



**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY**

**A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

**ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ**

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

**ELEKTRONICKY REKONFIGUROVATELNÉ KMITOČTOVÉ  
FILTRY**

ELECTRONICALLY RECONFIGURABLE FREQUENCY FILTERS

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

MASTER'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

**Bc. Adam Gajdoš**

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

**Ing. Jan Jeřábek, Ph.D.**

**BRNO 2016**



# Diplomová práce

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

Ústav telekomunikací

**Student:** Bc. Adam Gajdoš

**ID:** 134479

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2015/16

**NÁZEV TÉMATU:**

## Elektronicky rekonfigurovatelné kmitočtové filtry

### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

V rámci semestrálního projektu se seznámte s analogovými kmitočtovými filtry a především s možnostmi elektronické rekonfigurace přenosové funkce. Pomocí libovolné metody navrhnete alespoň tři nová řešení elektronicky rekonfigurovatelných filtrů pracujících v proudovém či napěťovém módu. Uvažovat můžete libovolné aktivní prvky, zaměřte se však především na ty, které umožňují řiditelnost jednoho či více parametrů (transkonduktance, zesílení, ...). Vlastnosti navržených zapojení ověřte pomocí simulací v PSpice a k tomu účelu vhodnými modely. V rámci navazující diplomové práce navrhnete další dvě zapojení rekonfigurovatelných filtrů a proveďte základní optimalizaci všech navržených zapojení na základě očekávaných parazitních vlastností. Minimálně jedno navržené zapojení zkonstruujte, jeho reálné vlastnosti prověřte a porovnejte s výsledky simulací.

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

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

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

**Termín zadání:** 1.2.2016

**Termín odevzdání:** 25.5.2016

**Vedoucí práce:** Ing. Jan Jeřábek, Ph.D.

**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

Cílem diplomové práce bylo navrhnout filtrační SISO struktury s elektronicky rekonfigurovatelnou změnou přenosové funkce za pomoci netradičních aktivních prvků s minimálně jedním řiditelným parametrem. V první části práce je pojednáno o rozdělení kmitočtových filtrů, pracovních režimech, ve kterých mohou pracovat a jejich návrhu pomocí metody Grafy signálových toků. V neposlední řadě je také probrána teorie elektronické rekonfigurace a vlivu parazitních vlastností obvodu. Druhá část práce se zabývá rozбором vlastností použitých aktivních prvků. Probrána je jejich funkce, zapojení pomocí dostupných reálných prvků (UCC a EL2082), tak i jejich transformace do podoby grafů signálových toků. V předposlední části práce je navrženo 5 zapojení rekonfigurovatelných SISO filtračních obvodů s použitím programu SNAP a je provedena jejich simulace v programu OrCAD jak s ideálními, tak i reálnými simulačními modely aktivních prvků. Poslední část se zabývá návrhem jednoho z navržených filtrů v programu EAGLE a jeho experimentálním měřením.

## KLÍČOVÁ SLOVA

kmitočtový filtr, rekonfigurovatelný filtr, rekonfigurace, proudový zesilovač, proudový mód, CM, Universální proudový konvektor, UCC, Transkonduktanční zesilovač, OTA, Voltage Differencing Current Conveyor, VDCC, Current conveyor transconductance amplifier, CCTA, grafy signálových toků, M-C grafy, mezní kmitočet, činitel jakosti

## ABSTRACT

The aim of semestral thesis was design of reconnection-less and electronically reconfigurable filters of SISO type with non-traditional active elements. Adjustability of bandwidth or quality factor is also required. First part of thesis deals with theoretical analysis of filters, their operation modes and design of frequency filters using Signal-flow graph method aswell. Last but not least, electronical reconfiguration of transfer function and parasitic analysis was discussed. Another part describes active elements used in the practical part of thesis. Behaviors and design of active elements using existing circuits (e.g. UCC,EL2082) are described and their transformation into the Signal-flow graph form too. In the practical part five reconnection-less and reconfigurable filters of SISO type was designed using SNAP program. Simulations were done using Orcad program with ideal a real simulation models of active elements. Last part deals with filter design in EAGLE and experimental measurement.

## KEYWORDS

frequency filter, current amplifier, reconfigurable frequency filters, current mode, CM, universal current conveyor, UCC, transconductance amplifier, OTA, Voltage Differencing Current Conveyor, VDCC, Current conveyor transconductance amplifier, CCTA, MC signal flow graphs, the cutoff frequency, quality factor

GAJDOŠ, Bc. Adam *Elektronicky rekonfigurovatelné kmitočtové filtry*: diplomová práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2015. 87 s. Vedoucí práce byl Ing. Jan Jeřábek, Ph.D.

## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Elektronicky rekonfigurovatelné kmitočtové filtry“ jsem vypracoval(a) 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(ka) uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil(a) autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl(a) nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom(a) následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno .....

.....

podpis autora(-ky)

## PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce panu Ing. Janu Jeřábkovi, Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

Dále bych rád poděkoval své rodině a přítelkyni Karolíně, kteří mě po celou dobu podporovali.

Brno .....

.....

podpis autora(-ky)



Faculty of Electrical Engineering  
and Communication  
Brno University of Technology  
Purkynova 118, CZ-61200 Brno  
Czech Republic  
<http://www.six.feec.vutbr.cz>

## PODĚKOVÁNÍ

Výzkum popsáný v této diplomové práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

Brno .....

.....  
podpis autora(-ky)

# OBSAH

<b>Úvod</b>	<b>13</b>
<b>1 Teoretický základ práce</b>	<b>14</b>
1.1 Základní rozdělení kmitočtových filtrů . . . . .	14
1.2 Pracovní režimy obvodu . . . . .	16
1.3 Návrhová metoda - Grafy signálových toků . . . . .	16
1.4 Elektronická rekonfigurace přenosové funkce . . . . .	18
1.5 Analýza parazitních vlastností . . . . .	19
1.5.1 Vliv parazit aktivních prvků . . . . .	19
1.5.2 Frekvenční závislost aktivních prvků . . . . .	20
<b>2 Vlastnosti použitých aktivních prvků</b>	<b>21</b>
2.1 Univerzální proudový konvektor (UCC) . . . . .	21
2.2 Proudový konvektor 2. generace (CCII+/-) . . . . .	23
2.3 Operační transkonduktanční zesilovač (OTA) . . . . .	23
2.4 Proudový zesilovač (CA) . . . . .	25
2.5 Voltage Differencing Current Conveyor (VDCC) . . . . .	26
2.6 Current conveyor transconductance amplifier (CCTA) . . . . .	28
<b>3 Návrh filtračních struktur</b>	<b>29</b>
3.1 Obvod 1 - Rekonfigurovatelný filtr se dvěma VDCC a třemi CA . . .	29
3.1.1 Parazitní analýza obvodu 1 . . . . .	36
3.2 Obvod 2 - Rekonfigurovatelný filtr s prvkem CCTA, OTA a třemi CA	40
3.3 Obvod 3 - Rekonfigurovatelný filtr se třemi prvky BOTA a CA . . . .	47
3.4 Obvod 4 - Rekonfigurovatelný filtr s prvkem MOTA, BOTA a třemi CA . . . . .	52
3.4.1 Parazitní analýza obvodu 4 . . . . .	59
3.5 Obvod 5 - Rekonfigurovatelný filtr se dvěma prvky BOTA a třemi CA	62
<b>4 Realizace a experimentální měření obvodu</b>	<b>68</b>
4.1 Výsledky experimentálního měření . . . . .	69
<b>5 Závěr</b>	<b>76</b>
<b>Literatura</b>	<b>77</b>
<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>80</b>
<b>Seznam příloh</b>	<b>82</b>

A Schéma realizovaného obvodu	83
B Navržená deska	85
C Přílohy na CD	87



# SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	a) obvod v proudovém módu b) obvod v napětovém módu . . . . .	16
1.2	a) Značka prvku OTA b) Zjednodušený M-C graf prvku OTA . . . . .	17
1.3	Vliv parazit v jednotlivých uzlech a větvích obvodu . . . . .	19
2.1	schematická značka UCC . . . . .	21
2.2	Schematická značka CCII+/- . . . . .	23
2.3	Zjednodušený M-C graf CCII+/- . . . . .	23
2.4	a) Schematická značka prvku BOTA b) Realizace prvku BOTA pomocí UCC . . . . .	24
2.5	Zjednodušený M-C graf a) OTA b) BOTA . . . . .	24
2.6	a) Schematická značka prvku CA b) Zjednodušený M-C graf CA . . .	25
2.7	a) Schematická značka prvku CA b) Zjednodušený M-C graf CA . . .	25
2.8	a) Schematická značka VDCC b) Vnitřní struktura VDCC . . . . .	26
2.9	Zjednodušený M-C graf VDCC . . . . .	27
2.10	a) Schematická značka CCTA b) Základní struktura CCTA . . . . .	28
2.11	Zjednodušený M-C graf CCTA . . . . .	28
3.1	Schéma zapojení elektronicky přeladitelného filtru se dvěma aktivními prvky VDCC a třemi CA . . . . .	29
3.2	Zjednodušený M-C graf obvodu se dvěma prvky VDCC a třemi CA .	30
3.3	Výstupy simulací přenosových funkcí obvodu 1 . . . . .	32
3.4	Výsledek simulace přenosové funkce iFČ obvodu 1 . . . . .	32
3.5	Ladění mezního kmitočtu u přenosové funkce iDP obvodu 1 . . . . .	33
3.6	Ladění činitele jakosti u přenosové funkce iPZ obvodu 1 . . . . .	34
3.7	Ladění nuly nepropustného pásma u iDP (při $f_m = 218 \text{ kHz}$ ) pro obvod 1 . . . . .	34
3.8	Ladění nuly nepropustného pásma u iHP (při $f_m = 218 \text{ kHz}$ ) pro obvod 1 . . . . .	35
3.9	Ladění zesílení propustného pásma iDP (při $f_m = 1,02 \text{ MHz}$ ) pro obvod 1 . . . . .	35
3.10	Ladění zesílení propustného pásma iHP (při $f_m = 1,02 \text{ MHz}$ ) pro obvod 1 . . . . .	36
3.11	Vliv parazit v jednotlivých uzlech a větvích obvodu . . . . .	37
3.12	Vliv paralelní parazity $R_{p1}$ na přenosovou funkci iDP obvodu 1 . . . .	38
3.13	Vliv paralelní parazity $R_{p1}$ na přenosovou funkci iHP obvodu 1 . . . .	38
3.14	Vliv sériové parazity $R_{s3}$ na přenosovou funkci iDP obvodu 1 . . . . .	39
3.15	Vliv sériové parazity $R_{s5}$ na přenosovou funkci iDP obvodu 1 . . . . .	39
3.16	Vliv sériové parazity $R_{s5}$ na přenosovou funkci iFČ obvodu 1 . . . . .	39

3.17 Schéma zapojení elektronicky přeladitelného filtru s aktivním prvkem CCTA, OTA a třemi CA . . . . .	40
3.18 Zjednodušený M-C graf s jedním prvkem CCTA, OTA a třemi CA . . . . .	41
3.19 Výstupy simulací přenosových funkcí obvodu 2 . . . . .	42
3.20 Výsledek simulace přenosové funkce iFČ obvodu 2 . . . . .	43
3.21 Ladění mezního kmitočtu u přenosové funkce iDP obvodu 2 . . . . .	43
3.22 Ladění činitele jakosti u přenosové funkce iPZ obvodu 2 . . . . .	44
3.23 Ladění nuly nepropustného pásma u iDP $f_m = 682$ kHz pro obvod 2 . . . . .	45
3.24 Ladění nuly nepropustného pásma u iHP $f_m = 682$ kHz pro obvod 2 . . . . .	45
3.25 Ladění zesílení propustného pásma iDP (při $f_m = 682$ kHz) pro obvod 2 . . . . .	46
3.26 Ladění zesílení propustného pásma iHP (při $f_m = 682$ kHz) pro obvod 2 . . . . .	46
3.27 Schéma zapojení elektronicky přeladitelného filtru se třemi aktivními prvky BOTA a CA . . . . .	47
3.28 Zjednodušený M-C graf se třemi prvky BOTA a CA . . . . .	47
3.29 Výstupy simulací přenosových funkcí obvodu 3 . . . . .	49
3.30 Výsledek simulace přenosové funkce FČ obvodu 3 . . . . .	50
3.31 Ladění mezního kmitočtu u přenosové funkce iHP obvodu 3 . . . . .	50
3.32 Ladění činitele jakosti $Q$ u přenosové funkce iPP obvodu 3 . . . . .	51
3.33 Ladění zesílení propustného pásma iHP (při $f_m = 965$ MHz) pro obvod 3 . . . . .	52
3.34 Schéma zapojení elektronicky přeladitelného filtru s aktivními prvky MOTA, BOTA a třemi CA . . . . .	53
3.35 Zjednodušený M-C graf s prvky MOTA, BOTA a třemi CA . . . . .	53
3.36 Výstupy simulací přenosových funkcí obvodu 4 . . . . .	55
3.37 Výsledek simulace přenosové funkce iFČ obvodu 4 . . . . .	55
3.38 Ladění mezního kmitočtu u přenosové funkce iHP obvodu 4 . . . . .	56
3.39 Ladění nuly nepropustného pásma u iDP (při $f_m = 970$ kHz) pro obvod 4 . . . . .	57
3.40 Ladění nuly nepropustného pásma u iHP (při $f_m = 970$ kHz) pro ob- vod 4 . . . . .	57
3.41 Ladění zesílení propustného pásma iDP (při $f_m = 970$ kHz) pro obvod 4 . . . . .	58
3.42 Ladění zesílení propustného pásma iHP (při $f_m = 970$ kHz) pro obvod 4 . . . . .	58
3.43 Vliv parazit v jednotlivých uzlech a větvích obvodu . . . . .	59
3.44 Vliv sériové parazity $R_{vst\_CA3}$ na přenosovou funkci iDP obvodu 4 . . . . .	60
3.45 Vliv sériové parazity $R_{vst\_CA3}$ na přenosovou funkci PP obvodu 4 . . . . .	60
3.46 Vliv sériové parazity $R_{vst\_CA3}$ na přenosovou funkci iPZ obvodu 4 . . . . .	61
3.47 Schéma zapojení elektronicky přeladitelného filtru se dvěma aktivními prvky BOTA a třemi CA . . . . .	62
3.48 Zjednodušený M-C graf se dvěma prvky BOTA a CA . . . . .	63
3.49 Výstupy simulací přenosových funkcí obvodu 5 . . . . .	64

3.50	Výsledek simulace přenosové funkce iFČ obvodu 5 . . . . .	65
3.51	Ladění mezního kmitočtu u přenosové funkce iHP obvodu 5 . . . . .	65
3.52	Ladění nuly nepropustného pásma u iDP(při $f_m = 970$ kHz) pro ob- vod 5 . . . . .	66
3.53	Ladění nuly nepropustného pásma u iHP(při $f_m = 970$ kHz) pro ob- vod 5 . . . . .	66
3.54	Ladění zesílení propustného pásma iDP (při $f_m = 970$ kHz) pro obvod 5	67
3.55	Ladění zesílení propustného pásma iHP (při $f_m = 970$ kHz) pro obvod 5	67
4.1	Schéma zapojení elektronicky přeřaditelného filtru s aktivními prvky MOTA, BOTA a třemi CA . . . . .	68
4.2	Přenosová charakteristika všech přenosových funkcí na frekvenci 1 MHz . . . . .	69
4.3	Fázová charakteristika všech přenosových funkcí na frekvenci 1 MHz	70
4.4	Přenosová char. všech přenosových funkcí na frekvenci 1 MHz – dola- děná . . . . .	70
4.5	Ladění nuly nepropustného pásma u DP (při $f_m = 1$ MHz) . . . . .	71
4.6	Ladění nuly nepropustného pásma u HP (při $f_m = 1$ MHz) . . . . .	71
4.7	Ladění zesílení propustného pásma u DP (při $f_m = 1$ MHz) . . . . .	72
4.8	Ladění zesílení propustného pásma u HP (při $f_m = 1$ MHz) . . . . .	72
4.9	Přenosová charakteristika všech přenosových funkcí na frekvenci 259 kHz . . . . .	73
4.10	Přenosová char. všech přenosových funkcí na frekvenci 259 kHz – do- laděná . . . . .	73
4.11	Přenosová charakteristika všech přenosových funkcí na frekvenci 517 kHz . . . . .	74
4.12	Přenosová char. všech přenosových funkcí na frekvenci 517 kHz – do- laděná . . . . .	74
4.13	Přenosová charakteristika všech přenosových funkcí na frekvenci 2,106 MHz . . . . .	75
4.14	Přenosová char. všech přenosových funkcí na frekvenci 2,106 MHz – doladěná . . . . .	75
A.1	Schéma zapojení kmitočtového filtru s čipy UCC-N1B a 3x EL2082, vytvořené v programu EAGLE . . . . .	83
B.1	Vrchní strana (TOP) – EAGLE . . . . .	85
B.2	Spodní strana (BOTTOM) – EAGLE . . . . .	85
B.3	Vrchní strana (TOP) – fotka . . . . .	86
B.4	Spodní strana (BOTTOM) – fotka . . . . .	86

# SEZNAM TABULEK

2.1	Realizace CC s jednoduchým vysokoimpedančním vstupem Y využitím UCC . . . . .	22
2.2	Závislost zesílení $B$ na napětí $V_{\text{Gain}}$ pro EL2082 . . . . .	26
3.1	Závislost mezní frekvence $f_m$ na vodivosti $g_m$ u iDP pro obvod 1 . . . .	33
3.2	Závislost činitele jakosti $Q$ na vodivosti $G_4$ u iPZ pro obvod 1 . . . .	33
3.3	Závislost mezní frekvence $f_m$ na kapacitě $C$ u iDP pro obvod 2 . . . .	44
3.4	Závislost činitele jakosti $Q$ na transkonduktanci $g_{m1}$ u iPZ pro obvod 2	44
3.5	Závislost mezní frekvence $f_m$ na kapacitě $C$ u iHP pro obvod 3 . . . .	49
3.6	Závislost činitele jakosti $Q$ na transkonduktanci $g_{m1}$ u iPP pro obvod 3	51
3.7	Závislost mezní frekvence $f_m$ na transkonduktanci $g_m$ u iHP pro obvod 4	56
3.8	Závislost mezní frekvence $f_m$ na transkonduktanci $g_m$ u iHP pro obvod 5	66
4.1	Závislost mezní frekvence $f_m$ na transkonduktanci $g_m$ , resp. odporu R-X . . . . .	74
A.1	použité součástky na desce . . . . .	84

# ÚVOD

Pro zpracování signálu se v dnešní době používají zejména kmitočtové filtry digitální, které postupně vytlačují filtry analogové, navzdory tomu analogové filtry mají zde stále své místo. Zejména na vstupech a výstupech elektronických přístrojů, kdy je potřeba signál upravit. Těmito úpravami se myslí například odstranění, potlačení či zesílení některých složek spektra signálu.

Filtry, jež umožňují tyto úpravy, mají většinou jeden vstup a více výstupů, na kterých se nachází různé přenosové funkce nebo naopak mají více vstupů a jeden výstup, kdy při buzení do jednotlivých vstupů dostáváme různé přenosové funkce. V těchto případech je bohužel nutné vždy přepojit výstup resp. vstup, abychom mohli změnit přenosovou funkci obvodu. To ovšem není vždy možné, například při implementaci na čipu.

Jednou z možností je vložit říditelné přepínače, které budou mezi jednotlivými vstupy nebo výstupy přepínat. To s sebou přináší řadu nechtěných negativních vlastností, jako jsou překmity, spotřeba energie nebo rušení samotného filtračního obvodu ovládacím signálem přepínačů.

Další zajímavější možností, kterou se zabývá tato práce, je využití aktivních prvků, které tvoří samotný filtrační obvod. Změnou jednoho či více jeho parametrů lze dosáhnout plynulý přechod mezi jednotlivými přenosovými funkcemi.

# 1 TEORETICKÝ ZÁKLAD PRÁCE

Kmitočtové filtry jsou lineární dvojbrany [7],[9]. Slouží především pro propuštění (propustné pásmo) nebo potlačení (nepropustné pásmo) vybraných harmonických složek signálu. Pro vyjádření těchto vlastností slouží modulová charakteristika.

Při průchodu signálu filtrem dochází k časovému zpoždění signálu, což vede k fázovému posunu procházejících harmonických složek signálu. Tento jev vyjadřujeme ve fázové charakteristice.

Přenos má propustné pásmo kmitočtů, nepropustné pásmo kmitočtů a pásmo přechodu. Strmost filtru je přechod mezi propustným a nepropustným pásmem, záleží na řádu filtru a typu aproximace. Strmost filtru, což je vlastně přechod mezi propustným a nepropustným pásmem, je dána řádem filtru a typem aproximace.

Použití kmitočtových filtrů je velmi široké, nalezneme je téměř ve všech přijímacích či vysílacích zařízeních, usměrňovačích a ve spoustě dalších zařízení.

## 1.1 Základní rozdělení kmitočtových filtrů

*Rozdělení podle přenášeného kmitočtového pásma [9]:*

- **dolní propust** (DP nebo LP - low-pass):

Oblast kmitočtů nižších než je mezní frekvence  $f_m$  je propuštěna a kmitočty vyšší jsou potlačeny. Přenosová funkce DP druhého řádu má tvar

$$K(p) = \frac{a_0}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0}. \quad (1.1)$$

- **horní propust** (HP stejně jako HP - high-pass):

Oblast kmitočtů vyšších než je mezní frekvence  $f_m$  je propuštěna a kmitočty nižší jsou potlačeny. Přenosová funkce HP druhého řádu má tvar

$$K(p) = \frac{a_2 p^2}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0}. \quad (1.2)$$

- **pásmová propust** (PP nebo BP - band-pass):

Vstupní signál je propouštěn ve zvoleném kmitočtovém pásmu, zbytek pásma je potlačen. Přenosová funkce PP druhého řádu má tvar

$$K(p) = \frac{a_1 p}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0}. \quad (1.3)$$

- **pásmová zádrž** (PZ nebo BS - band-stop):

Vstupní signál je potlačen ve zvoleném kmitočtovém pásmu, zbytek pásma je propuštěn. PZ vznikne spojením DP + HP. Přenosová funkce PP druhého řádu má tvar

$$K(\mathbf{p}) = \frac{a_2 \mathbf{p}^2 + a_0}{b_2 \mathbf{p}^2 + b_1 \mathbf{p} + b_0}. \quad (1.4)$$

- **Dolní nebo horní propust s nulou v nepropustném pásmu** (LPZ nebo HPZ):

Vznikne spojením DP + HP. Chová se stejně jak DP resp. HP, s tím rozdílem, že pomocí parametrů  $a_0$  nebo  $a_2$  je možno nastavit hodnotu nepropustného pásma. Pro LPZ musí být  $\frac{a_0}{b_0} > \frac{a_2}{b_2}$  a pro HPZ  $\frac{a_2}{b_2} > \frac{a_0}{b_0}$ . Přenosová funkce pro filtr druhého řádu v obecném tvaru

$$K(\mathbf{p}) = \frac{a_2 \mathbf{p}^2 + a_0}{b_2 \mathbf{p}^2 + b_1 \mathbf{p} + b_0}. \quad (1.5)$$

- **fázovací (všechnopustný) článek** (FČ nebo AP - all-pass):

Fázovací článek propouští všechny harmonické složky, ovlivňují pouze jejich fázovou charakteristiku. Fázovací článek vznikne spojením DP + iPP + HP nebo její invertující varianta iDP + PP + iHP.

Přenosová funkce pro filtr druhého řádu je v obecném tvaru

$$K(\mathbf{p}) = \frac{a_2 \mathbf{p}^2 - a_1 \mathbf{p} + a_0}{b_2 \mathbf{p}^2 + b_1 \mathbf{p} + b_0}. \quad (1.6)$$

*Rozdělení filtrů dle použitých prvků [9]:*

- **pasivní filtry:**

Použity jsou pouze pasivní součástky (rezistor, kapacitor, induktor). Selektivní vlastnosti jsou u pasivních filtrů slabé. Jejich použití je omezeno jen na ty aplikace, kde není kladen takový nárok na přesnost přenosové funkce a není potřeba zesílení vstupního signálu.

- **aktivní filtry:**

Filtrační struktury, jež se dají považovat za aktivní, musí obsahovat nejméně jeden aktivní prvek (proudový zesilovač, napěťový konvektor, operační zesilovač a další). Výhodou oproti pasivním filtrům je možnost zapojení bez použití induktoru a lze dosáhnout lepší jakosti filtru.

## 1.2 Pracovní režimy obvodu

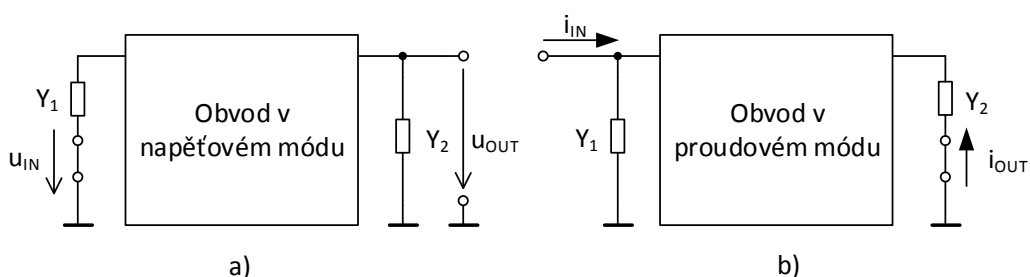
Pracovní módy udávají s jakými signály pracuje elektrický obvod. V minulosti byl hojně používaný napěťový mód, který má hlavní nevýhody ve snížené dynamice a SNR. Proto je v dnešní době snaha přecházet na mód proudový nebo smíšený [14]. Tyto režimy umožňují dosáhnout lepších nebo stejných výsledků při nižším napájecím napětím obvodu a možnosti využití na vysokých frekvencích.

- **Napěťový mód (VM - Voltage Mode)**

Buzení obvodu zajišťuje zdroj napětí [8], který je zapojen do série mezi pasivní dvojpól a zem. Na výstupním uzlu je sledována napěťová odezva vůči zemi viz Obr 1.1)a.

- **Proudový mód (CM - Current Mode)**

Buzení obvodu zajišťuje zdroj proudu [27], který je zapojen do vstupního uzlu. Na výstupním uzlu je sledována proudová odezva ve větvi mezi dvojpólem a zemí Obr. 1.1)b. Výhodou je lepší využití pro oblasti vysokých kmitočtů oproti napěťovému módu.



Obr. 1.1: a) obvod v proudovém módu b) obvod v napěťovém módu

- **Smíšený mód**

Kombinací napěťového a proudového módu dostáváme mód smíšený [8]. Ten může pracovat *v napěťovém režimu* (V/CM), kdy obvod je buzen proudem a snímána je napěťová odezva (výsledný obvod zpracovává proudový signál) nebo *v režimu proudovém* (C/VM), kdy je využito proudové odezvy při napěťovém buzení (při zpracování je využit napěťový signál).

## 1.3 Návrhová metoda - Grafy signálových toků

Grafy signálových toků [17], [18], [3] byly navrženy S. J. Masonem v roce 1953 pro popis a řešení lineárních obvodů. Grafy signálových toků se skládají z uzlů, ty symbolizují proměnné a větvi, které definují vztah mezi těmito proměnnými. O několik let



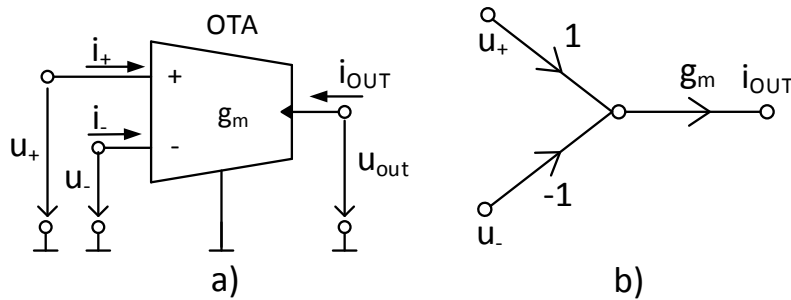
později přišel se svými zobecněnými grafy C.L.Coates. Tyto dvě metody se sloučily dohromady a vzniklo z toho smíšené Masonovy-Coatesovy grafy (M-C grafy) [4]. M-C grafy jsou výhodné pro přímý návrh filtračních struktur podle předem požadovaného tvaru přenosové funkce. Přenosovou funkci můžeme vypočítat pomocí Masonova pravidla

$$K = \frac{Y}{X} = \frac{1}{\Delta} \sum_i P_i \Delta_i, \quad (1.7)$$

kde  $P_i$  je přenos  $i$ -té přímé cesty ze vstupního uzlu  $X$  do výstupního  $Y$  a  $\Delta$  je determinant grafu. Determinant je dán vztahem

$$\Delta = V - \sum_k S_1^{(k)} V_1^{(k)} + \sum_l S_2^{(l)} V_2^{(l)} + \sum_m S_3^{(m)} V_3^{(m)} + \dots, \quad (1.8)$$

kde  $V$  je součin všech neorientovaných vlastních smyček,  $S_1^{(k)}$  je přenos  $k$ -té orientované smyčky a  $V_1^{(k)}$  je součin všech vlastních smyček uzlů, kterých se  $k$ -tá smyčka nedotýká,  $S_2^{(l)}$  je součin přenosů dvou nedotýkajících se smyček a  $V_2^{(l)}$  je součin všech vlastních smyček uzlů, kterých se  $l$ -tá smyčka nedotýká. Pokud se smyčka nebo  $k$ -tá přímá cesta dotýká všech uzlů, pak součin  $V$ , resp.  $\Delta_k$ , je identicky roven jedné.  $\Delta_i$  je determinant části grafu, která se nedotýká  $i$ -té přímé cesty. Výsledek vzorce 1.8 představuje levou stranu charakteristické rovnice (CE), která samozřejmě dominantně ovlivňuje chování daného obvodu. Můžeme tedy lehce navrhnout filtr s požadovanými parametry bez použití speciálního softwaru pro symbolickou analýzu. Na obr.1.2 je původní a zjednodušené zobrazení aktivního prvku OTA.



Obr. 1.2: a) Značka prvku OTA b) Zjednodušený M-C graf prvku OTA

## 1.4 Elektronická rekonfigurace přenosové funkce

Změna přenosové funkce je velmi výhodná vlastnost u kmitočtových filtrů. Pro dosažení změny funkce je ve většině případů nutné galvanické přepojení obvodu, což není v mnoha případech vhodné či možné (například při integraci obvodu na čipu) [25]. Tyto obvody mají jeden vstup a více výstupy (SIMO) [13] nebo více vstupů a jeden výstup (MISO) [19].

Při elektronické rekonfiguraci [1] [22] nedochází k žádnému galvanickému rozpojení a obvod se nachází v režimu, kdy je použit pouze jeden výstup a jeden vstup (SISO). Pro změnu přenosové funkce jsou zde použity aktivní prvky s aspoň jedním říditelným parametrem (transkonduktance, rezistence a zesílení), které tvoří filtrační strukturu obvodu. Řízením parametrů je dosaženo plynulý přechod mezi jednotlivými přenosovými funkcemi.

Možnost Elektronické rekonfigurace je vidět na obvodu s přenosovou funkcí

$$K(p) = \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = \frac{p^2 B_1 C_1 C_2 + p B_2 C_1 g_{m2} + B_3 G_1 g_{m2}}{p^2 C_1 C_2 + p C_1 g_{m1} + G_1 g_{m2}}, \quad (1.9)$$

kdy jednotlivé přenosové funkce jsou dány hodnotami zesílení  $B_1$  až  $B_3$ :

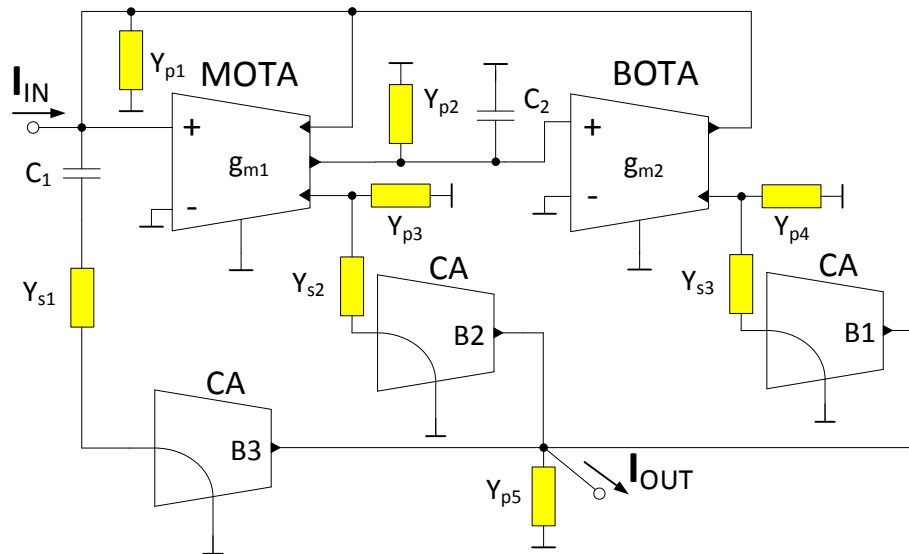
- Horní propust - je dána tehdy, když se  $B_1 \neq 0$  a zároveň  $B_2 = 0$ ,  $B_3 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_1$ .
- Pásmová propust - je dána tehdy, když se  $B_2 \neq 0$  a zároveň  $B_1 = 0$ ,  $B_3 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_2$ .
- Dolní propust - je dána tehdy, když se  $B_3 \neq 0$  a zároveň  $B_1 = 0$ ,  $B_2 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_3$ .
- Pásmová zádrž - je dána tehdy, když se  $B_1 = B_3 \neq 0$  a zároveň  $B_2 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_1 = B_3$ .
- Fázovací článek - je dán tehdy, když se  $B_1 = B_2 = B_3 \neq 0$ . Zesílení je říditelné za pomoci  $B_1 = B_2 = B_3$ .
- Horní propust s nulou v nepropustném pásmu - je dána tehdy, když  $B_1 > B_3 > 0$  nebo  $B_1 < B_3 < 0$  a zároveň  $B_2 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_1$  a zesílení v nepropustném pásmu je dáno  $B_3$ .
- Dolní propust s nulou v nepropustném pásmu - je dána tehdy, když  $B_3 > B_1 > 0$  nebo  $B_3 < B_1 < 0$  a zároveň  $B_2 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_3$  a zesílení v nepropustném pásmu je dáno  $B_1$ .

## 1.5 Analýza parazitních vlastností

### 1.5.1 Vliv parazit aktivních prvků

Každý aktivní prvek má parazitní vstupní a výstupní admitanci  $Y = G_x + pC_x$  [12]. Prvky, u kterých je vstupní veličina napětí a výstupní naopak proud, jsou tyto admitance paralelní (v mém případě to platí pro UCC - Kap. 2.1). Aktivní prvky u nichž je vstupní i výstupní veličina proud, je vstupní parazitní admitance sériová a výstupní paralelní (EL2082 - Kap. 2.4). Pro simulace budou využity aktivní prvky UCC a EL2082. Ty mají běžně tyto parazitní parametry, pro UCC to je vstupní parazitní odpor a kapacita  $R_{vst\_UCC} \approx 1\text{ M}\Omega$ ,  $C_{vst\_UCC} \approx 2\text{ pF}$  a výstupní parazitní odpor a kapacita  $R_{výst\_UCC} \approx 100\text{ k}\Omega$ ,  $C_{výst\_UCC} \approx 2\text{ pF}$ . U EL2082 je nejvíce znatelný vliv sériového vstupního odporu  $R_{vst\_EL2082} \approx 95\Omega$ , vstupní parazitní kapacitu budeme zanedbávat a výstupní parazitní odpor a kapacita jsou  $R_{výst\_EL2082} \approx 100\text{ k}\Omega$ ,  $C_{výst\_EL2082} \approx 2\text{ pF}$ .

Parazitní admitance zobrazené na konkrétním obvodu jsou na Obr. 1.3. Jaký budou mít vliv na chování obvodu bude probráno přímo v kapitolách daných obvodů a to v kap. 3.1 a 3.4.



Obr. 1.3: Vliv parazit v jednotlivých uzlech a větvích obvodu

### 1.5.2 Frekvenční závislost aktivních prvků

Kromě parazitních vstupních a výstupních parametrů aktivních prvků, je potřeba brát v potaz frekvenční závislost těchto prvků [15]. Parametr aktivního prvku má konstantní hodnotu až do mezní frekvence stability  $\omega_s$ , kdy začíná docházet k odchylce. To platí pro transkonduktanci  $g_m$  u UCC, která je tedy kmitočtově závislá a můžeme ji popsat funkcí prvního řádu:

$$g_m(p) = \frac{g_{mx}}{1 + p\tau}, \quad (1.10)$$

kde  $g_{mx}$  je nízkofrekvenční transkonduktance a frekvence  $\omega_s = \frac{1}{\tau}$  představuje odpovídající póly (pro zjednodušení je jejich hodnota stejná). Tuto funkci dosadíme do původní přenosové funkce a aplikujeme na ni Routh-Hurwitzovu podmínku stability obvodu. Protože transkonduktance má omezenou šířku pásma, může to na vyšších kmitočtech narušit stabilitu filtru, proto podle testu stability obvodu můžeme zvolit jiné hodnoty ostatních pasivních prvků obvodu, tak byla splněna podmínka stability.

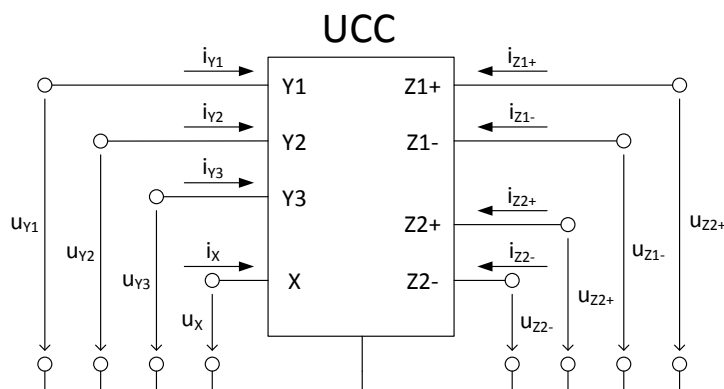
Jaký bude mít vliv frekvenční závislost na konkrétním obvodu bude probráno přímo v kapitole 3.4 obvodu 4.

## 2 VLASTNOSTI POUŽITÝCH AKTIVNÍCH PRVKŮ

Náplní této kapitoly je popis aktivních prvků použitých v další kapitole pro návrh a simulaci obvodů.

### 2.1 Univerzální proudový konvektor (UCC)

Proudový konvektor byl představen v roce 1968, je označován jako konvektor první generace CCI+/- . Dále vznikly další generace proudových konvektorů a to druhá (CCII+/-) a třetí generace (CCIII+/-) . Z těchto konvektorů vznikaly další podtypy konvektorů. Jako nejnovější varianta vznikl proudový konvektor, který dokázal nahradit všechny dosud publikované proudové konvektory. Tento prvek nese název Univerzální proudový konvektor (UCC) a jeho schematická značka je na Obr. 2.1. Vývoj a výrobu UCC má na svědomí VUT ve spolupráci s firmou ON semiconductors pod označením UCC-N1B[2]. V dnešní době je k dispozici jeho inovované provedení označované jako UCC-N1B-0520 [14]. V pouzdře UCC se nachází také proudový konvektor druhé generace, které je popsán v následující podkapitole.



Obr. 2.1: schematická značka UCC

UCC definujeme jako obecný osmibran, který má tři vysokoimpedanční napěťové vstupy  $Y_1$ ,  $Y_2$  a  $Y_3$ , kdy vstupy  $Y_1$ ,  $Y_2$  jsou rozdílové a vstupy  $Y_1$ ,  $Y_3$  součtové. Dále pak nízkoimpedanční proudový vstup  $X$  a čtyři proudové výstupy  $Z_{1+}$ ,  $Z_{1-}$ ,  $Z_{2+}$  a  $Z_{2-}$ . Chování obvodu popisuje následující hybridní maticová rovnice [2]

$$\begin{bmatrix} i_{Y1} \\ i_{Y2} \\ i_{Y3} \\ u_X \\ i_{Z1+} \\ i_{Z2+} \\ i_{Z1-} \\ i_{Z2-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{Y1} \\ u_{Y2} \\ u_{Y1} \\ i_X \\ u_{Z1+} \\ u_{Z2+} \\ u_{Z1-} \\ u_{Z2-} \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

Podle již výše popsaného, UCC je schopen realizovat všechny typy proudových konvektorů. Jednotlivé realizace konvektorů, lze provést podle následujícího klíče [2]:

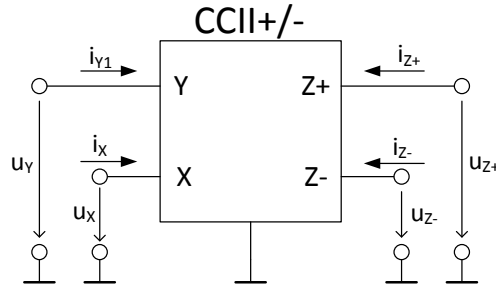
Tab. 2.1: Realizace CC s jednoduchým vysokoimpedančním vstupem Y využitím UCC

Typ	Vstup	Výstup	Propojené	Uzemněné
CCI-	Y1 – vstup Y	Z1- – výstup Z	Y1, Z1	Y2, Y3, Z2+, Z2-
CCI+	Y1 – vstup Y	Z2+ – výstup Z	Y1, Z1	Y2, Y3, Z1-, Z2-
CCI+/-	Y1 – vstup Y	Z2+ – výstup Z Z1- – výstup Z-	Y1, Z1+	Y2, Y3, Z2-
CCII-	Y1 – vstup Y	Z1- – výstup Z		Y2, Y3, Z1+, Z2+, Z2-
CCII+	Y1 – vstup Y	Z1+ – výstup Z		Y2, Y3, Z2+, Z1-, Z2-
CCII+/-	Y1 – vstup Y	Z1+ – výstup Z Z1- – výstup Z-		Y2, Y3, Z2+, Z2-
CCIII-	Y1 – vstup Y	Z2- – výstup Z	Y1, Z1-	Y2, Y3, Z1+, Z2+
CCIII+	Y1 – vstup Y	Z1+ – výstup Z	Y1, Z1-	Y2, Y3, Z1+, Z2-
CCIII+/-	Y1 – vstup Y	Z1+ – výstup Z Z2- – výstup Z-	Y1, Z1-	Y2, Y3, Z2+
ICCI-	Y2 – vstup Y	Z1- – výstup Z	Y2, Z1-	Y1, Y3, Z2+, Z2-
ICCI+	Y2 – vstup Y	Z2+ – výstup Z	Y2, Z1-	Y1, Y3, Z1-, Z2-
ICCI+/-	Y2 – vstup Y	Z2+ – výstup Z Z1- – výstup Z-	Y2, Z1+	Y1, Y3, Z2-
ICCI-	Y2 – vstup Y	Z1- – výstup Z		Y1, Y3, Z1+, Z2+, Z2-
ICCI+	Y2 – vstup Y	Z1+ – výstup Z		Y1, Y3, Z2+, Z1-, Z2-
ICCI+/-	Y2 – vstup Y	Z1+ – výstup Z Z1- – výstup Z-		Y1, Y3, Z2+, Z2-
ICCH-	Y2 – vstup Y	Z2- – výstup Z	Y2, Z1-	Y1, Y3, Z1+, Z2+
ICCH+	Y2 – vstup Y	Z1+ – výstup Z	Y2, Z1-	Y1, Y3, Z2+, Z2-
ICCH+/-	Y2 – vstup Y	Z1+ – výstup Z Z2- – výstup Z-	Y2, Z1-	Y1, Y3, Z2+

Pro simulace v programu PSpice byly použity simulační modely získané změřením vlastností 50 čipů publikovaných v [26].

## 2.2 Proudový konvektor 2. generace (CCII+/-)

Nachází se v pouzře UCC-N1B-0520 spolu s UCC a bude využit pro realizaci prvků VDCC a CCTA [24]. CCII+/- je definován jako obecný čtyřbran s jedním vysokoimpedančním napětovým vstupem  $Y$  a jedním nízkoimpedančním proudovým vstupem  $X$  a dva proudovými výstupy  $Z+/-$ . Jeho schematická značka je na Obr. 2.2.

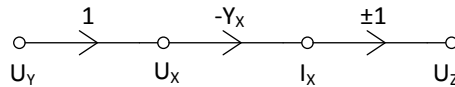


Obr. 2.2: Schematická značka CCII+/-

Chování obvodu může být popsáno následující hybridní maticovou rovnicí

$$\begin{bmatrix} i_Y \\ u_X \\ i_{Z+} \\ i_{Z-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_Y \\ i_X \\ u_{Z+} \\ u_{Z-} \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

M-C graf proudového konvektoru druhé generace [20] je zobrazen na Obr. 2.3



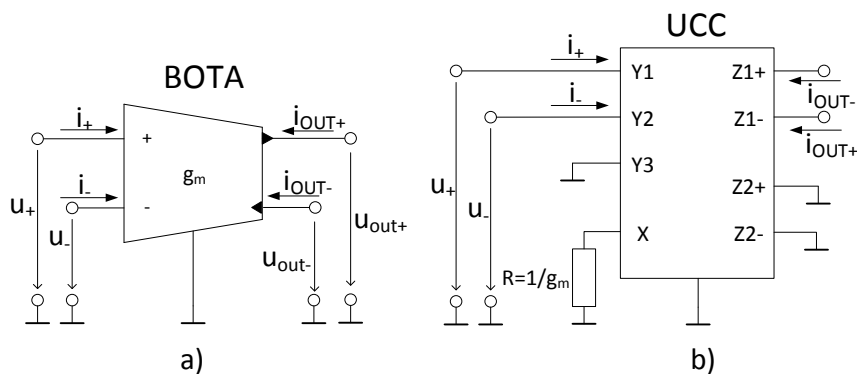
Obr. 2.3: Zjednodušený M-C graf CCII+/-

## 2.3 Operační transkonduktanční zesilovač (OTA)

Operační transkonduktanční zesilovač je aktivní prvek, který se v ideálním případě chová jako zdroj proudu řízený napětím, jehož řídicím parametrem je transkonduktance  $g_m$  [14]. Transkonduktanci lze nastavit pomocí rezistoru.

Transkonduktanční zesilovač může mít i více výstupů, pak se nazývají BOTA (Balanced-output Operational Transconductance Amplifier), když má 2 diferenční výstupy. Jeho schematická značka se nachází na Obr. 2.4a. Nebo v případě více výstupů MOTA (Multiple-output Operational Transconductance Amplifier).

Transkonduktanční zesilovač až se čtyřmi výstupy, lze realizovat za pomoci UCC. Na Obr. 2.4b je vyobrazena realizace prvku BOTA [16].

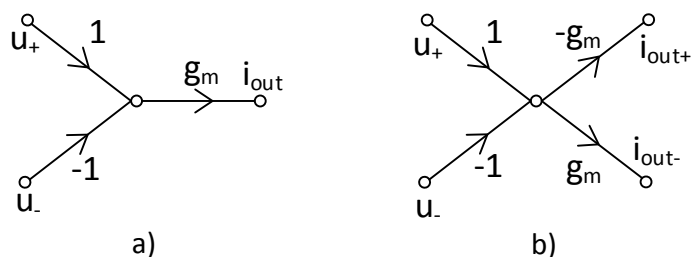


Obr. 2.4: a) Schematická značka prvku BOTA b) Realizace prvku BOTA pomocí UCC

Chování obvod popisuje hybridní maticová rovnice [10]

$$\begin{bmatrix} i_+ \\ i_- \\ i_{out} \\ i_{out-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 \\ -g_m & g_m & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_+ \\ u_- \\ u_{out+} \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

Na Obr. 2.5 jsou zobrazený zjednodušené M-C grafy, uzpůsobené pro proudový mód (výstup znázorněn pouze proudovým uzlem) prvků OTA a BOTA [21]

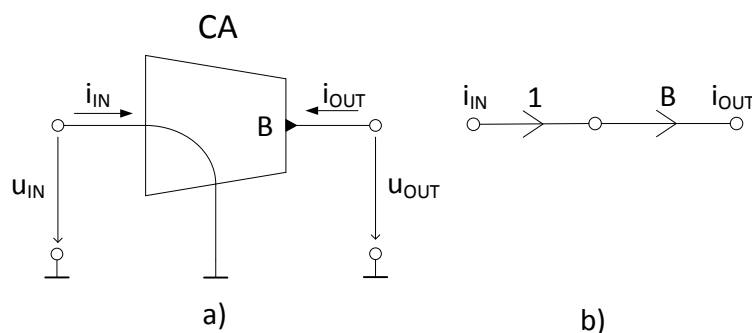


Obr. 2.5: Zjednodušený M-C graf a) OTA b) BOTA



## 2.4 Proudový zesilovač (CA)

CA (Current Amplifier) je proudový aktivní prvek s říditelným zesílením  $B$ . Schematická značka a zjednodušený M-C graf se nachází na Obr. 2.6.



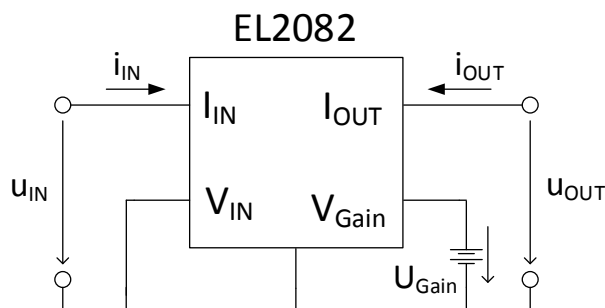
Obr. 2.6: a) Schematická značka prvku CA b) Zjednodušený M-C graf CA

Chování obvodu vyjadřuje rovnice

$$i_{OUT} = i_{IN}B, \quad (2.4)$$

kde výstupní proud  $i_{OUT}$  získáme vynásobením vstupního proudu  $i_{IN}$  hodnotou  $B$ , která představuje hodnotu zesílení. Toto zesílení může nabývat teoreticky hodnot od 0 do 5.

Pro účely této práce je potřeba definovat obvod, který bude realizovat reálné chování proudového zesilovače. Tímto obvodem je EL2082 [11], který byl vyráběn firmou Elantec. Simulační model tohoto obvodu se nachází ve výchozích knihovnách PSpice (jeho chování je popsáno v jeho dokumentaci [11]) a je využit pro simulace navržených filtračních struktur. Jeho schematická značka je na Obr. 2.7 .



Obr. 2.7: a) Schematická značka prvku CA b) Zjednodušený M-C graf CA

Nastavení zesílení zde probíhá změnou stejnosměrného napětí na svorce  $V_{\text{Gain}}$ . Zesílení  $B$  je přímo úměrné hodnotě napětí na svorce  $V_{\text{Gain}}$  viz Tab. 2.2 (vybrané hodnoty zjištěny simulací v PSpice). Z tabulky je patrné, že závislost není lineární.

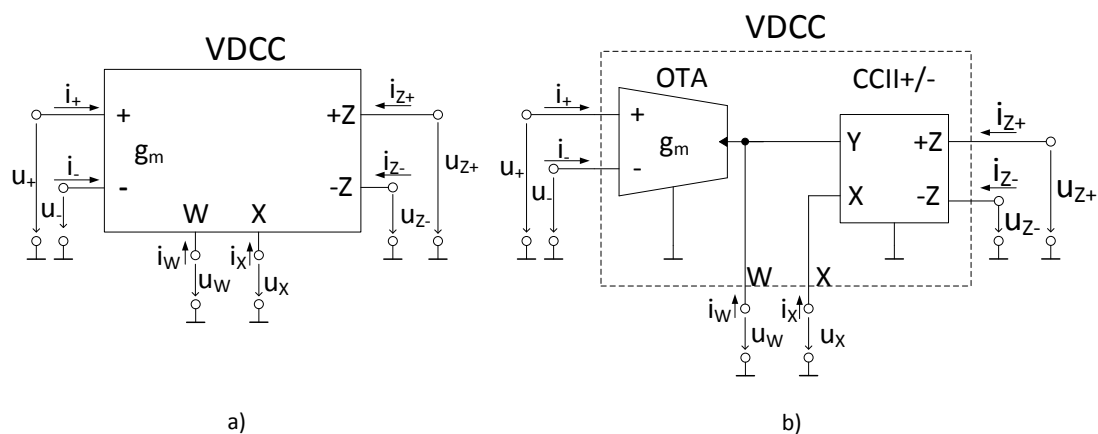
Tab. 2.2: Závislost zesílení  $B$  na napětí  $V_{\text{Gain}}$  pro EL2082

$U_{\text{Gain}}$ [V]	Zesílení $B$ [-]
0,489	0,5
1,002	1,0
2,12	2,0
5,019	4,0
7,34	5,0

## 2.5 Voltage Differencing Current Conveyor (VDCC)

Obvod VDCC tvoří dva funkční bloky. První z nich je OTA (může mít i více výstupů - BOTA, MOTA) a prvek CCII, který může mít také více výstupů [5]. Parametrem je transkonduktance  $g_m$ .

Schematická značka a vnitřní zapojení obvodu je na Obr. 2.8. Vstup  $+$  a  $-$  jsou vstupy prvku OTA,  $Z+$   $Z-$  jsou výstupy bloku CCII+/- .  $W$  je pomocný vysokoimpedanční výstup prvku OTA a  $X$  je nízkoimpedanční proudový vstup prvku CCII+/-.

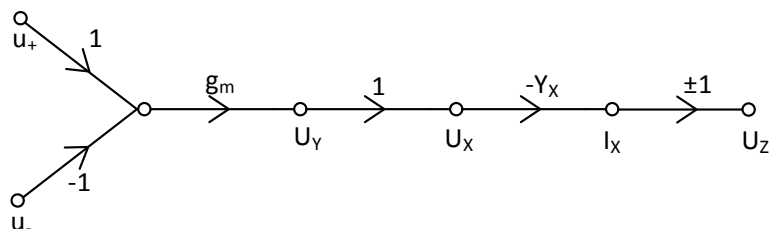


Obr. 2.8: a) Schematická značka VDCC b) Vnitřní struktura VDCC

Chování obvodu je dáno hybridní maticovou rovnicí

$$\begin{bmatrix} i_+ \\ i_- \\ i_W \\ u_X \\ i_{Z+} \\ i_{Z-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_+ \\ u_- \\ u_W \\ i_X \\ u_{Z+} \\ u_{Z-} \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

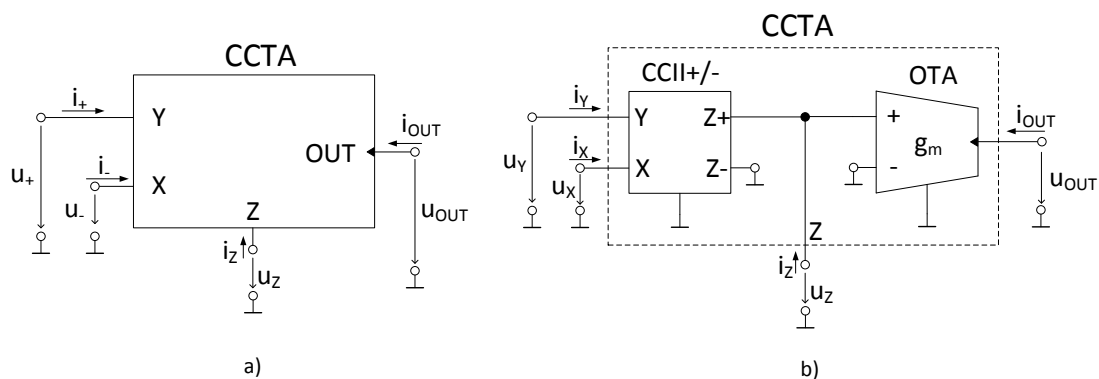
M-C graf funkčního bloku VDCC uzpůsobený pro proudový mód je na následujícím obrázku.



Obr. 2.9: Zjednodušený M-C graf VDCC

## 2.6 Current conveyor transconductance amplifier (CCTA)

Aktivní prvek CCTA je složený z bloků OTA a CCII stejně jako u VDCC, ale zapojeny jsou v opačném pořadí (oba mohou mít i více výstupů) [5]. Hlavním říditelným parametrem je transkonduktance  $g_m$ . Schematická značka a vnitřní struktura zapojení je na Obr. 2.10.

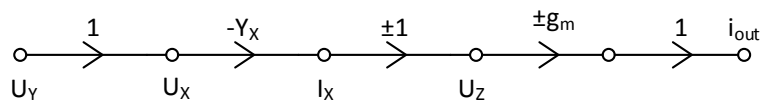


Obr. 2.10: a) Schematická značka CCTA b) Základní struktura CCTA

Vztahy mezi vstupními a výstupními svorkami, jsou dány hybridní maticí

$$\begin{bmatrix} i_Y \\ u_X \\ i_Z \\ i_{OUT} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & g_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_Y \\ i_X \\ u_Z \end{bmatrix}. \quad (2.6)$$

Na Obr. 2.11 je zobrazený zjednodušený M-C graf, uzpůsobený pro proudový mód prvku CCTA.



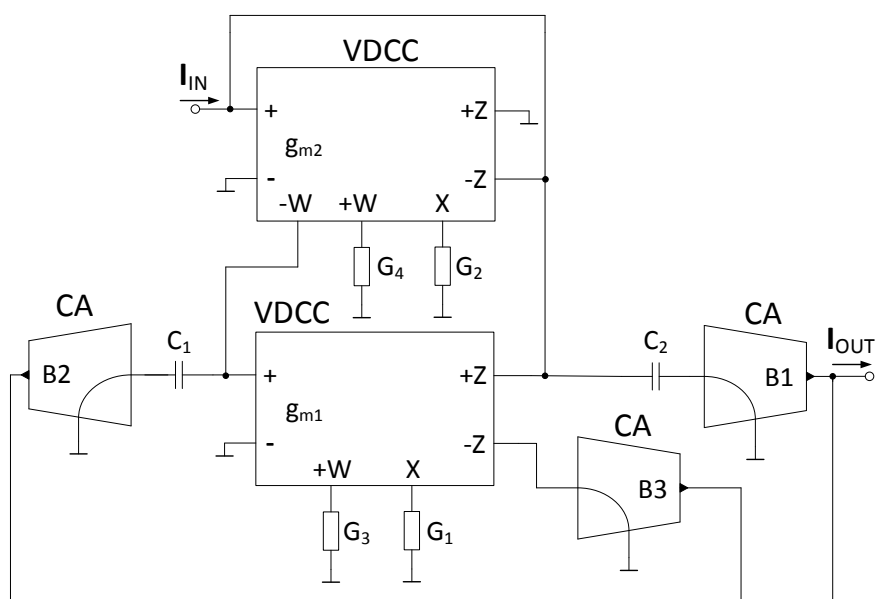
Obr. 2.11: Zjednodušený M-C graf CCTA

### 3 NÁVRH FILTRAČNÍCH STRUKTUR

V této kapitole budou probrány všechny funkční navržené kmitočtové filtry druhého řádu a jejich výstupy ze simulačního programu OrCad, resp. PSpice. Veškeré mnou navržené obvody pracují v proudovém módu a využívají výše uvedené aktivní prvky. Jejich přenosové funkce byly zjištěny v programu SNAP.

#### 3.1 Obvod 1 - Rekonfigurovatelný filtr se dvěma VDCC a třemi CA

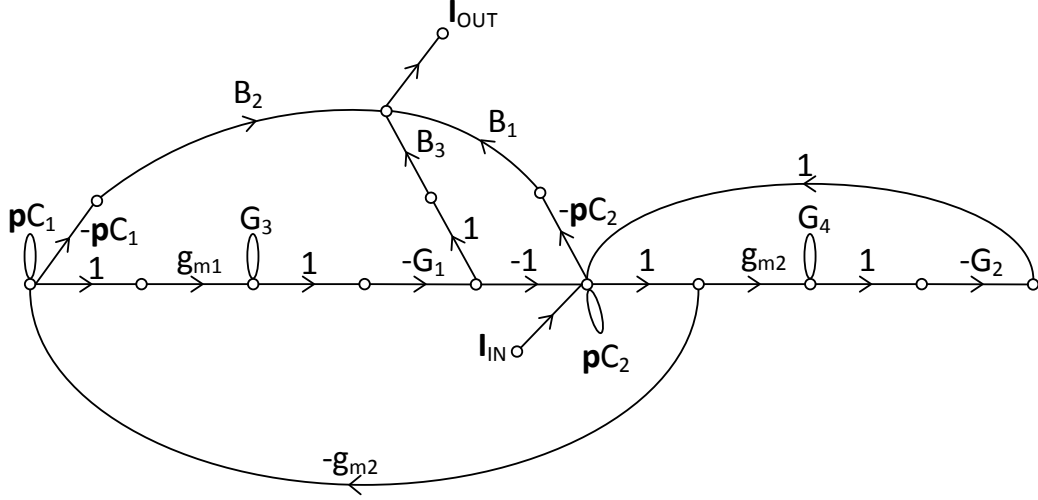
Navržený elektronicky rekonfigurovatelný SISO filtr se dvěma aktivními prvky VDCC a třemi CA byl vytvořen modifikací obvodu z mé bakalářské práce. Realizuje přenosové funkce typu iDP, PP, iHP, iPZ, iFČ pouhou změnou zesílení  $B$  u jednotlivých proudových zesilovačů. Za pomoci proudových zesilovačů lze také realizovat dolní nebo horní propust s nastavením jejich nepropustného pásma. Schéma zapojení obvodu je na Obr. 3.1.



Obr. 3.1: Schéma zapojení elektronicky přeladitelného filtru se dvěma aktivními prvky VDCC a třemi CA

Charakteristická rovnice byla určena z M-C grafu signálových toků, znázorněném na Obr. 3.2

$$CE = p^2 C_1 C_2 G_3 G_4 + p C_1 G_2 G_3 g_{m2} + G_1 G_4 g_{m1} g_{m2} \quad (3.1)$$



Obr. 3.2: Zjednodušený M-C graf obvodu se dvěma prvky VDCC a třemi CA

Pomocí programu SNAP byla zjištěna hlavní přenosová funkce obvodu

$$K(p) = \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = \frac{-p^2 B_1 C_1 C_2 G_3 G_4 + p B_3 C_1 G_3 G_4 g_{m2} - B_2 G_1 G_4 g_{m1} g_{m2}}{p^2 C_1 C_2 G_3 G_4 + p C_1 G_2 G_3 g_{m2} + G_1 G_4 g_{m1} g_{m2}}. \quad (3.2)$$

Jednotlivé přenosové funkce filtru jsou dány přeladováním zesílení  $B_1$  až  $B_3$ .

- iHP - je dána tehdy, když  $B_1 > 0$  a zároveň  $B_2 = 0$ ,  $B_3 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_1$ .
- PP - je dána tehdy, když  $B_3 > 0$  a zároveň  $B_1 = 0$ ,  $B_2 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_3$ .
- iDP - je dána tehdy, když  $B_2 > 0$  a zároveň  $B_1 = 0$ ,  $B_3 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_2$ .
- iPZ - je dána tehdy, když se  $B_1 = B_2 > 0$  a zároveň  $B_3 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_1 = B_2$ .
- iFČ - je dán tehdy, když se  $B_1 = B_2 = B_3 > 0$ . Zesílení je říditelné za pomoci  $B_1 = B_2 = B_3$ .
- iHP s nulou v nepropustném pásmu - je dána tehdy, když  $B_1 > B_2 > 0$  a zároveň  $B_3 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_1$  a zesílení v nepropustném pásmu je dáno  $B_2$ .
- iDP s nulou v nepropustném pásmu - je dána tehdy, když  $B_2 > B_1 > 0$  a zároveň  $B_3 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_2$  a zesílení v nepropustném pásmu je dáno  $B_1$ .

Z koeficientů charakteristické rovnice 3.1 je zřejmé, jak budou vypadat vztahy pro úhlový kmitočet  $\omega_0$  a činitel jakosti  $Q$

$$\omega_0^2 = \frac{a_0}{a_2} = \frac{G_1 g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2 G_3} = \frac{G_1 g_m^2}{C_1 C_2 G_3}, \quad (3.3)$$

$$Q^2 = \frac{a_0 a_2}{a_1^2} = \frac{C_2 G_1 G_4^2 g_{m1}}{C_1 G_2^2 G_3 g_{m2}} = \frac{C_2 G_1 G_4^2}{C_1 G_2^2 G_3}. \quad (3.4)$$

Z rovnic 3.3 3.4 je patrné, že lze nezávisle na sobě řídit mezní kmitočet  $f_m$  a činitel jakosti  $Q$ , s výjimkou PP, kdy změna činitele jakosti způsobí i změnu zesílení, což je vlastnost obvodu, která není žádoucí. Změnu mezního kmitočtu lze přímo provést za pomoci transkonduktance  $g_{m1}$  a  $g_{m2}$ , které se musí rovnat, aby nedocházelo ke změně činitele jakosti  $Q$ . Činitel jakosti lze ladit změnou vodivosti  $G_2$  nebo  $G_4$ .

Dále z rovnic 3.3 3.4 jsem vyjádřil vztahy pro výpočet kapacit  $C_1$  a  $C_2$ , zbylé hodnoty jsem vhodně zvolil pro konkrétní výpočet

$$C_1 = \frac{G_1 g_m}{G_3 Q \omega_0}, \quad (3.5)$$

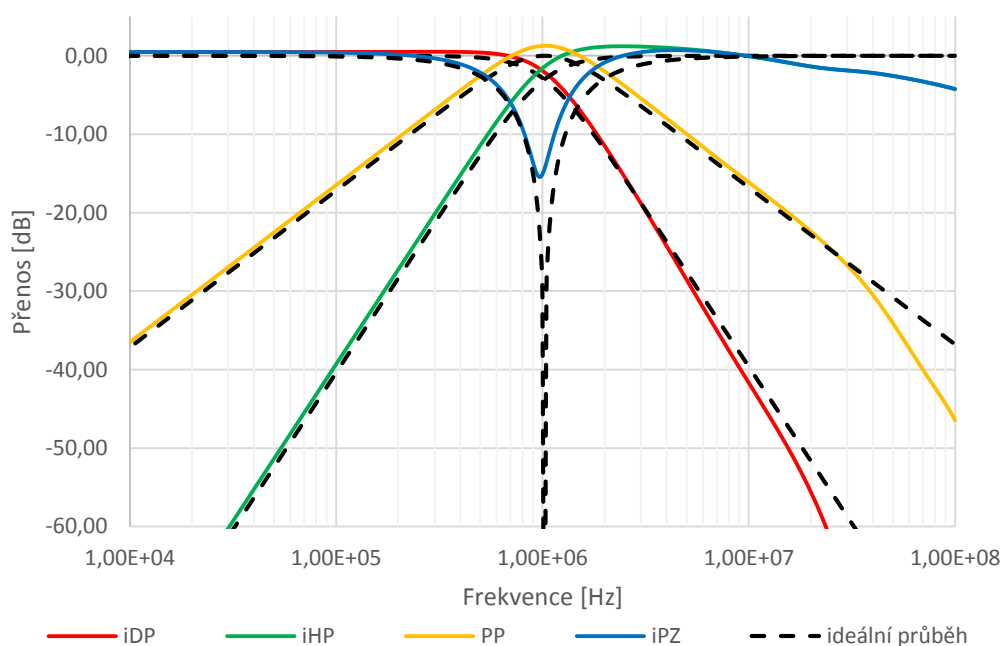
$$C_2 = \frac{C_1 G_3 Q^2}{G_1}. \quad (3.6)$$

Hodnoty zbylých prvků pro výpočet byly voleny následovně, mezní frekvence  $f_m = 1$  MHz, činitel jakosti  $Q = 0,707$ , vodivosti  $G_1 = G_3 = 0,4$  mS, tj.  $R_1 = R_3 = 2,5$  k $\Omega$  a  $G_2 = G_4 = g_m = 1$  mS, tj.  $R_2 = R_4 = R_m = 1$  k $\Omega$ . Hodnoty vypočtených kapacit jsou  $C_1 = 225$  pF a  $C_2 = 113$  pF. Nejbližší hodnoty vybrané z řady E24 jsou  $C_1 = 220$  pF a  $C_2 = 110$  pF. Změnou hodnot kapacit je posunut mezní kmitočet.

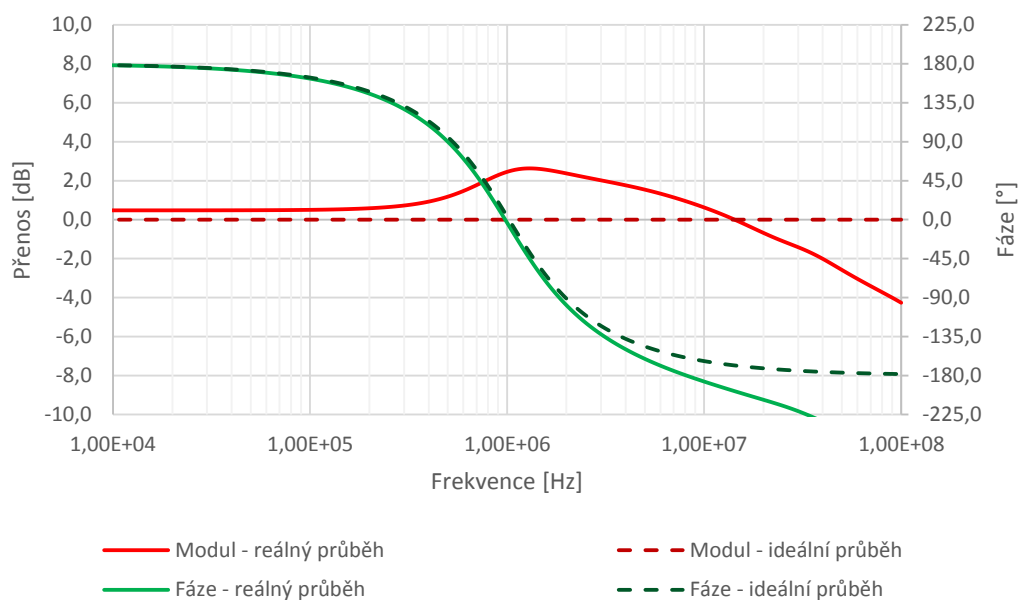
Pro simulaci všech dostupných přenosových funkcí byl zvolen mezní kmitočet  $f_m = 1,02$  MHz, činitel jakosti  $Q = 0,707$  a zesílení  $B = 1$ . Výsledky simulací se nachází na Obr. 3.3, z kterých je patrné, že reálné průběhy se velmi blíží těm ideálním. Pásmová propust ve svém vrcholu zesiluje signál o 1 dB, což je dáno reálnými vlastnostmi simulačních modelů aktivních prvků.

Průběh simulace fázovacího článku 3.4 není ideální, na jeho průběhu se také podepsali reálné parametry aktivních prvků. Na frekvencích mezi 1 až 10 MHz je vidět nárůst zesílení přenosu až ke 3 dB a poté klesání až na -4 dB. Toto můžeme brát jako vyhovující reálným podmínkám. Oproti tomu průběh fáze je shodný s ideálním průběhem až do vysokých frekvencí, kdy dochází k limitům simulačních modelů.

V tabulce 3.1 jsou shrnuty výsledky ladění kmitočtu prostřednictvím transkonduktance  $g_{m1}$ .



Obr. 3.3: Výstupy simulací přenosových funkcí obvodu 1



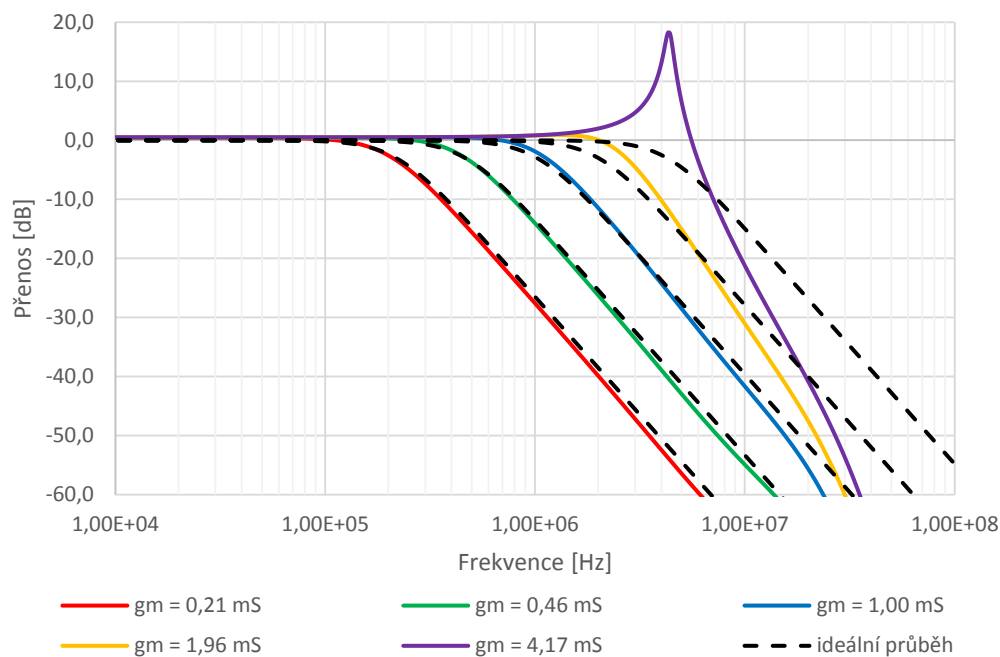
Obr. 3.4: Výsledek simulace přenosové funkce iFČ obvodu 1

Na Obr. 3.5 jsou znázorněny průběhy ladění mezního kmitočtu u přenosové funkce iDP. Simulované průběhy na mezních frekvencích  $f_m = \{0,218; 0,465; 1,020\}$  MHz se téměř shodují s ideálními průběhy. Na vyšších frekvencích dochází k ovlivnění činitele jakosti, to mají na svědomí reálné parametry simulačních modelů a to zejména obvod UCC představující prvek BOTA (součástí VDCC) s transkonduktancí  $g_{m2}$ .



Tab. 3.1: Závislost mezní frekvence  $f_m$  na vodivosti  $g_m$  u iDP pro obvod 1

$g_m$ [mS]	$f_m$ [MHz] - vypočet	$f_m$ [MHz] - simulace
0,213	0,218	0,212
0,455	0,465	0,471
1,000	1,020	1,120
1,960	2,010	2,727
4,170	4,260	5,912

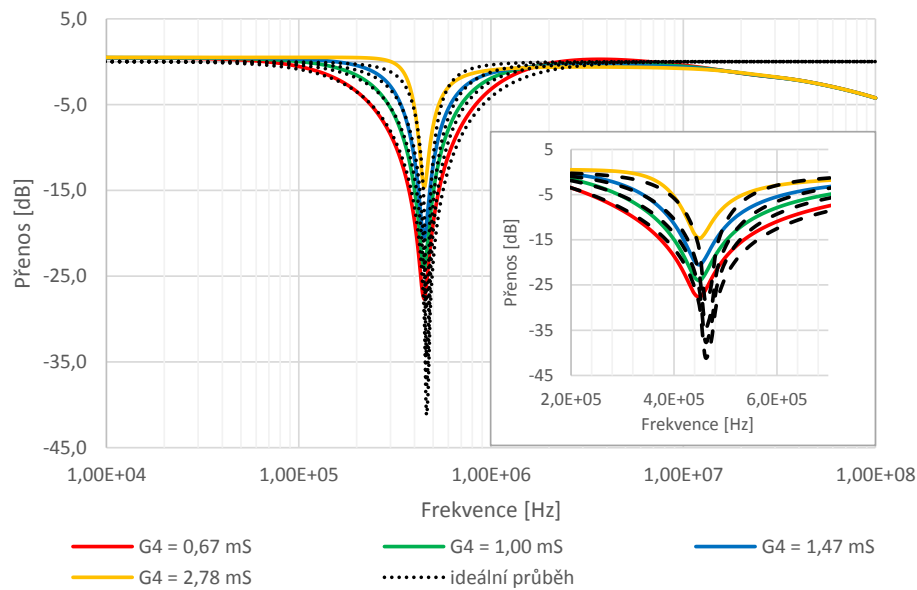


Obr. 3.5: Ladění mezního kmitočtu u přenosové funkce iDP obvodu 1

V tabulce 3.2 jsou shrnuty výsledky přeladování činitele jakosti za pomoci vodivosti  $G_4$ . Výsledky simulací jsou vidět z grafu Obr. 3.6. Přeladování činitele jakosti probíhalo na mezním kmitočtu  $f_m = 465$  kHz. Z grafu lze vyčíst, že mezní kmitočet u reálných průběhů je mírně posunut na nižší frekvenci, jinak se téměř blíží průběhům ideálním.

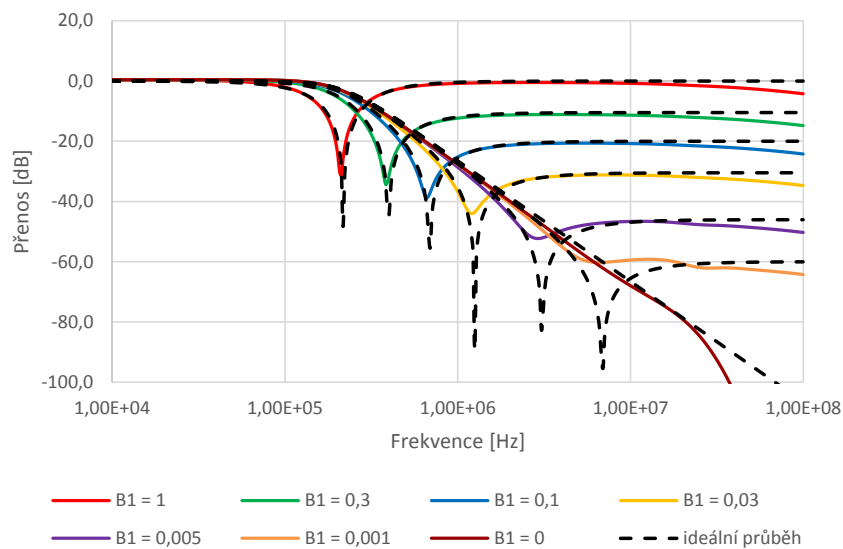
Tab. 3.2: Závislost činitele jakosti  $Q$  na vodivosti  $G_4$  u iPZ pro obvod 1

$G_4$ [mS]	$Q$ [-] - vypočet	$Q$ [-] - simulace
0,67	0,467	0,550
1,00	0,710	0,756
1,47	1,020	1,070
2,78	1,920	2,050

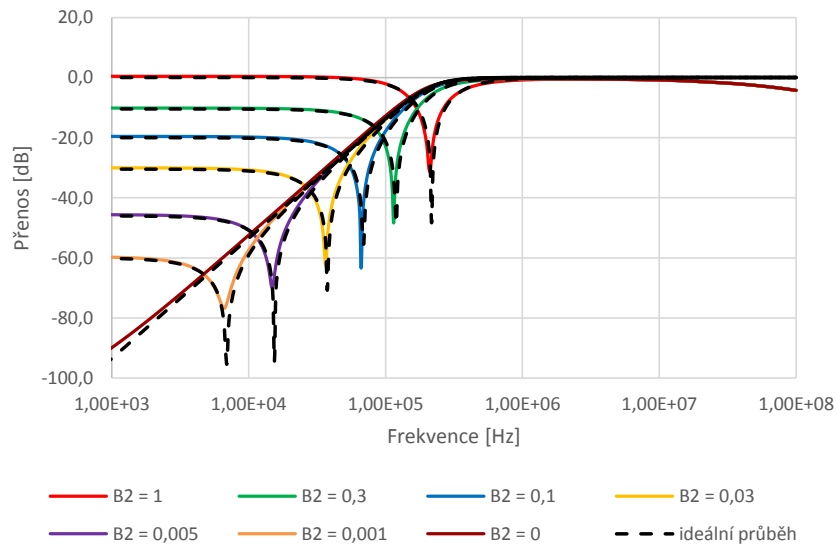


Obr. 3.6: Ladění činitele jakosti u přenosové funkce iPZ obvodu 1

Přeladování nuly nepropustného pásma u iDP a iHP je vidět na Obr. 3.7 a 3.8, pro iDP je zesílení  $B_2$  nastaveno permanentně na 1 prostřednictvím parametru  $B_1$  v rozsahu hodnot 0 (kdy je na výstupu čistě iHP) až 1 (kdy se změní na iPZ) je dosaženo změny zesílení v nepropustném. Pro iHP je to přesně naopak, kdy zesílení  $B_1 = 1$  a nepropustné pásmo je řízeno parametrem  $B_2$ . Mezní frekvence byla nastavena v obou případech na  $f_m = 218$  kHz a zesílení  $B_3 = 0$ . Z průběhu je vidět, že reálné průběhy jsou téměř identické s ideálními.

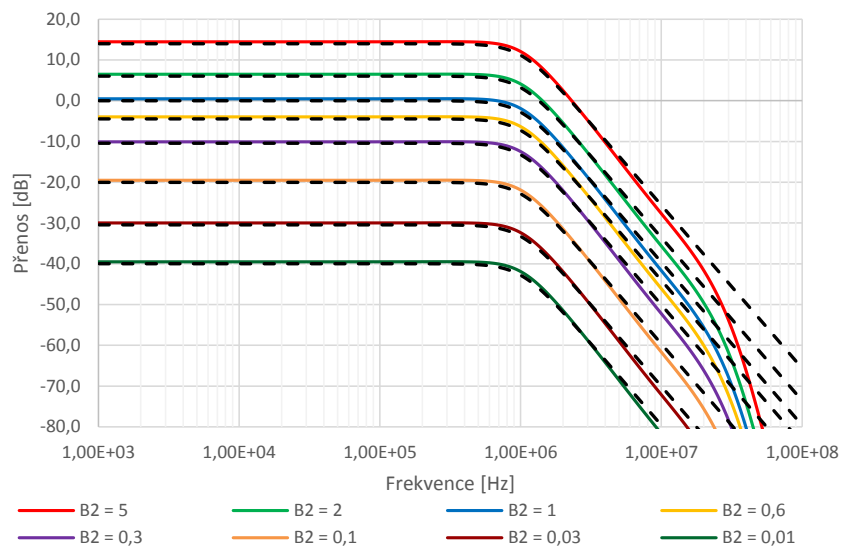


Obr. 3.7: Ladění nuly nepropustného pásma u iDP (při  $f_m = 218$  kHz) pro obvod 1

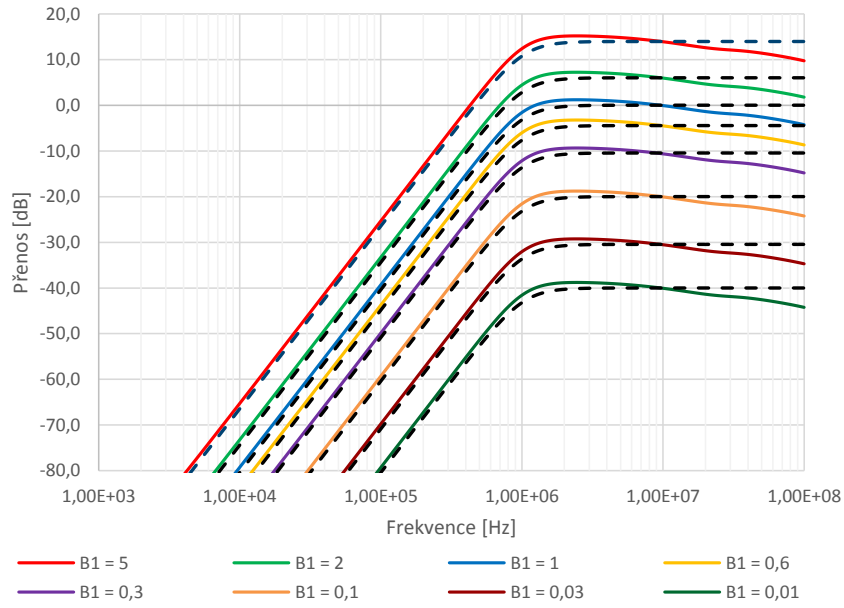


Obr. 3.8: Ladění nuly nepropustného pásma u iHP (při  $f_m = 218$  kHz) pro obvod 1

Obr. 3.9 a 3.10 znázorňují přeladování zesílení v propustném pásmu u přenosové funkce iDP a iHP. Rozsah přenosu pro iDP je volen od -40 dB (pro  $B_2 = 0,01$  je pak  $K(p) = 20\log_{10}0,01 = -40$  dB) až po 13,98 dB (pro  $B_2 = 5$  je pak  $K(p) = 20\log_{10}5 = 13,98$  dB), pro iHP to je stejně pouze, jen s touto změnou, že se nastavuje  $B_1$ . Mezní frekvence byla nastavena  $f_m = 1,02$  MHz, nepoužívané zesílení byly staženy na 0. Reálné průběhy se téměř shodují s ideálními, pouze na vysokých frekvencích dochází ke zvýšení strmosti filtru vlivem reálných parametrů aktivních prvků.



Obr. 3.9: Ladění zesílení propustného pásma iDP (při  $f_m = 1,02$  MHz) pro obvod 1



Obr. 3.10: Ladění zesílení propustného pásma iHP (při  $f_m = 1,02$  MHz) pro obvod 1

### 3.1.1 Parazitní analýza obvodu 1

Na Obr. 3.11 jsou znázorněny parazitní admitance obvodu ( $Y_p$  a  $Y_s$ ), ty mají za následek vznik dalších koeficientů přenosové funkce. Tyto admitance lze vyjádřit následovně:

$$Y_{p1} = G_{p1} + pC_{p1} = \frac{1}{R_{vst\_gm1}} + \frac{1}{R_{výst\_gm2}} + p(C_{vst\_gm1} + C_{výst\_gm2}), \quad (3.7)$$

$$Y_{p2} = G_{p2} + pC_{p2} = \frac{1}{R_{výst\_gm1}} + \frac{1}{R_{vst\_CC1}} + p(C_{výst\_gm1} + C_{vst\_CC1}), \quad (3.8)$$

$$Y_{p3} = G_{p3} + pC_{p3} = \frac{1}{R_{výst\_CC1}} + \frac{1}{R_{výst\_CC2}} + \frac{1}{R_{vst\_gm2}} + p(C_{výst\_CC1} + C_{výst\_CC2} + C_{vst\_gm2}), \quad (3.9)$$

$$Y_{p4} = G_{p4} + pC_{p4} = \frac{1}{R_{výst\_CC1}} + pC_{výst\_CC1}, \quad (3.10)$$

$$Y_{p5} = G_{p5} + pC_{p5} = \frac{1}{R_{výst\_gm2}} + \frac{1}{R_{vst\_CC2}} + p(C_{výst\_gm2} + C_{vst\_CC2}), \quad (3.11)$$

$$Y_{p6} = G_{p6} + pC_{p6} = \frac{1}{R_{v\acute{y}st\_CA1}} + \frac{1}{R_{v\acute{y}st\_CA2}} + \frac{1}{R_{v\acute{y}st\_CA3}} + p(C_{v\acute{y}st\_CA1} + C_{v\acute{y}st\_CA2} + C_{v\acute{y}st\_CA3}), \quad (3.12)$$

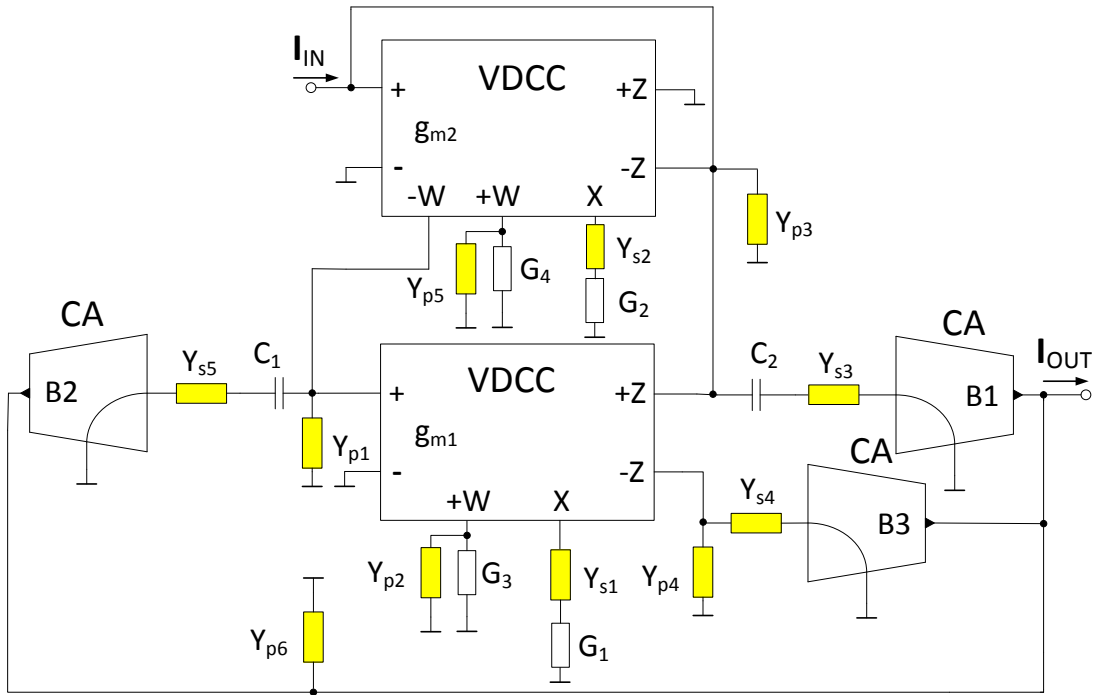
$$Y_{s1} = G_{s1} + pC_{s1} = \frac{1}{R_{vst\_CC1}} + pC_{vst\_CC1}, \quad (3.13)$$

$$Y_{s2} = G_{s2} + pC_{s2} = \frac{1}{R_{vst\_CC2}} + pC_{vst\_CC2}, \quad (3.14)$$

$$Y_{s3} = G_{s3} + pC_{s3} = \frac{1}{R_{vst\_CA1}} + pC_{vst\_CA1}, \quad (3.15)$$

$$Y_{s4} = G_{s4} + pC_{s4} = \frac{1}{R_{vst\_CA3}} + pC_{vst\_CA3}, \quad (3.16)$$

$$Y_{s5} = G_{s5} + pC_{s5} = \frac{1}{R_{vst\_CA2}} + pC_{vst\_CA2}, \quad (3.17)$$

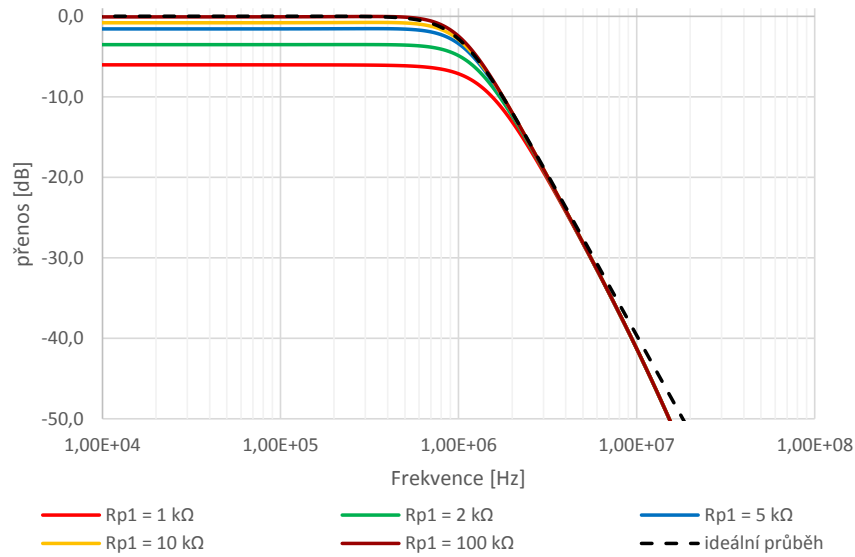


Obr. 3.11: Vliv parazit v jednotlivých uzlech a větvích obvodu

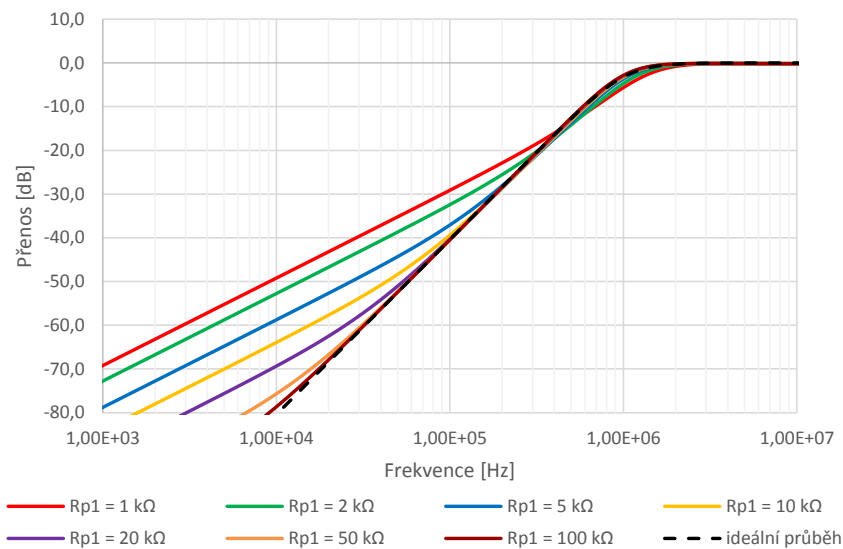
Sériové parazitní admittance  $Y_{s1}$  a  $Y_{s2}$  jsou kompenzovány vodivostmi  $G_1$  a  $G_2$  se kterými jsou spojeny v sérii. Paralelní parazitní admittance  $Y_{p2}$  a  $Y_{p5}$  jsou kompenzovány vodivostmi  $G_3$ , resp.  $G_4$ . Největší vliv na obvod mají admittance  $Y_{p1}$ ,  $Y_{s3}$  a  $Y_{s5}$ ,

resp. jejich reálná část, kapacity způsobují pouze minimální posun mezní frekvence. Vodivost  $G_{p1}$  může nabývat až hodnoty  $11 \mu\text{S}$ , to je přibližně  $90 \text{ k}\Omega$ . Vodivost  $G_{p3}$  a  $G_{p5}$  v krajních případech až  $10,5 \text{ mS}$ , to je přibližně  $95 \Omega$ .

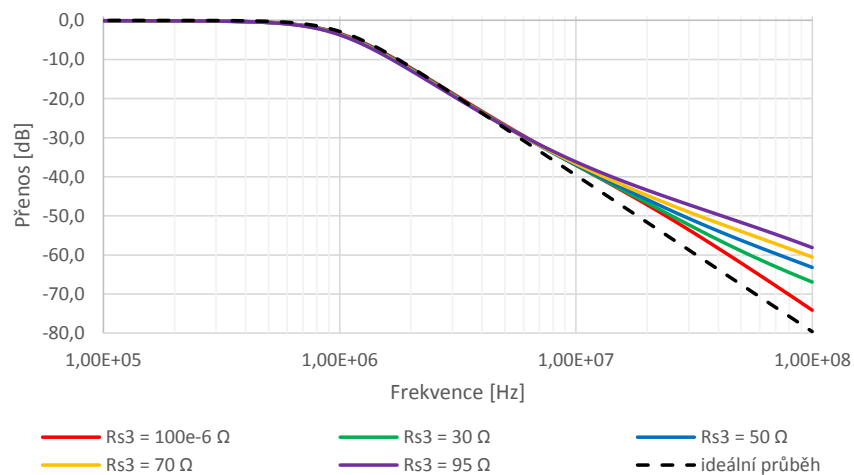
Z Obr. 3.12 a 3.13 je vidět, že paralelní parazita  $R_{p1}$  má největší vliv na nízkých frekvencích. Sériové parazity  $R_{s3}$  a  $R_{s5}$  se projevují až na vyšších frekvencích jak je vidět na obrázcích 3.14, 3.15 a 3.16a to u dolní propusti, na ostatních přenosových funkcích je vliv minimální, proto zde nejsou uvedeny.



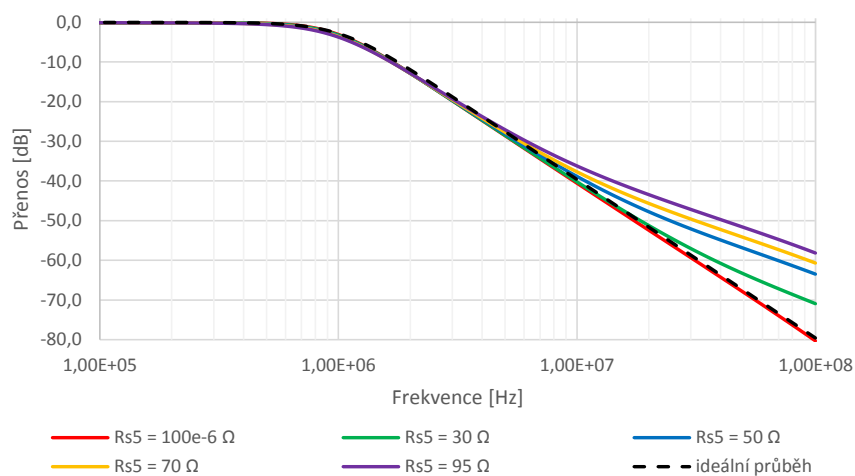
Obr. 3.12: Vliv paralelní parazity  $R_{p1}$  na přenosovou funkci iDP obvodu 1



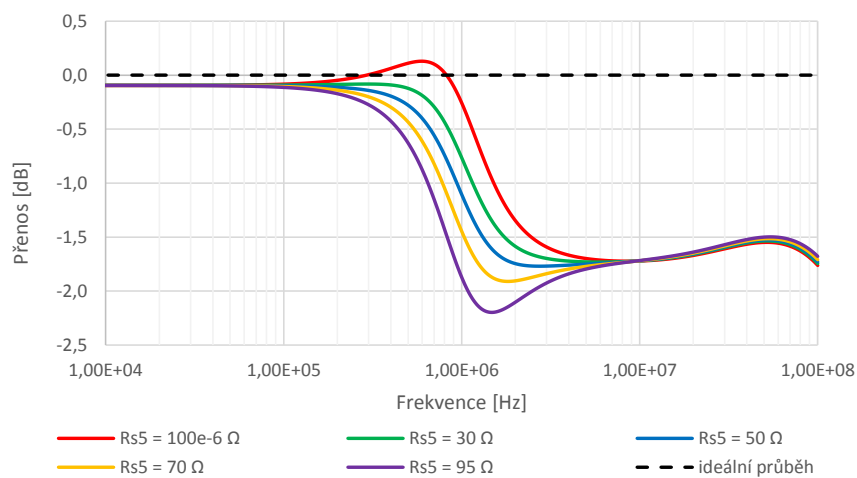
Obr. 3.13: Vliv paralelní parazity  $R_{p1}$  na přenosovou funkci iHP obvodu 1



Obr. 3.14: Vliv sériové parazity  $R_{s3}$  na přenosovou funkci iDP obvodu 1



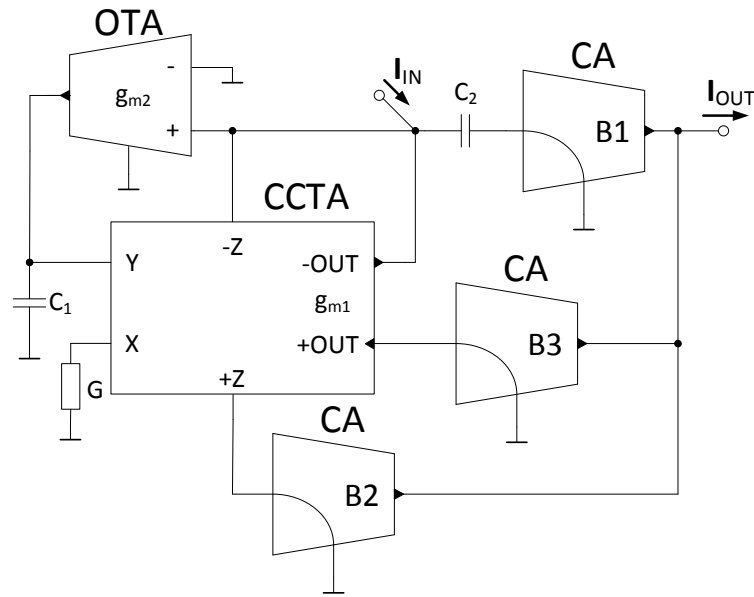
Obr. 3.15: Vliv sériové parazity  $R_{s5}$  na přenosovou funkci iDP obvodu 1



Obr. 3.16: Vliv sériové parazity  $R_{s5}$  na přenosovou funkci iFČ obvodu 1

### 3.2 Obvod 2 - Rekonfigurovatelný filtr s prvkem CCTA, OTA a třemi CA

Filtrační struktura SISO s elektronicky rekonfigurovatelnou přenosovou funkcí byla vytvořena modifikací obvodu z mé bakalářské práce. Dokáže realizovat funkce typu iDP, iHP, PP, iPZ, iFČ. Dále je možné nastavovat přenos nepropustným pásmem u iDP a iHP. To všechno je možné pouhou změnou zesílení parametru  $B$  u proudových zesilovačů viz dále. Schéma zapojení je na Obr. 3.17.



Obr. 3.17: Schéma zapojení elektronicky přeladitelného filtru s aktivním prvkem CCTA, OTA a třemi CA

Charakteristická rovnice byla určena z grafu signálových toků obvodu uvedeném na Obr. 3.18

$$CE = p^2 C_1 C_2 + p C_1 g_{m1} + G_1 g_{m2}. \quad (3.18)$$

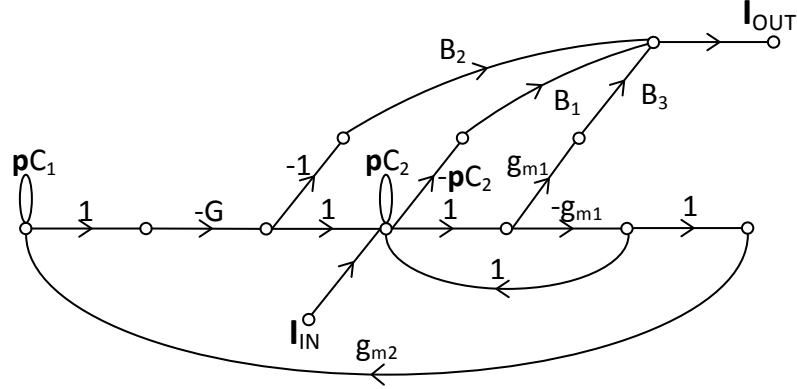
Pomocí výpočetního programu SNAP jsem zjistil hlavní přenosovou funkci obvodu

$$K(p) = \frac{-p^2 B_1 C_1 C_2 + p B_3 C_1 g_{m2} - B_2 G_1 g_{m2}}{p^2 C_1 C_2 + p C_1 g_{m1} + G_1 g_{m2}}, \quad (3.19)$$

ze které jednotlivé přenosové funkce získám přeladováním parametrů  $B_1$  až  $B_3$

- iHP - je dána tehdy, když  $B_1 > 0$  a zároveň  $B_2 = 0$ ,  $B_3 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_1$ .





Obr. 3.18: Zjednodušený M-C graf s jedním prvek CCTA, OTA a třemi CA

- PP - je dána tehdy, když  $B_3 > 0$  a zároveň  $B_1 = 0$ ,  $B_2 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_3$ .
- iDP - je dána tehdy, když  $B_2 > 0$  a zároveň  $B_1 = 0$ ,  $B_3 = 0$ . Zesílení propustného pásma je říditelné za pomoci  $B_2$ .
- iPZ - je dána tehdy, když se  $B_1 = B_2 > 0$  a zároveň  $B_3 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_1 = B_2$ .
- iFČ - je dán tehdy, když se  $B_1 = B_2 = B_3$ . Zesílení je říditelné za pomoci  $B_1 = B_2 = B_3$ .
- iHP s nulou v nepropustném pásmu - je dána tehdy, když  $B_1 > B_2 > 0$  a zároveň  $B_3 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_1$  a zesílení v nepropustném pásmu je dáno  $B_2$ .
- iDP s nulou v nepropustném pásmu - je dána tehdy, když  $B_2 > B_1 > 0$  a zároveň  $B_3 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_2$  a zesílení v nepropustném pásmu je dáno  $B_1$ .

Vztahy pro úhlový kmitočet  $\omega_0$  a činitel jakosti  $Q$  vyjádřím z koeficientů charakteristické rovnice 3.18

$$\omega_0^2 = \frac{a_0}{a_2} = \frac{Gg_{m2}}{C_1C_2} = \frac{Gg_{m2}}{C^2}, \quad (3.20)$$

$$Q^2 = \frac{a_0a_2}{a_1^2} = \frac{C_2Gg_{m2}}{C_1g_{m1}^2} = \frac{Gg_{m2}}{g_{m1}^2}. \quad (3.21)$$

Možnost řízení mezního kmitočtu  $f_m$  a činitele jakosti  $Q$  nezávisle na sobě je zřejmé z rovnic 3.20 3.21, kdy mezní kmitočet je možné nezávisle řídit změnou hodnot kondenzátorů  $C_1$ ,  $C_2$  (hodnoty musí být v rovnosti). Činitel jakosti je možno nezávisle měnit změnou transkonduktace  $g_{m1}$ .

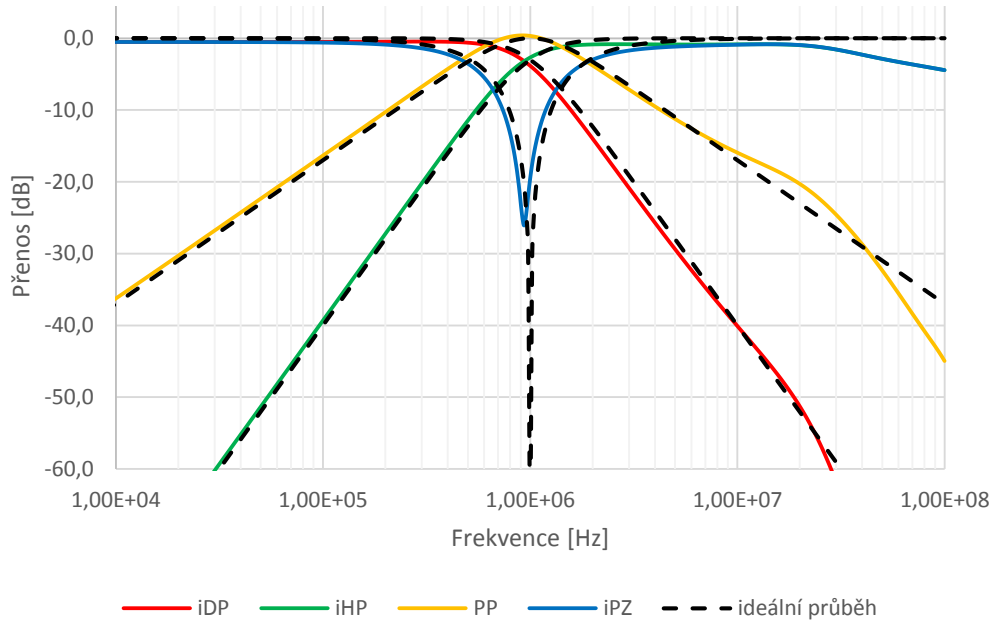
Z rovnic 3.20 3.21 jsou vyjádřeny vztahy pro výpočet transkonduktancí  $g_{m1}$  a  $g_{m2}$ , další hodnoty jsem zvolil vhodně pro konkrétní výpočet

$$g_{m1} = \sqrt{\frac{Gg_{m2}}{Q^2}}, \quad (3.22)$$

$$g_{m2} = \frac{C^2\omega_0^2}{G}. \quad (3.23)$$

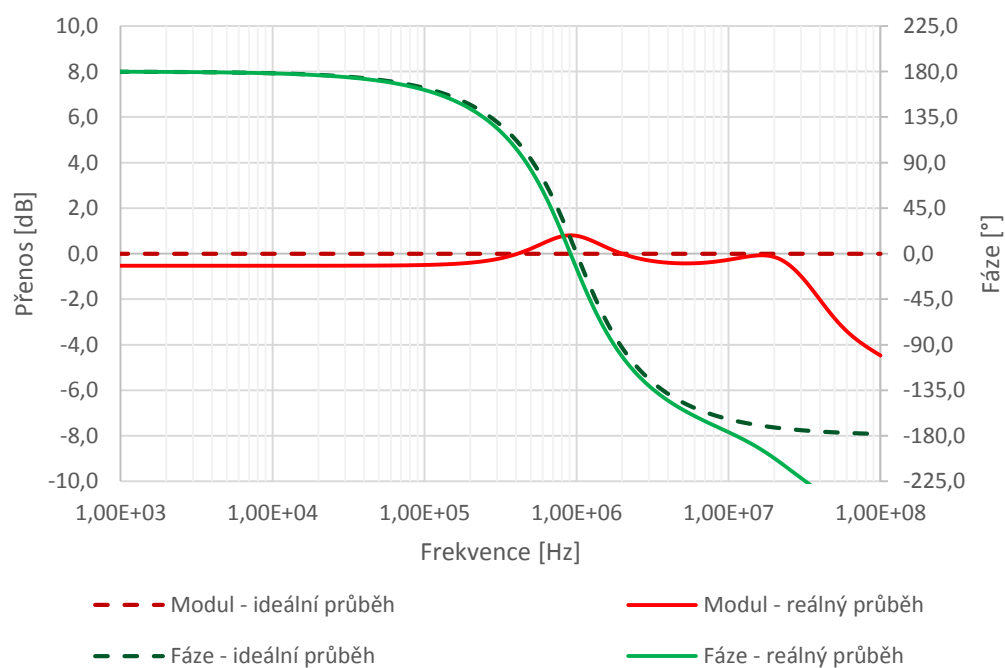
Pro konkrétní výpočet byly zvoleny hodnoty ostatních parametrů takto: mezní kmitočet  $f_m = 1$  MHz, činitel jakosti  $Q = 0,707$ , kapacita kondenzátorů  $C_1 = C_2 = C = 750$  pF a vodivost  $G = 0,667$  mS, tj.  $R = 1,5$  k $\Omega$ . Vypočtené hodnoty transkonduktancí jsou  $g_{m1} = g_{m2} = 1,33$  mS, které je potřeba přepočíst na odpory  $R_{m1} = R_{m2} = 750$   $\Omega$ , která odpovídá je hodnotě z řady E24.

Na Obr. 3.19 jsou znázorněny výstupy simulací všech přenosových funkcí mimo fázovací článek na mezní frekvenci  $f_m = 1$  MHz, při činiteli jakosti  $Q = 0,707$  a zesílení  $B = 1$ . Reálné průběhy se velmi blíží těm ideálním. Činitel jakosti u iPZ a iHP je mírně vyšší oproti ideálním průběhům. Na vysokých kmitočtech se negativně projevují reálné parazitní vlastnosti aktivních prvků.



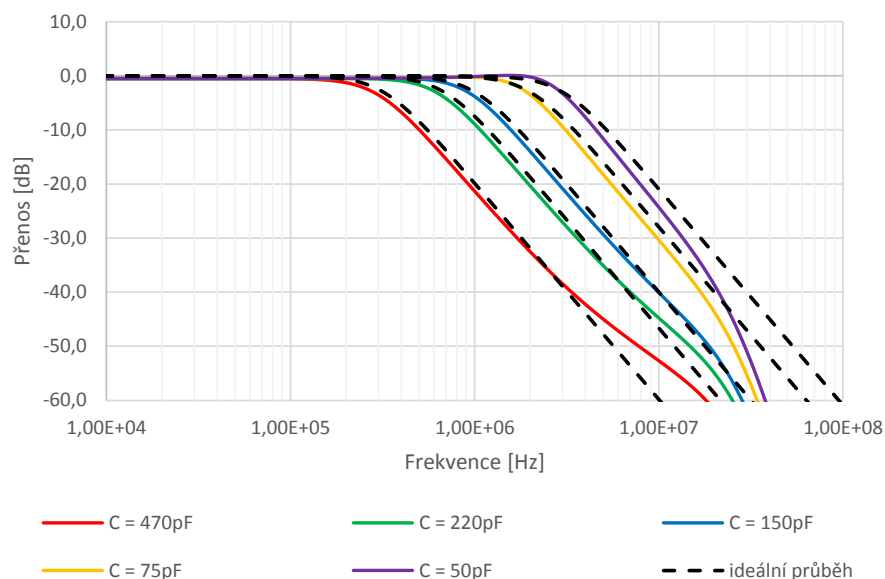
Obr. 3.19: Výstupy simulací přenosových funkcí obvodu 2

Simulace invertujícího fázovacího článku jsou zobrazeny na Obr. 3.20. Reálný průběh modulu je do frekvence 20 MHz v rozmezí  $\pm 1$  dB, poté padá až na 5 dB, což se stále dá považovat za velmi uspokojivou hodnotu. Průběh fáze je téměř identický s ideálním průběhem až do frekvence 10 MHz, kdy se už velmi projevují parazitní vlastnosti obvodu.



Obr. 3.20: Výsledek simulace přenosové funkce iFČ obvodu 2

Závislost mezní frekvence  $f_m$  na kapacitě  $C$ , jak vypočtené tak simulované, je shrnuta v tabulce 3.3. Průběhy simulací jsou znázorněny na Obr. 3.21, z kterých je vidět, že mezní kmitočet je vždy o málo nižší než ideální. Na vyšších frekvencích dochází ke zvýšení strmosti.



Obr. 3.21: Ladění mezního kmitočtu u přenosové funkce iDP obvodu 2

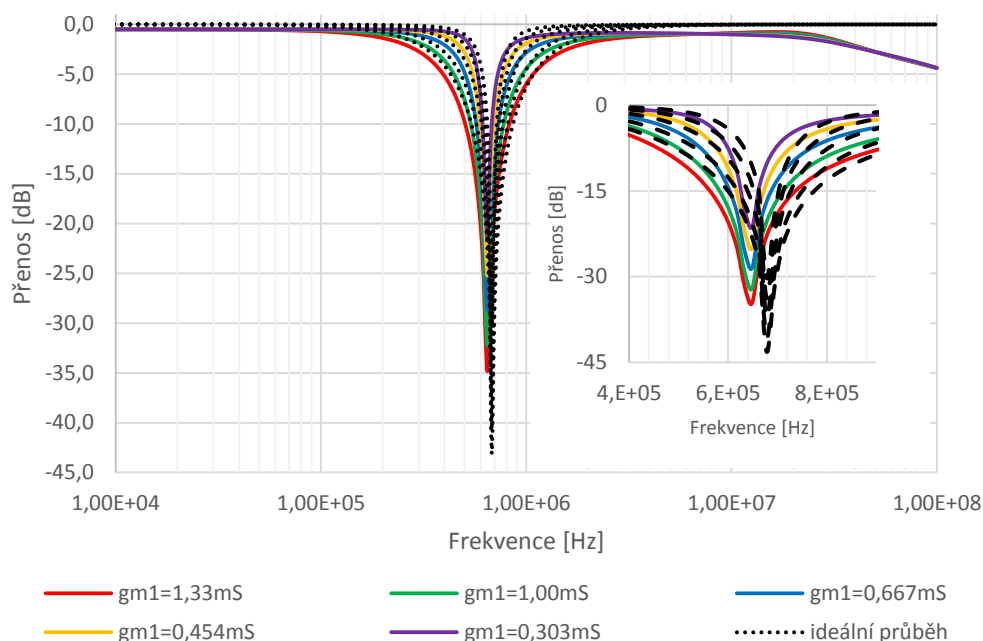
Tab. 3.3: Závislost mezní frekvence  $f_m$  na kapacitě  $C$  u iDP pro obvod 2

$C$ [pF]	$f_m$ [MHz] - výpočet	$f_m$ [MHz] - simulace
470	0,319	0,280
220	0,682	0,611
150	1,000	0,924
75	2,000	1,925
50	3,000	2,973

Závislost činitele jakosti  $Q$  na transkonduktanci  $g_{m1}$  je shrnuta v tabulce 3.4. Výsledné průběhy simulací jsou vidět z grafu Obr. 3.22. Ladění činitele jakosti probíhalo na mezním kmitočtu  $f_m = 682$  kHz. Reálné průběhy jsou posunuty na nižších mezních frekvencích. Za nepropustným pásmem je vidět zisk nižší než 0 dB, což je dáno parazitními vlivy simulačních modelů aktivních prvků.

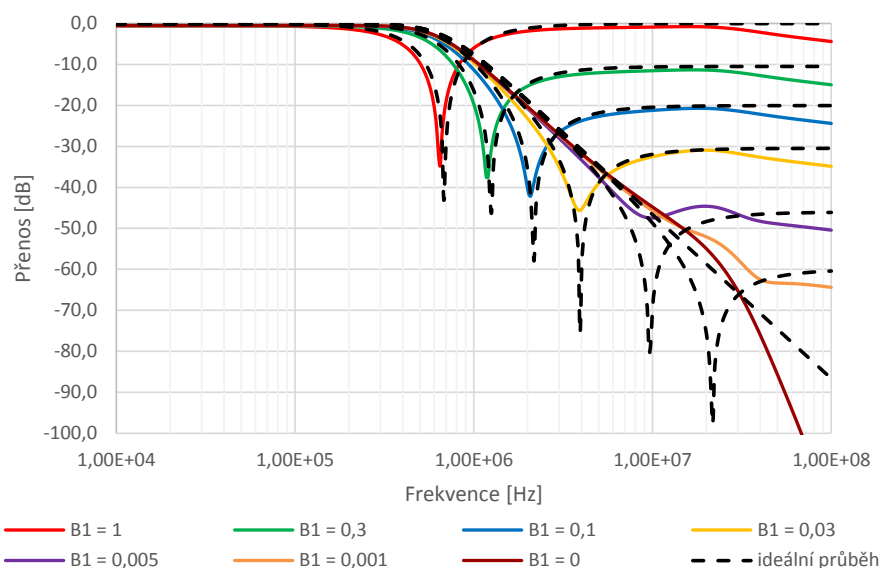
Tab. 3.4: Závislost činitele jakosti  $Q$  na transkonduktanci  $g_{m1}$  u iPZ pro obvod 2

$g_{m1}$ [mS]	$Q$ [-] – výpočet	$Q$ [-] – simulace
1,330	0,705	0,593
1,000	0,930	0,805
0,667	1,415	1,225
0,455	2,077	1,825
0,303	3,115	2,830

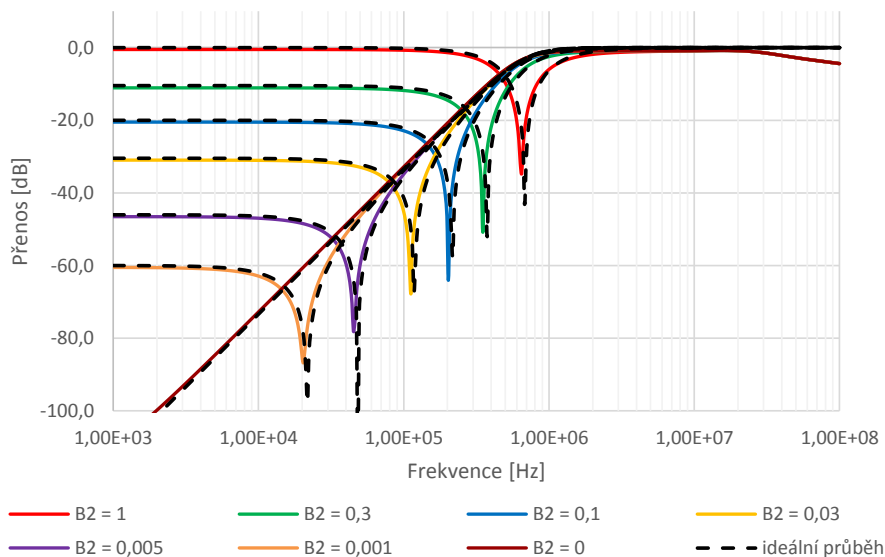


Obr. 3.22: Ladění činitele jakosti u přenosové funkce iPZ obvodu 2

Na Obr. 3.23 a 3.24 jsou zobrazeny grafy s výstupy simulací přeladování nuly nepropustného pásma u iDP a iHP. Ladění probíhalo na mezním kmitočtu  $f_m = 682 \text{ kHz}$ . Pro iDP je zesílení  $B_2$  nastaveno fixně na hodnotu 1 a změnou hodnoty  $B_1$  je měněn útlum nepropustného pásma v rozsahu od 0 až po 1, kdy se přenosová funkce změní v iPZ. Pro iHP je zesílení  $B_1$  fixně na hodnotě 1 a přeladuje se zesílením  $B_2$ . Reálné průběhy se blíží těm ideálním, jen jejich mezní kmitočet je nižší.

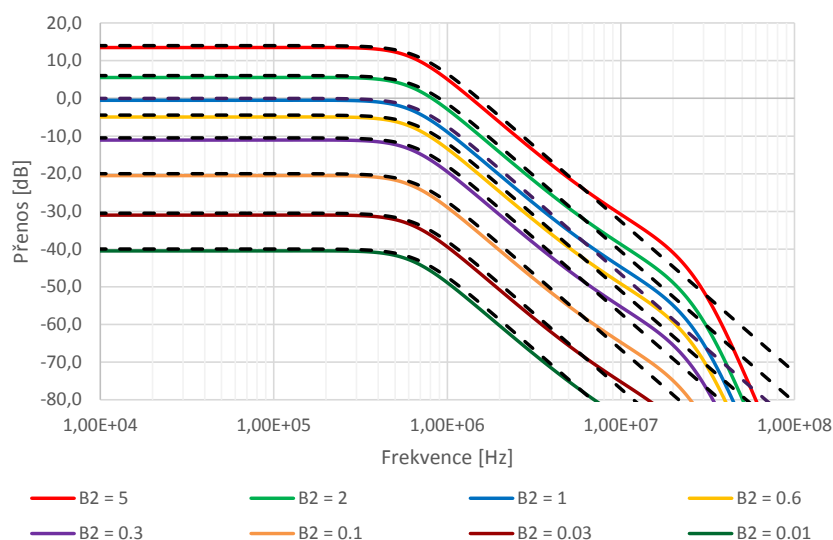


Obr. 3.23: Ladění nuly nepropustného pásma u iDP  $f_m = 682 \text{ kHz}$  pro obvod 2

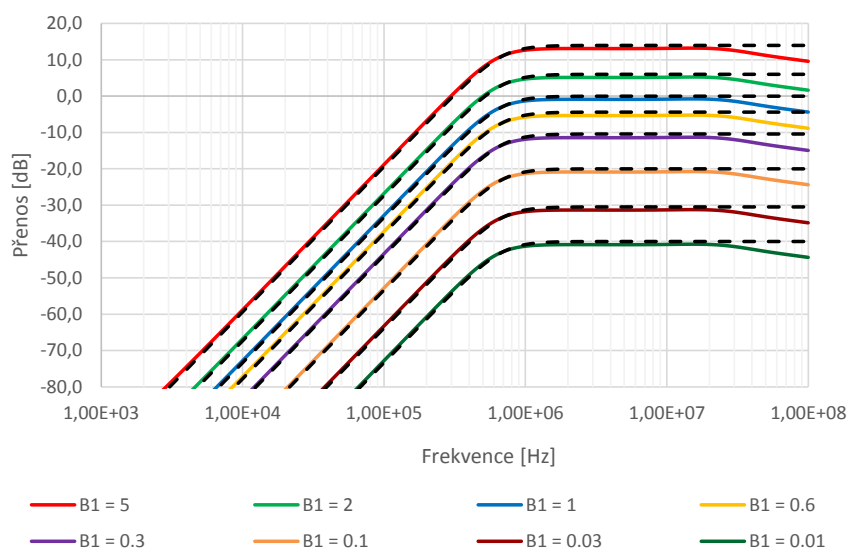


Obr. 3.24: Ladění nuly nepropustného pásma u iHP  $f_m = 682 \text{ kHz}$  pro obvod 2

Ladění propustného pásma pro iDP a iHP je vidět z grafů na Obr. 3.25 a 3.26. Přeladování zisku probíhalo na mezní frekvenci  $f_m = 682 \text{ MHz}$  v rozmezí -40 dB až po 13,98 dB. Pro iDP se přeladovalo pomocí zesílení  $B_2$  a ostatní nevyužité zesílení byly  $B_1 = 0$   $B_3 = 0$ , pro iHP se využívalo pro přeladování  $B_1$  a ostatní nevyužité zesílení byly  $B_2 = 0$   $B_3 = 0$ . Reálné průběhy se velmi blíží ideálním, na vysokých frekvencích dochází k poklesu zesílení, což je dáno vlivem reálných aktivních prvků.



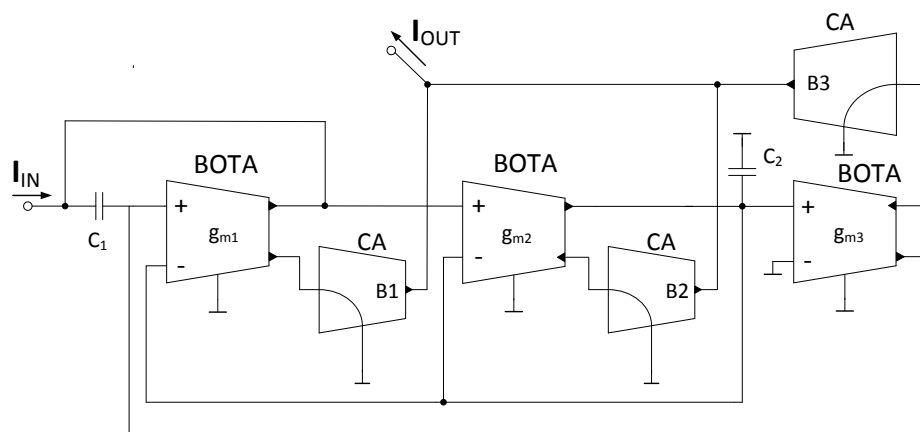
Obr. 3.25: Ladění zesílení propustného pásma iDP (při  $f_m = 682 \text{ kHz}$ ) pro obvod 2



Obr. 3.26: Ladění zesílení propustného pásma iHP (při  $f_m = 682 \text{ kHz}$ ) pro obvod 2

### 3.3 Obvod 3 - Rekonfigurovatelný filtr se třemi prvky BOTA a CA

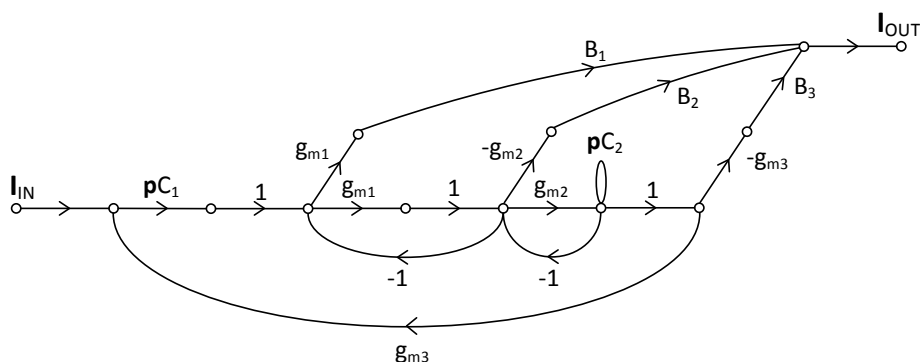
Mnou navržený elektronicky rekonfigurovatelný filtr realizuje tyto přenosové funkce: DP, iHP, iPP, PZ a FČ. Obvod je typu SISO, změna přenosové funkce je dána změnou zesílení  $B$ , konkrétních proudových zesilovačů. Schéma zapojení je zobrazeno na Obr. 3.27.



Obr. 3.27: Schéma zapojení elektronicky přeladitelného filtru se třemi aktivními prvky BOTA a CA

Charakteristická rovnice filtrační struktury je určena dle M-C grafu signálových toků zobrazeném na Obr. 3.18

$$CE = p^2 C_1 C_2 g_{m1} + p C_1 g_{m2} g_{m3} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}. \quad (3.24)$$



Obr. 3.28: Zjednodušený M-C graf se třemi prvky BOTA a CA

Hlavní přenosová funkce byla zjištěna v programu SNAP

$$K(p) = \frac{p^2 C_1 C_2 (B_1 g_{m1} - B_2 g_{m2}) - p B_3 C_1 g_{m2} g_{m3} + B_1 g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{p^2 C_1 C_2 g_{m1} + p C_1 g_{m2} g_{m3} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}}. \quad (3.25)$$

Jednotlivé přenosové funkce získáme podle následujícího klíče:

- iHP - je dána tehdy, když  $B_2 > 0$  a zároveň  $B_1 = 0$ ,  $B_3 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_2$ .
- iPP - je dána tehdy, když  $B_3 > 0$  a zároveň  $B_1 = 0$ ,  $B_2 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_3$ .
- DP - je dána tehdy, když  $g_1 B_1 = g_2 B_2$  a zároveň  $B_3 = 0$ .
- PZ - je dána tehdy, když se  $B_1 > 0$  a zároveň  $B_2 = 0$ ,  $B_3 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_1$ .
- FČ - je dán tehdy, když se  $B_1 = B_3 > 0$ . Zesílení je říditelné za pomoci  $B_1 = B_3$ .

Vztahy pro úhlový kmitočet  $\omega_0$  a činitel jakosti  $Q$  vyjádřím z koeficientů charakteristické rovnice 3.25

$$\omega_0^2 = \frac{a_0}{a_2} = \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2} = \frac{g_m^2}{C^2}, \quad (3.26)$$

$$Q^2 = \frac{a_0 a_2}{a_1^2} = \frac{C_2 g_{m1}^2}{C_1 g_{m2} g_{m3}} = \frac{g_{m1}^2}{g_m^2}. \quad (3.27)$$

Z vyjádřených rovnic 3.26 3.27 je patrné, že je možné řídit nezávisle na sobě mezní kmitočet a činitel jakosti  $Q$ . Mezní kmitočet je možné ladit nepřímou za pomoci změny hodnot kapacity kondenzátorů  $C_1$ ,  $C_2$ , jejichž hodnoty se musí rovnat. Činitel jakosti je možno přímo řídit změnou hodnot transkonduktance  $g_{m1}$ , transkonduktance  $g_{m2} = g_{m3} = g_m$  jsou pro zjednodušení dalších výpočtu v rovnosti.

Dále jsou z rovnic 3.26 3.27 vyjádřeny vztahy pro výpočet transkonduktancí  $g_{m1}$  a  $g_m$ , ostatní parametry jsou voleny pro konkrétní výpočet

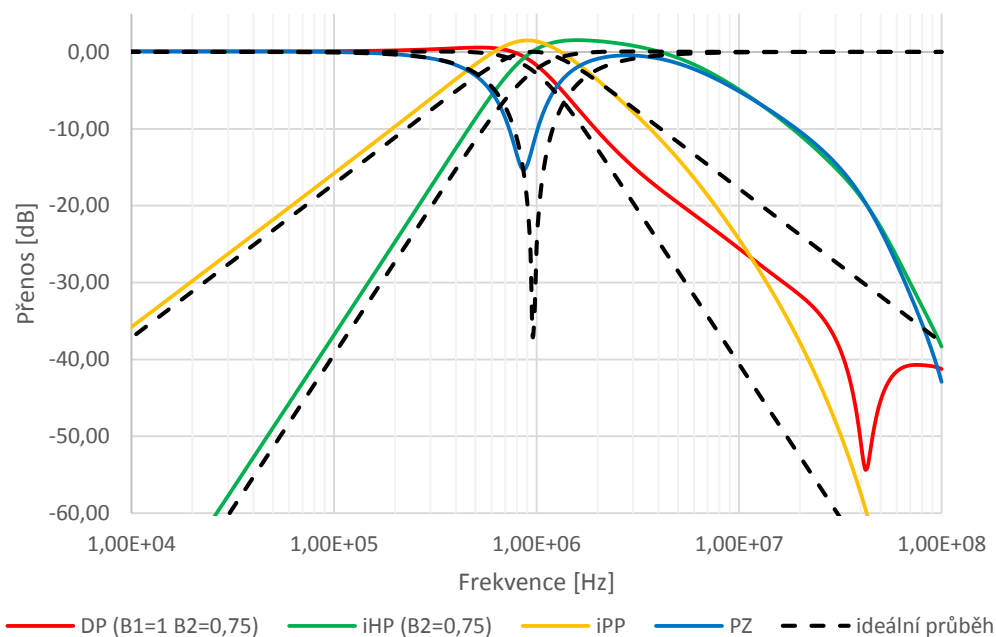
$$g_{m1} = Q C \omega_0, \quad (3.28)$$

$$g_m = \omega_0 C. \quad (3.29)$$

Hodnoty zvolených parametrů jsou: mezní kmitočet  $f_m = 1$  MHz, činitel jakosti  $Q = 0,707$ , kapacita kondenzátorů  $C_1 = C_2 = C = 220$  pF. Hodnoty vypočtených transkonduktancí jsou  $g_{m1} = 0,98$  mS a  $g_m = 1,38$  mS, tedy  $R_{m1} = 1023 \Omega$  a  $R_m = 723 \Omega$ . Nejbližší hodnoty k vypočteným hodnotám odporů z řady E24 jsou  $R_{m1} = 1000 \Omega$  a  $R_m = 750 \Omega$ .



Na Obr. 3.29 jsou výsledky simulací přenosových funkcí vyjma FČ. Simulace provedena na mezním kmitočtu  $f_m = 965 \text{ kHz}$ . Pro dorovnání poměru čitatele a jmenovatele přenosových funkcí DP a iHP byly voleny hodnoty zisku následovně  $B_1 = 1$ ,  $B_2 = 0,75$   $B_3 = 0$  pro DP a  $B_1 = 0$ ,  $B_2 = 0,75$   $B_3 = 0$  pro iHP. U všech typů funkcí je vidět posun mezního kmitočtu a činitele jakosti, na vysokých frekvencích je znaitelný velký vliv reálných parazitních vlastností simulačních modelů reprezentujících aktivní prvky BOTA.



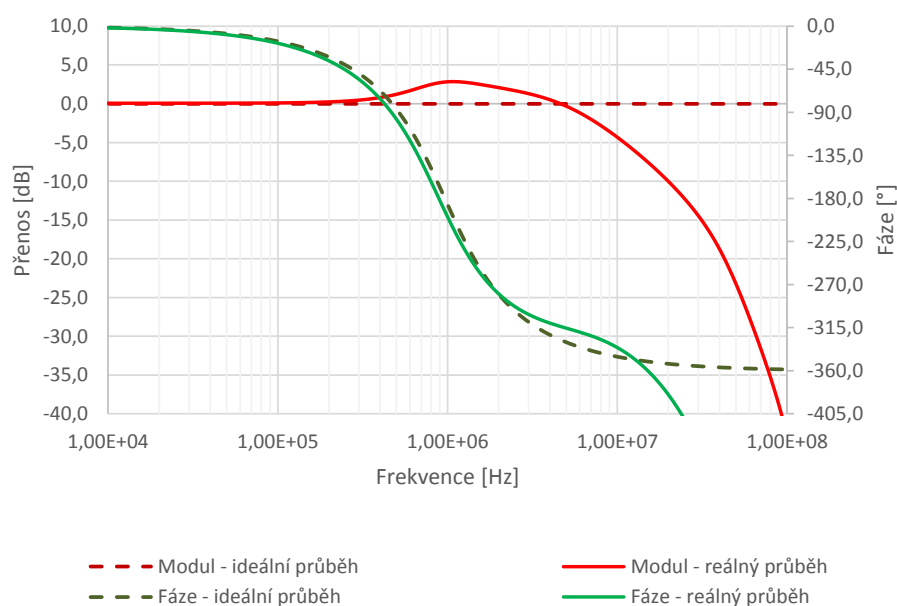
Obr. 3.29: Výstupy simulací přenosových funkcí obvodu 3

Výstupy simulací FČ jsou znázorněny na Obr. 3.30 při mezní frekvenci  $f_m = 965 \text{ kHz}$ . Reálné průběhy se velmi shodují s ideálními. Na vysokých frekvencích se opět projevuje velký vliv reálných vlastností aktivních prvků.

V tabulce 3.6 jsou shrnuty výsledky ladění kmitočtu prostřednictvím kapacity  $C$ .

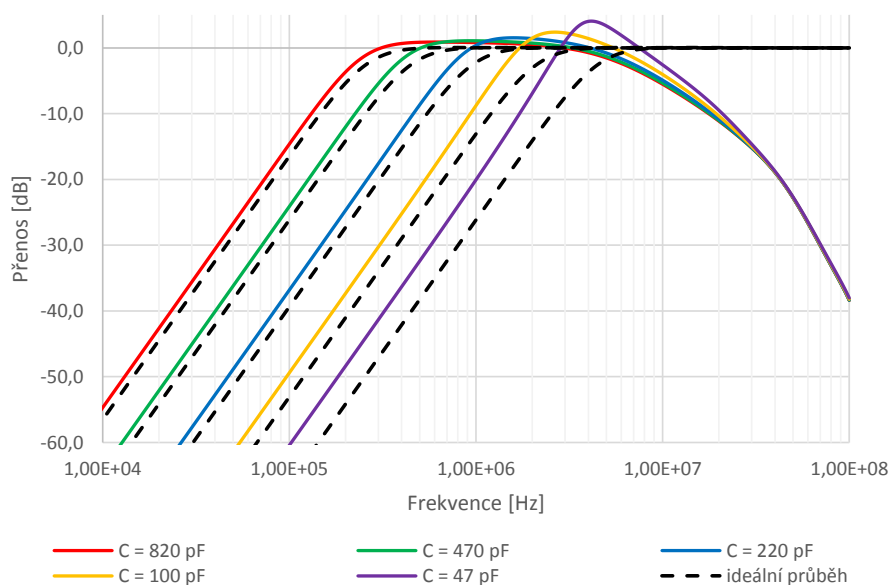
Tab. 3.5: Závislost mezní frekvence  $f_m$  na kapacitě  $C$  u iHP pro obvod 3

$C$ [pF]	$f_m$ [MHz] - vypočet	$f_m$ [MHz] - simulace
820	0,259	0,222
470	0,452	0,375
220	0,965	0,744
100	2,120	1,440
47	4,526	2,490



Obr. 3.30: Výsledek simulace přenosové funkce FČ obvodu 3

Přeladování mezního kmitočtu  $f_m$  u invertované horní propusti je znázorněno na Obr. 3.31. Mezní kmitočet je ve všech případech nižší než kmitočet ideální, na vyšších kmitočtech dochází také k ovlivnění činitele jakosti. Opět se zde projevuje negativní vliv parazitních vlastností aktivních prvků na vysokých frekvencích a tedy v propustném pásmu. V extrémním případě by se dalo říct, že se horní propust stává pásmovou propustí.

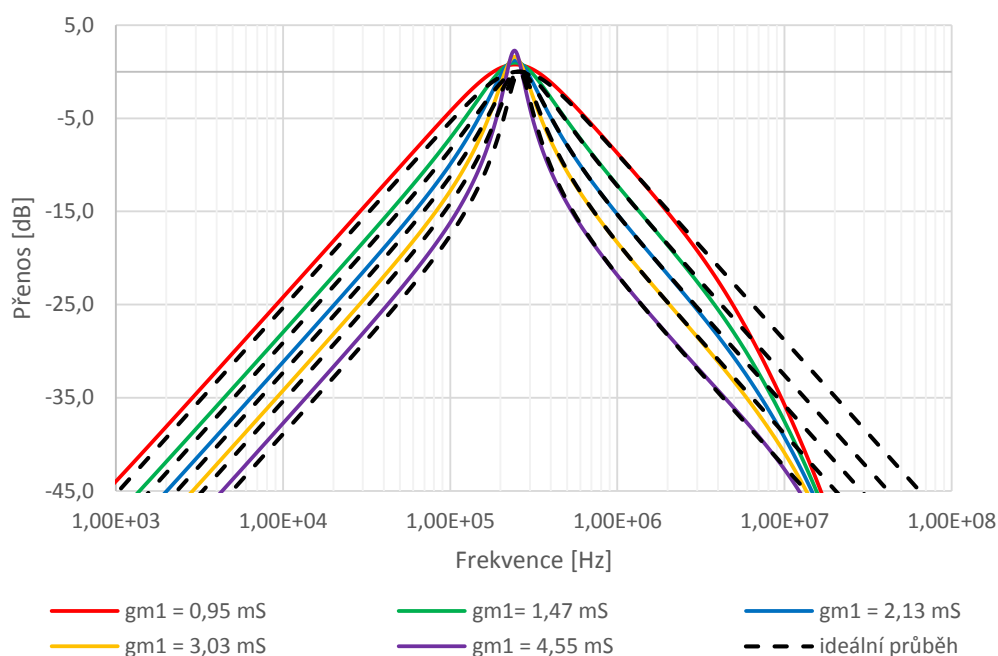


Obr. 3.31: Ladění mezního kmitočtu u přenosové funkce iHP obvodu 3

Závislost činitele jakosti  $Q$  na transkonduktanci  $g_{m1}$  pro iPP je shrnuta v tabulce 3.6. Výsledky simulací přeladování činitele jakosti jsou na Obr. 3.32, mezní frekvence byla zvolena  $f_m = 259 \text{ kHz}$ . Pro reálné průběhy je vidět, že mezní frekvence je nižší než teoretická. Při zvyšování činitele jakosti roste také zesílení propustného pásma.

Tab. 3.6: Závislost činitele jakosti  $Q$  na transkonduktanci  $g_{m1}$  u iPP pro obvod 3

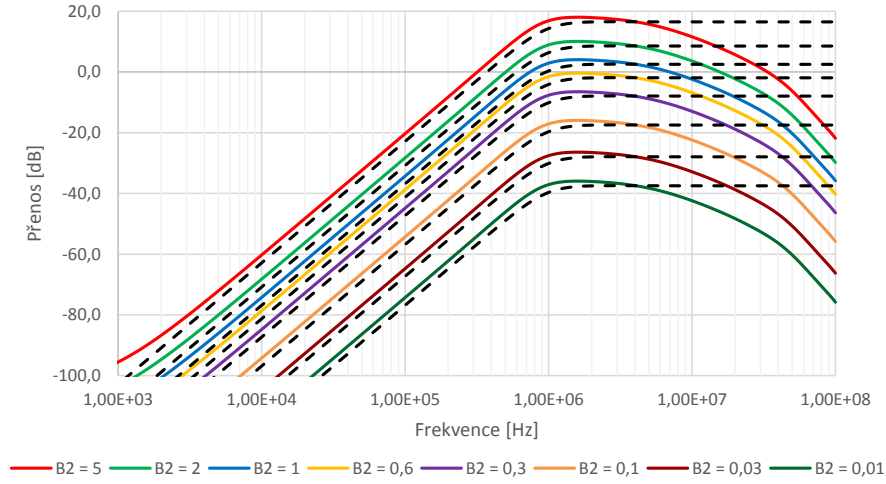
$g_{m1} [\text{mS}]$	$Q [-]$ – vypočet	$Q [-]$ – simulace
0,95	0,721	0,609
1,47	1,071	0,942
2,13	1,613	1,343
3,03	2,232	1,884
4,55	3,458	2,641



Obr. 3.32: Ladění činitele jakosti  $Q$  u přenosové funkce iPP obvodu 3

Ladění nuly nepropustného pásma pro tento obvod není možné, protože při použití reálných simulačních modelů dochází k nepředpokládaným výsledkům oproti simulacím s ideálním prvky.

Na Obr. 3.33 jsou znázorněny průběhy přeladování zesílení v propustném pásmu pro iHP. Rozsah zesílení je měněn parametrem  $B_2$  v rozmezí 0,01 až 5. Reálný zisk je nutné ještě vynásobit koeficientem  $\frac{g_{m1}}{g_m} = \frac{1000}{750} = 1,33$ , který vyrovnává rozdíl mezi koeficienty ve jmenovateli a čitateli. Přenos je tedy dán od  $-37,5 \text{ dB}$  (pro  $B_2 = 0,01$  je pak  $K(p) = 20 \log_{10} 0,01 \cdot 1,33 = -37,5 \text{ dB}$ ) až po  $16,5 \text{ dB}$  (pro  $B_2 = 5$  je pak  $K(p) = 20 \log_{10} 5 \cdot 1,33 = 16,5 \text{ dB}$ ).



Obr. 3.33: Ladění zesílení propustného pásma iHP (při  $f_m = 965$  MHz) pro obvod 3

### 3.4 Obvod 4 - Rekonfigurovatelný filtr s prvkem MOTA, BOTA a třemi CA

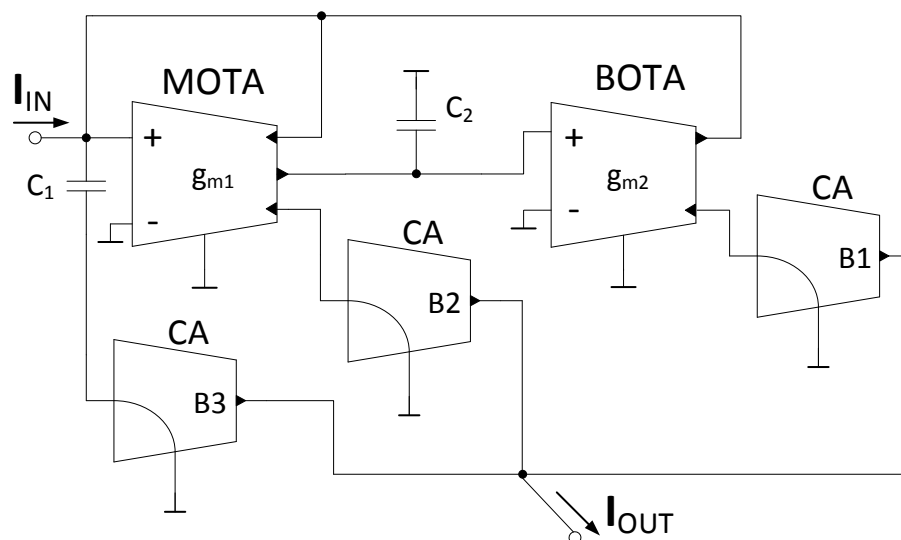
Obvod č. 4 je elektronicky rekonfigurovatelný filtr, navržený pomocí metody grafů signálových toků. Může realizovat tyto přenosové funkce: iDP, iHP, PP, iPZ a iFČ. U funkcí iDP a iHP lze elektronicky řídit zesílení jak v propustném, tak i v nepropustném pásmu. Obvod je typu SISO, to znamená, že změny přenosové funkce a řízení zesílení je možné provádět změnou zesílení  $B$  proudových zesilovačů. Schéma zapojení je na Obr. 3.34. Tento obvod jsem si dále vybral pro experimentální měření, kvůli jeho širokým možnostem použití a zároveň jednoduchosti zapojení viz Kap. 4.

Charakteristická rovnice filtrační struktury je určena dle M-C grafu signálových toků zobrazeném na Obr. 3.35

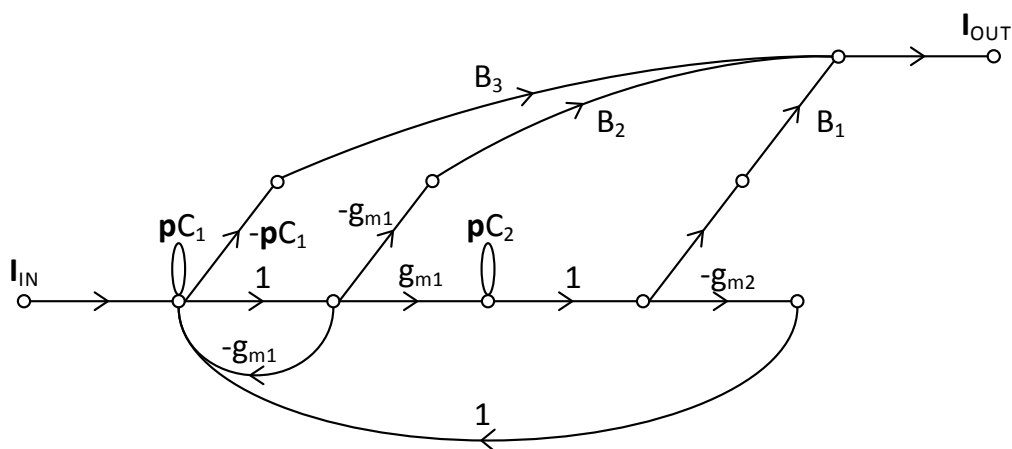
$$CE = p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}. \quad (3.30)$$

Hlavní přenosová funkce byla zjištěna v programu SNAP

$$K(p) = \frac{-p^2 B_3 C_1 C_2 + p B_2 C_2 g_{m1} - B_1 g_{m1} g_{m2}}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}}. \quad (3.31)$$



Obr. 3.34: Schéma zapojení elektronicky přeladitelného filtru s aktivními prvky MOTA, BOTA a třemi CA



Obr. 3.35: Zjednodušený M-C graf s prvky MOTA, BOTA a třemi CA

Jednotlivé přenosové funkce získáme podle následujícího klíče:

- iHP - když  $B_3 > 0$  a zároveň  $B_1 = 0$ ,  $B_2 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_3$ .
- PP - když  $B_2 > 0$  a zároveň  $B_1 = 0$ ,  $B_3 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_2$ .
- iDP - když  $B_1 > 0$  a zároveň  $B_2 = 0$ ,  $B_3 = 0$ . Zesílení propustného pásma je říditelné za pomoci  $B_1$ .

- iPZ - když se  $B_1 = B_3 > 0$  a zároveň  $B_2 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_1 = B_3$ .
- iFČ - když se  $B_1 = B_2 = B_3$ . Zesílení je říditelné za pomoci  $B_1 = B_2 = B_3$ .
- iHP s nulou v nepropustném pásmu - když  $B_3 > B_1 > 0$  a zároveň  $B_2 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_3$  a zesílení v nepropustném pásmu je dáno  $B_1$ .
- iDP s nulou v nepropustném pásmu - když  $B_1 > B_3 > 0$  a zároveň  $B_2 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_1$  a zesílení v nepropustném pásmu je dáno  $B_3$ .

Z koeficientů charakteristické rovnice 3.30 je zřejmé jak budou vypadat vztahy pro úhlový kmitočet  $\omega_0$  a činitel jakosti  $Q$

$$\omega_0^2 = \frac{a_0}{a_2} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} = \frac{g_m^2}{C_1C_2}, \quad (3.32)$$

$$Q^2 = \frac{a_0a_2}{a_1^2} = \frac{C_1g_{m2}}{C_2g_{m1}} = \frac{C_1}{C_2}. \quad (3.33)$$

Ze vztahů pro úhlový kmitočet  $\omega_0$  a činitel jakosti  $Q$  3.32 3.33, lze vyčíslit, že lze řídit parametr mezního kmitočtu nezávisle na činiteli jakosti  $Q$  a to za podmínky, že transkonduktance aktivních prvků MOTA a BOTA bude v rovnosti, tedy  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ .

Z rovnic 3.32 3.33 jsou dále vyjádřeny vztahy pro výpočet kondenzátorů  $C_1$  a  $C_2$ , zbylé parametry jsou zvoleny pro konkrétní výpočet

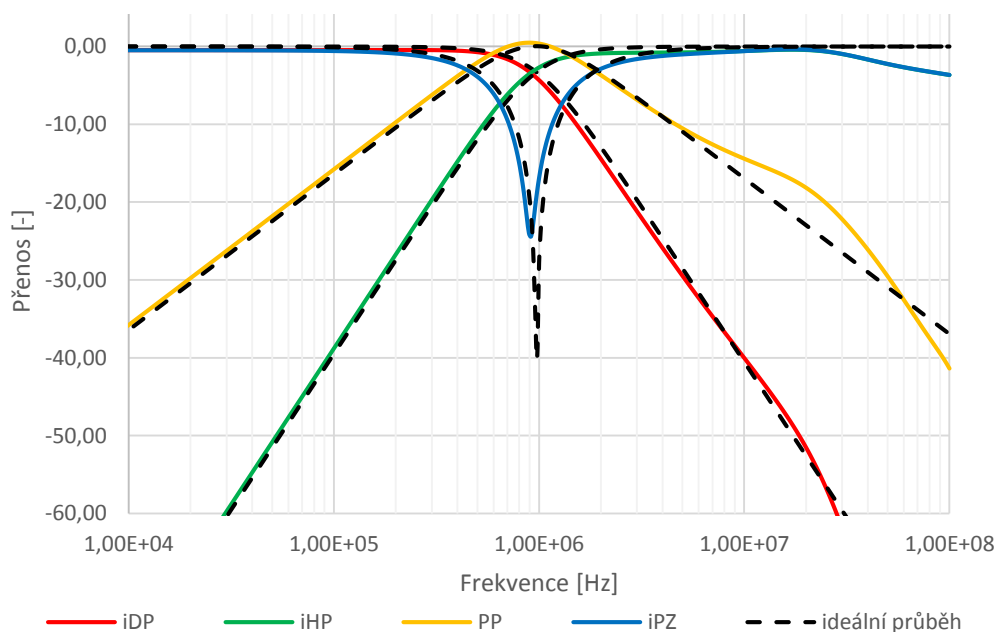
$$C_1 = \frac{g_m Q}{\omega_0}, \quad (3.34)$$

$$C_2 = \frac{C_1}{Q^2}. \quad (3.35)$$

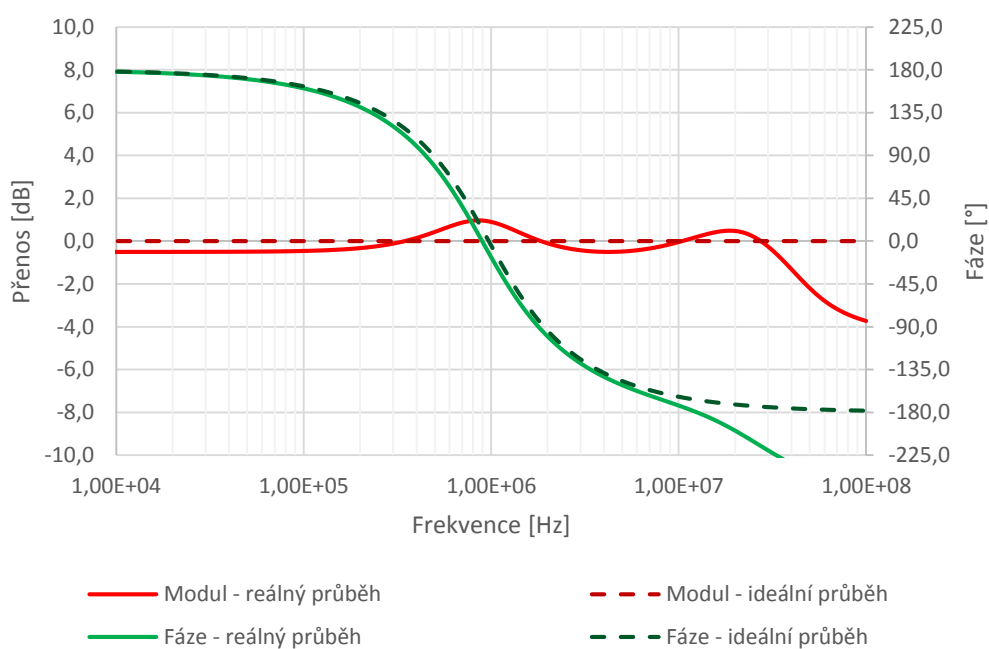
Hodnoty parametrů pro konkrétní výpočet jsou, mezní kmitočet  $f_m = 1$  MHz, činitel jakosti  $Q = 0,707$ , transkonduktance  $g_m = 1,96$  mS, resp. odpor  $R_m = 1/g_m = 510 \Omega$ . Poté hodnoty vypočtených kapacit jsou  $C_1 = 221$  pF a  $C_2 = 441$  pF. Hodnoty, nejbližší z řady E24 jsou  $C_1 = 220$  pF a  $C_2 = 470$  pF.

Všechny realizované přenosové funkce se nachází na Obr. 3.36 a 3.37. Simulace byly prováděny na mezním kmitočtu  $f_m = 970$  kHz a činiteli jakosti  $Q = 0,707$ . U reálných průběhů lze vidět posun mezní frekvence, což je způsobeno parazitními kapacitami aktivních prvků. U pásmové propusti lze vidět zvlnění od frekvence 5 MHz, což je způsobeno vstupními parazitními vlastnostmi proudového zesilovače B3 (vstupní parazitní odpor až  $95 \Omega$ ), viz podkapitola 3.43.

Pro iFČ je důležitý zejména průběh fáze. Reálný průběh se velmi blíží tomu ideálnímu, od frekvence 10 MHz se už projevují parazitní vlastnosti obvodu.



Obr. 3.36: Výstupy simulací přenosových funkcí obvodu 4



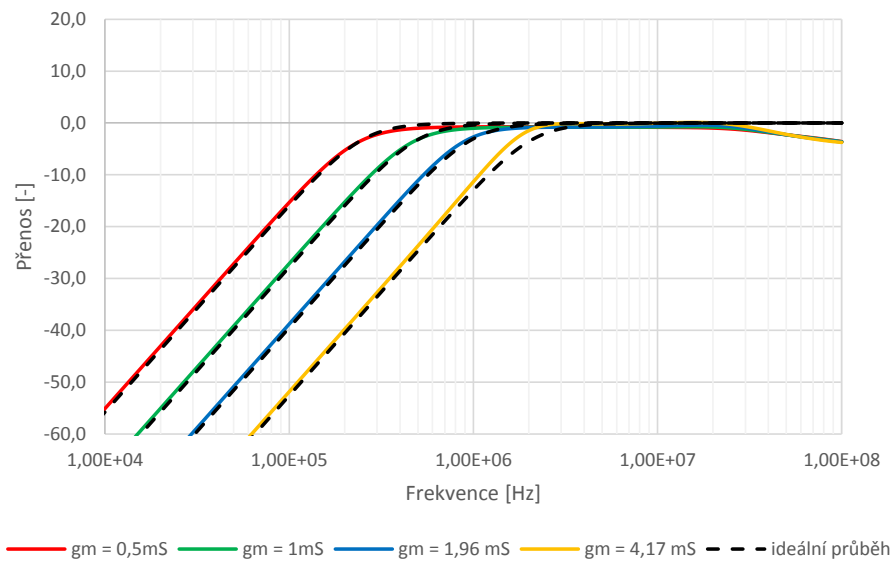
Obr. 3.37: Výsledek simulace přenosové funkce iFČ obvodu 4

Přeladování mezního kmitočtu  $f_m$  je demonstrováno na invertované horní propusti na Obr. 3.38. Přeladování je prováděno prostřednictvím změny transkonduktance  $g_m$  v rozmezí mezní frekvence  $f_m = 255 \text{ kHz}$  až  $2,12 \text{ MHz}$ . Z grafů je patrné, že reálné průběhy se velmi blíží těm ideálním. Na vyšších frekvencích se začínají

projevovat opět parazitní vlastnosti obvodu. V tabulce 3.7 jsou porovnány výsledky ladění kmitočtu prostřednictvím transkonduktance  $g_m$  vůči vypočteným teoretickým hodnotám.

Tab. 3.7: Závislost mezní frekvence  $f_m$  na transkonduktanci  $g_m$  u iHP pro obvod 4

$g_m$ [mS]	$f_m$ [MHz] - vypočet	$f_m$ [MHz] - simulace
0,50	0,255	0,261
1,00	0,516	0,516
1,96	1,000	0,955
4,17	2,120	1,690

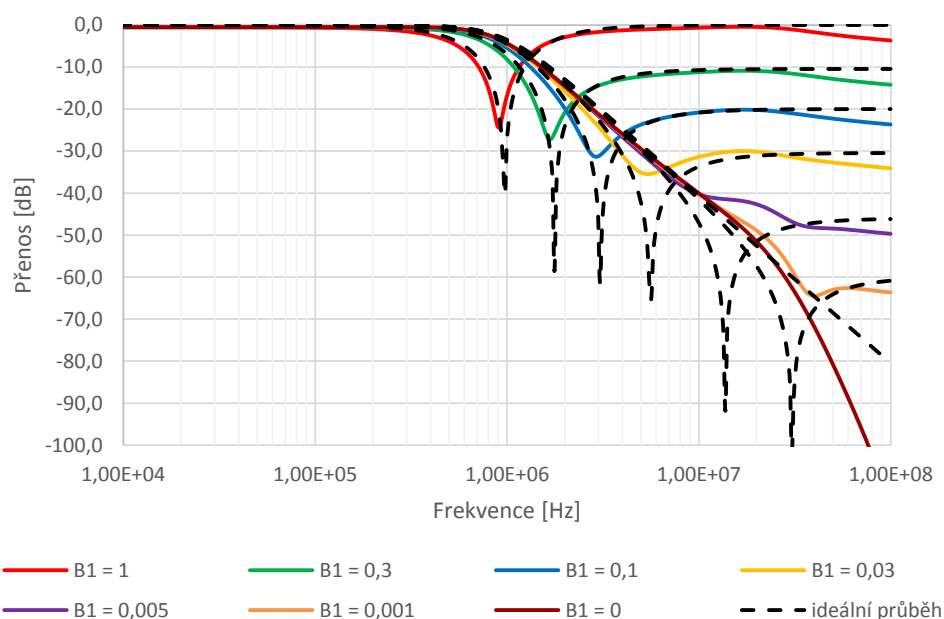


Obr. 3.38: Ladění mezního kmitočtu u přenosové funkce iHP obvodu 4

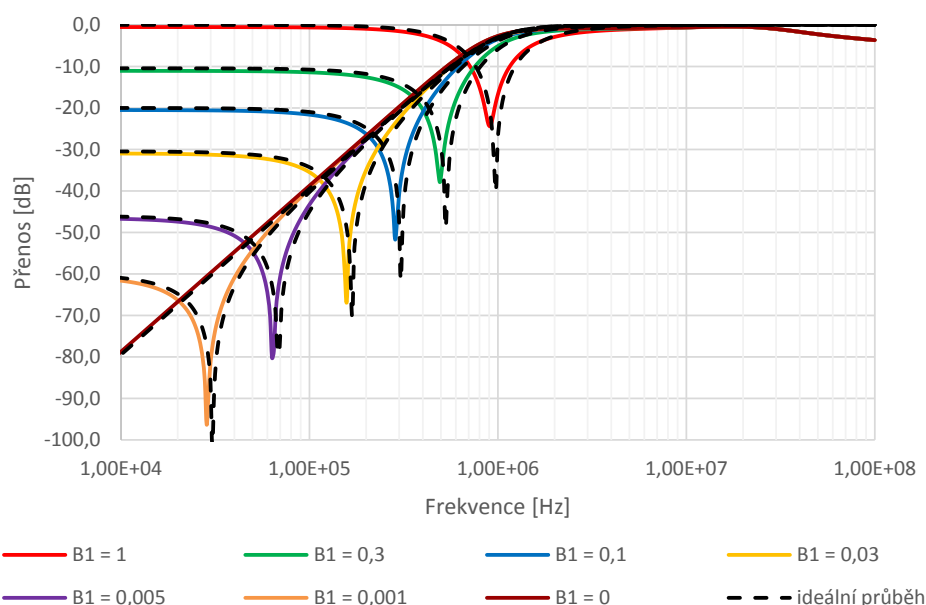
Řízení nuly v nepropustném pásmu lze vidět na Obr. 3.39 a 3.40. Pro iDP s nulou v nepropustném pásmu, je zesílení  $B_1$  je nastaveno permanentně na 1 a prostřednictvím parametru  $B_3$  v rozsahu hodnot 0 (kdy je na výstupu čistě iDP) až 1 (kdy se změnil na iPZ) je dosaženo změny zesílení v nepropustném pásmu. Pro iHP s nulou v nepropustném pásmu, je to přesně naopak, zesílení  $B_3$  je stále 1, a řídí se zesílení  $B_1$ .

Opět je vidět mírný posun mezní frekvence, díky parazitním kapacitám transkonduktančních zesilovačů. U iDP s nulou v nepropustném pásmu, lze vidět silné zvlnění v oblasti nepropustného pásma, to je dáno parazitním vstupním odporem proudového zesilovače se zesílením  $B_3$ .





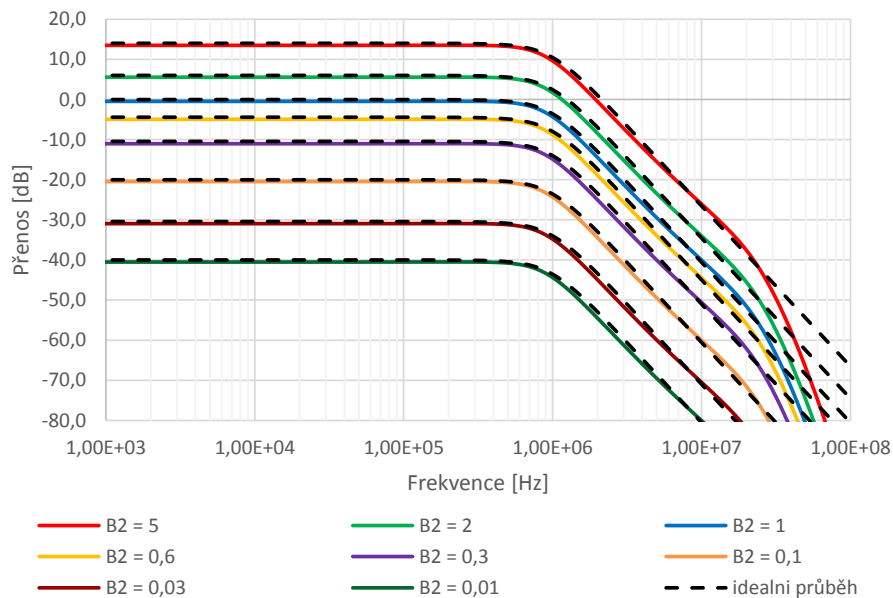
Obr. 3.39: Ladění nuly nepropustného pásma u iDP (při  $f_m = 970$  kHz) pro obvod 4



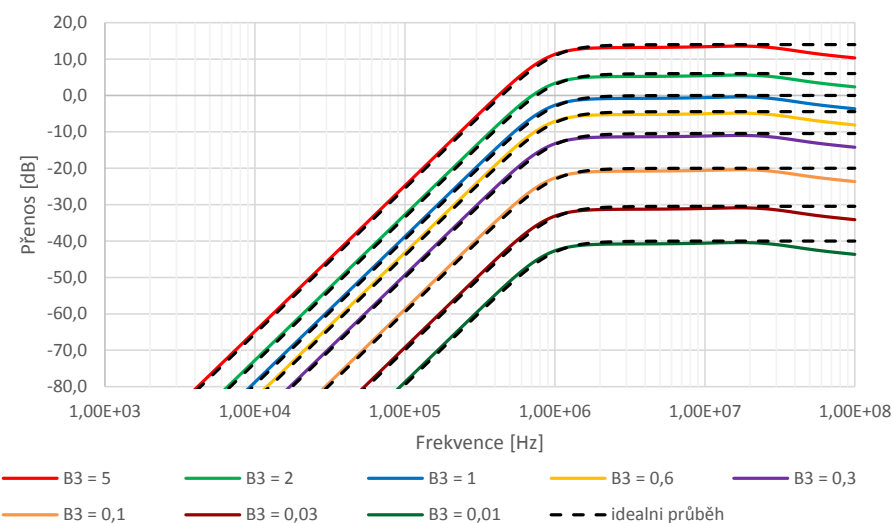
Obr. 3.40: Ladění nuly nepropustného pásma u iHP (při  $f_m = 970$  kHz) pro obvod 4

Řízení zesílení v propustném pásmu u přenosových funkcí iDP resp. iHP znázorňují Obr. 3.41 a 3.42. Rozsah přenosu je volen od  $-40$  dB (pro  $B = 0,01$  je pak  $K(p) = 20\log_{10}0,01 = -40$  dB) až po  $13,98$  dB (pro  $B = 5$  je pak  $K(p) = 20\log_{10}5 = 13,98$  dB). U iDP se řídí zesílení  $B_1$  a u iHP  $B_3$ . Nepoužívané proudové zesilovače

jsou staženy na hodnotu zesílení 0. Mezní frekvence byla nastavena  $f_m = 970$  kHz. Reálné průběhy se téměř shodují s ideálními, pouze na vysokých frekvencích dochází ke zvýšení strmosti filtru u iDP, vlivem parazit aktivních prvků.



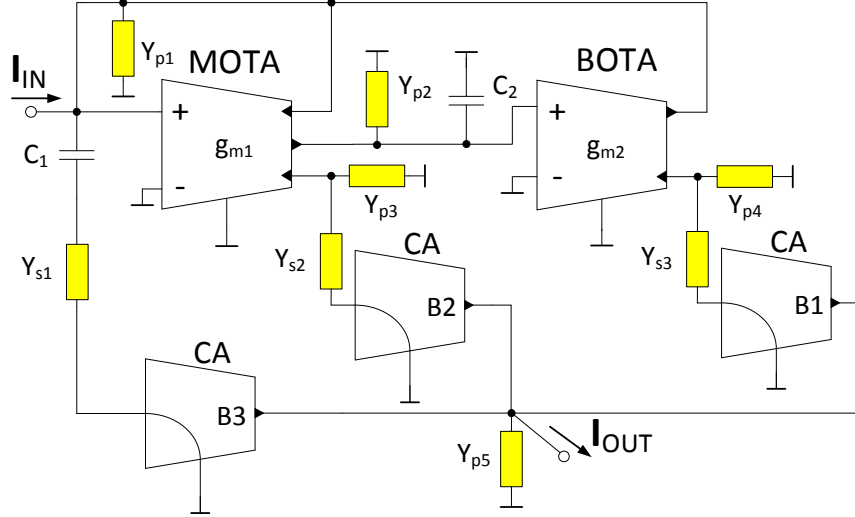
Obr. 3.41: Ladění zesílení propustného pásma iDP (při  $f_m = 970$  kHz) pro obvod 4



Obr. 3.42: Ladění zesílení propustného pásma iHP (při  $f_m = 970$  kHz) pro obvod 4

### 3.4.1 Parazitní analýza obvodu 4

Na Obr. 3.43 jsou znázorněny parazitní admitance obvodu ( $Y_p$  a  $Y_s$ ), ty mají za následek vznik dalších koeficientů přenosové funkce. Tyto admintace lze vyjádřit následovně:



Obr. 3.43: Vliv parazit v jednotlivých uzlech a větvích obvodu

$$Y_{p1} = G_{p1} + pC_{p1} = \frac{1}{R_{vst\_gm1}} + \frac{1}{R_{výst\_gm1}} + \frac{1}{R_{výst\_gm2}} + p(C_{vst\_gm1} + C_{výst\_gm1} + C_{výst\_gm2}), \quad (3.36)$$

$$Y_{p2} = G_{p2} + pC_{p2} = \frac{1}{R_{výst\_gm1}} + \frac{1}{R_{vst\_gm2}} + p(C_{výst\_gm1} + C_{vst\_gm2}), \quad (3.37)$$

$$Y_{p3} = G_{p3} + pC_{p3} = \frac{1}{R_{výst\_gm1}} + pC_{výst\_gm1}, \quad (3.38)$$

$$Y_{p4} = G_{p4} + pC_{p4} = \frac{1}{R_{výst\_gm2}} + pC_{výst\_gm2}, \quad (3.39)$$

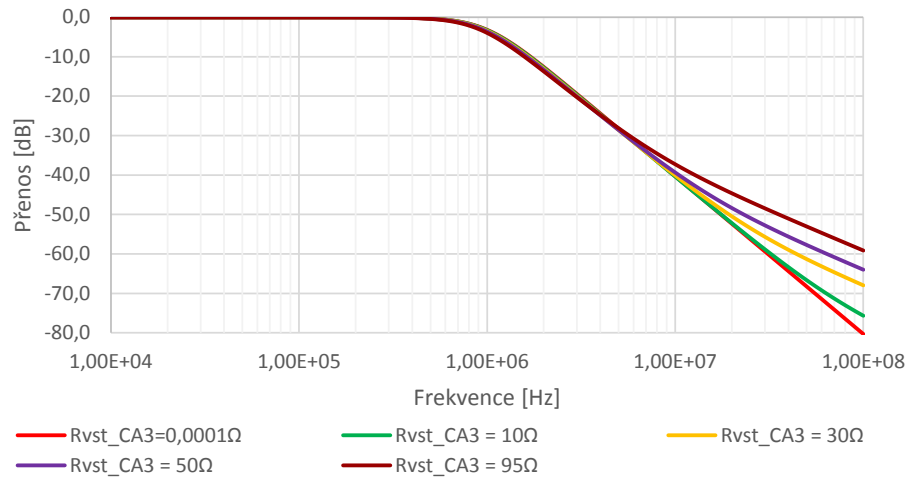
$$Y_{p5} = G_{p5} + pC_{p5} = \frac{1}{R_{výst\_CA1}} + \frac{1}{R_{výst\_CA2}} + \frac{1}{R_{výst\_CA3}} + p(C_{výst\_CA1} + C_{výst\_CA2} + C_{výst\_CA3}), \quad (3.40)$$

$$Y_{s1} = G_{s1} + pC_{s1} = \frac{1}{R_{vst\_CA3}} + pC_{vst\_CA3}, \quad (3.41)$$

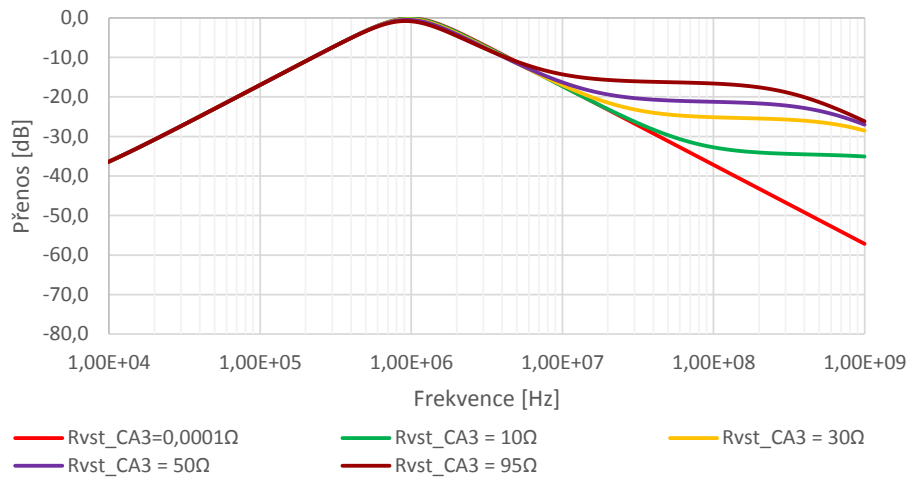
$$Y_{s2} = G_{s2} + \mathbf{p}C_{s2} = \frac{1}{R_{vst\_CA2}} + \mathbf{p}C_{vst\_CA2}, \quad (3.42)$$

$$Y_{s3} = G_{s3} + \mathbf{p}C_{s3} = \frac{1}{R_{vst\_CA1}} + \mathbf{p}C_{vst\_CA1}, \quad (3.43)$$

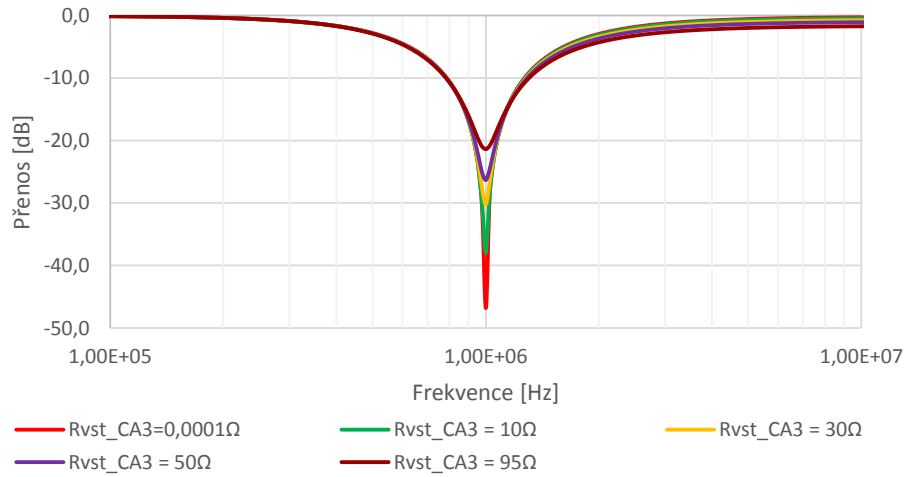
Zásadní vliv má pouze sériová admitance  $Y_{s1}$ . U sériových parazit bylo řečeno, že budeme brát v potaz pouze vodivost  $G$ , kapacita má zanedbatelný vliv. Z Na Obr. 3.44, 3.45 a 3.46 je vidět, jaký vliv má parazitní vodivost na přenosových funkcích iDP, PP a PZ. V reálné situaci má vstupní vodivost, resp. vstupní odpor prvku EL2082, který reprezentuje proudový zesilovač (CA) hodnotu v extrémním případě až  $95\ \Omega$ .



Obr. 3.44: Vliv sériové parazity  $R_{vst\_CA3}$  na přenosovou funkci iDP obvodu 4



Obr. 3.45: Vliv sériové parazity  $R_{vst\_CA3}$  na přenosovou funkci PP obvodu 4



Obr. 3.46: Vliv sériové parazity  $R_{vst\_CA3}$  na přenosovou funkci iPZ obvodu 4

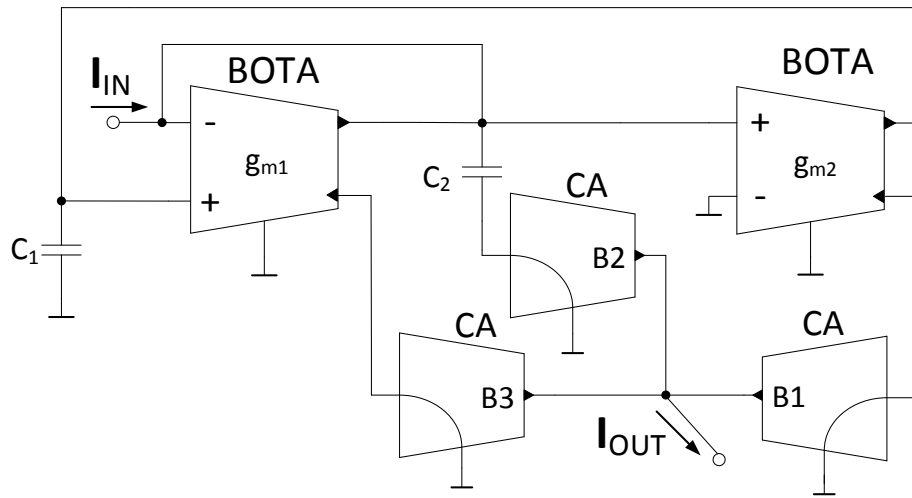
Jak bylo řečeno v Kap. 1.5.2 na obvod nemají vliv pouze parazitní admitance, ale také frekvenční závislost aktivních prvků. Do přenosové funkce

$$K_p = \frac{-B_1 g_{m1} g_{m2} G_{s1} + p[g_{m1}(B_2 C_2 G_{s1} - B_1 C_1 g_{m2})] - p^2[C_1 C_2 (+B_3 G_{s1} - B_2 g_{m1})]}{-g_{m1} g_{m2} G_{s1} + p[g_{m1}(C_2 G_{s1} - C_1 g_{m2})] + p^2[C_1 C_2 (+G_{s1} - g_{m1})]}, \quad (3.44)$$

jsem dosadil za  $g_{m1}(p) = g_{m10}/(1 + p\tau)$  a  $g_{m2}(p) = g_{m20}/(1 + p\tau)$ , kdy  $g_{m10} = g_{m20} = 1,96 \text{ mS}$ . Hodnoty kondenzátorů  $C_1 = 220 \text{ pF}$  a  $C_2 = 470 \text{ pF}$  a parazitní odpor  $R_{s1} = 95 \Omega$ , resp. vodivost  $G_{s1} = 10,5 \text{ mS}$ . Toto nastavení parametrů odpovídá mezní frekvenci obvodu  $f_m = 1 \text{ MHz}$ . Po dosazení do Routh-Hurwitzovi podmínky stability, bylo zjištěno, že obvod je stabilní od mezní frekvence stability  $f_s = 525 \text{ kHz}$ , což je nižší hodnota než mezní frekvence obvodu  $f_m = 1 \text{ MHz}$ . Hodnoty všech prvků jsou tedy zvoleny vhodně.

### 3.5 Obvod 5 - Rekonfigurovatelný filtr se dvěma prvky BOTA a třemi CA

Poslední mnou navržený rekonfigurovatelný filtr využívá jako aktivní prvky 2 prvky BOTA a tři CA. Filtrační struktura je opět typu SISO a umožňuje realizovat všechny typy přenosových funkcí (iDP, iHP, PP, iPZ a iFČ), to je možné provádět změnou zesílení  $B$  proudových zesilovačů. Pro přenosovou funkci iDP je možné řídit zesílení v nepropustném pásmu. Zesílení v propustném pásmu je možno řídit u iHP. Schéma zapojení je na Obr. 3.47.



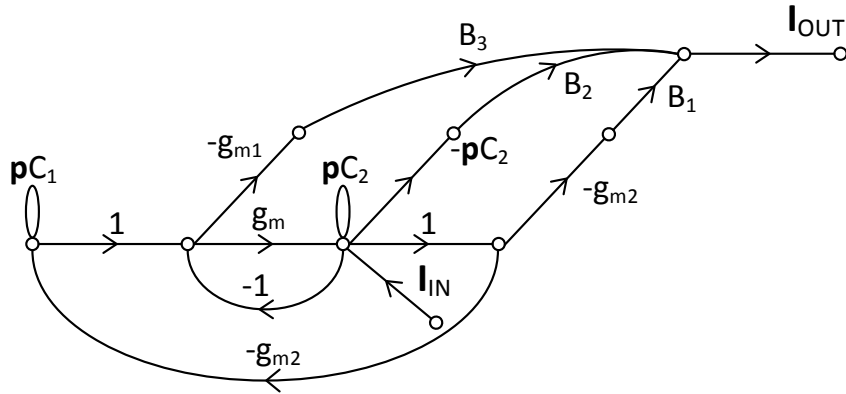
Obr. 3.47: Schéma zapojení elektronicky přeladitelného filtru se dvěma aktivními prvky BOTA a třemi CA

Charakteristická rovnice kmitočtového filtru je určena dle M-C grafu signálových toků zobrazeném na Obr. 3.48

$$CE = p^2 C_1 C_2 + p C_1 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}. \quad (3.45)$$

Hlavní přenosová funkce byla zjištěna v programu SNAP, pro následné určování přenosových funkcí se počítá s tím, že  $g_{m1} = g_{m2}$ .

$$\begin{aligned} K(p) &= \frac{-p^2 B_2 C_1 C_2 + p C_1 (B_1 g_{m2} - B_3 g_{m1}) - B_3 g_{m1} g_{m2}}{p^2 C_1 C_2 + p C_1 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} = \\ &= \frac{-p^2 B_2 C_1 C_2 + p C_1 g_m (B_1 - B_3) - B_3 g_{m1} g_{m2}}{p^2 C_1 C_2 + p C_1 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}}. \end{aligned} \quad (3.46)$$



Obr. 3.48: Zjednodušený M-C graf se dvěma prvky BOTA a CA

Jednotlivé přenosové funkce získáme podle následujícího klíče:

- iHP - když  $B_2 > 0$  a zároveň  $B_1 = 0$ ,  $B_3 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_2$ .
- PP - když  $B_1 > 0$  a zároveň  $B_2 = 0$ ,  $B_3 = 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_1$ .
- iDP - když  $B_1 = B_3 > 0$  a zároveň  $B_2 = 0$ . Zesílení propustného pásma je říditelné za pomoci  $B_1 = B_3$ .
- iPZ - když se  $B_1 = B_2 = B_3 > 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_1 = B_2 = B_3$ .
- iFČ - když se  $B_1 = 2B_2 = 2B_3$ . Zesílení je říditelné za pomoci  $B_1 = 2B_2 = 2B_3$ .
- iHP s nulou v nepropustném pásmu - když  $B_2 > (B_1 = B_3) > 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_2$  a zesílení v nepropustném pásmu je dáno  $B_1 = B_3$ .
- iDP s nulou v nepropustném pásmu - když  $(B_1 = B_3) > B_2 > 0$ . Zesílení v propustném pásmu je říditelné za pomoci  $B_1 = B_3$  a zesílení v nepropustném pásmu je dáno  $B_2$ .

Vztahy pro úhlový kmitočet  $\omega_0$  a činitel jakosti  $Q$ , jsou vyjádřeny z koeficientů charakteristické rovnice 3.45

$$\omega_0^2 = \frac{a_0}{a_2} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} = \frac{g_m^2}{C_1C_2}, \quad (3.47)$$

$$Q^2 = \frac{a_0a_2}{a_1^2} = \frac{C_2g_{m2}}{C_1g_{m1}} = \frac{C_2}{C_1}. \quad (3.48)$$

Ze vztahů pro úhlový kmitočet  $\omega_0$  a činitel jakosti  $Q$  3.47–3.48, je zřejmé, že je možné nezávisle na činiteli jakosti řídit parametr mezního kmitočtu, a to za podmínky, že transkonduktance aktivních prvků BOTA bude v rovnosti, tedy  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ .

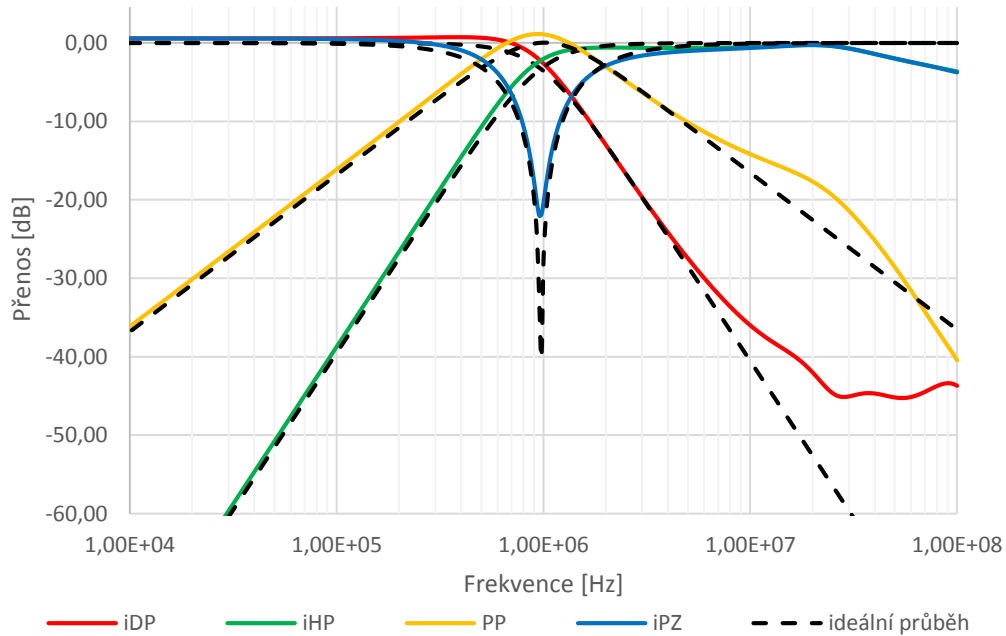
Z rovnic 3.47–3.48 jsou dále vyjádřeny vztahy pro výpočet kondenzátorů  $C_1$  a  $C_2$ , zbylé parametry jsou zvoleny pro konkrétní výpočet

$$C_1 = \frac{g_m}{Q\omega_0}, \quad (3.49)$$

$$C_2 = C_1 Q^2. \quad (3.50)$$

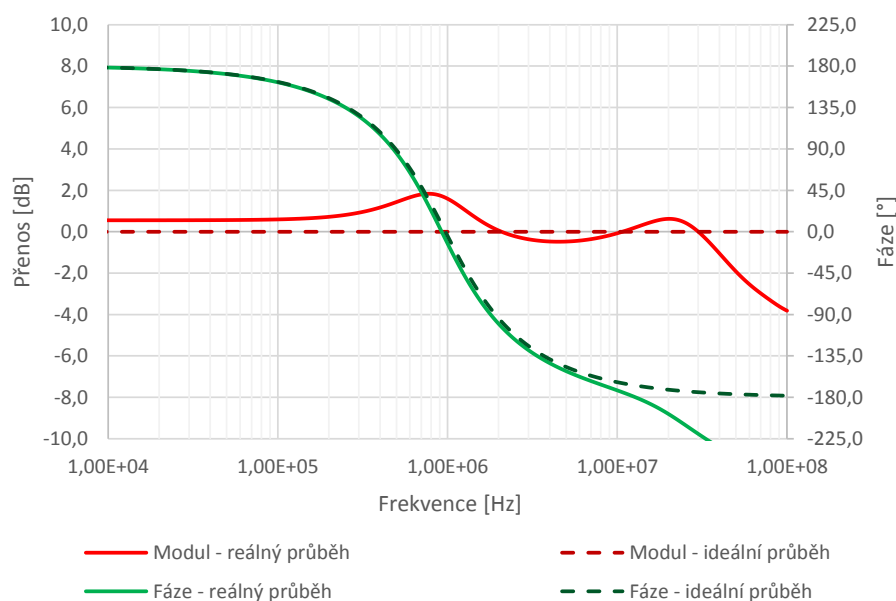
Hodnoty parametrů pro konkrétní výpočet jsou mezní kmitočet  $f_m = 1$  MHz, činitel jakosti  $Q = 0,707$ , transkonduktance  $g_m = 1,96$  mS, resp. odpor  $R_m = 1/g_m = 510 \Omega$ . Poté hodnoty vypočtených kapacit jsou  $C_1 = 221$  pF a  $C_2 = 441$  pF. Hodnoty nejbližší z řady E24 jsou  $C_1 = 220$  pF a  $C_2 = 470$  pF.

Všechny realizované přenosové funkce jsou zobrazeny na Obr. 3.49 a 3.50. Mezní kmitočet byl nastaven na hodnotu  $f_m = 970$  kHz a činitel jakosti  $Q = 0,707$  pro všechny zobrazené přenosové funkce. Na vysokých kmitočtech je vidět značné zvlnění všech přenosových funkcí, zejména u iDP a PP v důsledku vzniku parazitních pólů a nul. Průběh fázovacího članku se velmi blíží ideálnímu průběhu. Znatelnější pokles je vidět až na frekvencích nad 10 MHz



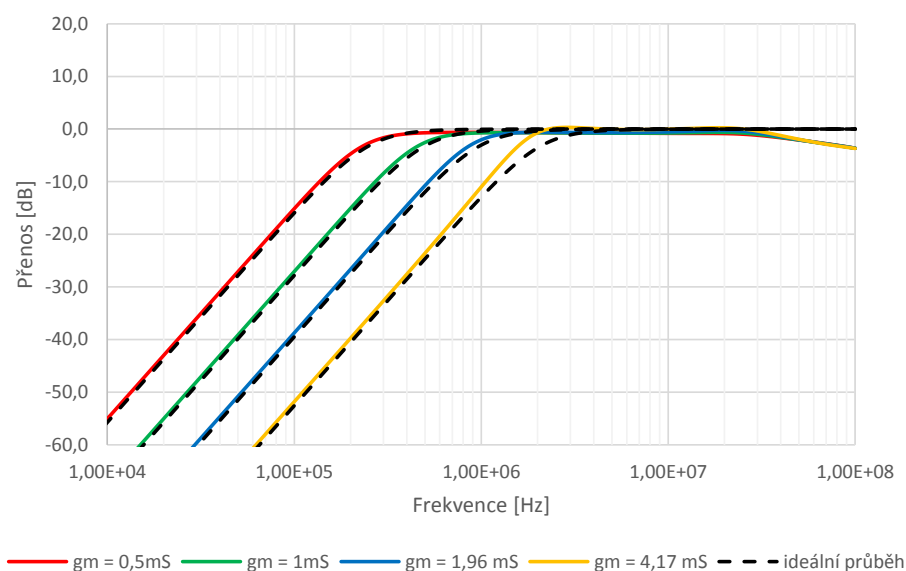
Obr. 3.49: Výstupy simulací přenosových funkcí obvodu 5





Obr. 3.50: Výsledek simulace přenosové funkce iFČ obvodu 5

Změny mezního kmitočtu  $f_m$  u přenosové funkce iHP jsou vidět na Obr. 3.51. Přeladování je prováděno prostřednictvím změny transkonduktance  $g_m$  v rozmezí mezní frekvence  $f_m = 255 \text{ kHz}$  až  $2,12 \text{ MHz}$ . Vlivem parazitních kapacit je mezní kmitočet nižší než v případě ideálního průběhu. Na čím vyšší frekvenci je mezní kmitočet, tím je rozdíl mezi ideální a reálnou variantou průběhu větší. Výsledky ladění mezního kmitočtu  $f_m$  jsou shrnuty v tabulce 3.8.

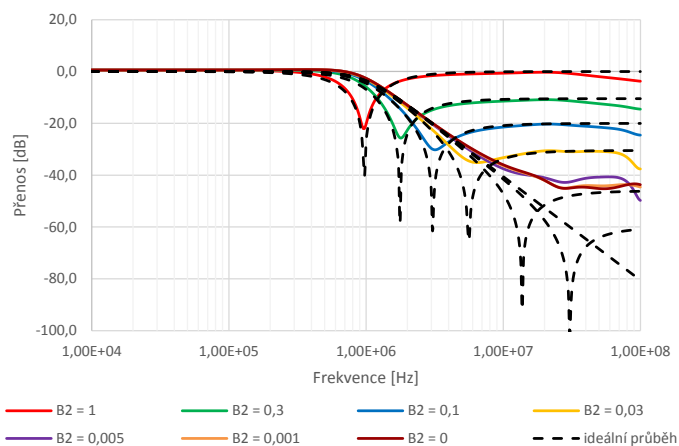


Obr. 3.51: Ladění mezního kmitočtu u přenosové funkce iHP obvodu 5

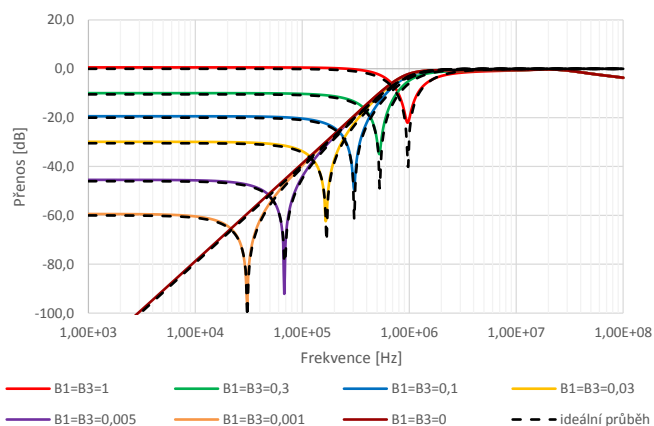
Tab. 3.8: Závislost mezní frekvence  $f_m$  na transkonduktanci  $g_m$  u iHP pro obvod 5

$g_m$ [mS]	$f_m$ [MHz] - výpočet	$f_m$ [MHz] - simulace
0,50	0,255	0,238
1,00	0,516	0,471
1,96	1,000	0,892
4,17	2,120	1,610

Řízení nuly v nepropustném pásmu pro iDP a iHP je vidět z Obr. 3.52 a 3.53. Pro iDP s nulou v nepropustném pásmu, je zesílení  $B_1$  a  $B_3$  nastaveno permanentně na hodnotu 1 a prostřednictvím parametru  $B_2$  se mění zesílení v nepropustném pásmu. To lze nastavit až na hodnotu -40 dB, kdy dochází k limitaci samotnou dolní propustí. Pro iHP s nulou v nepropustném pásmu, je naopak  $B_2$  nastaveno na hodnotu 1 a řízení probíhá zároveň za pomoci  $B_1$  a  $B_3$ , které se sobě musí rovnat. Reálné průběhy zde téměř odpovídají průběhům ideálním.

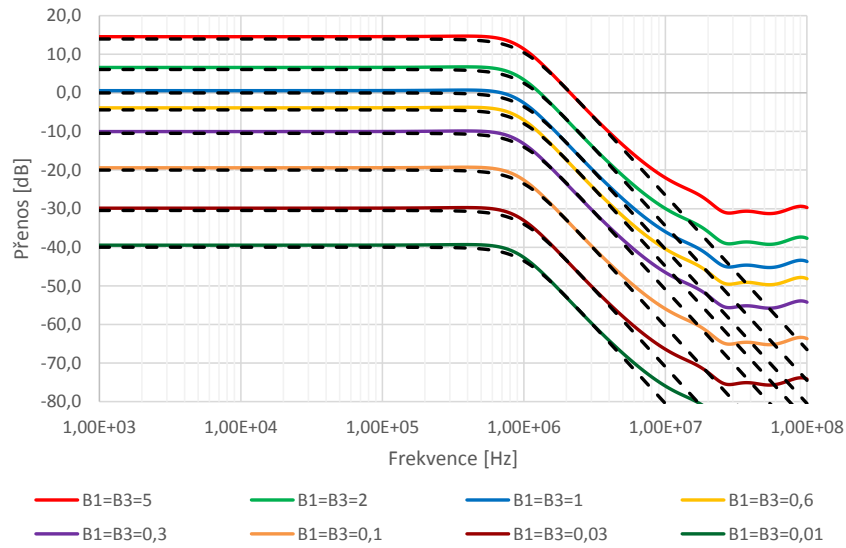


Obr. 3.52: Ladění nuly nepropustného pásma u iDP (při  $f_m = 970$  kHz) pro obvod 5

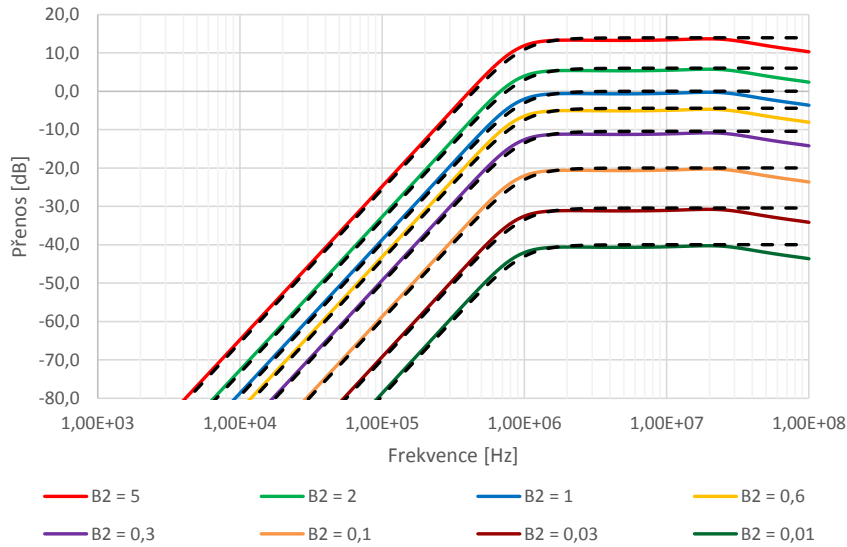


Obr. 3.53: Ladění nuly nepropustného pásma u iHP (při  $f_m = 970$  kHz) pro obvod 5

Na Obr. 3.54 a 3.55 jsou výsledky simulací ladění zesílení v propustném pásmu u přenosových funkcí iDP a iHP na mezní frekvenci  $f_m = 970 \text{ kHz}$ . Rozsah přenosu je volen od  $-40 \text{ dB}$  (pro  $B = 0,01$  je pak  $K(p) = 20\log_{10}0,01 = -40 \text{ dB}$ ) až po  $13,98 \text{ dB}$  (pro  $B = 5$  je pak  $K(p) = 20\log_{10}5 = 13,98 \text{ dB}$ ). Pro iDP je opět nutné řídit zesílení za pomoci  $B_1$  a  $B_3$ , které se sobě musí rovnat a  $B_2$  má hodnotu 0. Na vysokých kmitočtech je vidět opět velký vliv parazitních vlastností aktivních prvků u iDP. Řízení zesílení u iHP probíhá za pomoci  $B_2$ . Zesílení  $B_1$ ,  $B_3$  má hodnotu 0. U iHP není vliv parazit tolik znatelný jako u iDP.



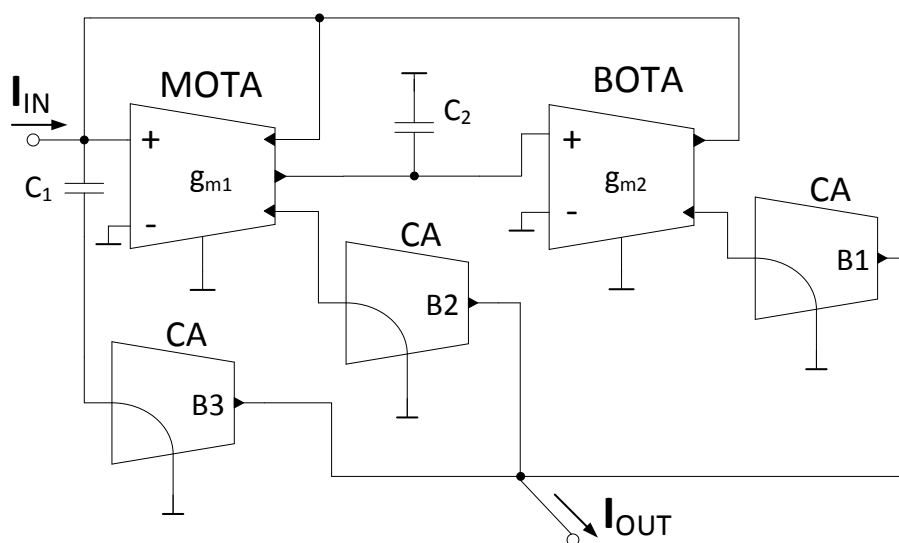
Obr. 3.54: Ladění zesílení propustného pásma iDP (při  $f_m = 970 \text{ kHz}$ ) pro obvod 5



Obr. 3.55: Ladění zesílení propustného pásma iHP (při  $f_m = 970 \text{ kHz}$ ) pro obvod 5

## 4 REALIZACE A EXPERIMENTÁLNÍ MĚŘENÍ OBVODU

Pro praktickou realizaci byl vybrán obvod s prvkem MOTA, BOTA a třemi CA z Kap. 3.4, který pracuje v proudovém módu. Schéma pro připomenutí je na Obr. 4.1. Obvod dokáže realizovat tyto přenosové funkce: iDP, iHP, PP, iPZ a iFČ. U funkcí iDP a iHP lze elektronicky řídit zesílení jak v propustném, tak i v nepropustném pásmu. U obvodu je dále možné měnit mezní kmitočet pomocí změny transkonduktancí  $g_{m1}$  a  $g_{m2}$ , které se sobě musí rovnat, aby nebyl měněn zároveň i činitel jakosti  $Q$ .



Obr. 4.1: Schéma zapojení elektronicky přeraditelného filtru s aktivními prvky MOTA, BOTA a třemi CA

Schéma a deska byly navrženy v programu EAGLE 7.5.0, ty jsou v příloze A a B. Pro samotnou realizaci byly využity čipy UCC-N1B, který v sobě nese 1x UCC a 1x CCII+/- . UCC bylo využito pro realizaci prvku MOTA, protože byly potřeba 3 výstupy a CCII+/- reprezentuje prvek BOTA. Dále jsou na desce 3 čipy EL2082 reprezentující proudové zesilovače CA.

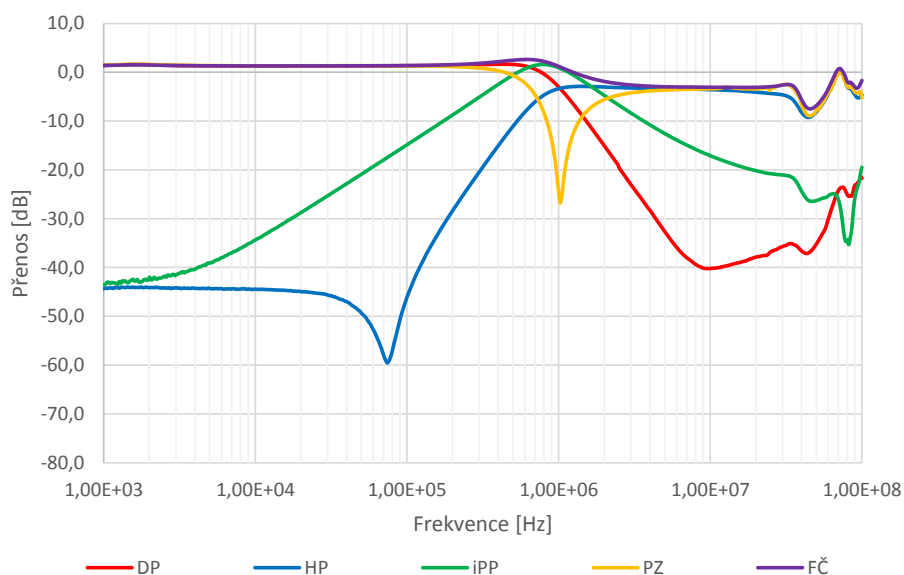
Nastavení mezní frekvence probíhá přes vodivosti  $g_{m1}$  a  $g_{m2}$ , na desce těmito vodivostem odpovídají odpory R1-X a R2-X. Kvůli předpokládaným parazitním kapacitám aktivních prvků a také desky, byly poníženy o hodnotu 20 pF na hodnoty  $C_1 = 200$  pF a  $C_2 = 450$  pF.

Poslední přílohou je fotodokumentace osazené desky jak z vrchní B.3, tak spodní strany B.4.

## 4.1 Výsledky experimentálního měření

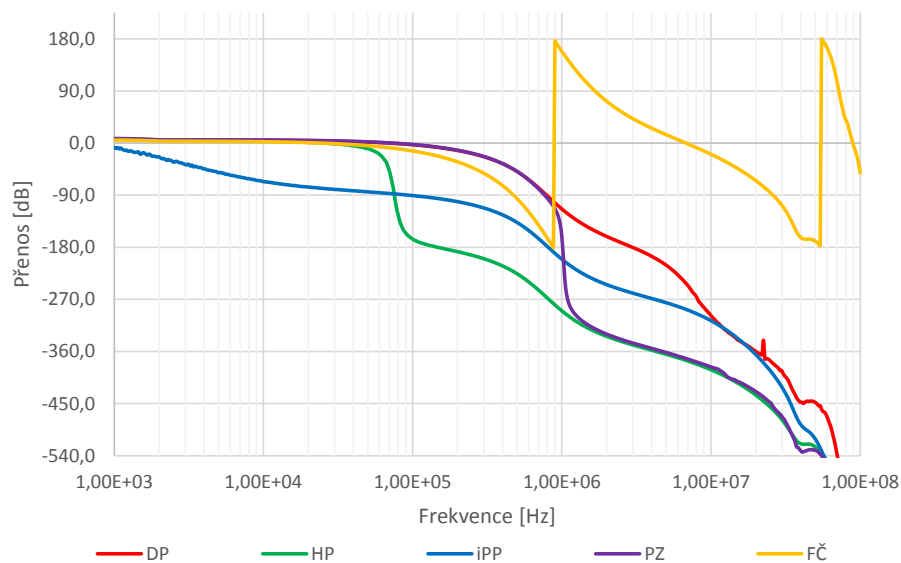
Měření probíhalo v laboratořích VUT za účasti vedoucího práce. Měření bylo prováděno na obvodovém analyzátoru Agilent 4395A, za pomoci U/I a I/U převodníků. Převodníky i měřený obvod byli napájeni symetrickým napětovým zdrojem. Průběhy byly fázově invertovány oproti simulovaným průběhům.

Na Obr. 4.2 jsou vidět všechny přenosové funkce, při nastaveném zesílení  $B = 1$  u všech proudových zesilovačů. Mezní kmitočet je nastaven na frekvenci  $f_m = 1$  MHz, čemuž odpovídá hodnota odporů  $R1-X=R2-X=510\ \Omega$ . Funkce HP je v propustném pásmu na -3 dB, to má vliv taky na složené funkce PZ a FČ a je to dáno vlastnostmi aktivních prvků. U funkce DP kolem frekvence 10 MHz se začínají projevovat parazitní vlastnosti vstupního odporu proudového zesilovače CA3. Útlum u všech přenosových funkcí odpovídá filtrům druhého řádu.



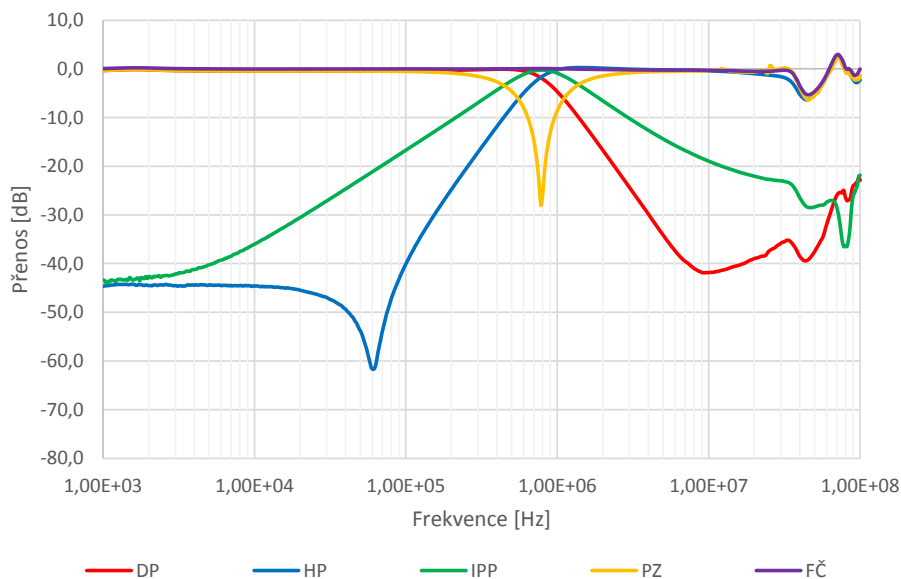
Obr. 4.2: Přenosová charakteristika všech přenosových funkcí na frekvenci 1 MHz

Obr. 4.3 zobrazuje fázovou charakteristiku všech přenosových funkcí na mezní frekvenci  $f_m = 1$  MHz. Zde je vidět, že jsou přenosové funkce invertované oproti simulovaným průběhům vlivem převodníků. Fáze HP je do frekvence 100 kHz zkreslená, protože se zde projevují parazitní vlastnosti, které jsou vidět již z modulové charakteristiky. Fáze PZ a FČ je od 1 MHz posunutá o  $360^\circ$  vlivem spektrálního analyzátoru. Průběh fáze iPP, je do frekvence 40 kHz zkreslen parazitními vlivy.



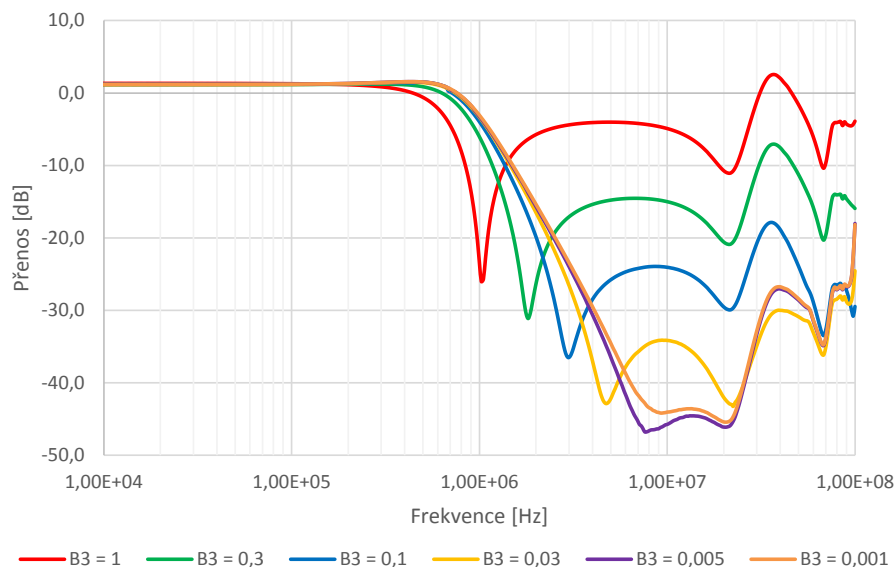
Obr. 4.3: Fázová charakteristika všech přenosových funkcí na frekvenci 1 MHz

U elektronicky rekonfigurovatelného filtru je možno přeladit zesílení a tím taky posunout přenos přenosových funkcí. Na Obr. 4.4 jsou stejné přenosové funkce, ale s přeladěným zesílením  $B_1 = 0,82$ ,  $B_2 = 0,80$  a  $B_3 = 1,43$ , tak aby přenos v propustném pásmu byl 0 dB. Samozřejmě to má taky negativní vlastnost, a to tu, že se posune mezní frekvence. V tomto případě je mezní frekvence  $f_m = 780$  kHz.

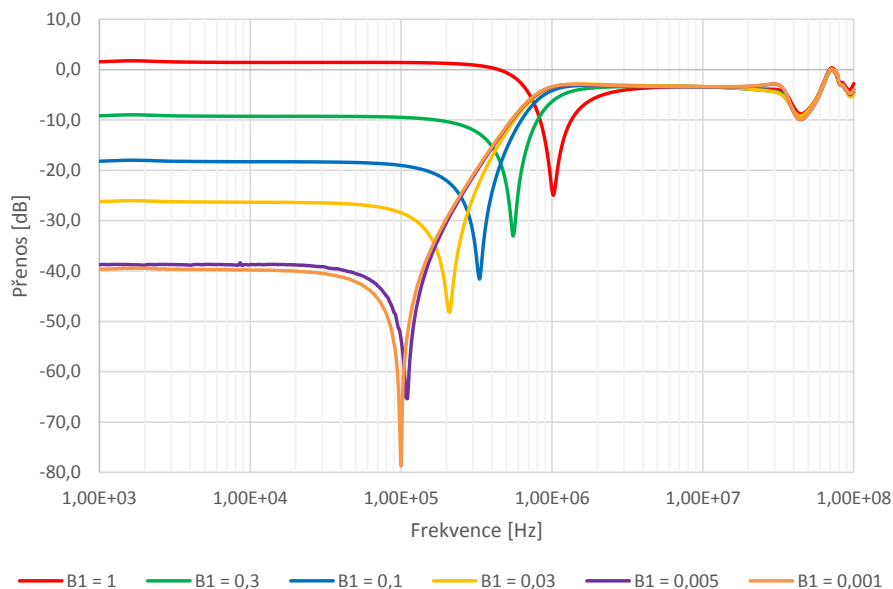


Obr. 4.4: Přenosová char. všech přenosových funkcí na frekvenci 1 MHz – doladěná

Na Obr. 4.5 a 4.6 jsou grafy ladění zesílení nepropustným pásmu. Z grafů lze vidět, že ladění v nepropustném pásmu je omezena na cca -40 dB, kde je limitováno z důvodu parazitních vlastností obvodu. Pro DP je nastaveno permanentně zesílení  $B_1 = 1$ ,  $B_2 = 0$  a nula nepropustného pásma se řídí pomocí  $B_3$ . Pro HP je  $B_3 = 1$ ,  $B_2 = 0$  a nula nepropustného pásma se řídí pomocí  $B_1$ .

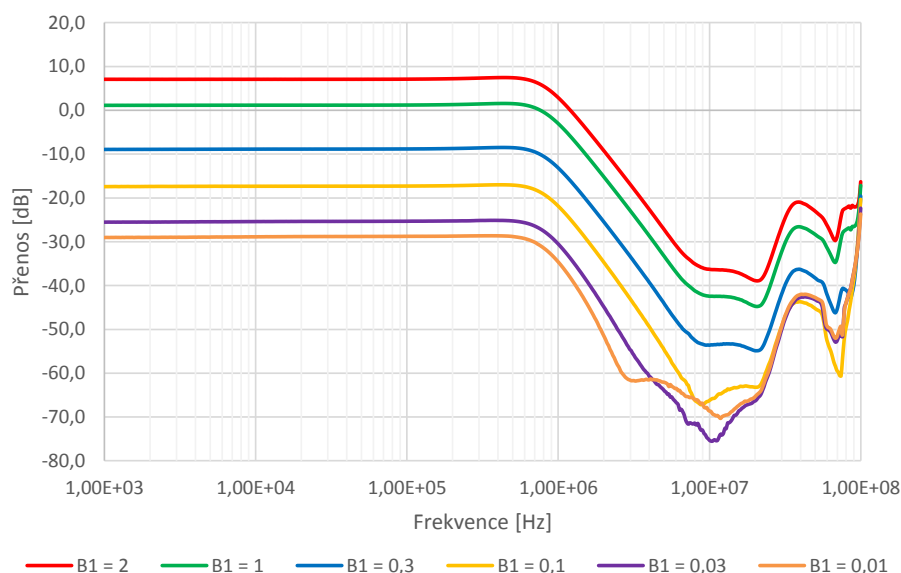


Obr. 4.5: Ladění nuly nepropustného pásma u DP (při  $f_m = 1$  MHz)

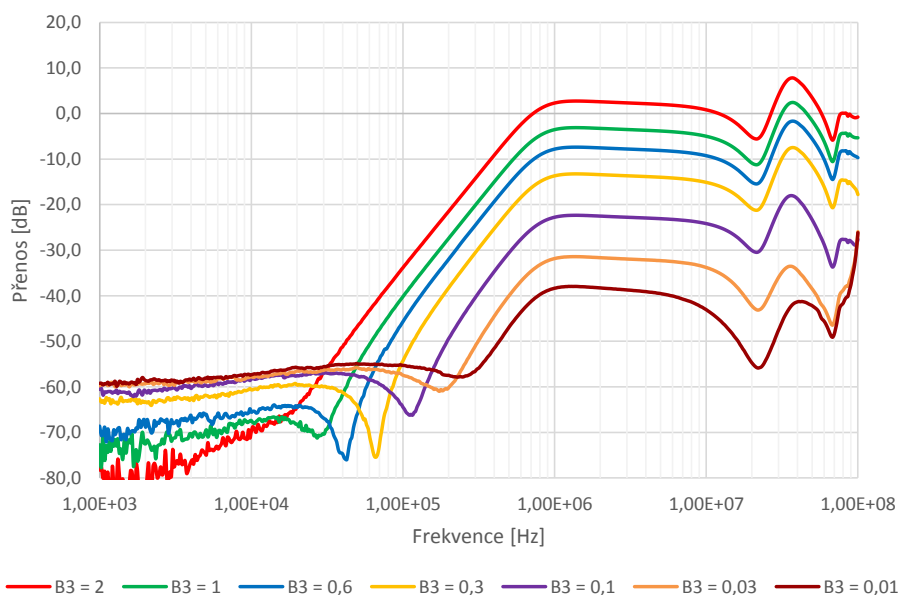


Obr. 4.6: Ladění nuly nepropustného pásma u HP (při  $f_m = 1$  MHz)

Na Obr. 4.7 a 4.8 jsou znázorněny průběhy ladění zesílení propustného pásma 0,01 až po 2. Zesílení u DP je řízeno  $B_1$  a nepoužívané zesílení jsou staženy na 0. U DP je dále vidět, že při nízkých hodnotách přenosu se v nepropustném pásmu dostáváme do limitace, kterou způsobuje parazitní vstupní odpor proudového zesilovače se zesílením  $B_3$ . Pro HP to je  $B_3$ , kterým se řídí zesílení a  $B_1$ ,  $B_2$  jsou staženy na 0.



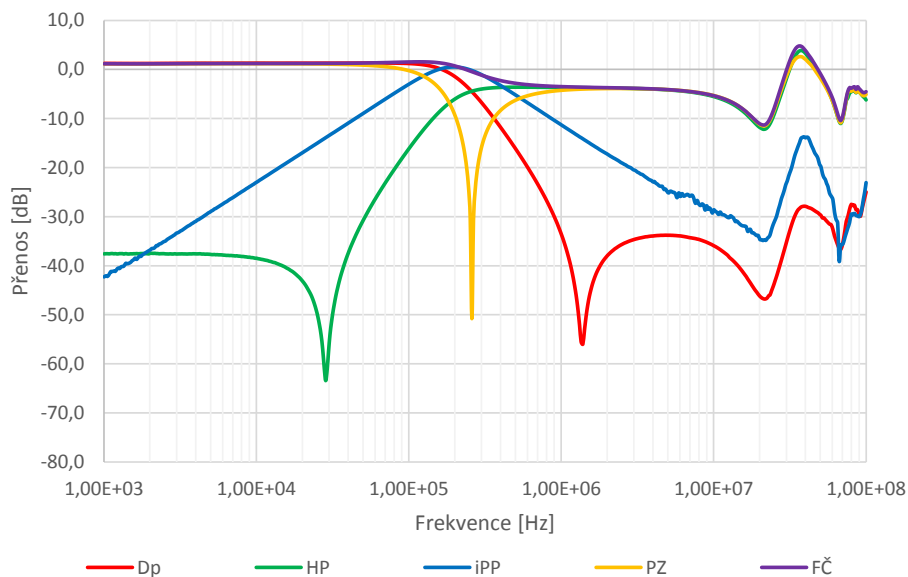
Obr. 4.7: Ladění zesílení propustného pásma u DP (při  $f_m = 1$  MHz)



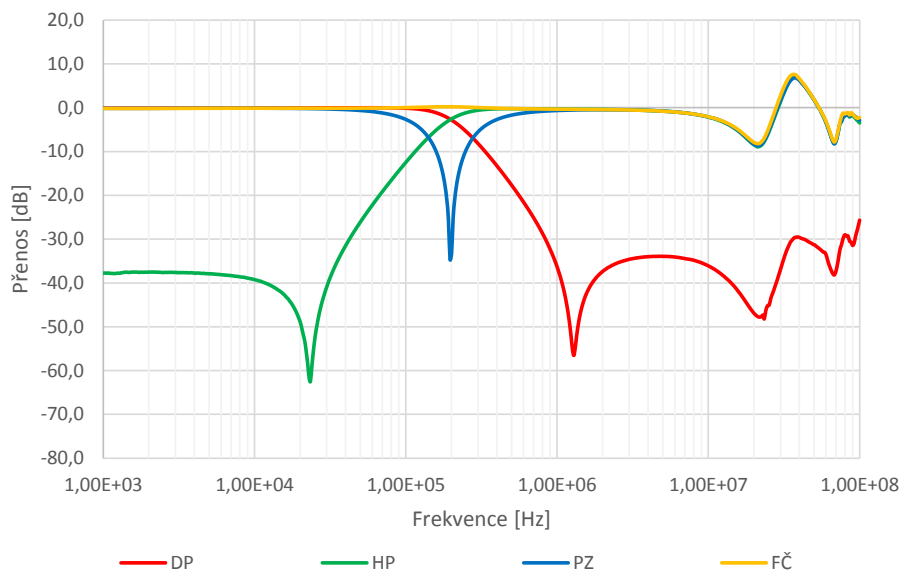
Obr. 4.8: Ladění zesílení propustného pásma u HP (při  $f_m = 1$  MHz)



Na Obr. 4.9 až 4.14 je vidět přeladování mezní frekvence  $f_m$  v rozsahu 250 kHz až 2 MHz. Změřené mezní frekvence téměř odpovídají ideálním viz Tab. 4.1. Jak je vidět tak lepších výsledků je dosažených na nižších kmitočtech podle předpokladů ze simulací. U doladěných průběhů 4.10, 4.12, 4.14 opět klesla mezní frekvence.



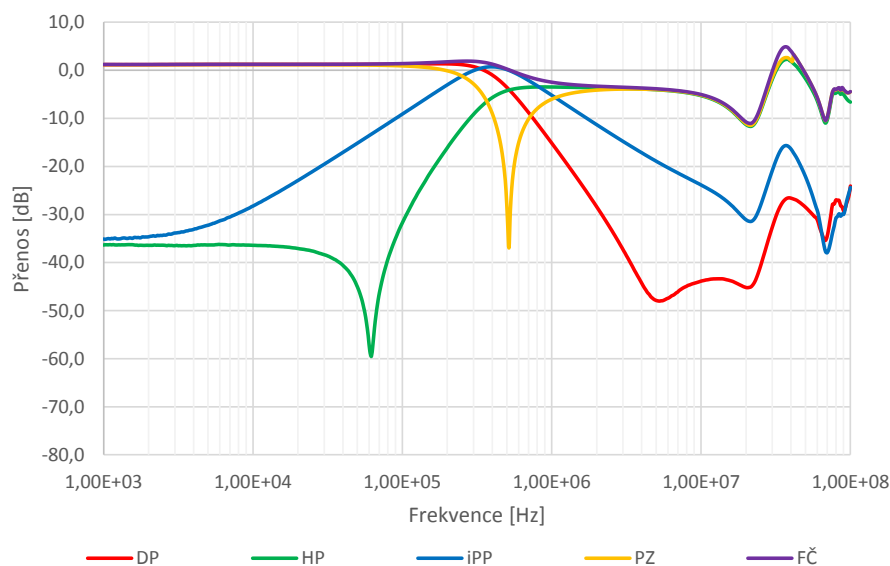
Obr. 4.9: Přenosová charakteristika všech přenosových funkcí na frekvenci 259 kHz



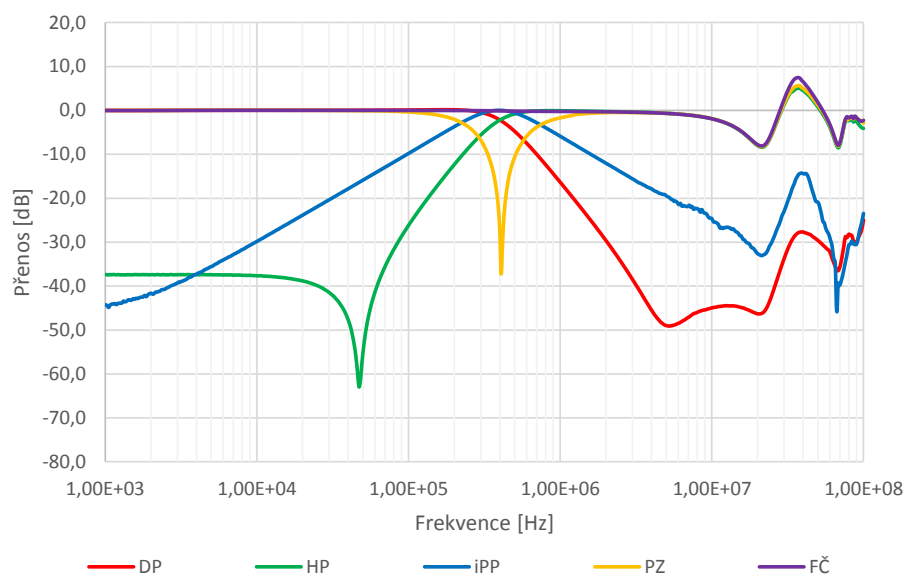
Obr. 4.10: Přenosová char. všech přenosových funkcí na frekvenci 259 kHz – doladěná

Tab. 4.1: Závislost mezní frekvence  $f_m$  na transkonduktanci  $g_m$ , resp. odporu R-X

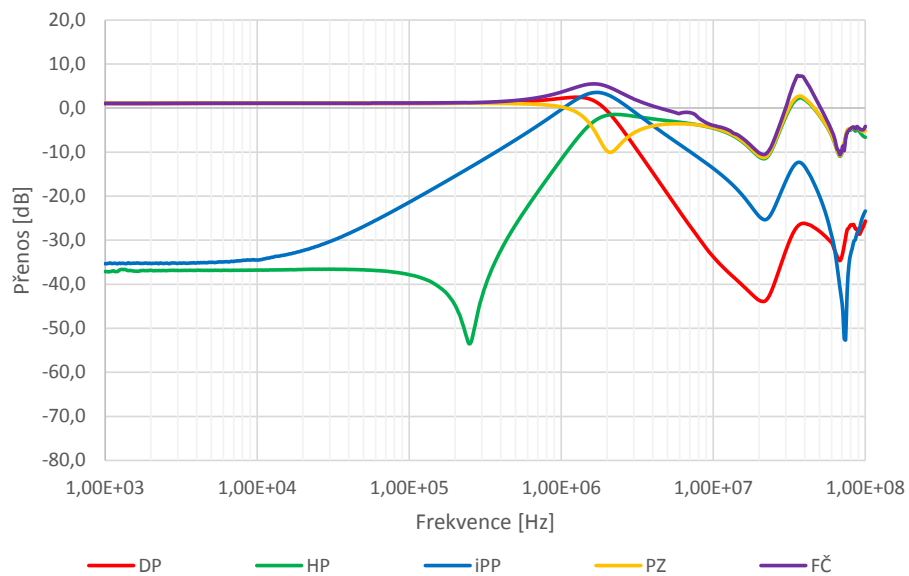
$g_m$ [mS]	R-X [ $\Omega$ ]	$f_0$ [MHz] - výpočet	$f_0$ [MHz] - simulace	$f_0$ [MHz] - měření
0,50	2000	0,255	0,261	0,259
1,00	1000	0,516	0,516	0,517
1,96	510	1,000	0,955	1,012
5,00	240	2,120	1,690	2,106



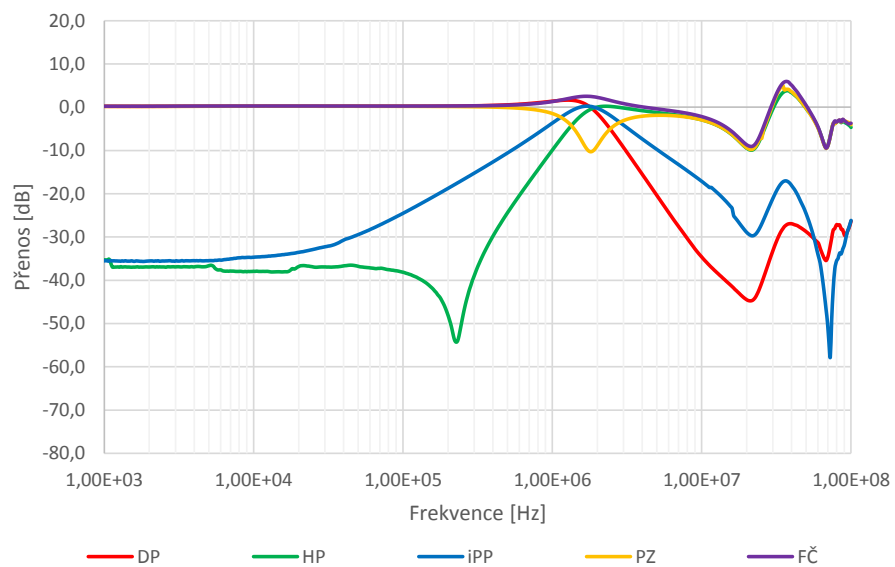
Obr. 4.11: Přenosová charakteristika všech přenosových funkcí na frekvenci 517 kHz



Obr. 4.12: Přenosová char. všech přenosových funkcí na frekvenci 517 kHz – doladěná



Obr. 4.13: Přenosová charakteristika všech přenosových funkcí na frekvenci 2,106 MHz



Obr. 4.14: Přenosová char. všech přenosových funkcí na frekvenci 2,106 MHz – do-  
laděná

## 5 ZÁVĚR

Diplomová práce se zabývá analýzou elektronicky rekonfigurovatelných kmitočtových filtrů ve smyslu rekonfigurace přenosové funkce změnou parametrů obvodu, nikoliv přepojováním vstupních nebo výstupních svorek.

První kapitola je věnována úvodu do kmitočtových filtrů. Popsáno je rozdělení kmitočtových filtrů podle typu přenosové funkce a podle použitých prvků, pracovní režimy, ve kterých mohou obvody pracovat. Probrána je návrhová metoda grafů signálových toků, která byla použita pro návrh všech kmitočtových filtrů v práci. V závěru první kapitoly byla probrána také elektronická rekonfigurace přenosové funkce a vliv parazitních vlivů na obvod.

Další kapitola se zabývá popisem vlastností použitých aktivních prvků. Probrána je jejich přenosová funkce, vnitřní zapojení a taky realizace pomocí dostupných aktivních prvků, kterými jsou UCC a EL2082.

Předposlední kapitola se zabývá návrhem samotných rekonfigurovatelných filtračních struktur. Navržených je celkem 5 zapojení. Každé zapojení umí realizovat všechny přenosové funkce změnou zesílení na proudových zesilovačích. Dále je taky možnost u všech zapojení přeladění mezního kmitočtu  $f_m$ , a u vybraných zapojení činitele jakosti  $Q$  pomocí změny transkonduktance  $g_m$  nebo kapacity kondenzátorů. Všechny přenosové funkce byly zjištěny použitím programu SNAP a odsimulovány programem OrCAD, v prostředí PSpice, a to v rozsahu frekvencí 1 kHz až 100 MHz. Pro obvod 1 a 4 byla provedena parazitní analýza a zjištěny místa v obvodu, které ovlivňují chování obvodu nežádoucím způsobem.

V poslední kapitole je představen prakticky realizovaný obvod 4. Návrh desky plošných spojů byl proveden v programu EAGLE. Obvod pracuje s jedním čipem UCC-N1B a třemi EL2082. Realizuje přenosové funkce DP, iPP, HP, PZ a FČ. Pro přenosové funkce DP a HP je možné řídit zesílení propustného i nepropustného pásma. Dále je možnost přeladit hodnotu mezního kmitočtu pomocí vodivostí  $g_{m1}$  a  $g_{m2}$ , které se sobě musí rovnat aby nedošlo i ke změně činitele jakosti.

Průběhy změřených funkcí odpovídají filtru 2. řádu a jsou fázově otočeny oproti simulacím z důvodu otočené polarity vstupního signálu. U změřených průběhů byl laděn mezní kmitočet v krocích  $f_m = \{0, 259; 0, 517; 1, 012; 2, 106\}$  MHz, což téměř odpovídalo vypočteným mezním kmitočtům  $f_m = \{0, 255; 0, 516; 1, 000; 2, 120\}$  MHz. Toho bylo dosaženo snížením kapacit kondenzátorů o hodnotu 20 pF, kvůli parazitním vlastnostem aktivních prvků a desky plošných spojů. Toto měření bylo provedeno při zesílení  $B = 1$ , kdy přenos v propustném pásmu měl mít 0 dB. Kvůli reálným vlastnostem desky tomu tak nebylo. Výhodou elektronicky rekonfigurovatelného filtru je, že lze snadno napravit změnou parametrů zesílení  $B$  přenos funkce. Negativní vlastností je, že zároveň s tím také klesne mezní kmitočet.

# LITERATURA

- [1] Adoum, B.A., Wen, W.P. *Investigation of band-stop to all pass reconfigurable filter*. 4th International Conference on Intelligent and Advanced Systems (ICIAS), Kuala Lumpur. 2012, s. 190 - 193 , ISBN: 978-1-4577-1968-4.
- [2] BEČVÁŘ D., VRBA K. *Univerzální proudový konvektor*. Elektrotechnika [on-line]. 2000, č.7 [cit.2014-1-22]. Dostupné z URL: <http://www.elektrotechnika.cz/clanky/00007/index.html>. ISSN 1213-1539.
- [3] BIOLEK, D. Grafy signálových toků pro analýzu obvodů (nejen) v proudovém módu. *Elektrotechnika - Internetový časopis* [online]. 2002, č. 31, s. 1 [cit. 2012-11-18]. ISSN 1213- 161X. Dostupné z: <http://www.elektrotechnika.cz/clanky/02031/index.html>
- [4] BIOLEK, D. *Řešíme elektronické obvody aneb kniha o jejich analýze*. 1. vyd. Praha: BEN-Technická literatura, 2004. ISBN 80-7300-125-X.
- [5] BIOLEK, D., SENANI, R., BIOLKOVÁ, V., KOLKA, Z. *Active Elements for Analog Signal Processing: Classification, Review, and New Proposals*. Radioengineering, 2008, roč. 17, č. 4, s. 15-32. ISSN: 1210- 2512.
- [6] BOLDIŠ, P. *Bibliografické citace dokumentů podle ČSN ISO 690 a ČSN ISO 690-2* [online]. 2001, poslední aktualizace 11. 11. 2004 [cit. 17. 2. 2005]. Dostupné z URL: <<http://www.boldis.cz/citace/citace.html>>.
- [7] DOSTÁL, T. *Elektrické filtry*. 1. vyd. Brno: FEI VUT, 2001. 96 s. ISBN 80-214-0877-4.
- [8] GILBERT, B. *Current Mode, Voltage Mode, or Free Mode? A Few Sage Suggestions*, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 2004, 38. vyd., č. 2-3, s. 83-101.
- [9] HÁJEK, K. *Kmitočtové filtry*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 535 s. ISBN 80-730-0023-7.
- [10] HERENCŠÁR, N., KOTON, J., VRBA K. *Obecný přístup k návrhu kmitočtových filtrů pomocí autonomních obvodů*. Elektrotechnika [on-line]. 2006, [cit.2014-1-22]. Dostupné z URL: <http://www.elektrotechnika.cz/clanky/06040/index.html>. ISSN 1213/1539.
- [11] Intersil (Elantec) *Current-mode multiplier - datasheet*. Intersil [on-line]. 1996, [cit.2015-11-25]. Dostupné z URL: <http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/el20/el2082.pdf>.

- [12] JEŘÁBEK, J., ŠOTNER R., VRBA, K. *Tunable universal filter with current follower and transconductance amplifiers and study of parasitic influences*. Journal of ELECTRICAL ENGINEERING, roč. 64, vyd. 6., 2011, s. 317-326.
- [13] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. *SIMO type low-input and high-output impedance current-mode universal filter employing three universal current conveyors*. AEU - International Journal of Electronics and Communications, roč. 64, vyd. 6., 2010, s. 588-593.
- [14] JEŘÁBEK, J. *Kmitočtové filtry s proudovými aktivními prvky*. Brno 2011, s. 148, Doktorská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektro-techniky a komunikačních technologií. Vedoucí doktorské práce prof. Ing. Kamil Vrba, CSc
- [15] JEŘÁBEK, J., DVORAK J., SOTNER R., BILGIN M., VRBA K. *Universal current-mode filter with dual-parameter control of the pole frequency*. IEICE Electronics Express
- [16] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. *Current-mode tunable and adjustable filter with digitally adjustable current amplifier and transconductance amplifiers*. In Proceedings of the European Conference of Circuits Technology and Devices. ECCTD'10, Puerto de la Cruz, Španělsko, 2010, s. 101-104.
- [17] KOTON, J., VRBA, K. *Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů*. *Elektrorevue - Internetový časopis* [online]. 2008, č. 26 [cit. 2012-11-18]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/cz/download/zobecnene-metody-navrhu-kmitoctovych-filtru/>.
- [18] KOTON, J., K VRBA, P. USHAKOV a J. MIŠUREC. *Návrh elektronicky říditelných kmitočtových filtrů využitím teorie grafů signálových toků*. In: *Proceedings of the 31th International Conference Telecommunications and Signal Processing, TSP 2008*. Budapešť: Asszisztencia Szervezo Kft., 2008, s. 3. ISBN 978-963-06-5487-6.
- [19] Minaei, S., Yuce, E., Cicekoglu, O. *Electronically tunable multi-input single-output voltage-mode filter*. Proceedings of the 2005 European Conference on Circuit Theory and Design, roč. 3, 2005, s. 401-404, ISBN: 0-7803-9066-0 .
- [20] MINARČÍK, M. *Continuous Time Active Filter With High Input and Low Output Impedance Design Using Signal Flow Graphs*. In Proceedings of the 8th International Conference Research in Telecommunication Technology. 2007, č. 6, s. 1-6, ISBN: 978-80-8070-735-4.

- [21] MINARČÍK, M., VRBA, K. *Tunable Universal OTA-C Frequency Filter Design Using Signal-Flow Graphs*. In The Third International Conference on Systems. Cancun, 2008, s. 260-264, ISBN: 978-0-7695-3105-2.
- [22] Naglich E. J., Lee J., Peroulis D., Chappel W. J. *Switchless Tunable Bandstop-to-All-Pass Reconfigurable Filter*. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, roč. 60, vydání 5, 2012, s. 1258 - 1265, ISSN: 0018-9480.
- [23] SEDRA, A., SMITH, K.C. *The current conveyor: A new circuit building block*. Proc. IEEE. 1968, roč. 6, č. 1, s. 1368-1369, ISSN 0018-9324 .
- [24] SEDRA, A., SMITH, K.C. *A second-generation current conveyor and its applications*, IEEE Transaction on Circuit Theory, 1970, roč. 17, č. 8, s. 132-134, ISSN 0018-9219.
- [25] SOTNER, R., PETRZELA, J., JEŘÁBEK, J., VRBA, K. *Solutions of Reconnection-less OTA-based Biquads with Electronical Transfer Response Reconfiguration*. 25th Conference Radioelektronika 2015. Pardubice, Česká Republika, 2015, s. 40-45, ISBN: 978-1-4799-8117-5.
- [26] ŠPONAR, R., VRBA, K. *Measurements and behavioral modelling of modern conveyors*. IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security. 2006, č. 6, č. 3A, s. 57-65.
- [27] TOUMAZOU, C., LIDGEY, F. J., HAIGH, D. G. *Analogue IC design: the current-mode approach*, London: Peter Peregrinus Ltd., 1990, s. 649.

## SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

BOTA	Dvou-výstupový operační transkonduktanční zesilovač
C	Kondenzátor
CC	Proudový konvektor
CCTA	Current conveyor transconductance amplifier
CE	Charakteristická rovnice
CM	Proudový mód
DP	Dolní propust
DPS	Deska plošného spoje
Exx	Elektrotechnická řada hodnot
FČ	Fázovací členek
$f_m$	Mezní kmitočet
G	Vodivost
$g_m$	Transkonduktance
HP	Horní propust
HPZ	Horní propust s nulou
iDP	Invertující dolní propust
iFČ	Invertující fázovací členek
iHP	Invertující horní propust
iPZ	Invertující pásmová zadrž
K	Přenos
LPZ	Dolní propust s nulou
M-C grafy	Masonovy-Coatesovy grafy
MISO	Multiple input - Single output
MOTA	Více-výstupový operační transkonduktanční zesilovač

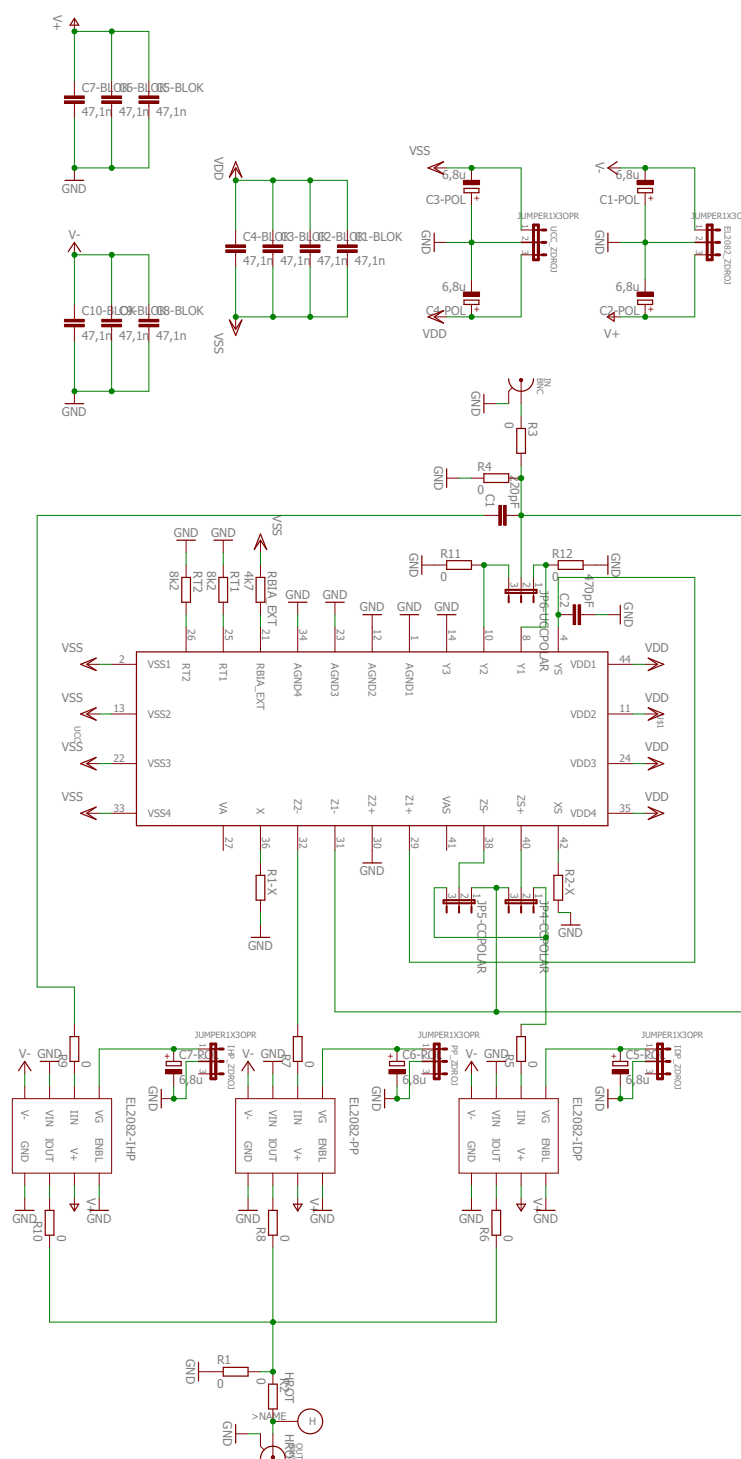


OTA	Operační transkonduktanční zesilovač
PZ	Pásmová zadrž, band stop
Q	Činitel jakosti
R	Rezistor
SIMO	Single input - Multiple output
SISO	Single input -Single output
UCC	Univerzální proudový konvektor
VM	Napěťový mód
VDCC	Voltage Differencing Current Conveyor
$\omega_0$	Úhlový kmitočet

# SEZNAM PŘÍLOH

A Schéma realizovaného obvodu	83
B Navržená deska	85
C Přílohy na CD	87

## A SCHÉMA REALIZOVANÉHO OBVODU

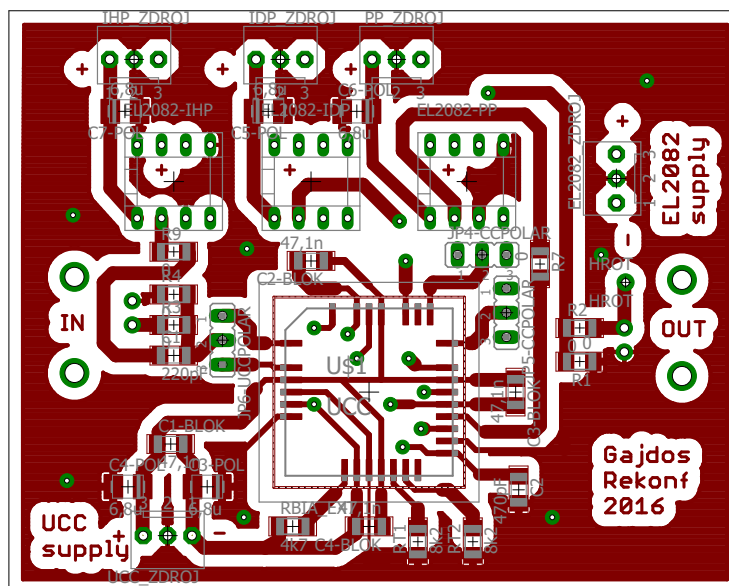


Obr. A.1: Schéma zapojení kmitočtového filtru s čipy UCC-N1B a 3x EL2082, vytvořené v programu EAGLE

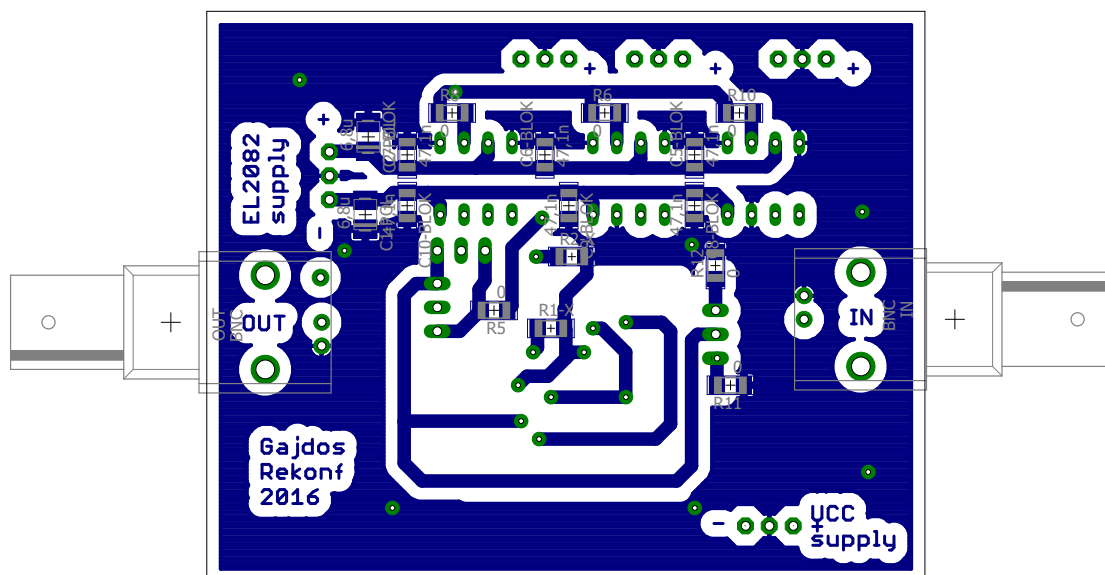
Tab. A.1: použité součástky na desce

součástka	hodnota	pouzdro	funkce
C1	200p	C1206	nastavení prac. bodu
C2	450p	C1206	nastavení prac. bodu
C1-POL... C7-POL	6,8 $\mu$	B/3528-21R	filtrační kondenzátory
C1-BLOK... C10-BLOK	47n + 100p	C1206	blokovací kondenzátory
IN, OUT	BNC	BNC	vstup, výstup
UCC_ZDROJ	1,65 V	JUMPER1X3OPR	Napájení UCC
EL2082_ZDROJ	5 V	JUMPER1X3OPR	Napájení EL2082
IDP_ZDROJ	1,65 V	JUMPER1X3OPR	Řídící napětí EL2082
PP_ZDROJ	1,65 V	JUMPER1X3OPR	Řídící napětí EL2082
IDP_ZDROJ	1,65 V	JUMPER1X3OPR	Řídící napětí EL2082
JP4-CCPOLAR		JP1	Možnost otočit polaritu CC
JP5-UCCPOLAR		JP1	Možnost otočit polaritu CC
JP6-UCCPOLAR		JP1	Možnost otočit polaritu UCC
R1-X, R2-X	240R, 510R, 1k, 2k	R1206	změna mezní frekvence
R1...R12	0	R1206	Propoje
RBIA_EXT	4k7	R1206	
RT1, RT2	8k2	R1206	
U\$1		PLCC44S	UCC-N1B
EL2082-IDP, PP, HP		DIP8	EL2082
H	HROT	HROT	Hrot pro připojení sondy

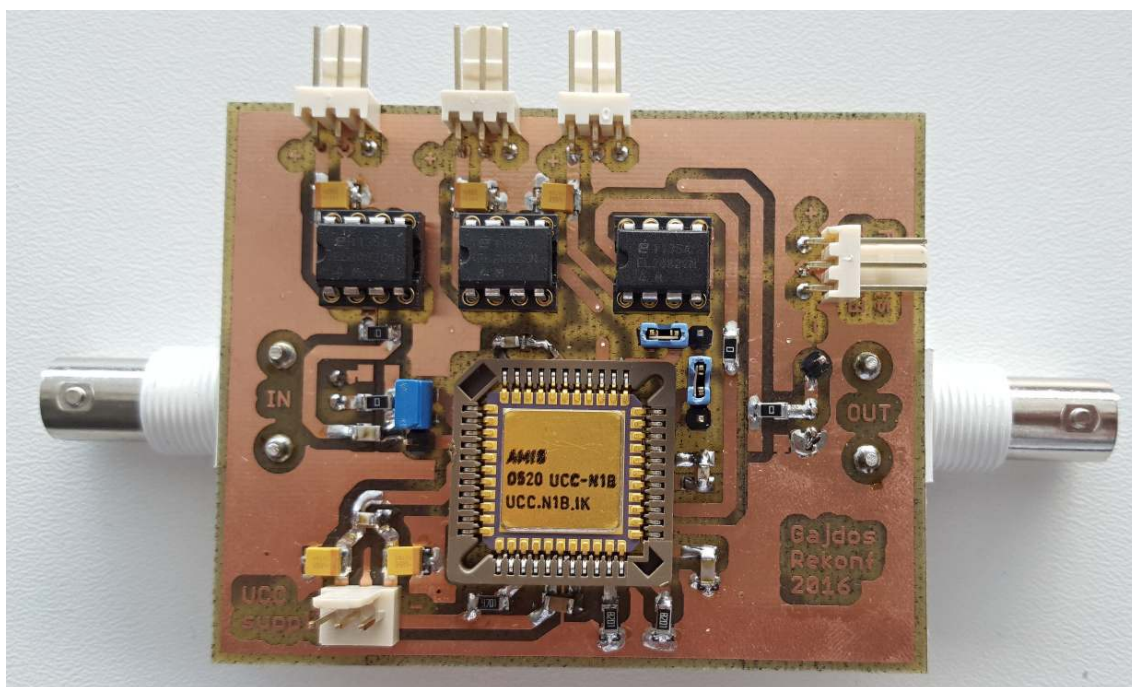
## B NAVRŽENÁ DESKA



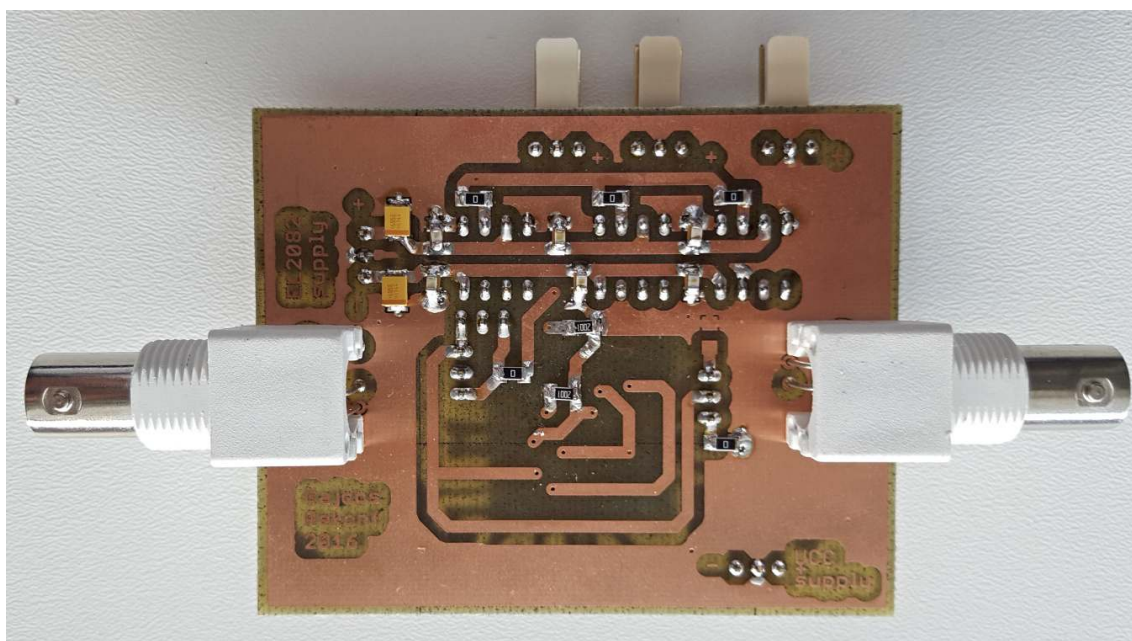
Obr. B.1: Vrchní strana (TOP) – EAGLE



Obr. B.2: Spodní strana (BOTTOM) – EAGLE



Obr. B.3: Vrchní strana (TOP) – fotka



Obr. B.4: Spodní strana (BOTTOM) – fotka

## C PŘÍLOHY NA CD

Složky:

- DP: Samotná diplomová práce práce ve formátu PDF
- EAGLE: Obsahuje navržený obvod v programu EAGLE 7.5.0, knihovnu použitých prvků, vyexportované schéma a pohledy na DPS ze stran BOTTOM a TOP
- Měření: Do excelu vyexportované hodnoty měření desky
- OrCAD: Všechny navržené obvody v programu OrCAD 10.3, připraveny k simulacím
- OrCAD - výsledky simulací: Výsledky simulací zpracované v programu Excel
- SNAP: Všechny navržené obvody v programu SNAP
- VISIO: Všechny obrázky použité v práci nakreslené pomocí programu VISIO