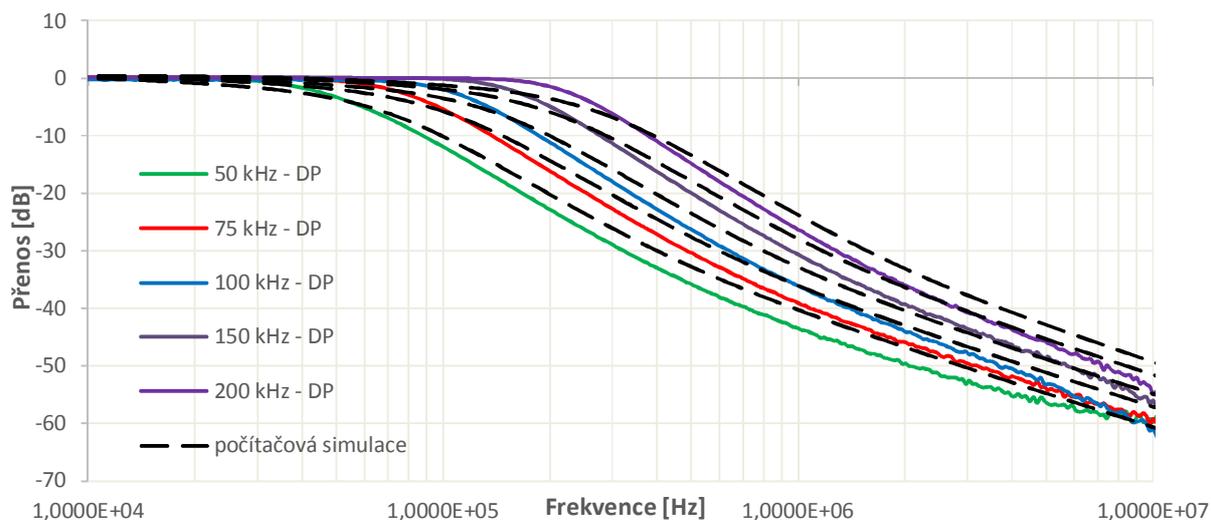
Počáteční frekvence	50 kHz	100 kHz	200 kHz
nasimulovaná	45 kHz	91 kHz	183 kHz
naměřená	54 kHz	113 kHz	234 kHz

V grafu 8.14 je porovnání fáze u počítačové simulace a reálného měření pro výše popsání zapojení a nastavení obvodu. Je vidět, že kromě vysokých kmitočtů, zcela neodpovídá ani zbytek měřené fáze fázi z počítačové simulace, s výjimkou průběhu s mezním kmitočtem 50kHz, která odpovídá nasimulovanému průběhu.



Obrázek 8. 14: Porovnání fáze pro počítačovou simulaci a reálné měření pro vybrané počáteční kmitočty fraktálního filtru typu dolní propust s 1,5 řádu.

Graf, který je na obrázku 8.15, ukazuje výsledky měření navrženého filtru pro pět různých kmitočtů s řádem filtru 1,5. Pro měřené kmitočty byly zvoleny hodnoty 50 kHz, 75 kHz dále pak 100 kHz, 150 kHz a 200 kHz. Kmitočtem byl řízen pomocí hodnot rezistorů. V tomto případě se neměnily hodnoty kondenzátorů. Jejich hodnoty, po celou dobu měření, byly $C_1 = 200$ pF, $C_2 = 680$ pF a $C_3 = 2$ nF. Nastavené hodnoty zesílení byly $A_1 = 0,67$ a $A_2 = 0,06$. Hodnoty jednotlivých rezistorů pro různé kmitočty jsou uvedeny v tab. 8.10. Z grafu je zřejmé, že se jedná o fraktální filtr typu dolní propust, jak pro reálné měření, tak pro počítačovou simulaci. Mezní kmitočtem se s jistou odchylkou mění tak, jak požadujeme. Tab. 8.11 ukazuje jak se přesně posunul kmitočtem při měření a při počítačových simulacích. Nepřesnost v naměřených a odsimulovaných hodnotách je způsobena zaokrouhlováním a posunutím na kmitočtem, který se k požadovanému pouze blíží.



Obrázek 8. 15: Porovnání poklesu strmosti útlumu pro počítačovou simulaci a reálné měření pro vybrané kmitočty fraktálního filtru typu dolní propust s 1,5 řádem.

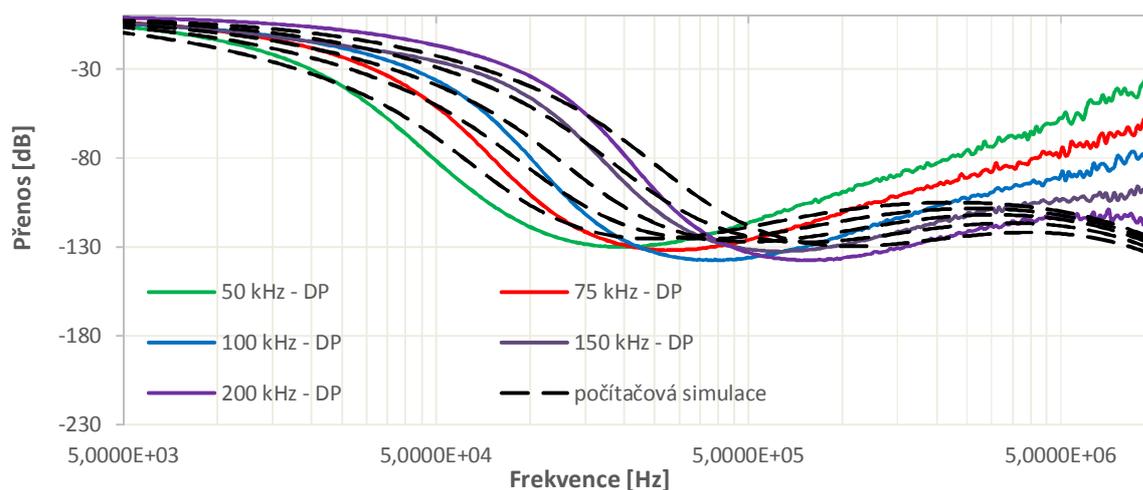
Tabulka 8. 10: Použité hodnoty kondenzátorů u fraktálního filtru 1,5 řádu dolní propust na vybraných kmitočtech.

		vypočítané	nalezené	použité součástky
50 kHz	$1/G_1 [\Omega]$	5978	6000	10k 15k
	$1/G_2 [\Omega]$	4362	4313	8k2 9k1
	$1/G_3 [\Omega]$	5616	5600	5k6
75 kHz	$1/G_1 [\Omega]$	3985	3965	6k2 11k
	$1/G_2 [\Omega]$	2908	2942	5k6 6k2
	$1/G_3 [\Omega]$	3744	3717	6k8 8k2
100 kHz	$1/G_1 [\Omega]$	2989	3000	3k
	$1/G_2 [\Omega]$	2181	2150	4k3 4k3
	$1/G_3 [\Omega]$	2808	2798	5k1 6k2
150 kHz	$1/G_1 [\Omega]$	1992	2000	2k
	$1/G_2 [\Omega]$	1454	1500	1k5
	$1/G_3 [\Omega]$	1872	1881	2k2 13k
200 kHz	$1/G_1 [\Omega]$	1494	1500	1k5
	$1/G_2 [\Omega]$	1090	1100	1k1
	$1/G_3 [\Omega]$	1404	1421	2k7 3k

Tabulka 8. 11: Hodnoty kmitočtů u fraktálního filtru dolní propust řádu 1,5 na hodnotě poklesu -3dB.

Počáteční frekvence	50 kHz	75 kHz	100 kHz	150 kHz	200 kHz
nasimulovaná	45 kHz	68 kHz	93 kHz	134 kHz	185 kHz
naměřená	48 kHz	80 kHz	113 kHz	171 kHz	234 kHz

V grafu 8.16 je porovnání fáze u počítačové simulace a reálného měření pro výše popsané zapojení a nastavení obvodu, jehož výsledky strmosti útlumu jsou v grafu 8.15. Je vidět, že kromě velkých kmitočtů, zcela neodpovídá ani zbytek měřené fáze fázi z počítačové simulace. Z grafu je zřejmá odchylka simulací od měření. Možné příčiny byly popsány u grafu na obrázku 8.11



Obrázek 8. 16: Porovnání fáze pro počítačovou simulaci a reálné měření pro vybrané počáteční kmitočty fraktálního filtru typu dolní propust s 1,5 řádu.

9. Závěr

Cílem diplomové práce bylo navrhnout a odsimulovat čtyři zapojení, které budou mít neceločíselný řád. Dále vybrat dvě zapojení, pro které bude provedena praktická realizace a srovnání naměřených a odsimulovaných výsledků. V OrCADu, kde se podařilo nasimulovat neceločíselný filtr se třemi různými řády pro každý obvod. Simulace byly provedeny s ideálními i reálnými aktivními prvky. Následně, ze čtyř navržených zapojení, bylo vybráno jedno zapojení, které bylo prakticky realizováno. Další prakticky realizované zapojení bylo převzato z článku [6]. Nakonec byly porovnány výsledky získané simulacemi a měřeními navržených desek plošných spojů.

V první části semestrální práce jsou popsány kmitočtové filtry a jejich rozdělení podle rozložení kmitočtového pásma, použitých součástek nebo na celočíselné a neceločíselné. Dále tu je rozebrána stabilita neceločíselných kmitočtových filtrů a jejich využití v praxi.

Druhá část popisuje některé návrhové metody neceločíselných kmitočtových filtrů a ukazuje, jak by v blízké budoucnosti mohly vypadat fraktální součástky.

Třetí část semestrální práce popisuje aktivní prvky použité v této práci.

Čtvrtá část se zaměřuje na teoretický návrh jak obecného kmitočtového filtru pomocí grafů signálových toků, tak postup pro vytvoření kmitočtového filtru neceločíselného řádu. Je tu obecně popsán postup u dolní propusti. Dále pak rozdíly při vytváření dolní a horní propusti a nakonec stručné přiblížení kmitočtového filtru neceločíselného řádu, který je vyšší než druhý, tohle je ale nad rámec této diplomové práce.

Výpočty a následnou simulací, vytvořených filtračních struktur, se zabývá část pátá. Tyto struktury jsou nejprve vytvořeny v programu SNAP. Po vypočítání hodnot a ověření, že zapojení opravdu je neceločíselného řádu, bylo zapojení přepočítáno na výhodnější hodnoty kondenzátorů a přenos jednotlivých větví, výsledky jsou uvedeny v tabulkách 7.3, 7.5, 7.7 a 7.9

Následně je obvod ze SNAP převeden do OrCADu, kde jsou nastaveny hodnoty z výše zmíněných tabulek. Získané výsledné přenosy vidíme v grafech na obrázku 7.3, dále pak 7.6, 7.9 a nakonec 7.12. Vytvořené kmitočtové filtry jsou typu dolní nebo horní propust. Všechny zapojení mají neceločíselný řád, který se dá nastavovat, s drobnou odchylkou, od prvního řádu do druhého řádu. V této práci je použito pouze nastavení na celé desetinné místo 0,2 dále pak 0,5 a 0,8.

Poslední a nejdůležitější částí této diplomové práce, je část zabývající se praktickou realizací. Jako první filtr byl zvolen filtr typu horní propust. Tento filtr byl navržen podle zapojení v článku [6]. Jako druhý filtr byl následně zvolen filtr typu dolní propust s proudovými sledovači, vycházející z kapitoly 7.3. Dále byly pro oba filtry vybrány potřebné parametry, pro dopočítání ostatních

hodnot. Poté byla odsimulována změna řádu filtrů z řádu 1,5 na řád 1,2 a řád 1,8. Následně byly provedeny simulace, kdy se měnila počáteční frekvence filtrů a to pouze změnou hodnot kondenzátorů ze 100kHz na 50kHz a 200kHz nebo pomocí změny hodnot transkonduktancí či vodivostí ze 100kHz na 50kHz, 75kHz, 150kHz a 200kHz.

Toto zapojení bylo poté realizováno pomocí programu EAGLE. Pro každé zapojení byly použity tři čipy UCC N1B a dva čipy el2082.

Změřené funkce obvodu typu horní propust se velmi shodují s průběhy získaných simulací, jak pro strmost poklesu v závislosti na kmitočtu při změnách řádu a počátečního kmitočtu, tak pro fázi u všech provedených měření.

Ze získaných charakteristik je zřejmá odchylka změřených průběhů od simulací. Tyto odchylky mohou být způsobeny nepřesnostmi jednotlivých pasivních prvků v obvodu, a v případě rezistorů také díky jejich zaokrouhlování, se mohou jednotlivé hodnoty lišit. U kondenzátorů je možnost až 10% nepřesnosti. U rezistorů je pak sice nepřesnost samotného rezistoru zanedbatelná, ale nebylo možné dosáhnout konkrétních vypočítaných hodnot a tak byly použity hodnoty s odchylkou $\pm 50\Omega$.

Změřené funkce druhého obvodu odpovídají fraktálnímu filtru typu dolní propust, naměřené a odsimulované hodnoty se příliš neshodují v nastavení řádu obvodu. Nejpravděpodobnějším důvodem mohla být chyba na desce, případně chyba při jejím návrhu. Další možností může být chyba způsobená volbou pasivních součástek nebo vlastnostmi navrženého obvodu.

LITERATURA

- [1] *Aktivní filtry* [online]. [cit. 2015-12-05]. Dostupné z: <http://www.samoweb.wz.cz/elektronika/opzes5/opzes5.htm>.
- [2] Butterworth Filter Design. *Basic electronics tutorials* [online]. 2015, 2015 [cit. 2015-12-05]. Dostupné z: http://www.electronics-tutorials.ws/filter/filter_8.html.
- [3] BISWAS K., SEN S., a DUTTA P., "A constant phase element sensor for monitoring microbial growth," *Sens. Actuators B*, vol. 119, pp. 186–191, 2006. [cit. 2016-04-28].
- [4] COLE K. S. a COLE R. H., "Dispersion and absorption in dielectrics: Alternating current characteristics," *J. Chem. Phys.*, vol. 9, pp. 341–351, 1941. [cit. 2016-04-28].
- [5] DVOŘÁK, Jan. *Analýza diferenčních a nediferenčních filtračních struktur s říditelným proudovým zesilovačem* [online]. Brno, 2015, 2015 [cit. 2015-12-05]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=101719. Magisterská práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Ing. Jan Jeřábek Ph.D.
- [6] DVOŘÁK, J.; LANGHAMMER, L. ADJUSTABLE FRACTIONAL-ORDER HIGH-PASS FILTER WITH TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIERS. In Proceedings of the 22nd Conference STUDENT EEICT 2016. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. s. 288-292. ISBN: 978-80-214-5350-0. [cit. 2016-05-08].
- [7] Élantec [online]. 1996. [citováno 18. května 2016]. Dostupný z: <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/59879/ELANTEC/EL2082.html>
- [8] ELVAKIL, Ahmed S. Fractional-Order Circuits and Systems: An Emerging Interdisciplinary Research Area. *IEEE CIRCUITS AND SYSTEMS MAGAZINE*. FOURTH QUARTER 2010, 40 - 50 [cit. 2016-04-28].
- [9] GUERRINI Nicola C. *IEEE globalspec* [online]. Kluwer Academic Publishers, 2003 [cit. 2016-05-18]. Dostupné z: <http://www.globalspec.com/reference/44951/203279/chapter-ii-design-of-ccii-topologies>
- [10] HORT, Jiří. *Návrh kmitočtových filtrů s proudovými aktivními prvky* [online]. Brno, 2008, 2008 [cit. 2015-12-05]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=9125. bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce prof. Ing. KAMIL VRBA, CSc.
- [11] HUNG-LUNG Steve a YU-HSUAN Cheng. Realization of Fractional-Order Capacitors with Field-Effect Transistors. *International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and*

Communication Engineering [online]. 2012, 2012(6), 1252-1255 [cit. 2016-05-07]. Dostupné z: <https://docs.google.com/viewerng/viewer?url=http://waset.org/publications/13055/pdf>

[12] JERABEK, Jan, Jaroslav KOTON, Roman SOTNER a Kamil VRBA. Adjustable band-pass filter with current active elements: two fully differential and single-ended solutions. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing* [online]. 2013, vol. 74, issue 1, s. 129-139 [cit. 13-05-2016]. DOI: 10.1007/s10470-012-9942-4. Dostupné z: <http://link.springer.com/article/10.1007%2Fs10470-012-9942-4>

[13] KUBÍK, Milan. *Diferenční kmitočtové filtry s moderními aktivními* [online]. Brno, 2011, 2011 [cit. 2015-12-05]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=38814. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Ing. Jan Jeřábek Ph.D

[14] MANSOURI R., BETTAYEB M. a DJENNOUNE S., "Approximation of high order integer systems by fractional order reduced parameters models," *Math. Comput. Model.*, vol. 51, pp. 53–62, 2010

[15] MAUDY, B., A.S. ELWAKIL a T.J. FREEBORN. *On the practical realization of higher-order filters with fractional stepping*. Department of Electrical and Computer Engineering, University of Calgary, Calgary, Alberta, Canada, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Sharjah, P.O.Box 27272, Emirates, 2011.

[16] MAUDY, B., A.S. ELWAKIL a T.J. FREEBORN. *Field programmable analogue array implementation of fractional step filters*. Department of Electrical and Computer Engineering, University of Calgary, Calgary, Alberta, Canada, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Sharjah, P.O.Box 27272, Emirates, 2011.

[17] PETRŽELKA, Jiří. *POSOUVAČE FÁZE ZALOŽENÉ NA VYUŽITÍ PASIVNÍCH REALIZACÍ FRAKTÁLNÍCH KAPACITORŮ* [online]. Ústav radioelektroniky; Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014 [cit. 2016-02-02]. Dostupné z: <http://www.slaboproudyobzor.cz/files/20140202.pdf>. VUT v Brně.

[18] PODLUBNY, I. PETRÁŠ, B.M. VINAGRE, P. O'LEARY a L. DOŘČÁK. *Analogue Realizations of Fractional-Order Controllers* [online]. Kluwer Academic Publishers, 2002 [cit. 2016-04-27].

[19] PSYCHALINOS, Costas. *Design of Fractional-Order Filters Using CFOAs* [online]. Patras, 2014, 2014 [cit. 2015-12-05]. Dostupné z: http://www.pacet.gr/Papers/PACET_2015_submission_1.pdf

[20] RADWAN, A. G., A. M. SOLIMAN, A. S. ELWAKIL a SEDEEK A. , "On the stability of linear systems with fractional order elements," *Chaos Solitons Fractals*, vol. 40, pp. 2317–2328, 2009 [cit. 2016-04-28].

[21] RADWAN, Ahmed Gomaa, Ahmed S. ELWAKIL a Ahmed M. SOLIMAN. Fractional-Order Sinusoidal Oscillators: Design Procedure and Practical Examples. *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS*[online]. 2013, 2013(7), 2051-2063 [cit. 2016-05-07]. Dostupné z: https://www.researchgate.net/publication/3451956_Fractional-Order_Sinusoidal_Oscillators_Design_Procedure_and_Practical_Examples

[22] RADWAN, A. G., A. M. SOLIMAN a A. S. ELWAKIL. FIRST-ORDER FILTERS GENERALIZED TO THE FRACTIONAL DOMAIN. *Journal of Circuits, Systems, and Computers* [online]. 2008, (1), 55-66 [cit. 2016-05-19]. Dostupné z: http://scholar.cu.edu.eg/?q=ams/files/8-february_2008.pdf

[23] SUCHÁNEK, Tomáš. *Kmitočtový filtr* [online]. Brno, 2009, 2009 [cit. 2015-12-05]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=17738 . Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Ing. Ladislav Káňa.

[24] ŠTORK, Petr. *Návrh plně diferenčních kmitočtových filtrů s proudovými aktivními prvky za pomoci metody grafů signálových toků* [online]. Brno, 2014, 2014 [cit. 2015-12-05]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=84758 . Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Ing. Lukáš Langhammer

[25] ZAPLETAL, Miroslav. *Plně diferenční kmitočtové filtry s říditelnými aktivními prvky* [online]. Brno, 2014, 2014 [cit. 2015-12-05]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=105310 . Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Ing. Lukáš Langhammer

SEZNAM SYMBOLŮ VELIČÍN A ZKRATEK

A	Proudové zesílení prvků ACA a DACA, ACA (DACA) current gain
ACA	Proudový zesilovač, Adjustable Current Amplifier
BOTA	Dvou-výstupový operační transkonduktanční zesilovač, Balanced-output Operational Transconductance Amplifier
C	kapacitor, capacitor
CCI	Proudový konvektor první generace, 1st-generation Current Conveyor
CCII	Proudový konvektor druhé generace, 2nd-generation Current Conveyor
CCIII	Proudový konvektor třetí generace, 3rd-generation Current Conveyor
CE	Charakteristická rovnice, Characteristic Equation
CFE	Řetězová neceločíselná expanse, Continued Fraction Expansion
CMI	Proudové zrcadlo a inventar, Current Mirror and Inventer
CPE	Element konstantí fáze, Constant Phase Element
DACA	Digitálně řízený proudový zesilovač, Digital Adjustable Current Amplifier
DO-CF	Dvou-výstupový proudový sledovač, Dual-output Current Follower
DP	Dolní Propust, low pass
f_0	Kmitočet komplexně združených pólů, Frequency poles
FBD	Funkční blokový diagram, Functional Block Diagram
FČ	Fázový článek, all pass
FET	Tranzistor řízený polem, Field Effect Transistor
FLF	Sledovač zpětné vazby, Follow the Leader Feedback
G	Vodivost, conductance
g_m	Trankonduktance, transconductance
HP	Horní Propust, high pass

i	Proud aktivního prvku, current of active element
I/U	Proud na napětí, current to voltage
K_i	Proudová přenosová funkce, current transfer function
L	Induktor, inductor
M-C	Mason-Coatesův, Mason-Coates
MCFI	Více-výstupové proudové zrcadlo a invertor, Multi-output Current Mirror and Inverter
MOTA	Více-výstupový operační transkonduktanční zesilovač, Multi-output Operational Transconductance Amplifier
OrCAD	Program pro simulování chování obvodu, software tools suite used for electronic simulation
OTA	Operační transkonduktanční zesilovač, Operational Transconductance Amplifier
PP	Pásmová Propust, band pass
PZ	Pásmová zadrž
PID	Proporcionální integrační derivátor, Proportional Integral Derivative
Q	Činitel jakosti
R	Rezistor, Resistor
$s=j\omega$	Komplexní proměnná, complex variable
SNAP	Program pro symbolickou analýzu obvodu, Symbolic Network Analysis Program
UCC	Univerzální proudový konvektor, Universal Current Conveyor
U/I	Napětí na proud, voltage to current
Z	Impedance, impedance
Y	Admittance, admittance

Seznam příloh

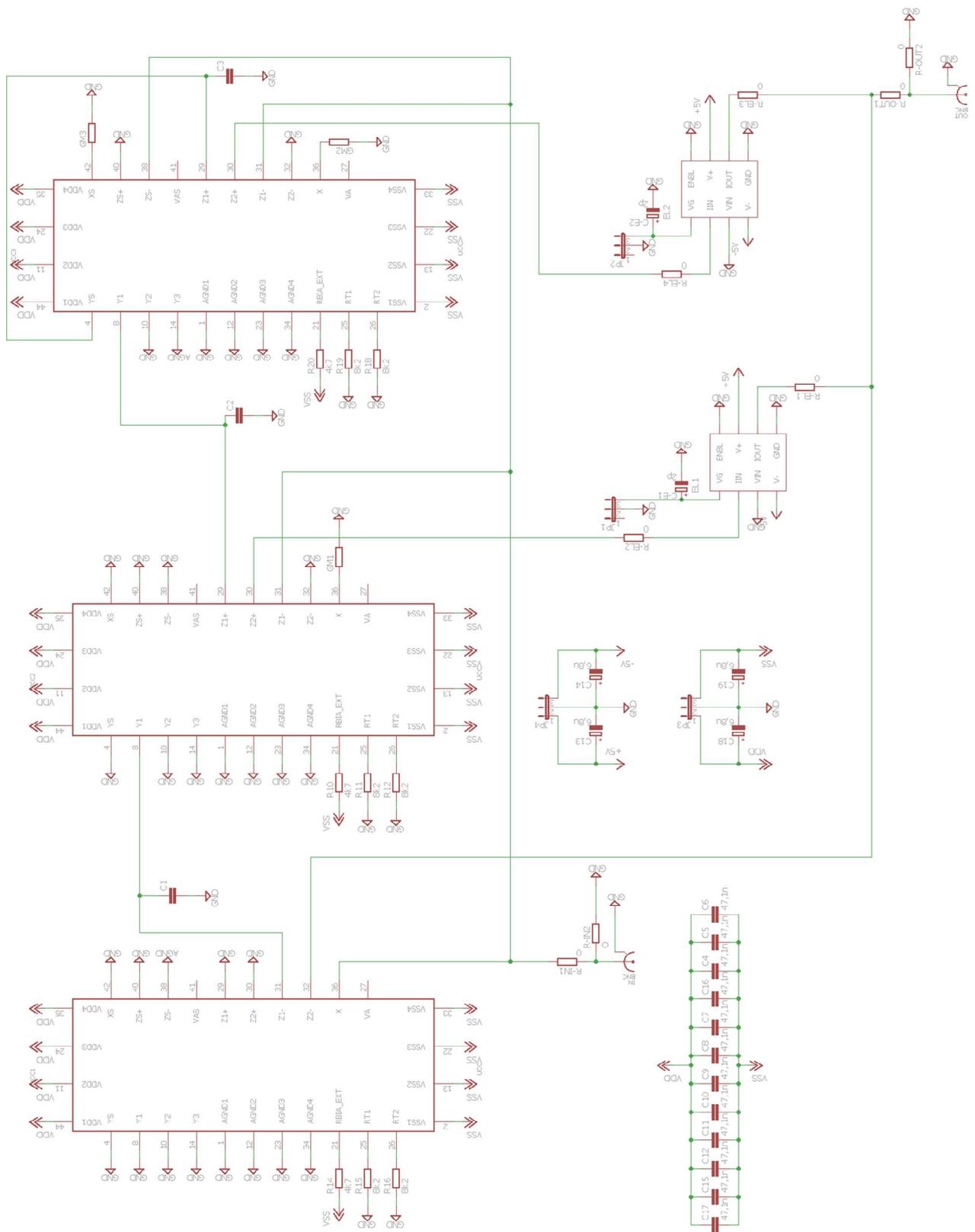
A	SCHÉMA, DPS A FOTOGRAFIE VYBRANÝCHO FRAKTÁLNÍCH KMITOČTOVÝCH FILTRŮ	80
	A1 Horní propust	82
	A2 Dolní propust	86
B	OBSAH PŘILOŽENÉHO CD	92

A. SCHÉMATA, DPS A FOTOGRAFIE VYBRANÝCH FRAKTÁLNÍCH KMITOČTOVÝCH FILTRŮ

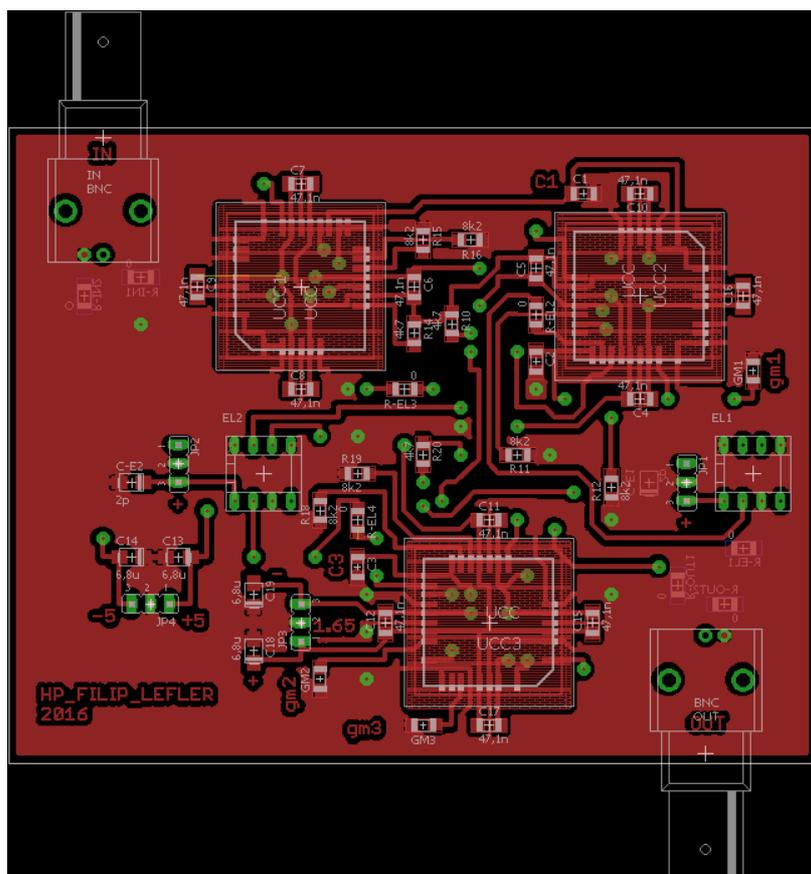
A1. Horní propust

Tabulka A1: Seznam použitých součástek.

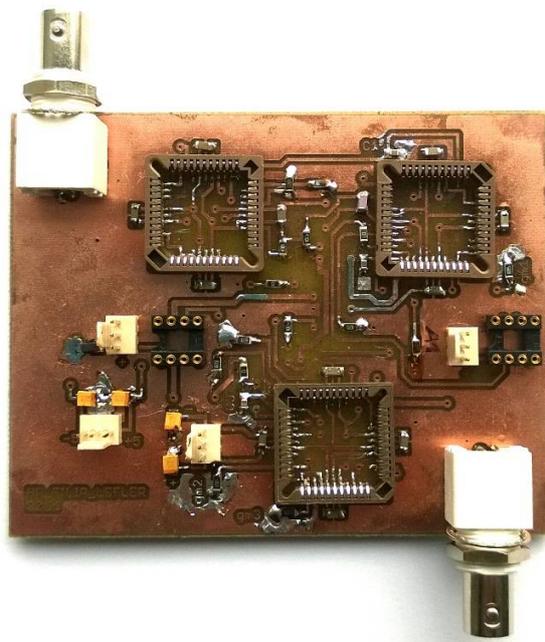
Součástka	Hodnota	Pouzdro
C-E1, C-E2	2 μ F	B/3528-21W
C1, C2, C3	Nastavováno	C1206
C4,...,C12, C15,...,C17	47n + 68p	C1206
C13, C14, C18, C19	6,8 μ F	B/3528-21W
EL1, EL2	-	DIP8
GM1, GM2, GM3	Nastavováno	R1206W
IN, OUT	-	BNC
JP1, JP2	Nastavováno	JP2
JP3	\pm 1,65V	JP2
JP4	\pm 5V	JP2
R-EL1, ..., R-EL4, R-IN1,R-IN2, R-OUT1, R-OUT2	0	R1206W
R10, R14, R20	4k7	R1206W
R11, R12, R15, ...,R19	8K2	R1206W
UCC1, UCC2, UCC3	UCC	PLCC44S



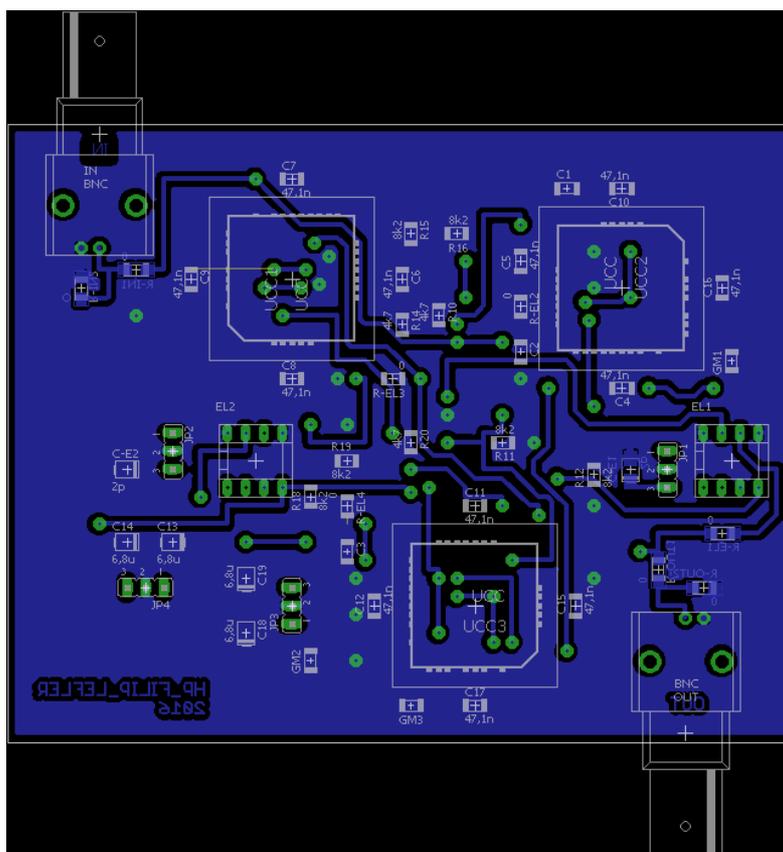
Obrázek A1: Schéma zapojení fraktálního filtru typu horní propust v programu EAGLE.



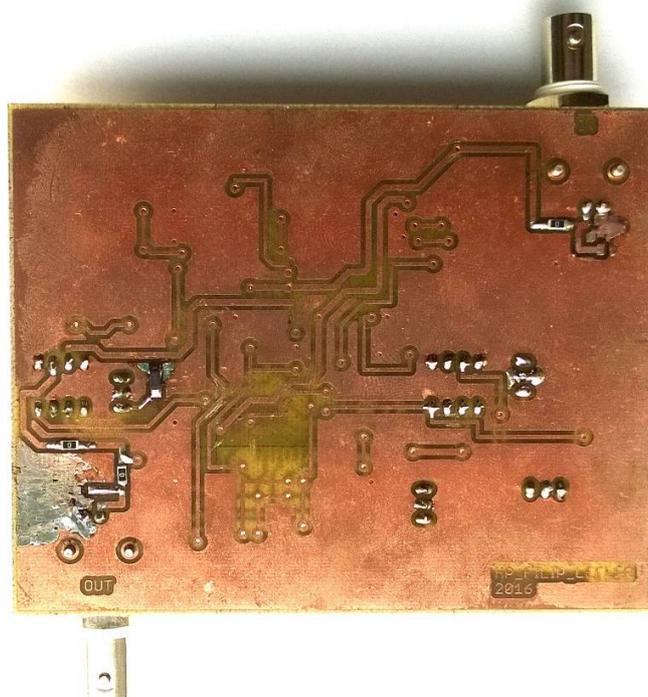
Obrázek A2: Přední (TOP) strana desky plošných spojů kmitočtového filtru.



Obrázek A3: Fotografie přední (TOP) strany desky plošných spojů kmitočtového filtru.



Obrázek A4: Zadní (BOTTOM) strana desky plošných spojů kmitočtového filtru.

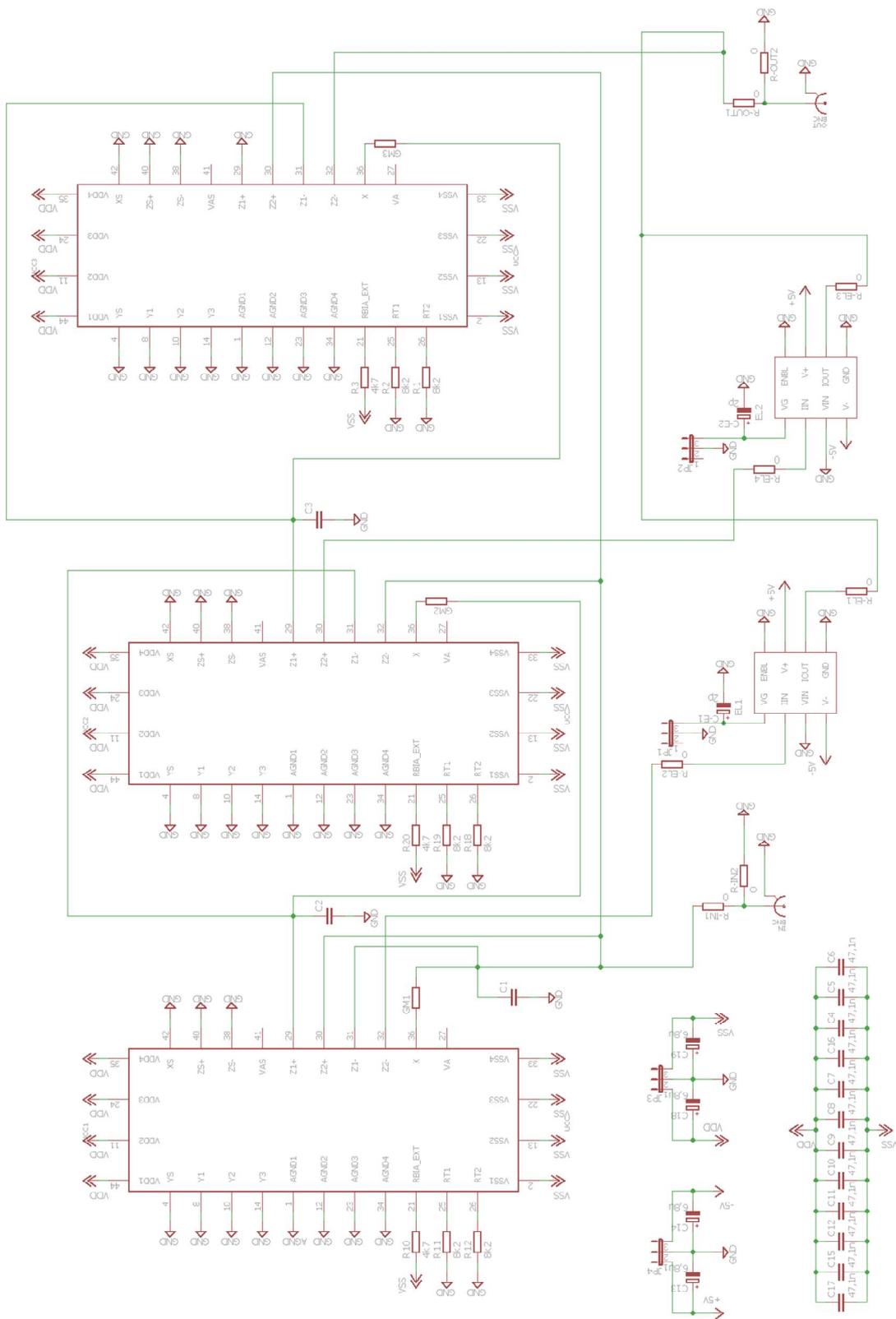


Obrázek A5: Fotografie zadní (BOTTOM) strany desky plošných spojů kmitočtového filtru.

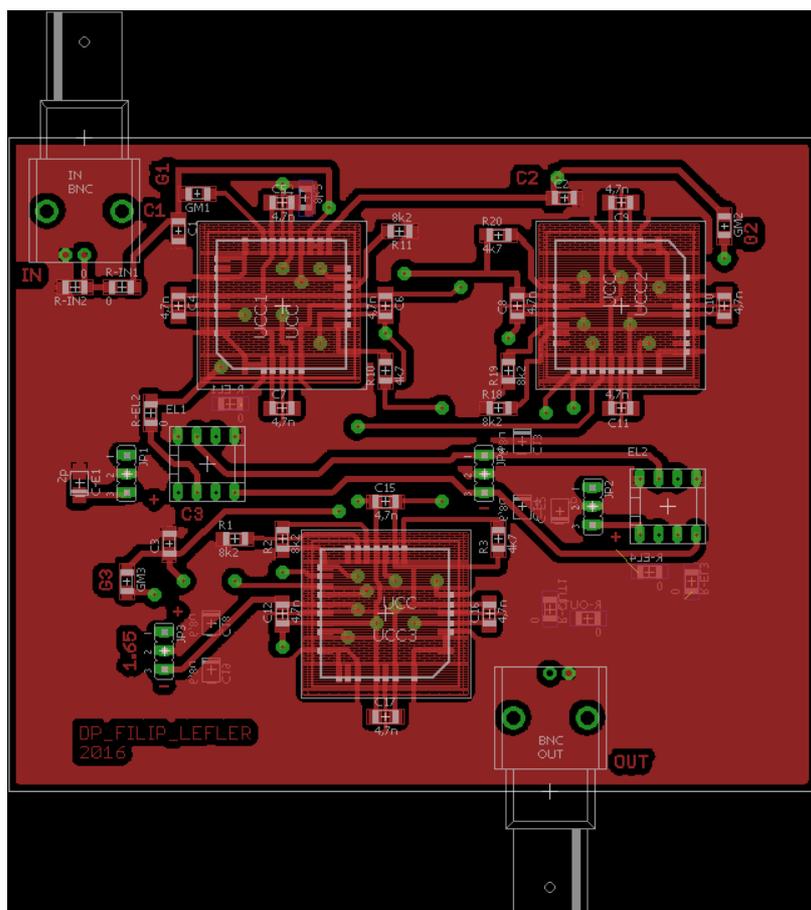
A2. Dolní propust

Tabulka A2: Seznam použitých součástek.

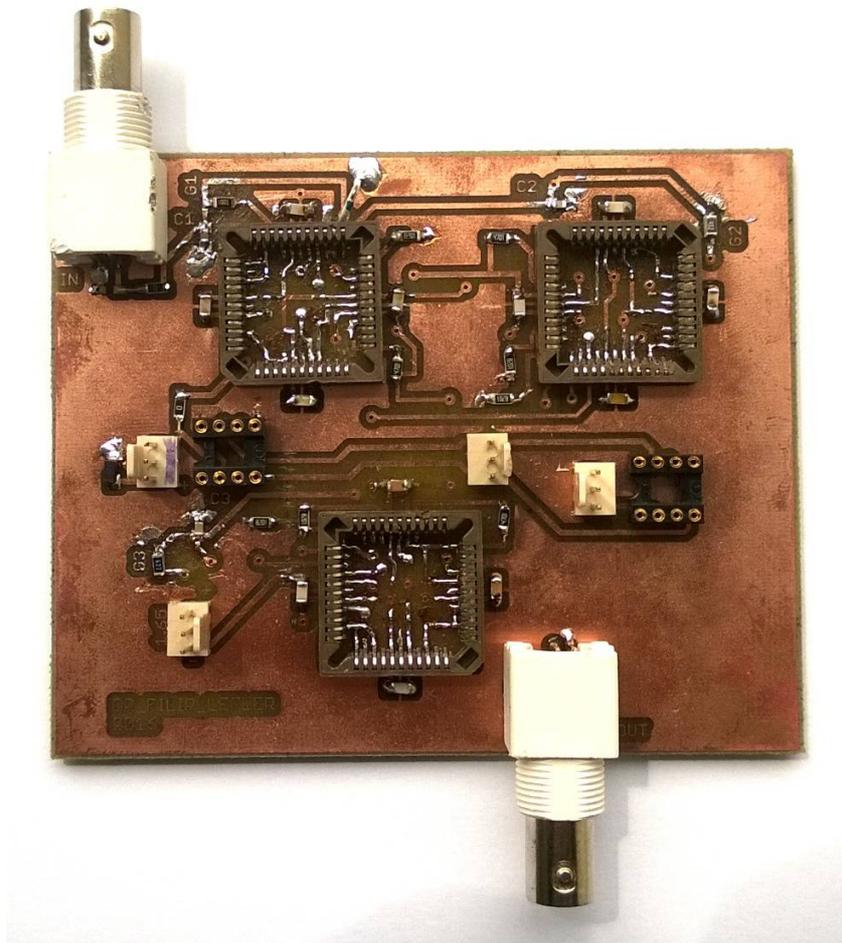
Součástka	Hodnota	Pouzdro
C-E1, C-E2	2 μ F	B/3528-21W
C1, C2, C3	Nastavováno	C1206
C4,..,C12, C15,..,C17	47n + 68p	C1206
C13, C14, C18, C19	6,8 μ F	B/3528-21W
EL1, EL2	-	DIP8
GM1, GM2, GM3	Nastavováno	R1206W
IN, OUT	-	BNC
JP1, JP2	Nastavováno	JP2
JP3	\pm 1,65V	JP2
JP4	\pm 5V	JP2
R-EL1,..,R-EL4, R-IN1, R-IN2, R-OUT1, R-OUT2	0	R1206W
R3, R10, R20	4k7	R1206W
R1,R2,R11,R12,R18,R19	8K2	R1206W
UCC1, UCC2, UCC3	UCC	PLCC44S



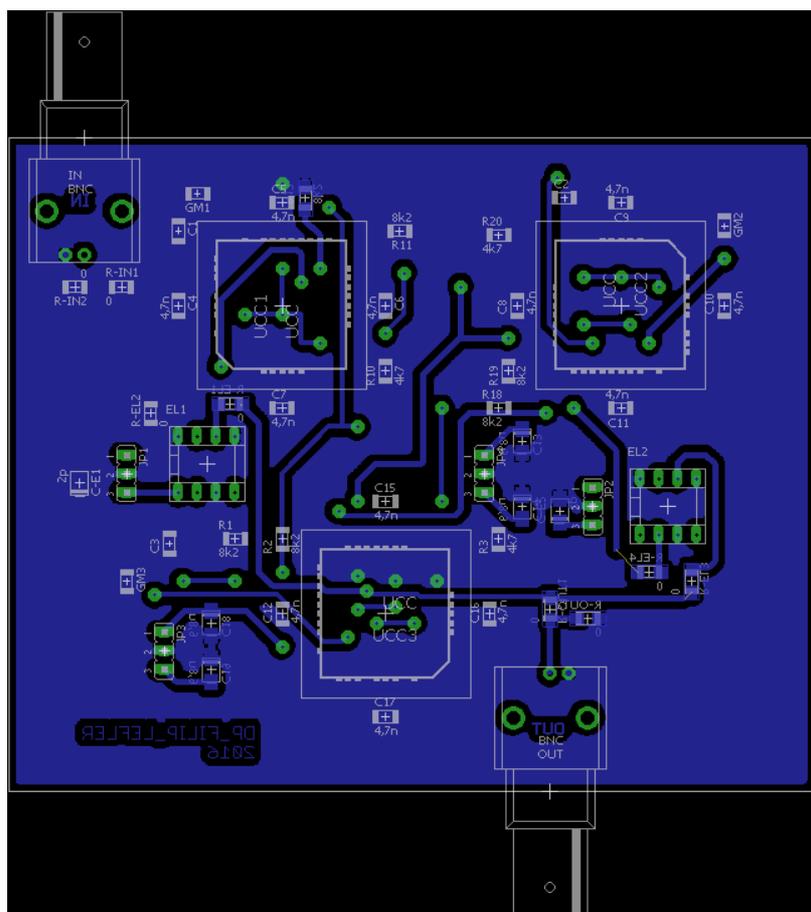
Obrázek A6: Schéma zapojení fraktálního filtru typu dolní propust v program EAGLE.



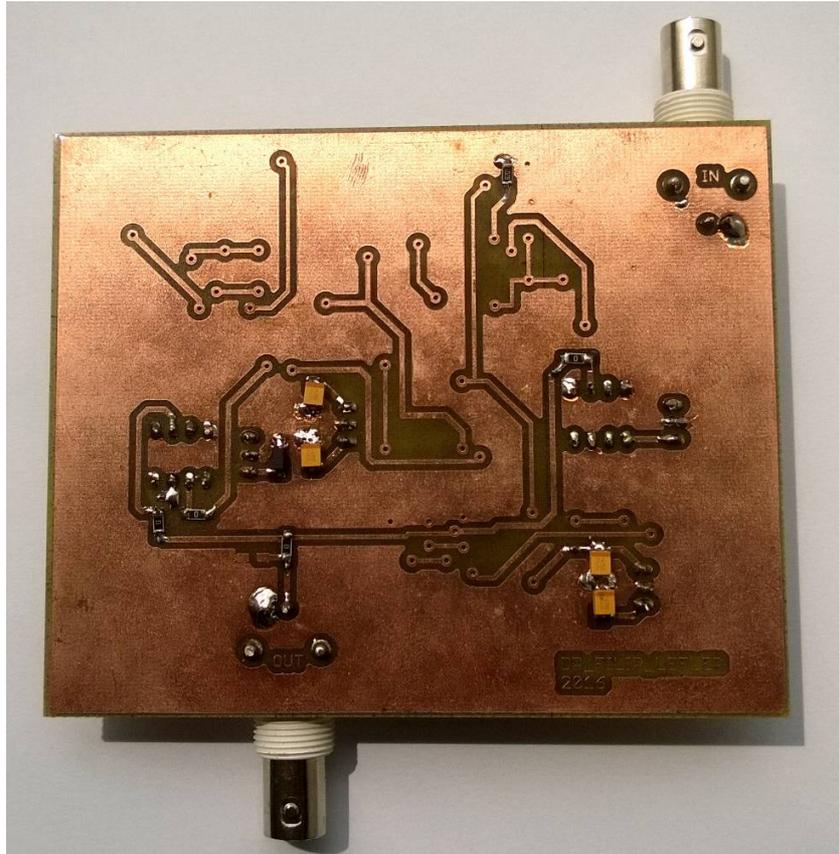
Obrázek A7: Přední (TOP) strana desky plošných spojů kmitočtového filtru.



Obrázek A8: Fotografie přední (TOP) strany desky plošných spojů.



Obrázek A9: Zadní (Bottom) strana desky plošných spojů kmitočtového filtru.



Obrázek A10: Fotografie zadní (BOTTOM) strany desky plošných spojů.

B. OBSAH PŘILOŽENÉHO CD

- Elektornická verze práce ve formátu PDF
- Schémata zapojení v program SNAP
- Schémata zapojení v program OrCAD
- Schémata zapojení a návrh desky v program EAGLE
- Použité obrázky v program VISIO
- Použité grafy signálových toků v program MicroStatione Powerdraft
- Vypočítané hodnoty v program EXEL
- Měřené obvody na fotografii