

# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

NÁVRH IDENTIFIČNÍCH DIFERENČNÍCH FILTRŮ S PROUDOVÝMI  
AKTIVNÍMI PRVKY

DIPLOMOVÁ PRÁCE  
MASTER'S THESIS

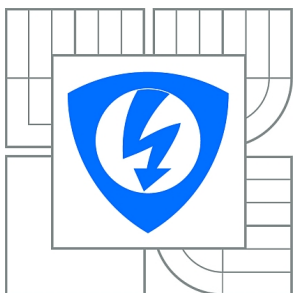
AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

Bc. LUBOMÍR POLÁŠEK

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

# NÁVRH ADJUSTABLE FULLY-DIFFERENTIAL FILTERS WITH CURRENT ACTIVE ELEMENTS

DESIGN OF ADJUSTABLE FULLY-DIFFERENTIAL FILTERS WITH CURRENT ACTIVE ELEMENTS

DIPLOMOVÁ PRÁCE  
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

Bc. LUBOMÍR POLÁŠEK

VEDOUCÍ PRÁCE  
SUPERVISOR

Ing. JAN JEŘÁBEK

BRNO 2010



VYSOKÉ U ENÍ  
TECHNICKÉ V BRN

Fakulta elektrotechniky  
a komunika ních technologií

Ústav telekomunikací

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor  
Telekomunika ní a informa ní technika

**Student:** Bc. Lubomír Polášek

**ID:** 77729

**Ro ník:** 2

**Akademický rok:** 2009/2010

## NÁZEV TÉMATU:

**Návrh iditelných diferen ních filtr s proudovými aktivními prvky**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte problematiku analogových kmito ových filtr , zejména pak struktury pracující s diferen ními signály a v proudovém módu. V rámci diplomové práce se zam te na návrh pln diferen ních filtr , u kterých bude možné ídit n který z parametrů filtru. Jako aktivní prvek uvažujte zejména iditelný proudový zesilovač DACA (Digitally Adjustable Current Amplifier), p ípadn jeho kombinaci s vícevýstupovým proudovým sledova em MO-CF (Multiple Output Current Follower) resp. jeho symetrickou obdobou. Vlastnosti navržených zapojení ov te simulacemi za pomoci dostupných modelů v OrCadu a pokud to bude možné, tak alespo v jednom p ípadn í m ením.

## DOPORU ENÁ LITERATURA:

- [1] Chen, W-K: The circuits and filters handbook (second edition), CRC Press LLC, USA, 2003.
- [2] JE ÁBEK, J.; VRBA, K. Návrh p eladitelného kmito ového filtru s proudovými aktivními prvky za pomoci metody grafu signálových tok . Elektrevue - Internetový asopis (<http://www.elektrevue.cz>), 2009, ro . 2009, . 41, s. 1-7. ISSN: 1213- 1539.
- [3] KOTON, J.; VRBA, K. Zobecn né metody návrhu kmito ových filtr . Elektrevue - Internetový asopis (<http://www.elektrevue.cz>), 2008, ro . 2008, . 26, s. 1-17. ISSN: 1213-1539.

**Termín zadání:** 29.1.2010

**Termín odevzdání:** 26.5.2010

**Vedoucí práce:** Ing. Jan Je ábek

**prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.**

*P edseda oborové rady*

## UPOZORN NÍ:

Autor diplomové práce nesmí p í vytvá ení diplomové práce porušit autorská práva t etích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným zp sobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být pln v dom následk porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona . 121/2000 Sb., v etn možných trestn právních d sledk vyplývajících z ustanovení ásti druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku .40/2009 Sb.

## **ABSTRAKT**

Diplomová práce se zabývá návrhem plně diferenčních kmitočtových filtrů pracujících v proudovém módu, u kterých lze řídit mezní kmitočet. Nejprve jsou obecně popsány kmitočtové filtry, aktivní prvky MO-CF, FD-CF a DACA, které jsou v práci využity. Dále je popsán návrh pomocí metody zjednodušených grafů signálových toků a transformace pasivních i aktivních prvků na diferenční strukturu. V práci je ukázán návrh čtyř diferenčních zapojení, u kterých lze měnit pomocí zesílení prvku DACA mezní kmitočet i činitel jakosti. Výsledné průběhy byly simulovány v programu OrCAD, které postihují reálné vlastnosti aktivních prvků tj. makromodel třetí úrovně a ideální vlastnosti aktivních prvků. V poslední části je experimentální ověření diferenčního kmitočtového filtru pro změnu mezního kmitočtu pomocí zesílení na prvcích DACA.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Říditelný diferenční kmitočtový filtr, proudový mód, mezní kmitočet, činitel jakosti, MO-CF, DACA

## **ABSTRACT**

The master thesis deals with design of the fully differential frequency filters working in the current mode and is focused on possibilities of the natural frequency and the quality factor adjustment. At the beginning, there is a brief description of frequency filters and active elements (MO-CF, FD-CF and DACA), which are used in the thesis. Furthermore, simplified signal flow graphs design method and transformation of passive and active elements to the differential structures are described. The designs of four differential circuitries which provide possibility of tuning the natural frequency or quality factor by the gain of the DACA element are shown in the thesis. Simulation results made in OrCAD program with help of third-order models are included. The practical implementation of the differential frequency filter for tuning of the natural frequency by the DACA elements is shown in the last chapter.

## **KEYWORDS**

Adjustable differential frequency filter, current mode, natural frequency, quality factor, MO-CF, DACA

POLÁŠEK, Lubomír *Návrh říditelných diferenčních filtrů s proudovými aktivními prvky*: diplomová práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2010. 72 s. Vedoucí práce byl Ing. Jan Jeřábek

## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Návrh říditelných diferenčních filtrů s proudovými aktivními prvky“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Brno .....

.....

(podpis autora)

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Janu Jeřábkovi za velmi užitečnou metodickou pomoc a cenné rady při zpracování diplomové práce.

V Brně dne .....  
(podpis autora)

# OBSAH

Úvod	13
<b>1 Kmitočtové filtry</b>	<b>14</b>
1.1 Úvodem o kmitočtových filtrech	14
1.2 Stručný přehled přenosových funkcí 2. řádu	14
1.2.1 Dolní propust	14
1.2.2 Horní propust	14
1.2.3 Pásmová propust	14
1.2.4 Pásmová zadrž	15
1.3 Aktivní filtry	15
1.4 Proudový mód	15
1.5 Diferenční filtry	16
1.6 Nezávislé řízení činitele jakosti $Q$ nebo mezního kmitočtu $f_0$	16
<b>2 Použité proudové aktivní prvky</b>	<b>19</b>
2.1 Proudový prvek MO-CF	19
2.2 Proudový zesilovač DACA	20
2.3 Diferenční proudový sledovač FD-CF	21
<b>3 Použité metody návrhu kmitočtových filtrů</b>	<b>23</b>
3.1 Návrh pomocí metody využívajících grafu signálových toků	23
3.2 Transformace na diferenční strukturu	25
3.2.1 Transformace podélných prvků na diferenční strukturu	25
3.2.2 Transformace příčných prvků na diferenční strukturu	26
3.2.3 Transformace aktivních prvků	26
<b>4 Návrh a simulace diferenčních říditelných filtrů v proudovém módu</b>	<b>28</b>
4.1 Diferenční filtr pro řízení mezního kmitočtu $f_0$	28
4.2 Diferenční filtr pro řízení činitele jakosti $Q$	36
4.3 Diferenční filtr pro nezávislé řízení mezního kmitočtu $f_0$ a činitele jakosti $Q$	42
4.4 Diferenční filtr pro řízení mezního kmitočtu $f_0$ 2. zapojení	50
<b>5 Praktická realizace</b>	<b>56</b>
5.1 Vyhotovení obvodu pro změnu mezního kmitočtu $f_0$	56
5.2 Měření realizovaného filtru	57
<b>6 JAVA Applet</b>	<b>60</b>

<b>7 Závěr</b>	<b>62</b>
<b>Literatura</b>	<b>64</b>
<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>66</b>
<b>Seznam příloh</b>	<b>68</b>
<b>A Navržené desky plošných spojů a schéma v programu EAGLE</b>	<b>69</b>
A.1 Přední strana desky plošných spojů (TOP) . . . . .	69
A.2 Zadní strana desky plošných spojů (BOTTOM) . . . . .	70
A.3 Schéma realizovaného kmitočtového filtru v programu EAGLE . . . . .	71
<b>B Fotografie zhotoveného diferenčního kmitočtového filtru</b>	<b>72</b>

# SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Diferenční obvod . . . . .	16
2.1	Proudový prvek MO-CF a promítnutí do zjednodušeného M-C grafu .	19
2.2	Vnitřní model reálného MO-CF prvku . . . . .	19
2.3	Schematická značka proudového zesilovače a jeho promítnutí do zjednodušeného M-C grafu . . . . .	20
2.4	Vnitřní model reálného prvku DACA . . . . .	21
2.5	Schematická značka proudového prvku FD-CF a jeho promítnutí do zjednodušeného M-C grafu . . . . .	21
2.6	Vnitřní model reálného prvku FD-CF . . . . .	22
3.1	Výchozí graf signálových M-C toků pro filtr 2. řádu . . . . .	24
3.2	Graf signálových toků se zpětnými smyčkami . . . . .	24
3.3	Graf signálových toků s přidanou smyčkou se zesílením $A_2$ . . . . .	24
3.4	Konečný graf signálových toků pro změnu mezního kmitočtu . . . . .	25
3.5	Transformace podélných struktur - rezistorů . . . . .	25
3.6	Transformace podélných struktur - kondenzátorů . . . . .	26
3.7	Transformace příčných struktur - rezistorů . . . . .	26
3.8	Transformace příčných struktur - kondenzátorů . . . . .	26
3.9	Způsob transformace aktivních prvků na diferenční strukturu . . . . .	27
4.1	Navržený M-C graf pro změnu mezního kmitočtu . . . . .	28
4.2	Nediferenční zapojení pro změnu mezního kmitočtu . . . . .	29
4.3	Plně diferenční filtr pro změnu mezního kmitočtu s prvkem FD-CF .	29
4.4	Plně diferenční filtr pro změnu mezního kmitočtu bez prvku FD-CF .	30
4.5	Kmitočtová charakteristika dolní propusti pro různé zesílení $A = (1; 3; 10; 30)$ , reálný model prvků (plné čáry), ideální model (tečkovaně)	32
4.6	Kmitočtová charakteristika pásmové propusti pro různé zesílení $A = (1; 3; 10; 30)$ , reálný model prvků (plné čáry), ideální model (tečkovaně)	33
4.7	Kmitočtová charakteristika horní propusti pro různé zesílení $A = (1; 3; 10; 30)$ , reálný model prvků (plné čáry), ideální model (tečkovaně)	33
4.8	Závislost mezního kmitočtu $f_0$ na zesílení $A$ odečtená ze simulací . . .	34
4.9	Kmitočtová charakteristika dolní propusti pro různé zesílení $A=(1; 3; 10; 30)$ , zapojení s FD-CF (tečkovaně), zapojení bez FD-CF (plná čára) . . . . .	34
4.10	Kmitočtová charakteristika pásmové propusti pro různé zesílení $A=(1; 3; 10; 30)$ , zapojení s FD-CF (tečkovaně), zapojení bez FD-CF (plná čára) . . . . .	35

4.11 Kmitočtová charakteristika horní propusti pro různé zesílení $A=(1; 3; 10; 30)$ , zapojení s FD-CF (tečkovaně), zapojení bez FD-CF (plná čára) . . . . .	35
4.12 Navržený M-C graf pro změnu činitele jakosti . . . . .	36
4.13 Nediferenční zapojení pro změnu činitele jakosti . . . . .	37
4.14 Plně diferenční filtr pro změnu činitele jakosti s prvkem FD-CF . . .	37
4.15 Kmitočtová charakteristika dolní propusti pro různé činitele jakosti $Q = (0,7; 1; 2; 5; 10; 20)$ , reálný model prvků (plné čáry), ideální model (tečkovaně) . . . . .	40
4.16 Kmitočtová charakteristika pásmové propusti pro různé činitele jakosti $Q = (0,7; 1; 2; 5; 10; 20)$ , reálný model prvků (plné čáry), ideální model (tečkovaně) . . . . .	40
4.17 Kmitočtová charakteristika pásmové zádrže pro různé činitele jakosti $Q = (0,7; 1; 2; 5; 10; 20)$ , reálný model prvků (plné čáry), ideální model (tečkovaně) a nelogaritmický detailnější průběh . . . . .	41
4.18 Závislost činitele jakosti $Q$ na zesílení $A$ . . . . .	41
4.19 Navržený zjednodušený M-C graf pro změnu mezního kmitočtu i činitele jakosti . . . . .	42
4.20 Nediferenční zapojení pro změnu mezního kmitočtu i činitele jakosti .	43
4.21 Plně diferenční filtr pro změnu mezního kmitočtu i činitele jakosti s prvkem FD-CF . . . . .	43
4.22 Plně diferenční filtr pro změnu mezního kmitočtu i činitele jakosti bez prvku FD-CF . . . . .	44
4.23 Kmitočtová charakteristika dolní propusti pro činitele jakosti $Q = 0,707$ a pro mezní kmitočet $f_0 = (1 \text{ MHz}; 3 \text{ MHz}; 10 \text{ MHz}; 30 \text{ MHz})$ , reálný model prvku (plné čáry), ideální model prvku (tečkovaně) . . .	46
4.24 Kmitočtová charakteristika dolní propusti pro činitele jakosti $Q = 20$ a pro mezní kmitočet $f_0 = (1 \text{ MHz}; 3 \text{ MHz}; 10 \text{ MHz}; 30 \text{ MHz})$ , reálný model prvku (plné čáry), ideální model prvku (tečkovaně) . . . . .	47
4.25 Kmitočtová charakteristika pásmové propusti pro činitele jakosti $Q = 20$ a pro mezní kmitočet $f_0 = (1 \text{ MHz}; 3 \text{ MHz}; 10 \text{ MHz}; 30 \text{ MHz})$ , reálný model prvku (plné čáry), ideální model prvku (tečkovaně) . . . . .	48
4.26 Kmitočtová charakteristika horní propusti pro činitele jakosti $Q = 20$ a pro mezní kmitočet $f_0 = (1 \text{ MHz}; 3 \text{ MHz}; 10 \text{ MHz}; 30 \text{ MHz})$ , reálný model prvku (plné čáry), ideální model prvku (tečkovaně) . . . . .	48
4.27 Kmitočtová charakteristika pásmové propusti pro činitele jakosti $Q = (0,707; 5; 10; 20)$ a pro mezní kmitočet $f_0 = (1 \text{ MHz}; 3 \text{ MHz}; 10 \text{ MHz}; 30 \text{ MHz})$ , reálný model prvku (plné čáry), ideální model prvku (tečkovaně) . . .	49

4.28	Kmitočtová charakteristika pásmové propusti pro činitele jakosti $Q = (0, 707; 5; 10; 20)$ a pro mezní kmitočet $f_0 = 1$ MHz, reálný model prvku (plné čáry), ideální model prvku (tečkovaně) . . . . .	49
4.29	Navržený zjednodušený M-C graf pro změnu mezního kmitočtu 2. zapojení	50
4.30	Nediferenční zapojení pro změnu mezního kmitočtu 2. zapojení . . . . .	51
4.31	Plně diferenční filtr pro změnu mezního kmitočtu 2. zapojení s prvkem FD-CF . . . . .	52
4.32	Kmitočtová charakteristika dolní propusti pro různé zesílení $A = (1; 3; 10; 30)$ , reálný model prvků (plné čáry), ideální model (tečkovaně)	54
4.33	Kmitočtová charakteristika pásmové propusti pro různé zesílení $A = (1; 3; 10; 30)$ , reálný model prvků (plné čáry), ideální model (tečkovaně)	54
4.34	Kmitočtová charakteristika horní propusti pro různé zesílení $A = (1; 3; 10; 30)$ , reálný model prvků (plné čáry), ideální model (tečkovaně)	55
5.1	Schéma zapojení realizovaného kmitočtového filtru . . . . .	56
5.2	Kmitočtová charakteristika dolní propusti pro zesílení $A = (0,3; 0,9; 3)$ , změřené průběhy (plné čáry), simulované průběhy (tečkovaně) . . . . .	58
5.3	Kmitočtová charakteristika pásmové propusti pro zesílení $A = (0,3; 0,9; 3)$ , změřené průběhy (plné čáry), simulované průběhy (tečkovaně) . . . . .	59
6.1	Java program pro výpočet hodnot vodivostí a rezistorů . . . . .	60
A.1	Přední strana desky plošných spojů (TOP) . . . . .	69
A.2	Zadní strana desky plošných spojů (BOTTOM) . . . . .	70
A.3	Schéma realizovaného kmitočtového filtru v programu EAGLE . . . . .	71
B.1	Realizace diferenčního kmitočtového filtru . . . . .	72

## SEZNAM TABULEK

4.1	Závislost odečteného mezního kmitočtu $f_0$ na zesílení $A$ ze simulací . . .	31
4.2	Vypočítané proudové zesílení $A$ pro zvolené $Q$ . . . . .	39
4.3	Vypočítané proudové zesílení $A_2$ pro zvolené $Q$ . . . . .	46
5.1	Závislost požadovaného, simulovaného a skutečného mezního kmitočtu $f_0$ na zesílení $A$ pro DP . . . . .	58
5.2	Závislost požadovaného, simulovaného a skutečného mezního kmitočtu $f_0$ na zesílení $A$ pro PP . . . . .	58

# ÚVOD

V dnešní době jsou kmitočtové filtry jedny z nejpoužívanějších obvodů v elektrotechnice a elektronice. Jejich úkolem je odstranění určitého spektra signálu a přenesení ostatních složek bez útlumu. Jedná se obecně o selektivní obvod, který na výstupu propouští určité kmitočtové pásmo a zbylé kmitočtové pásmo je potlačeno.

V současné době se upřednostňují aktivní filtry, které jsou tvořeny pouze rezistory a kondenzátory a aktivními prvky (operační zesilovače, konveje a tranzistory). Tyto filtry lze snadněji realizovat, protože nepoužíváme induktory, které se na nízkých kmitočtech špatně realizují. Některé z aktivních filtrů můžeme použít i jako multifunkční filtry, které využijeme při nutnosti použití více vstupů nebo výstupů.

Cílem diplomové práce je zaměřit se na návrh plně diferenčních filtrů pracujících v proudovém módu a u kterých bude možno řídit některý z parametrů filtrů, tj. činitel jakosti  $Q$  nebo mezní kmitočet  $f_0$ . V této práci jsem se zaměřil na návrh kmitočtového filtru za použití prvků s říditelným proudovým zesílením označeným DACA (Digitally Adjustace Current Amplifier) a vícevýstupovým proudovým sledovačem MO-CF (Multiple Output Current Follower).

V práci jsou navrženy a simulovány čtyři zapojení, u kterých změnou proudového zesílení lze měnit činitel jakosti nebo mezní kmitočet. Chování takto navržených kmitočtových filtrů je otestováno simulacemi v programu OrCAD a funkčnost vybraného zapojení je experimentálně ověřena.

# 1 KMITOČTOVÉ FILTRY

## 1.1 Úvodem o kmitočtových filtrech

Kmitočtové filtry [1, 2] jsou často používaným obvodem, který mění kmitočtové spektrum amplitud a fází procházejícího signálu. Úkolem filtrů je propouštět jenom určité kmitočtové pásmo (nazývané propustné pásmo) a zbylé pásmo potlačit (nepropustné pásmo). Tyto vlastnosti se nejběžněji popisují modulovou kmitočtovou charakteristikou.

Použití kmitočtových filtrů je široké, dají se například použít [2] pro výběr přijímaných signálů (vstupní obvody přijímačů, mezifrekvenční filtry) nebo jako výhybky pro rozdělení kmitočtových pásem v anténách, obvodech a předzesilovačích. Pásmové zádrže se mohou použít pro potlačení rušivých signálů, dolní propust pro různé typy demodulátorů. V telekomunikacích se filtry využívají např. při přenosu dat.

## 1.2 Stručný přehled přenosových funkcí 2. řádu

### 1.2.1 Dolní propust

Dolní propust (DP), anglicky Low-Pass filter (LP), nízké kmitočty propouští [1, 2] a vysoké potlačuje. Přenosová funkce je obecně

$$K(p) = \frac{\omega_0^2}{p^2 + p\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}, \quad (1.1)$$

kde symbol  $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0$  a  $f_0$  představuje charakteristickou frekvenci neboli mezní kmitočtet.  $Q$  je činitel jakosti.  $K$  je přenos napětí,  $p$  je komplexní kmitočtet a je roven  $j\omega$ .

### 1.2.2 Horní propust

Horní propust (HP), anglicky High-Pass filter (HP), nízké kmitočty potlačuje [1, 2] a vysoké propouští. Horní propust lze z přenosové funkce dolní propusti získat transformací  $s \rightarrow 1/s$ . Přenosová funkce je obecně

$$K(p) = \frac{p^2}{p^2 + p\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}. \quad (1.2)$$

### 1.2.3 Pásmová propust

Pásmová propust (PP), anglicky Band-Pass filter (BP), propouští pouze vybrané pásmo [1, 2] a zbylé kmitočty potlačuje. Přenosová funkce je obecně ve tvaru

$$K(p) = \frac{p^{\frac{\omega_0}{Q}}}{p^2 + p^{\frac{\omega_0}{Q}} + \omega_0^2}. \quad (1.3)$$

### 1.2.4 Pásmová zádrž

Pásmová zádrž (PZ), anglicky Band-Reject filter (BR), vybraný kmitočet potlačuje [1, 2] a ostatní kmitočty propouští. Přenosová funkce je ve tvaru

$$K(p) = \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 + p^{\frac{\omega_0}{Q}} + \omega_0^2}. \quad (1.4)$$

## 1.3 Aktivní filtry

Aktivní filtry [1] jsou elektronické filtry realizované z části pasivních (pasivní filtr) a aktivních prvků. V těchto obvodech jsou využívány jako aktivní prvky např. tranzistor, operační zesilovač apod. V dnešní době se ale především začínají používat proudové prvky jako (DACA, MO-CF). Aktivní filtry umožňují realizovat v oblasti nízkých kmitočtů (až do desítek kHz) vysoce kvalitní filtry bez induktorů. Za použití jen rezistorů a kondenzátorů můžeme sestavit některé typy filtrů, avšak nedosáhneme vysoké jakosti filtru. Aktivní filtry se řeší v podstatě dvěma způsoby. Soustředit aktivní část filtru do jednoho bloku, pasivní část do druhého a oba bloky vhodně spojit. Tento způsob nám umožňuje minimalizovat počet použitých aktivních členů, ale klade nároky především na stálost jejich parametrů. Druhou a zpravidla výhodnější možností je vytvořit filtr z řady spojených dílčích aktivních selektivních obvodů, které obsahují pasivní i aktivní část. Má sice větší počet aktivních členů, ale menší nároky na stálost parametrů.

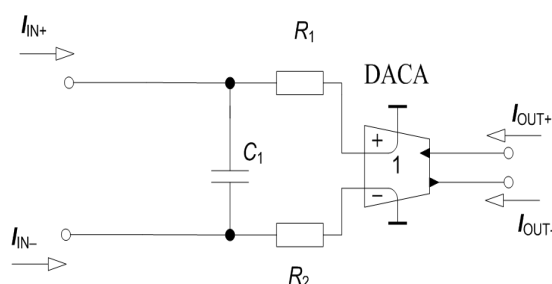
## 1.4 Proudový mód

Proudový mód [3], anglicky Current Mode (CM) se v obvodech stále více uplatňuje a to především v oblastech vyšších kmitočtů (desítek MHz). Při trendu vše miniaturizovat a používat submikrovlnné technologie, které pracují s nižší úrovní napětí, se zhorší odstup užitečného signálu od šumu. Při použití proudu jako zdroje této nosné informace se poměr zlepšuje. Hlavní výhodou proudového módu je větší dynamika a možnost činnosti při velmi malých napájecích napětích ( $\pm 1V$ ). Pokud chceme, aby filtrační obvod pracoval v čistě proudovém módu, jsou vstupními i výstupními veličinami proudy a zároveň také aktivní prvek, který pracuje pouze s proudovými veličinami. Nositelem informace je zde proud.

## 1.5 Diferenční filtry

Diferenční signály jsou běžně používány v mnoha oblastech (hudební elektronika, přenos dat atd.) hlavně kvůli jejich odolnosti vůči vnějšímu působení. Výhoda diferenčních filtrů [4, 5] spočívá ve větší šířce pásma, mají větší dynamický rozsah, redukuje harmonické zkreslení a zlepšují potlačení zdrojového šumu. Nevýhody diferenčních filtrů jsou, že zabírají větší plochu na čipu, mají větší spotřebu energie z důvodu většího počtu aktivních prvků a návrh těchto filtrů je komplikovanější.

Diferenční filtry mají dva rozdílné vstupy a dva rozdílné výstupy. Výsledný signál je daný rozdílem dvou výstupních signálů. Nejjednodušší metoda návrhu takového filtru je transformace existujících nediferenčních filtrů za pomoci jistých pravidel pro návrh. Metody návrhu, jak převést nediferenční filtry na diferenční, uvádím v kapitole 3.2. Na obr. 1.1 si lze představit jednoduchý diferenční obvod.



Obr. 1.1: Diferenční obvod

## 1.6 Nezávislé řízení činitele jakosti $Q$ nebo mezního kmitočtu $f_0$

V případě potřeby měnit pouze činitele jakosti  $Q$  nebo jen mezní kmitočet  $f_0$  musí být charakteristická rovnice v určitém tvaru. Jsou dvě možnosti jak docílit změnu  $Q$  či  $f_0$ , buď za pomoci pasivních prvků, nebo změnou proudového zesílení aktivních prvků, kterou využívám ve své práci.

Tvar charakteristické rovnice [6], která dovoluje měnit činitel jakosti  $Q$  nezávisle na charakteristickém kmitočtu, je

$$D(p) = p^2 C_1 C_2 + p C_1 G_3 + G_1 G_2 = 0, \quad (1.5)$$

nebo

$$D(p) = p^2 C_1 C_2 G_3 + p C_1 G_1 G_2 + G_2 G_3 G_4 = 0. \quad (1.6)$$

V obou případech je možné činitel jakosti  $Q$  měnit hodnotou vodivosti  $G_3$ . Charakteristické rovnice respektují podmínku minimálního počtu pasivních prvků.

Mají-li být parametry  $Q$  a  $f_0$  měněny nezávisle na sobě, pak tvar charakteristické rovnice musí být

$$D(p) = p^2 C_1 C_2 G_5 + p C_1 G_1 G_2 + G_2 G_3 G_4 = 0. \quad (1.7)$$

Zde je parametr  $Q$  možné měnit pomocí vodivosti  $G_1$ . Změna hodnoty charakteristického kmitočtu  $f_0$  je možná současnou změnou vodivosti  $G_2$  a  $G_3$ , přičemž musí platit  $G_2 = G_3$ . Bude-li dále platit  $G_4 = G_5$ , pak jejich změnou je možné řídit hodnotu činitele jakosti.

Pokud využijeme pro změnu činitele jakosti či mezního kmitočtu aktivní prvek DACA (Digitally Adjustable Current Amplifier), kde u tohoto prvku lze měnit parametr  $A$ , lze popsat požadovaný tvar charakteristické rovnice

$$D(p) = p^2 C_1 C_2 + A_1 p C_1 G_1 + G_1 G_2 = 0, \quad (1.8)$$

nebo

$$D(p) = A_1 p^2 C_1 C_2 + A_1 p C_1 G_1 + A_1 G_1 G_2 = 0, \quad (1.9)$$

pak změnou proudového zesílení  $A_1$  lze řídit činitel jakosti  $Q$ .

Vzájemně nezávislou změnu činitele jakosti  $Q$  a charakteristického kmitočtu  $f_0$  umožní filtr, jehož charakteristická rovnice bude ve tvaru

$$D(p) = A_1 p^2 C_1 C_2 + A_2 p C_1 G_1 + A_3 G_1 G_2 = 0. \quad (1.10)$$

Činitel jakosti je možné měnit proudovým přenosem  $A_1$ . Charakteristický kmitočet lze řídit současnou změnou přenosů  $A_2$  a  $A_3$ , přičemž musí platit  $A_2 = A_3$ .

$$D(p) = p^2 C_1 C_2 + A_1 A_2 p C_1 G_1 + A_2 A_3 G_1 G_2 = 0. \quad (1.11)$$

Vzájemně nezávislou změnu činitele jakosti  $Q$  a mezního kmitočtu  $f_0$  dále umožní filtr s charakteristickou rovnicí

$$D(p) = A_1 p^2 C_1 C_2 + A_2 p C_1 G_1 + A_3 G_1 G_2 = 0. \quad (1.12)$$

Činitele jakosti je možné měnit proudovým přenosem  $A_2$ . Charakteristický kmitočet lze řídit současnou změnou přenosů  $A_1$  a  $A_3$ , přičemž musí platit  $A_1 = 1/A_3$ , což pro praktickou realizaci není vhodná podmínka.

Pokud požadujeme měnit mezní kmitočet  $f_0$  nezávisle na činiteli jakosti, musí být charakteristická rovnice ve tvaru

$$D(p) = p^2 C_1 C_2 + A_1 p C_1 G_1 + A_1 A_2 G_1 G_2 = 0, \quad (1.13)$$

nebo

$$D(p) = A_1 p^2 C_1 C_2 + p C_1 G_1 + A_2 G_1 G_2 = 0, \quad (1.14)$$

přičemž musí platit  $A_1 = A_2$  resp.  $A_1 = 1/A_2$ .

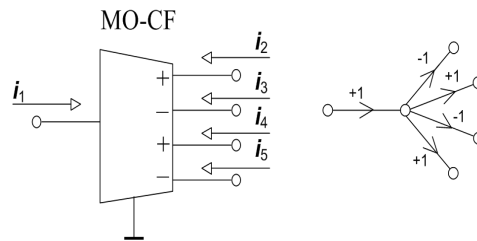
## 2 POUŽITÉ PROUDOVÉ AKTIVNÍ PRVKY

### 2.1 Proudový prvek MO-CF

Prvek MO-CF (Multiple Output Current Follower) [7, 8] je proudový sledovač s více výstupy. Schematická značka a promítnutí do M-C grafu je na obr. 2.1. Prvek má jeden proudový vstup a čtyři proudové výstupy, dva s kladným a dva se záporným přenosem. Jde o čistě proudový prvek. Prvek na kladném výstupu pouze zrcadlí vstupní přenos nezměněný a na záporných výstupech je invertovaný vstupní proud s opačnou polaritou. Obecně počet výstupů může být různý, jakož i orientace jeho výstupních proudů. Prvek MO-CF lze charakterizovat rovnicemi

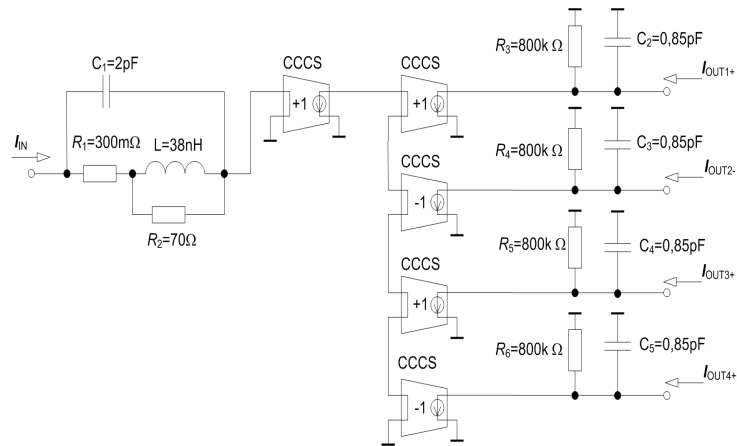
$$I_2 = I_4 = +I_1, \quad (2.1)$$

$$I_3 = I_5 = -I_1. \quad (2.2)$$



Obr. 2.1: Proudový prvek MO-CF a promítnutí do zjednodušeného M-C grafu

Vnitřní model [8] reálného prvku MO-CF lze znázornit na obr. 2.2 využívajícího prvků CCCS (Current Control Current Source).



Obr. 2.2: Vnitřní model reálného MO-CF prvku

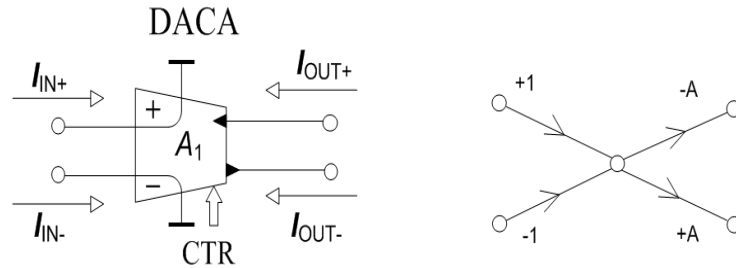
## 2.2 Proudový zesilovač DACA

Tento prvek má dva rozdílné proudové vstupy a také dva rozdílné (invertované) výstupy. Oproti prvku MO-CF se vyznačuje tím, že na výstup nejen zrcadlí vstupní proud, ale také tento vstupní proud určitým způsobem zesiluje. Prvek je v literatuře různě označován a v mé práci ho značím DACA (Digitally Adjustable Current Amplifier). Prvek DACA [8] dosud nebyl vyroben ve funkční verzi <sup>1</sup>. Prvek můžeme charakterizovat popisem

$$I_{OUT+} = 0,5 \cdot A_I(I_{IN+} - I_{IN-}), \quad (2.3)$$

$$I_{OUT-} = -0,5 \cdot A_I(I_{IN+} - I_{IN-}), \quad (2.4)$$

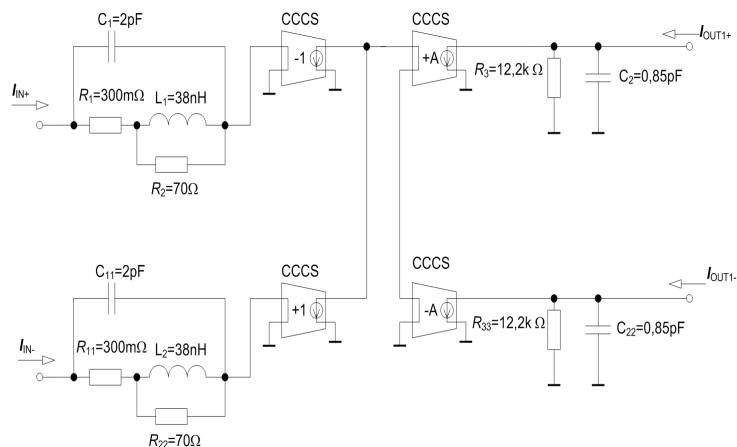
kde  $A_I$  je proudové zesílení prvku, které lze nastavovat pomocí sběrnice CTR.  $I_{IN+}$  a  $I_{IN-}$  jsou proudy vstupující do prvku a  $I_{OUT+}$  a  $I_{OUT-}$  jsou výstupní proudy, které jsou vůči sobě invertovány. Schematická značka a promítnutí tohoto prvku do zjednodušeného M-C grafu je na obr. 2.3.



Obr. 2.3: Schematická značka proudového zesilovače a jeho promítnutí do zjednodušeného M-C grafu

Vnitřní model [8] reálného aktivního proudového prvku DACA lze znázornit na obr. 2.4, využívajícího prvků CCCS (Current Controlled Current Source). Tento reálný model prvku DACA bude využit při simulacích.

<sup>1</sup>Myšleno v komerčním využití. V dubnu 2010 byl prvek DACA vyroben Ing. Jeřábkem pouze jako přípravek pro experimentální účely.



Obr. 2.4: Vnitřní model reálného prvku DACA

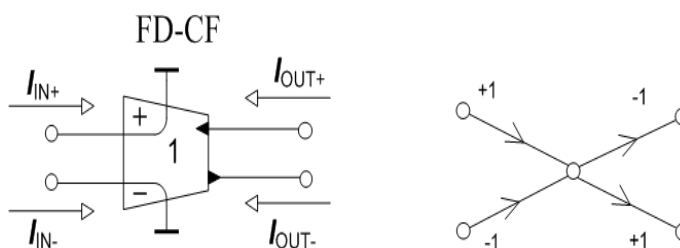
## 2.3 Diferenční proudový sledovač FD-CF

Diferenční proudový sledovač [9] FD-CF (Fully-Differential Current Follower) je proudový aktivní prvek charakteristický diferenčním proudovým vstupem a také proudovým diferenčním výstupem. Prvek FD-CF vychází z proudového prvku CMI (Current Mirror and Inverter) [10], ale oproti CMI využívá dvou diferenčních vstupů. Proudový prvek FD-CF je v podstatě prvek DACA s tím rozdílem, že výstupní proud nezesiluje, ale pouze zrcadlí a invertuje, čímž se docílí diferenčních výstupů v obvodu. Prvek je charakterizován rovnicemi

$$I_{OUT+} = 0,5 \cdot (I_{IN+} - I_{IN-}), \quad (2.5)$$

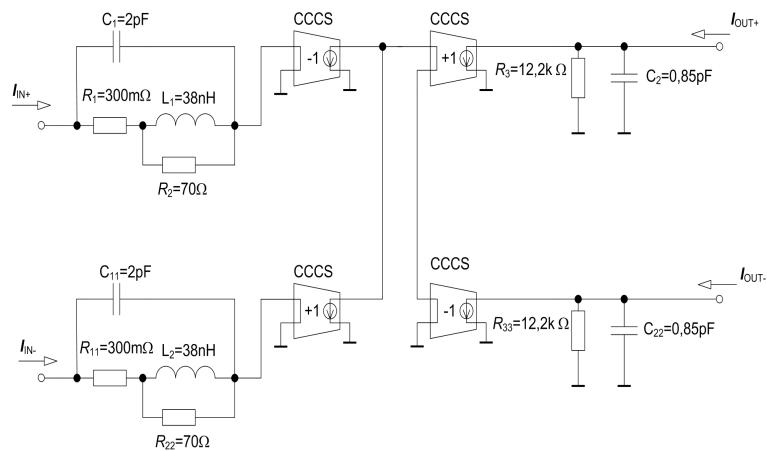
$$I_{OUT-} = -0,5 \cdot (I_{IN+} - I_{IN-}). \quad (2.6)$$

Schematická značka a promítnutí tohoto prvku do zjednodušeného M-C grafu je na obr. 2.5.



Obr. 2.5: Schematická značka proudového prvku FD-CF a jeho promítnutí do zjednodušeného M-C grafu

Vnitřní model [8] reálného aktivního proudového prvku FD-CF lze znázornit na obr. 2.6, využívajícího prvků CCCS (Current Controlled Current Source).



Obr. 2.6: Vnitřní model reálného prvku FD-CF

## 3 POUŽITÉ METODY NÁVRHU KMITOČTOVÝCH FILTRŮ

### 3.1 Návrh pomocí metody využívajících grafu signálových toků

Metodu realizace filtrů pomocí grafu signálových toků [8, 11] lze najít v různých technologických oblastech. Postup byl navržen v roce 1953 S. J. Masonem a měl původně sloužit pro popis a řešení lineárních obvodů. Grafy signálových toků tvoří základ teorie obvodů a jsou běžně používány v jiných oblastech (automatizace, datová komunikace, číslicová technika a mikroprocesorová technika).

Pro syntézu kmitočtových filtrů se využívá Masonovy-Coatesovy (M-C) grafy signálových toků. Pro cílový tvar přenosové funkce se za pomoci pravidel pro řešení M-C grafů využívá Masonovo pravidlo

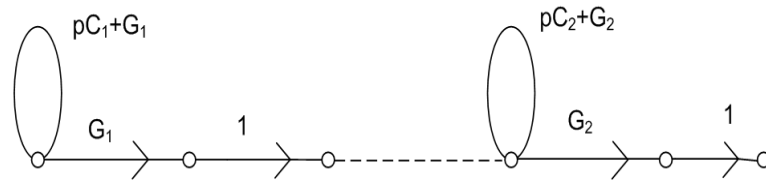
$$K = \frac{Y}{X} \frac{1}{\Delta} \sum P_i \Delta_i, \quad (3.1)$$

kde  $P_i$  je přenos  $i$ -té přímé cesty ze vstupního uzlu  $X$  do výstupního uzlu  $Y$  a  $\Delta$  je determinant grafu, který je dán řadou

$$\Delta = V - \sum S_1^{(k)} V_1^{(k)} + \sum S_2^{(l)} V_2^{(l)} - \sum S_3^{(m)} V_3^{(m)} + \dots, \quad (3.2)$$

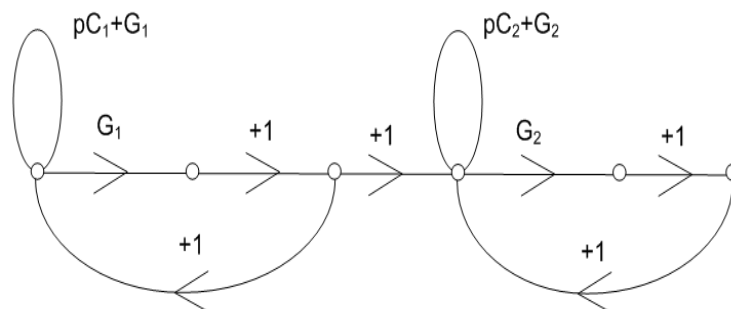
kde  $V$  vyjadřuje součin vlastních smyček,  $S_1^{(k)}$  je přenos  $k$ -té smyčky a  $V_1^{(k)}$  je součin všech vlastních smyček uzlu, kterých se  $k$ -tá smyčka nedotýká,  $S_2^{(l)}$  je přenos dvou vzájemně se nedotýkajících smyček a  $V_2^{(l)}$  je součin všech vlastních smyček uzlu, kterých se  $l$ -tá smyčka nedotýká. Pro případ tří nedotýkajících se smyček je ve vztahu třetí suma a obdobně se postupuje, dokud existuje daný počet nedotýkajících se smyček.

Je vhodné si na začátku metody stanovit cílový tvar charakteristické rovnice  $D$  (označován také CE), kterou chceme ve finální fázi zrealizovat. Sestavíme za sebe dva RC-články viz. obr. 3.1, jejichž základem je charakteristická rovnice  $D = p^2 C_1 C_2 + p C_1 G_2 + p C_2 G_1 + G_1 G_2$ . Vhodným propojením uzlu např. zpětnými smyčkami se dle výše uvedených pravidel získá požadovaná charakteristická rovnice.



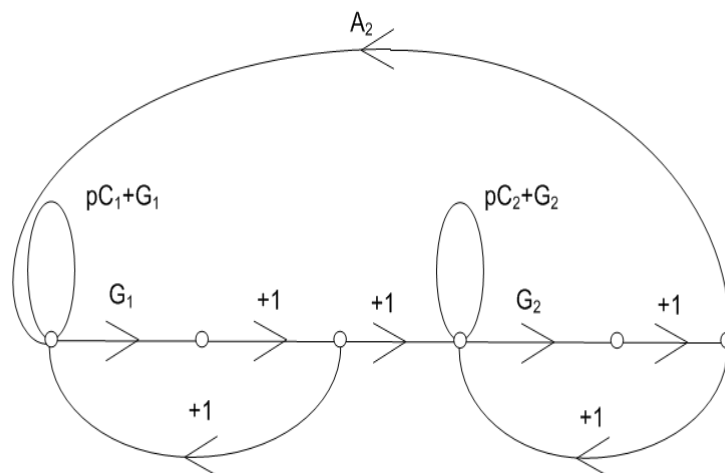
Obr. 3.1: Výchozí graf signálových M-C toků pro filtr 2. řádu

Při vložení zpětných smyček přejde charakteristická rovnice na tvar  $D = p^2C_1C_2$ .



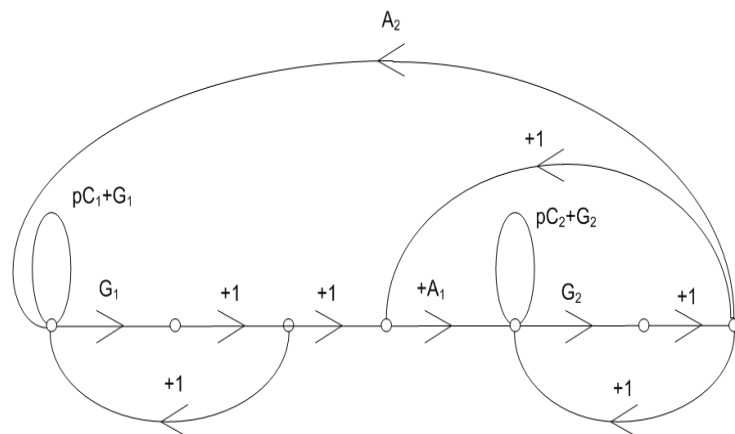
Obr. 3.2: Graf signálových toků se zpětnými smyčkami

Při přidání další smyčky se zesílením  $A_2$  dostáváme tvar char. rovnice  $D = p^2C_1C_2 + A_2G_1G_2$ .



Obr. 3.3: Graf signálových toků s přidanou smyčkou se zesílením  $A_2$

Na závěr jsem přidal další zpětné smyčky a charakteristická rovnice přejde na konečný tvar, který jsem požadoval  $D(p) = p^2C_1C_2 + pC_1G_2A_1 + G_1G_2A_1A_2$ .



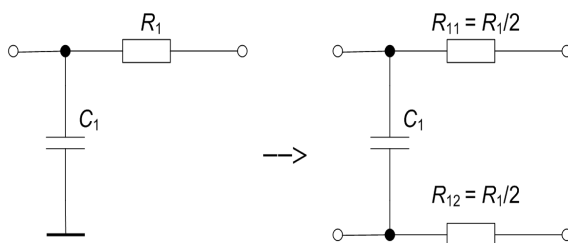
Obr. 3.4: Konečný graf signálových toků pro změnu mezního kmitočtu

## 3.2 Transformace na diferenční strukturu

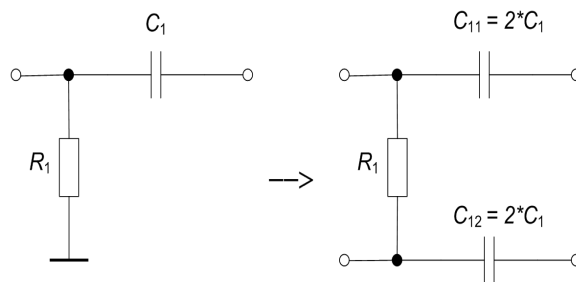
Nejjednodušší způsob, jak získat diferenční strukturu [12], je přeměna již navržené nediferenční struktury. Docílíme toho zrcadlením nediferenčních struktur vůči zemi. K prvku (rezistor, kondenzátor), který byl uzemněný, přidáme ještě další prvek, tím vznikne zhruba dvojnásobek pasivních prvků. Aktivní prvek, který byl nediferenční, změním tak, abychom využili všech diferenčních vstupů a výstupů. Jak se změní pasivní a aktivní prvky i jejich hodnoty, uvádím níže.

### 3.2.1 Transformace podélných prvků na diferenční strukturu

Prvek ležící v příčné struktuře [12] zůstane beze změny a prvek ležící v podélné struktuře se zrcadlí a mění se jeho hodnota. Rezistory jsou zrcadleny s poloviční hodnotou k původnímu rezistoru a kondenzátory jsou zrcadleny s dvojnásobnou hodnotou. Lépe vše vysvětlují obr. 3.5 a 3.6.



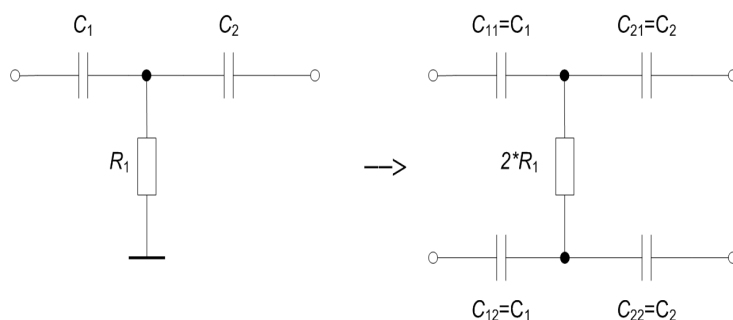
Obr. 3.5: Transformace podélných struktur - rezistorů



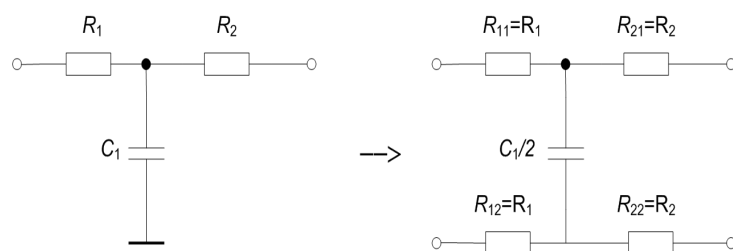
Obr. 3.6: Transformace podélných struktur - kondenzátorů

### 3.2.2 Transformace příčných prvků na diferenční strukturu

Transformace příčných struktur [12] je obdobná jako u podélných s tím rozdílem, že zrcadlíme nediferenční struktury vůči zemi a měníme hodnoty prvků ležících v příčné větvi. Hodnota prvků je zde opačná jako u podélných, tj. rezistory mají dvojnásobnou hodnotu a kondenzátory poloviční. Znázornění je na obr. 3.7 a 3.8.



Obr. 3.7: Transformace příčných struktur - rezistorů

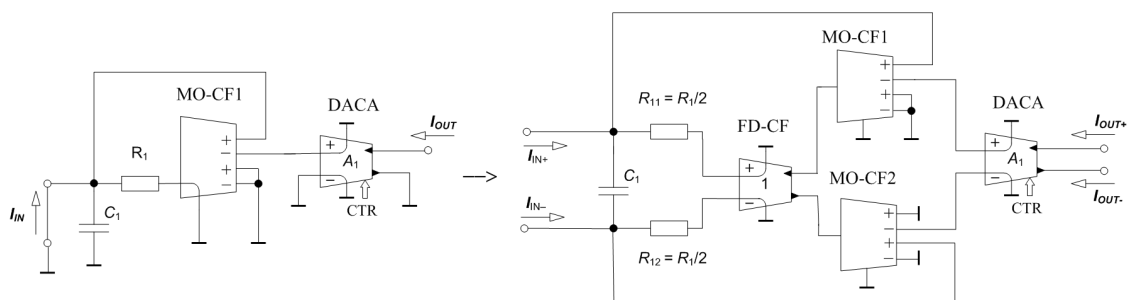


Obr. 3.8: Transformace příčných struktur - kondenzátorů

### 3.2.3 Transformace aktivních prvků

U symetrických aktivních prvků se zpravidla vyskytují alespoň dva jeho diferenční vstupy a také dva diferenční výstupy. Prvek MO-CF má pouze jeden vstup, proto

se ještě k tomuto prvku MO-CF přidá další prvek MO-CF, který využívá invertovaný vstup (tzn. jeden prvek využívá kladný vstupní proud a druhý prvek záporný vstupní proud vstupující do prvku). Pro získání diferenčního obvodu se před aktivní prvek, který chceme transformovat, vloží diferenční proudový sledovač, který nám vytvoří dva diferenční signály. Jak lze vidět na obr. 3.9, na rozdělení proudů a získání odpovídajícího počtu výstupů se používají dva MO-CF prvky. Do prvního prvku MO-CF teče neinvertovaný proud z diferenčního proudového sledovače a do druhého prvku MO-CF teče invertovaný proud z prvku FD-CF (Fully Differential-Current Follower). Prvek DACA již má dva diferenční vstupy i výstupy, takže se již nemusí transformovat, ale aby pracoval v plně diferenčním módu, musí se využít oba jeho vstupy i výstupy. Dále musíme mít na paměti, že prvek FD-CF i DACA má dva rozdílné výstupy, proto je využit u obou prvků MO-CF kladný výstup pro zpětné smyčky.



Obr. 3.9: Způsob transformace aktivních prvků na diferenční strukturu

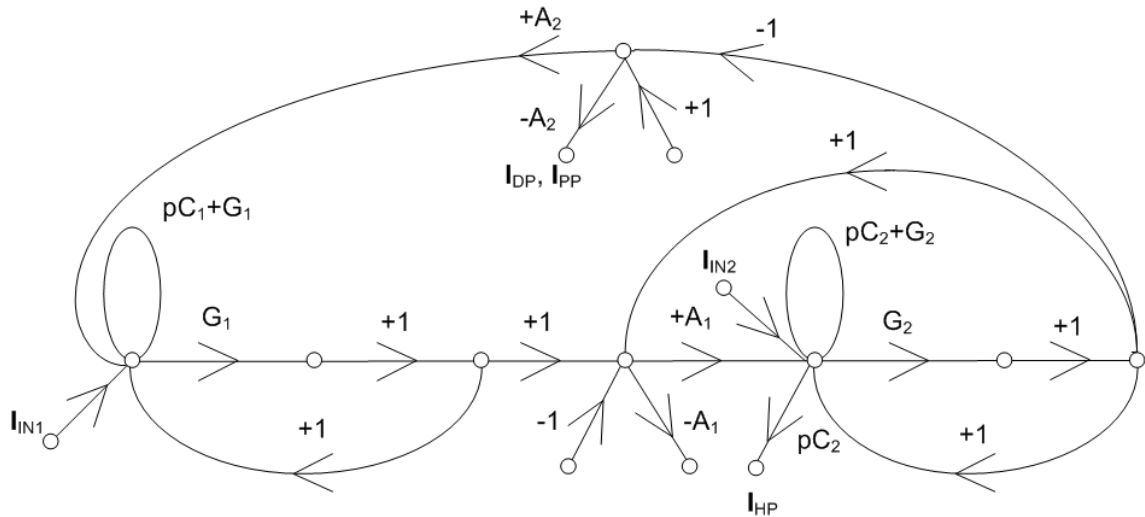
## 4 NÁVRH A SIMULACE DIFERENČNÍCH ŘIDITELNÝCH FILTRŮ V PROUDOVÉM MÓDU

### 4.1 Diferenční filtr pro řízení mezního kmitočtu $f_0$

Pro realizaci filtru, u kterého by šlo pomocí změny zesílení prvku DACA měnit pouze  $f_0$ , jsem vycházel z grafu signálových M-C toků zobrazeného na obr. 4.1. M-C graf byl navržen tak, aby splňoval charakteristickou rovnici a ta byla ve tvaru

$$Dp = p^2 C_1 C_2 + p C_1 G_2 A_1 + G_1 G_2 A_1 A_2, \quad (4.1)$$

kde komplexní proměnná  $p = j\omega$ . Přičemž musí platit  $A_1 = A_2$ .

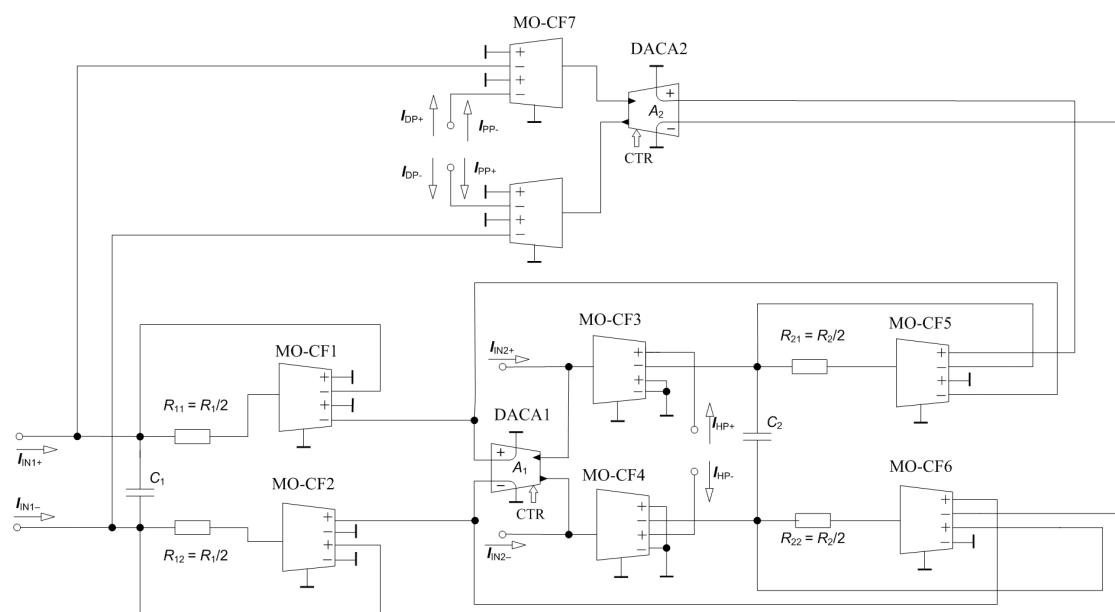


Obr. 4.1: Navržený M-C graf pro změnu mezního kmitočtu

Pomocí navrženého M-C grafu jsem realizoval nediferenční zapojení filtru, u kterého lze změnou zesílení na prvcích  $CA_1$  a  $CA_2$  měnit mezní kmitočty. Zapojení je na obr. 4.2.



Analýzou navrženého zapojení jsem dospěl k tomu, že aby byl obvod diferenční, nemusíme využívat prvky FD-CF (Fully Differential-Current Follower), které nám vytvářejí rozdílné výstupní proudy, ale stačí, když využijeme prvků MO-CF a tím docílíme snížení počtu prvků. V zapojení, kde se využívá prvků FD-CF, jsou obě zpětné smyčky vyvedeny ze stejného znaménka, ale u zapojení obvodu bez FD-CF jsou vždy zpětné smyčky vyvedeny z opačných znamének prvků MO-CF. Je to způsobeno tím, že prvek FD-CF nám invertuje výstupní proudy. Zapojení bez prvků FD-CF má ale nevýhodu oproti zapojení s prvkem FD-CF takovou, že snímané výstupní signály lze získat pouze za prvkem DACA a ne za každým prvkem MO-CF. Jak se liší plně diferenční obvody s prvkem FD-CF a bez něj, nejlépe vysvětlují obrázky obr. 4.3 a obr. 4.4.



Obr. 4.4: Plně diferenční filtr pro změnu mezního kmitočtu bez prvku FD-CF

Charakteristická rovnice tohoto obvodu vypočítaná programem SNAP je

$$D(p) = p^2 C_1 C_2 + 2 \cdot C_1 G_2 A_1 + 4 \cdot G_1 G_2 A_1 A_2, \quad (4.2)$$

kde komplexní proměnná  $p = j\omega$ .

Po úpravách můžeme vyjádřit mezní kmitočtet  $\omega_0$  a činitel jakosti  $Q$  na rovnice

$$\omega_0^2 = \frac{4G_1 G_2 A^2}{C_1 C_2}, \quad (4.3)$$

$$Q^2 = \frac{C_2 G_1}{C_1 C_2}. \quad (4.4)$$

Po vyjádření z rovnice (4.3) získávám

$$G_1 = \frac{\omega_0^2 C_1 C_2}{4G_2 A^2}. \quad (4.5)$$

Z rovnice (4.4) si vyjádřím vodivost  $G_2$  a získávám tím dvě rovnice o dvou neznámých, podle kterých vypočítám vodivosti  $G_1$  a  $G_2$ .

$$G_2 = \frac{\omega_0 C_2}{2QA}. \quad (4.6)$$

Zvolím-li z řady E24 hodnoty kondenzátorů  $C_1 = C_2 = 47$  pF, činitel jakosti  $Q$  podle Butterwortha 0,707 a pro požadovaný mezní kmitočet 1 MHz,  $\omega_0 = 2\pi f_0$ , získávám z rovnic (4.5) a (4.6) vodivosti  $G_1 = 1,044 \cdot 10^{-4}$  S a  $G_2 = 2,093 \cdot 10^{-5}$  S.

Pokud převedu vodivosti  $G_1$  a  $G_2$  na rezistory  $R_1$  a  $R_2$  získávám hodnoty zvolené z řady E24

$$R_1 = \frac{1}{G_1} = 10 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_{11} = R_{12} = R_1/2 = 5 \text{ k}\Omega, \quad (4.7)$$

$$R_2 = \frac{1}{G_2} = 4,7 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_{21} = R_{22} = R_2/2 = 2,4 \text{ k}\Omega. \quad (4.8)$$

Přenosové funkce tohoto obvodu jsou popsány následujícím způsobem

$$\frac{I_{DP}}{I_{IN1}} = \frac{4G_1 G_2 A_1 A_2}{D(p)}, \quad (4.9)$$

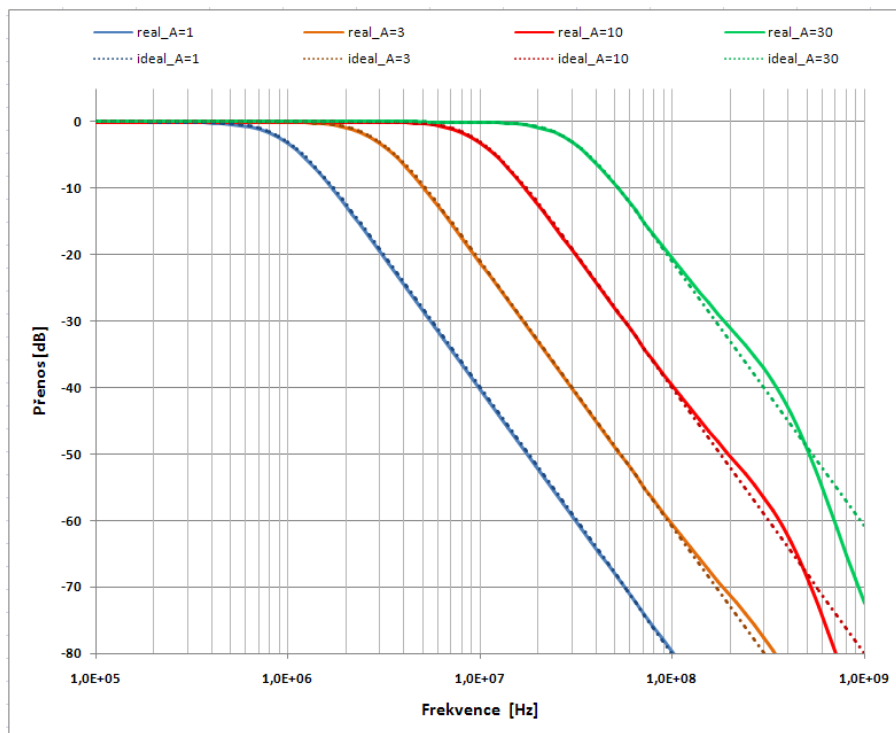
$$\frac{I_{PP}}{I_{IN2}} = \frac{2pC_1 G_2 A_2}{D(p)}, \quad (4.10)$$

$$\frac{I_{HP}}{I_{IN2}} = \frac{p^2 C_1 C_2}{D(p)}. \quad (4.11)$$

V tab. 4.1 uvádím, jak se mění mezní kmitočet se změnou proudového zesílení  $A$  u reálných prvků. Jak lze vidět, jde téměř o lineární nárůst mezního kmitočtu se zesílením. V ideálním případě by měl být mezní kmitočet (1 MHz; 3 MHz; 10 MHz a 30 MHz), kterým se odečtené hodnoty téměř blíží.

Tab. 4.1: Závislost odečteného mezního kmitočtu  $f_0$  na zesílení  $A$  ze simulací

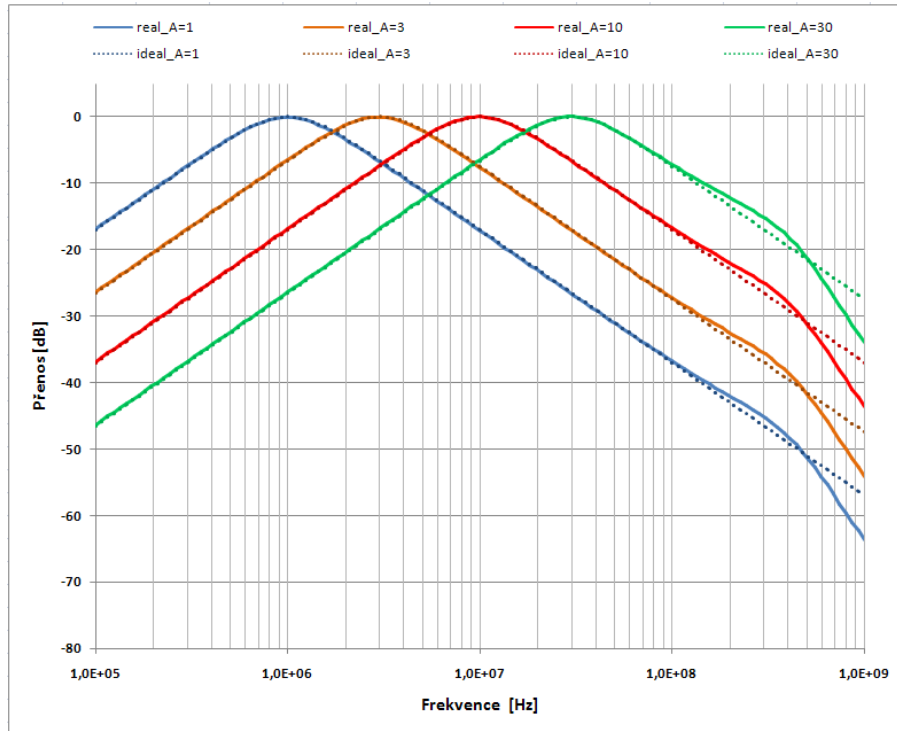
<b>A [-]</b>	<b><math>f_0</math> [MHz]</b>
1	0,97
3	2,94
10	9,82
30	29,79



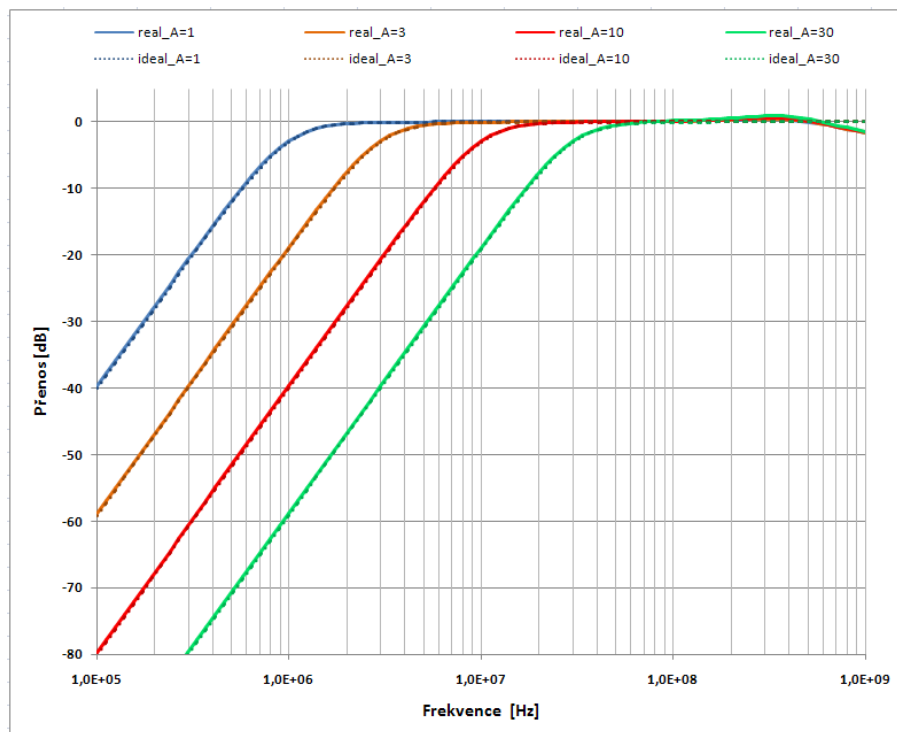
Obr. 4.5: Kmitočtová charakteristika dolní propusti pro různé zesílení  $A = (1; 3; 10; 30)$ , reálný model prvků (plné čáry), ideální model (tečkovaně)

Z obr. 4.5, 4.6 a 4.7 lze vidět, že simulace s reálnými modely prvků, které postihují reálné vlastnosti aktivních prvků mají na vyšších kmitočtech malé zvlnění a poté mají vyšší útlum než simulace s ideálními prvky, ale tyto vysoké kmitočty lze pouze chápat jako teoretické. U reálných modelů prvků se bere v úvahu vstupní a výstupní impedance.

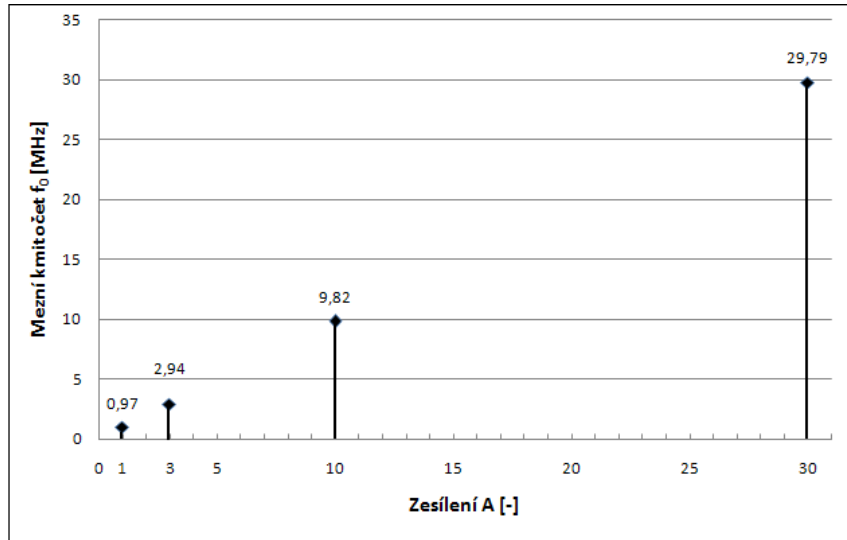
Na obr. 4.5, 4.6 a 4.7 jsou simulace s reálnými a ideálními modely těchto prvků ze zapojení s FD-CF prvkem viz. obr. 4.3. Charakteristické rovnice zapojení s FD-CF i zapojení bez FD-CF viz. obr. 4.3 a 4.4 jsou totožné a simulace v programu SNAP jsou taktéž shodné. Provedené simulace v programu OrCAD se již liší. Výsledné simulace provedené v programu OrCAD, které naznačují, jak se liší zapojení s prvkem FD-CF a bez něj, jsou na obr. 4.9, 4.10 a 4.11. Zapojení bez prvku FD-CF nevyužívá tyto dva prvky. Výsledná simulace je tedy zkrácena o reálné modely těchto prvků. Jak ukazuje srovnání obvodů obr. 4.9, 4.10 a 4.11, je výhodnější použít zapojení s prvkem FD-CF, tedy zapojení na obr. 4.3, než zapojení bez prvku FD-CF.



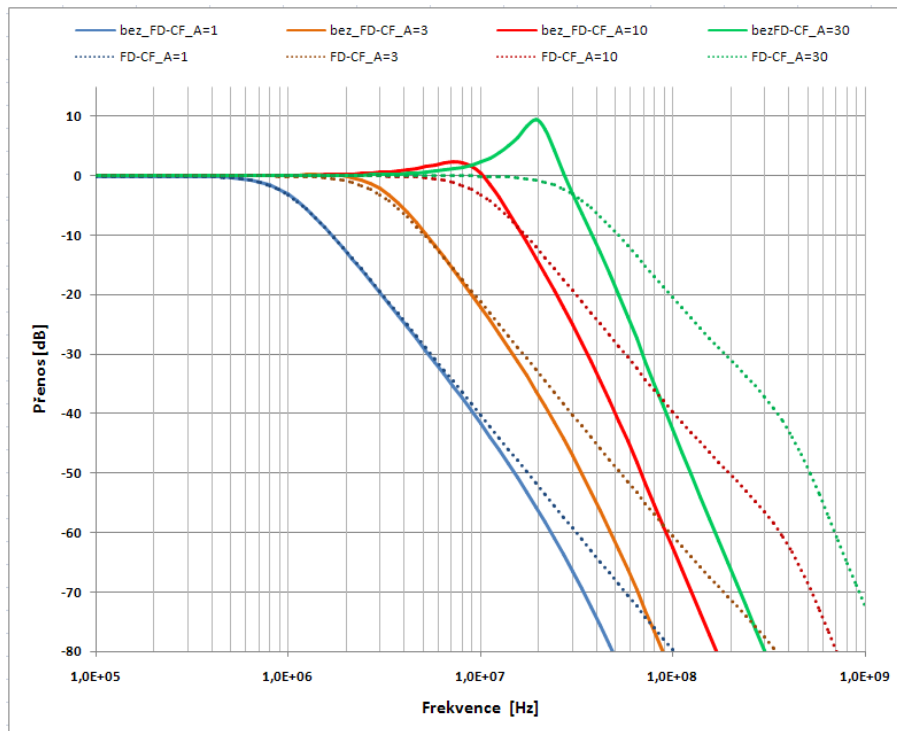
Obr. 4.6: Kmitočtová charakteristika pásmové propusti pro různé zesílení  $A = (1; 3; 10; 30)$ , reálný model prvků (plné čáry), ideální model (tečkovaně)



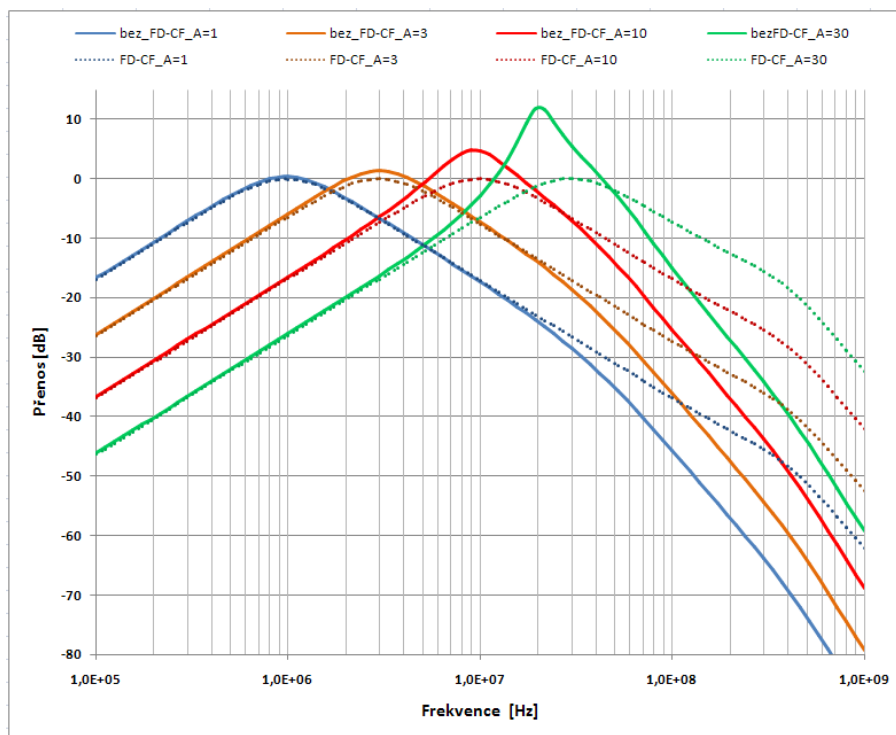
Obr. 4.7: Kmitočtová charakteristika horní propusti pro různé zesílení  $A = (1; 3; 10; 30)$ , reálný model prvků (plné čáry), ideální model (tečkovaně)



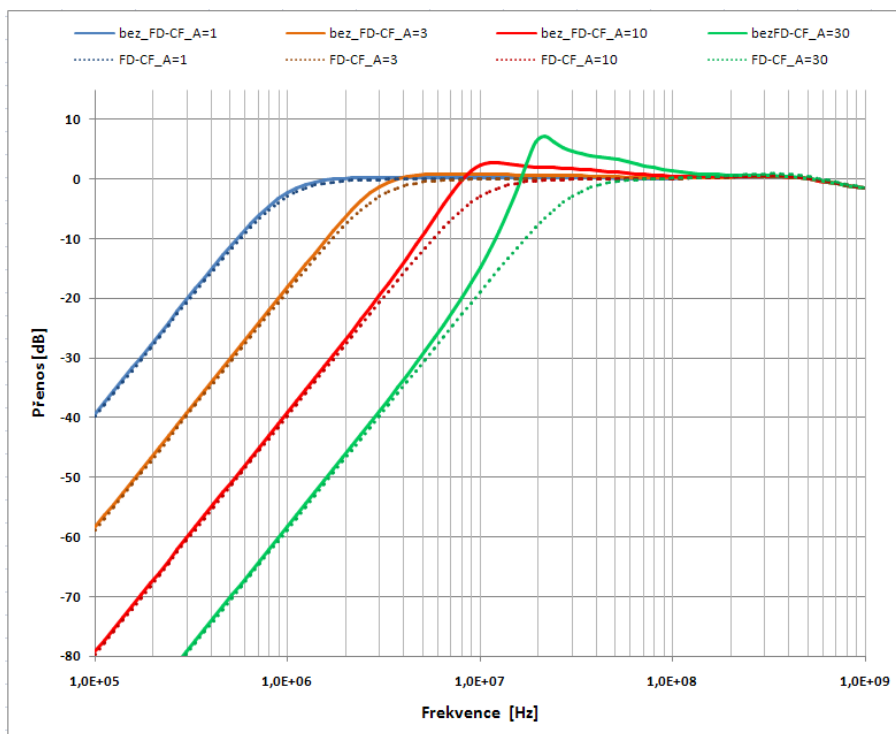
Obr. 4.8: Závislost mezního kmitočtu  $f_0$  na zesílení  $A$  odečtená ze simulací



Obr. 4.9: Kmitočtová charakteristika dolní propusti pro různé zesílení  $A=(1; 3; 10; 30)$ , zapojení s FD-CF (tečkovaně), zapojení bez FD-CF (plná čára)



Obr. 4.10: Kmitočtová charakteristika pásmové propusti pro různé zesílení  $A=(1; 3; 10; 30)$ , zapojení s FD-CF (tečkovaně), zapojení bez FD-CF (plná čára)



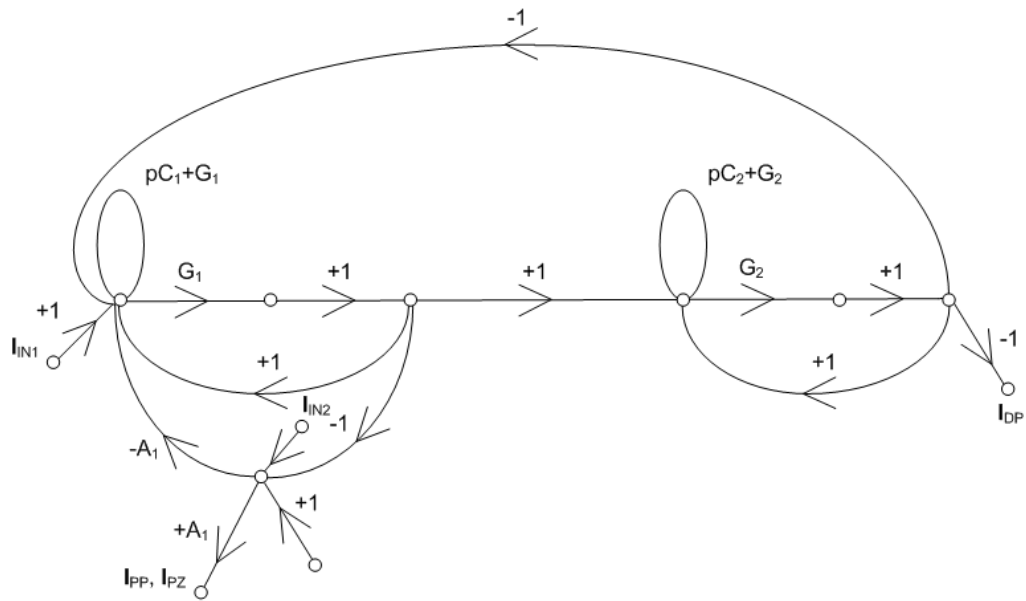
Obr. 4.11: Kmitočtová charakteristika horní propusti pro různé zesílení  $A=(1; 3; 10; 30)$ , zapojení s FD-CF (tečkovaně), zapojení bez FD-CF (plná čára)

## 4.2 Diferenční filtr pro řízení činitele jakosti $Q$

Pro realizaci filtru, u kterého by šlo pomocí změny zesílení prvku DACA měnit pouze  $Q$ , jsem vycházel z grafu signálových M-C toků zobrazeného na obr. 4.12. M-C graf byl navržen tak, aby splňoval charakteristickou rovnici a ta byla ve tvaru

$$D(p) = p^2 C_1 C_2 + p C_1 G_1 A + G_1 G_2, \quad (4.12)$$

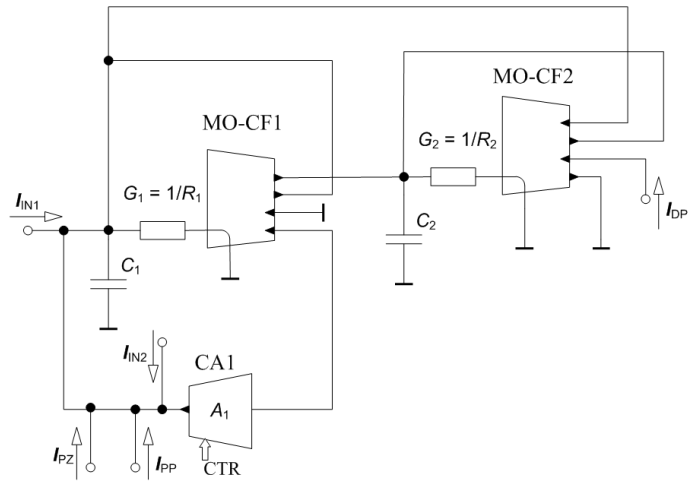
kde komplexní proměnná  $p = j\omega$ , a změnou  $A$  lze měnit činitel jakosti.



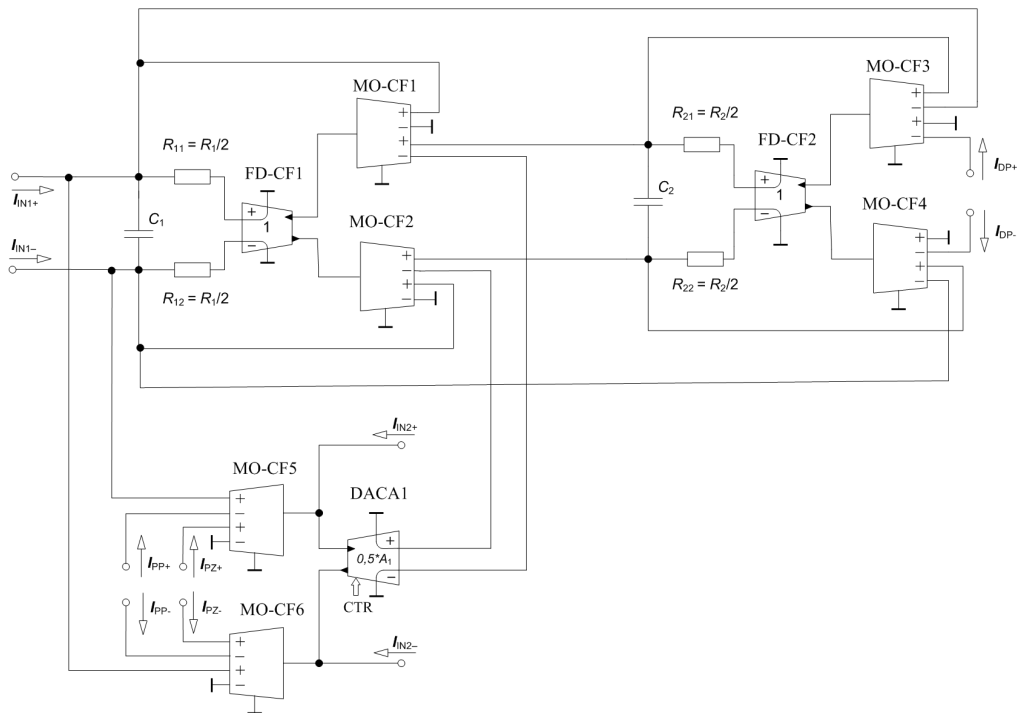
Obr. 4.12: Navržený M-C graf pro změnu činitele jakosti

Pomocí navrženého M-C grafu jsem realizoval nediferenční zapojení filtru, u kterého lze změnou zesílení na prvku  $CA_1$  měnit činitel jakosti. Zapojení je na obr. 4.13.

Tuto nediferenční strukturu jsem transformoval na diferenční, která je zobrazena na obr. 4.14. Zesílení a tím pádem i změna činitele jakosti  $Q$  lze měnit na prvku DACA. Aby byla přenosová funkce v přijatelném tvaru, je zesílení na prvku DACA rovno  $0,5 \cdot A$ .



Obr. 4.13: Nediferenční zapojení pro změnu činitele jakosti



Obr. 4.14: Plně diferenční filtr pro změnu činitele jakosti s prvkem FD-CF

Charakteristická rovnice obvodu vypočítaná programem SNAP je

$$D(p) = p^2 C_1 C_2 + p C_2 G_1 A + G_1 G_2, \quad (4.13)$$

kde komplexní proměnná  $p = j\omega$ .

Po úpravách můžeme vyjádřit mezní kmitočet  $\omega_0$  a činitel jakosti  $Q$  na rovnice

$$\omega_0^2 = \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}, \quad (4.14)$$

$$Q^2 = \frac{C_1 G_2}{A^2 C_2 G_1}. \quad (4.15)$$

Z rovnice (4.14) si vyjádřím vodivost  $G_1$  a z rovnice (4.15) vodivost  $G_2$ , tím získám opět dvě rovnice o dvou neznámých a dopočítám si neznámé  $G_1$  a  $G_2$ .

$$G_1 = \frac{\omega_0^2 C_1 C_2}{G_2}, \quad (4.16)$$

$$G_2 = Q A C_2 \omega_0. \quad (4.17)$$

Zvolím-li z řady E24 hodnoty kondenzátorů  $C_1 = 200$  pF,  $C_2 = 12$  pF, činitel jakosti  $Q$  podle Butterwortha 0,707 a pro požadovaný mezní kmitočet 1 MHz,  $\omega_0 = 2\pi f_0$ , získávám z rovnic (4.16) a (4.17) vodivosti  $G_1 = 5.92 \cdot 10^{-5}$  S a  $G_2 = 1.6 \cdot 10^{-3}$  S.

Pokud převedu vodivosti  $G_1$ ,  $G_2$  na rezistory, získávám rezistor  $R_1$  ze zvolené řady E48 a rezistor  $R_2$  ze zvolené řady E24

$$R_1 = \frac{1}{G_1} = 16,9 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_{11} = R_{12} = R_1/2 = 8,25 \text{ k}\Omega, \quad (4.18)$$

$$R_2 = \frac{1}{G_2} = 620 \Omega \Rightarrow R_{21} = R_{22} = R_2/2 = 300 \Omega. \quad (4.19)$$

Přenosové funkce tohoto obvodu jsou popsány následujícím způsobem

$$\frac{I_{DP}}{I_{IN1}} = \frac{G_1 G_2}{D(p)}, \quad (4.20)$$

$$\frac{I_{PP}}{I_{IN1}} = \frac{p C_2 G_1 A}{D(p)}, \quad (4.21)$$

$$\frac{I_{PZ}}{I_{IN2}} = \frac{p^2 C_1 C_2 + G_1 G_2}{D(p)}. \quad (4.22)$$

Z rovnice (4.17) jsem si vyjádřil, jaké musí být proudové zesílení, abych mohl měnit činitele jakosti

$$A = \frac{G_2}{Q C_2 \omega_0}. \quad (4.23)$$

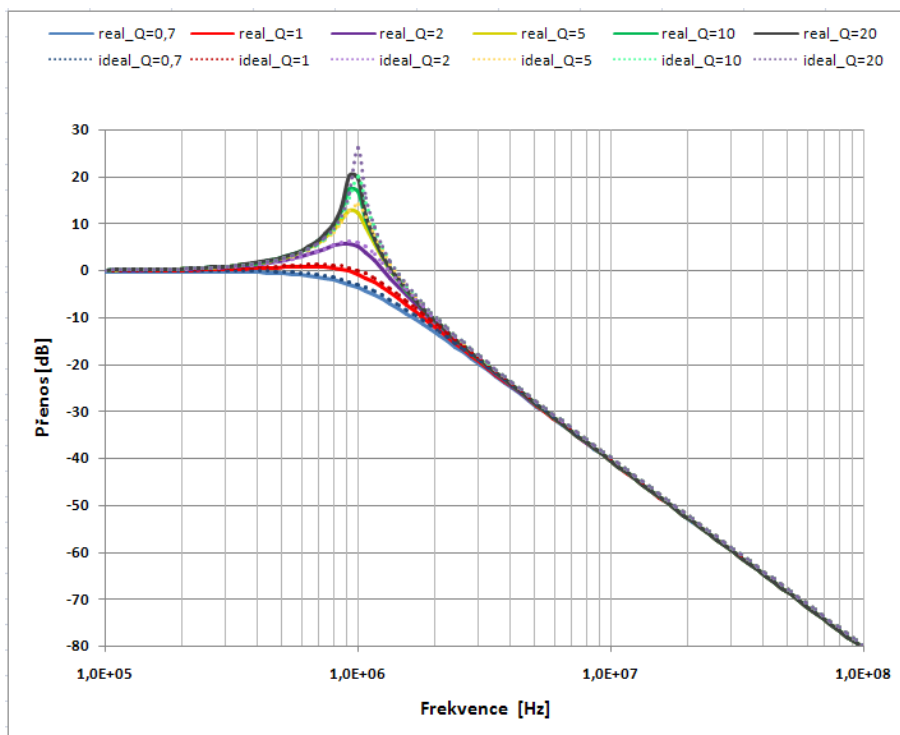
Zvolil jsem si činitele jakosti  $Q = (0, 7; 1; 2; 5; 10; 20)$ , které lze měnit proudovým zesílením  $A$ . V tab. 4.2 uvádím přibližně vypočítané proudové zesílení  $A$  pro zvolené  $Q$ .

Tab. 4.2: Vypočítané proudové zesílení  $A$  pro zvolené  $Q$

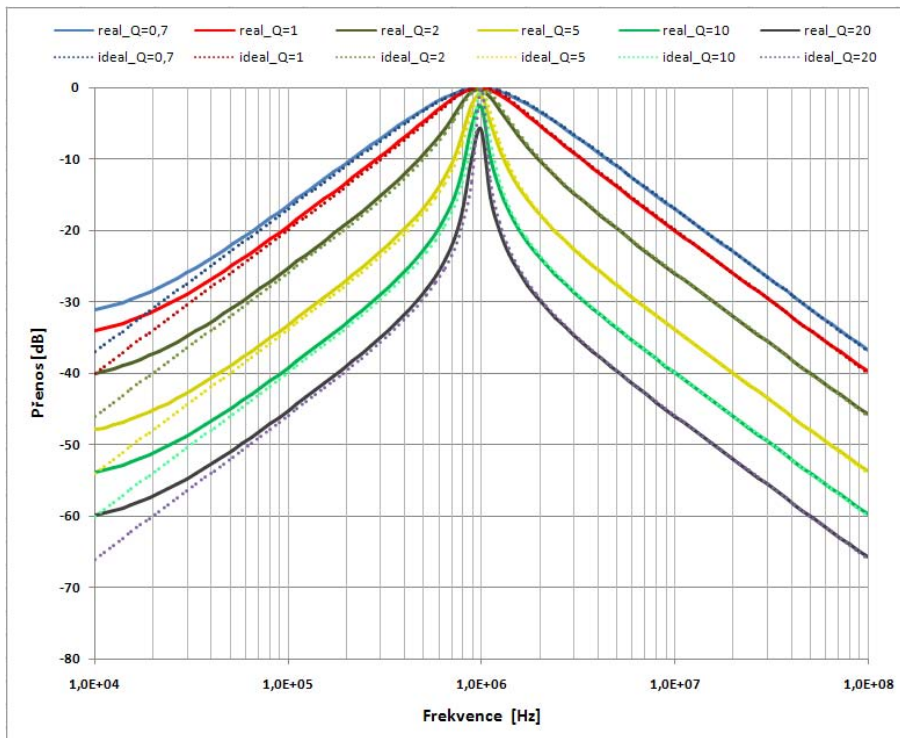
<b>Q [-]</b>	<b>A [-]</b>
0,7	30
1	21
2	10
5	4
10	2
20	1

Aby byla přenosová funkce v rozumném tvaru, který uvádím výše, definoval jsem proudové zesílení prvku  $DACA_1$  jako  $0,5 \cdot A$ , kde zesílení  $A$  je hodnota v tabulce, ale celkové zesílení tohoto prvku by tím pádem bylo poloviční.

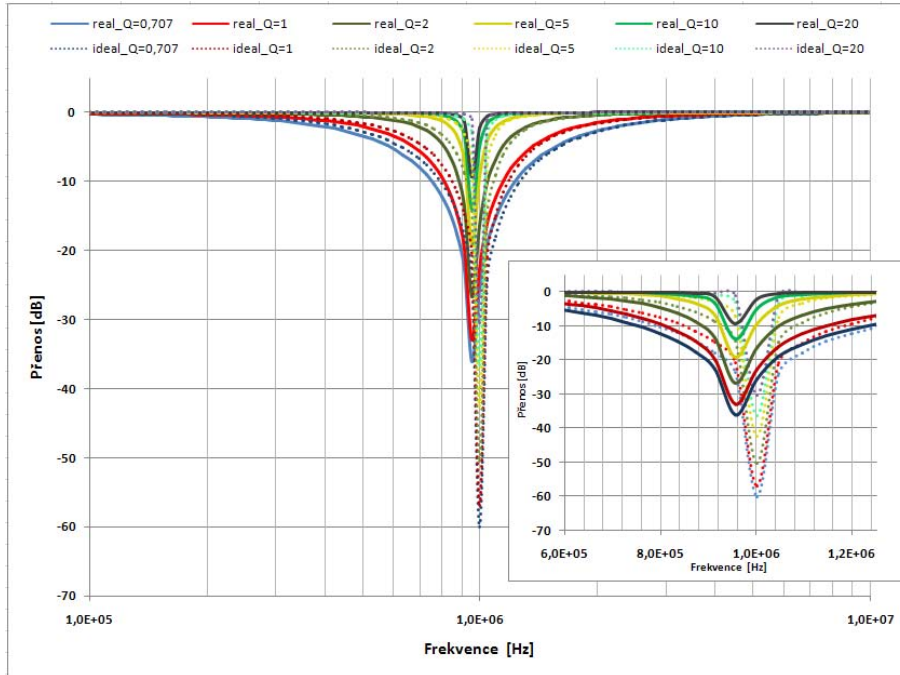
Na obr. 4.15, 4.16 a 4.17 jsou výsledné průběhy simulací, které postihují reálné vlastnosti aktivních prvků i ideální modely realizujících DP, PP, PZ a graf zobrazující závislost činitele jakosti  $Q$  na zesílení  $A$  z tab. 4.2.



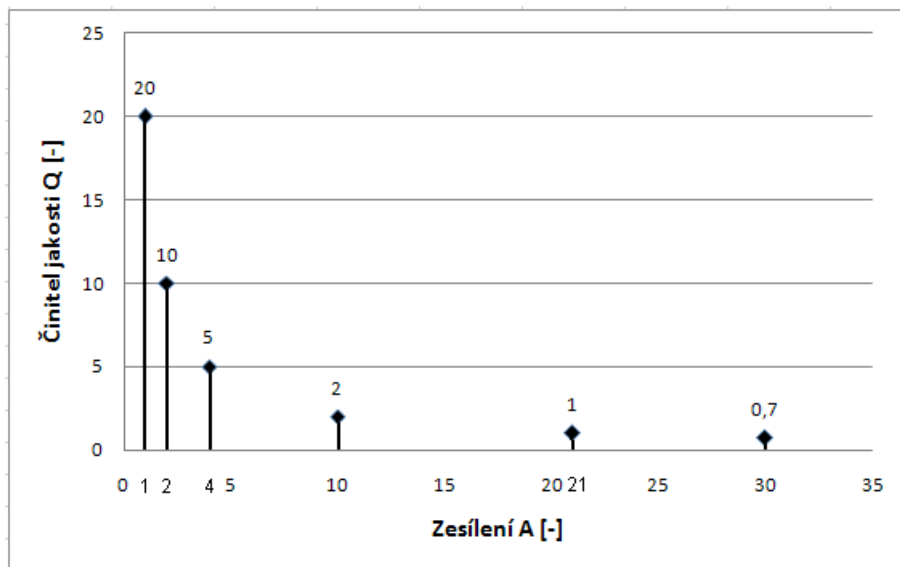
Obr. 4.15: Kmitočtová charakteristika dolní propusti pro různé činitele jakosti  $Q = (0,7; 1; 2; 5; 10; 20)$ , reálný model prvků (plné čáry), ideální model (tečkovaně)



Obr. 4.16: Kmitočtová charakteristika pásmové propusti pro různé činitele jakosti  $Q = (0,7; 1; 2; 5; 10; 20)$ , reálný model prvků (plné čáry), ideální model (tečkovaně)



Obr. 4.17: Kmitočtová charakteristika pásmové zadržky pro různé činitele jakosti  $Q = (0,7; 1; 2; 5; 10; 20)$ , reálný model prvků (plné čáry), ideální model (tečkovaně) a nelogaritmický detailnější průběh



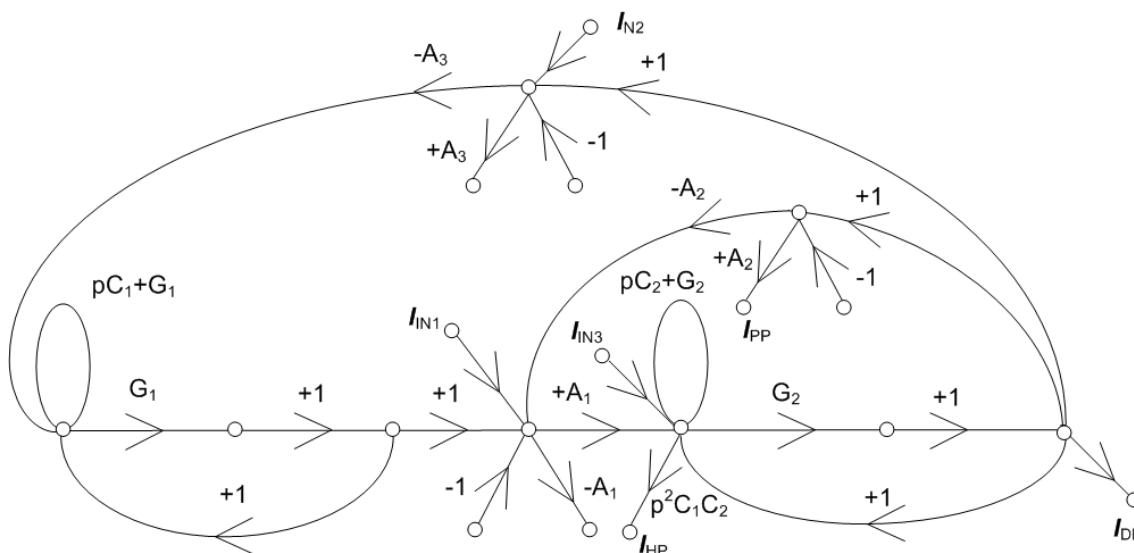
Obr. 4.18: Závislost činitele jakosti  $Q$  na zesílení  $A$

### 4.3 Diferenční filtr pro nezávislé řízení mezního kmitočtu $f_0$ a činitele jakosti $Q$

Výhodou tohoto zapojení filtru je, že můžeme nezávisle na sobě měnit jak mezní kmitočet  $f_0$ , tak činitel jakosti  $Q$ . Pro realizaci filtru jsem opět vycházel ze zjednodušeného grafu signálových M-C toků zobrazeného na obr. 4.19. M-C graf byl navržen tak, aby charakteristická rovnice byla ve tvaru

$$D(p) = p^2 C_1 C_2 + p C_1 G_1 A_1 A_2 + G_1 G_2 A_1 A_3, \quad (4.24)$$

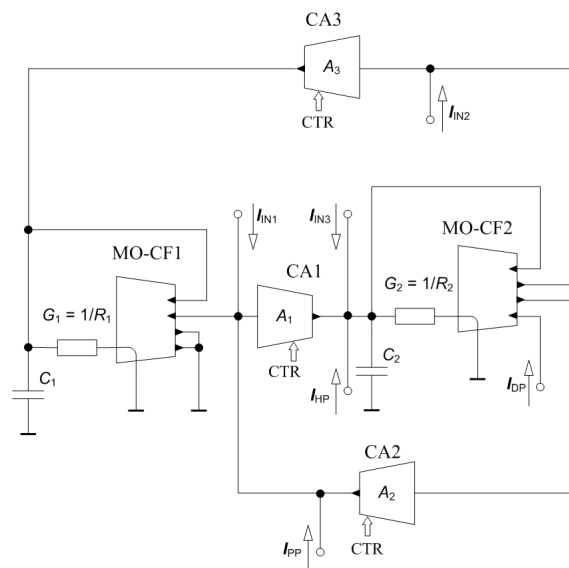
kde komplexní proměnná  $p = j\omega$ , a musí platit, že  $A_1 = A_3$ . Potom změnou zesílení  $A_1$  a  $A_3$  se mění mezní kmitočet a změnou zesílení  $A_2$  činitel jakost.



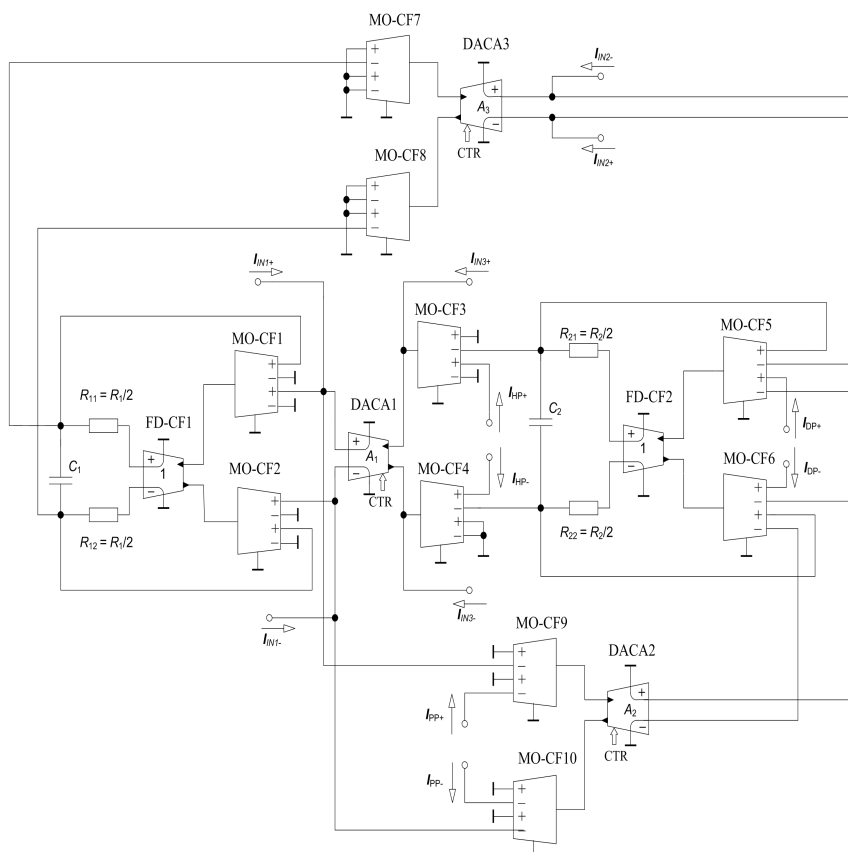
Obr. 4.19: Navržený zjednodušený M-C graf pro změnu mezního kmitočtu i činitele jakosti

Pomocí navrženého M-C grafu jsem realizoval nediferenční zapojení, u kterého lze změnou zesílení na prvcích  $CA_1$  a  $CA_3$  měnit mezní kmitočet a změnou zesílení prvku  $CA_2$  měnit činitel jakosti. Zapojení je na obr. 4.20.

Nediferenční zapojení jsem dle jistých pravidel popsaných výše transformoval na diferenční, které je na obr. 4.21. Pomocí změn zesílení prvků  $DACA_1$  a  $DACA_3$  se mění mezní kmitočet filtru, ale musí platit, že zesílení na těchto prvcích  $DACA$  se musí rovnat, tj.  $A_1 = A_3$ , a změnou zesílení  $A_2$  na prvku  $DACA_2$  se mění činitel jakosti.

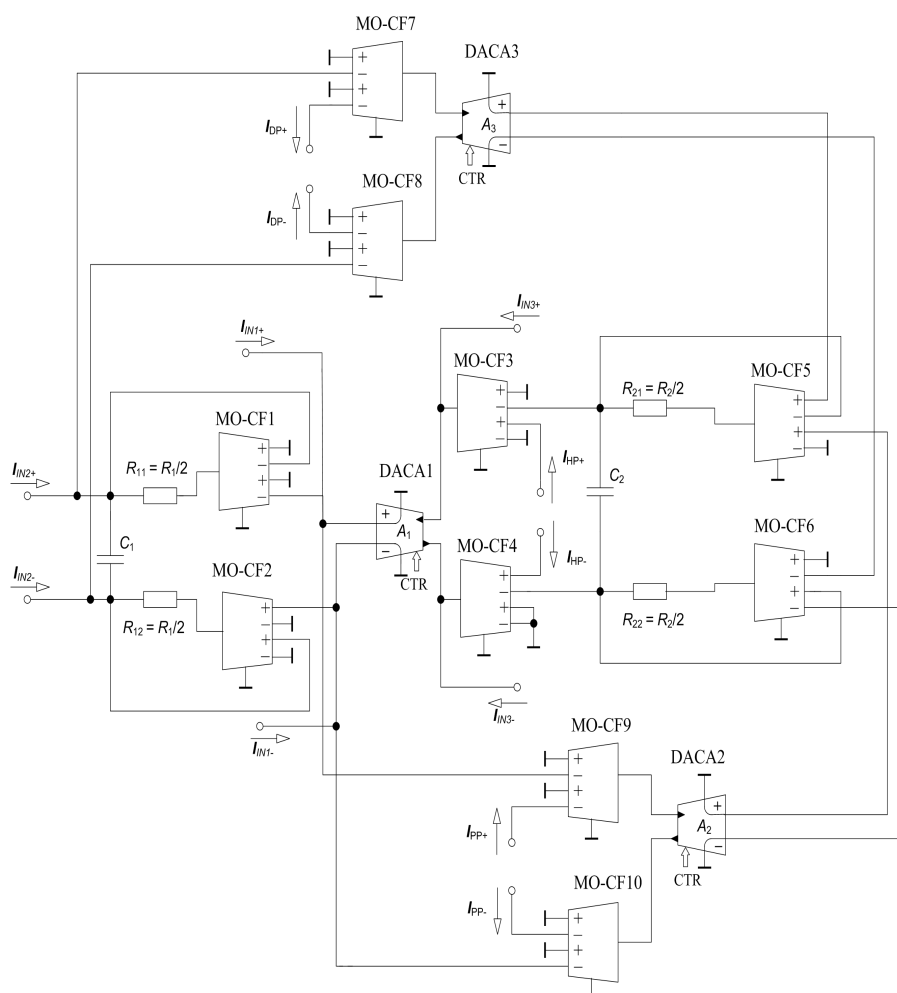


Obr. 4.20: Nediferenční zapojení pro změnu mezního kmitočtu i činitele jakosti



Obr. 4.21: Plně diferenční filtr pro změnu mezního kmitočtu i činitele jakosti s prvem FD-CF

Pro tento případ zapojení diferenčního filtru lze využít obvod bez prvku FD-CF, tj. proudového diferenčního sledovače, který nám vytvoří za pasivními prvky dva diferenční signály. Tyto diferenční signály lze vytvořit na prvku MO-CF tím, že se v horních větvích tj. na prvku  $\text{MOCF}_1$  a  $\text{MOCF}_5$  invertují znaménka výstupů, ale jen na těch prvcích MO-CF, před kterými jsme odebrali prvek FD-CF. Tímto zapojením docílíme úsporu dvou aktivních prvků FD-CF a charakteristická rovnice obvodu zůstane nezměněna. Nevýhoda zapojení bez FD-CF je, že nemůžeme využít výstupy za aktivními prvky MO-CF, kde jsme vynechali prvky FD-CF. Nejlépe vše vystihuje obr. 4.22, kde si lze všimnout, že jsem využil výstupní signál dolní propusti na prvcích  $\text{MOCF}_7$ ,  $\text{MOCF}_8$ , proti výstupům z obr. 4.21 na prvcích  $\text{MOCF}_5$ ,  $\text{MOCF}_6$ . Nevýhody zapojení bez FD-CF jsou popsány v kapitole 4.1 a lepších výsledků simulace dosahuje zapojení s prvky FD-CF.



Obr. 4.22: Plně diferenční filtr pro změnu mezního kmitočtu i činitele jakosti bez prvku FD-CF

Charakteristická rovnice těchto obvodů vypočítaná programem SNAP je

$$D(p) = p^2 C_1 C_2 + 4 \cdot p C_1 G_2 A_1 A_2 + 4 \cdot G_1 G_2 A_1 A_3, \quad (4.25)$$

kde komplexní proměnná  $p = j\omega$  a musí platit  $A_1 = A_3$ .<sup>1</sup>

Po úpravách můžeme vyjádřit mezní kmitočet  $\omega_0$  a činitel jakosti  $Q$  na rovnice

$$\omega_0^2 = \frac{4 \cdot G_1 G_2 A^2}{C_1 C_2}, \quad (4.26)$$

$$Q^2 = \frac{C_2 G_1}{4 \cdot C_1 G_2 A_2^2}. \quad (4.27)$$

Po vyjádření z rovnice (4.26) získávám

$$G_1 = \frac{\omega_0^2 C_1 C_2}{4 A^2 G_2}. \quad (4.28)$$

Z rovnice (4.27) si vyjádřím vodivost  $G_2$  a získávám tím dvě rovnice o dvou neznámých, podle kterých vypočítám vodivost  $G_1$  a  $G_2$ .

$$G_2 = \frac{\omega_0 C_2}{4 Q A A_2}. \quad (4.29)$$

Zvolím-li z řady E6 hodnoty kondenzátorů  $C_1 = 22$  pF,  $C_2 = 22$  pF, činitel jakosti  $Q$  podle Butterwortha 0,707 a pro požadovaný mezní kmitočet 1 MHz,  $\omega_0 = 2\pi f_0$ , získávám z rovnic (4.28) a (4.29) vodivosti  $G_1 = 2.93 \cdot 10^{-3}$  S a  $G_2 = 1.63 \cdot 10^{-3}$  S.

Pokud převedu vodivosti  $G_1$ ,  $G_2$  na rezistory, získávám rezistor  $R_1$  ze zvolené řady E12 a rezistor  $R_2$  ze zvolené řady E24

$$R_1 = \frac{1}{G_1} = 300 \Omega \Rightarrow R_{11} = R_{12} = R_1/2 = 180 \Omega, \quad (4.30)$$

$$R_2 = \frac{1}{G_2} = 620 \Omega \Rightarrow R_{21} = R_{22} = R_2/2 = 300 \Omega. \quad (4.31)$$

Přenosové funkce tohoto obvodu jsou popsány následujícím způsobem

$$\frac{I_{DP}}{I_{IN2}} = \frac{4 \cdot G_1 G_2 A_1 A_3}{D(p)}, \quad (4.32)$$

$$\frac{I_{PP}}{I_{IN1}} = \frac{4 \cdot p C_1 G_2 A_1 A_2}{D(p)}, \quad (4.33)$$

$$\frac{I_{HP}}{I_{IN3}} = \frac{p^2 C_1 C_2}{D(p)}. \quad (4.34)$$

Z rovnice (4.29) jsem si vyjádřil, jaké musí být proudové zesílení, abych mohl měnit činitel jakosti

<sup>1</sup>Zesílení na prvcích DACA<sub>1</sub> a DACA<sub>3</sub> musí být stejné, tedy  $A_1 = A_3 = A$ .

$$A_2 = \frac{\omega_0 C_2}{4QAG_2}. \quad (4.35)$$

Zvolil jsem si činitele jakosti  $Q = (0,7; 5; 10; 20)$ , které lze měnit proudovým zesílením  $A_2$ .

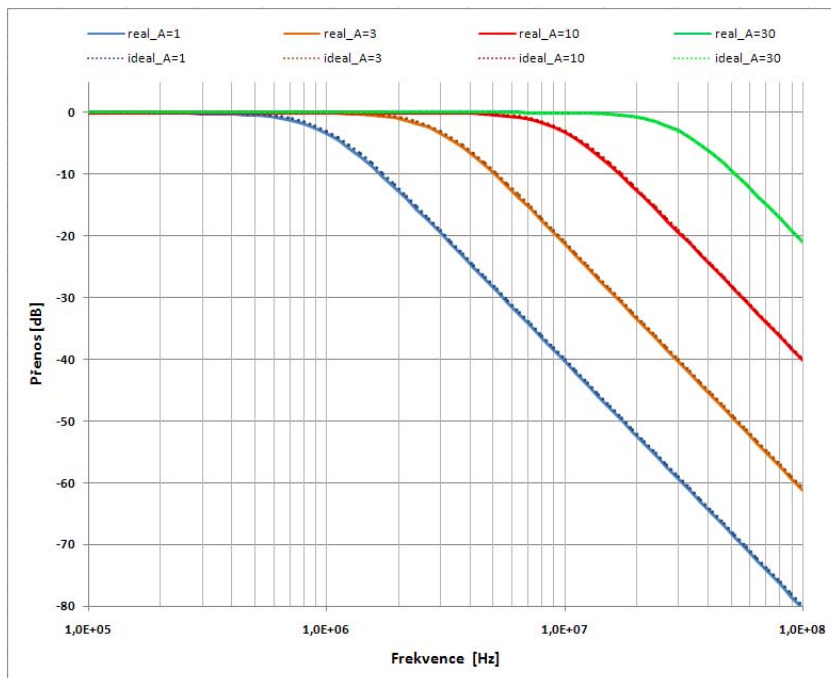
V tab. 4.3 uvádím přibližně vypočítané proudové zesílení  $A_2$  pro zvolené  $Q$ .

Tab. 4.3: Vypočítané proudové zesílení  $A_2$  pro zvolené  $Q$

$Q$ [-]	$A_2$ [-]
0,7	30
5	4
10	2
20	1

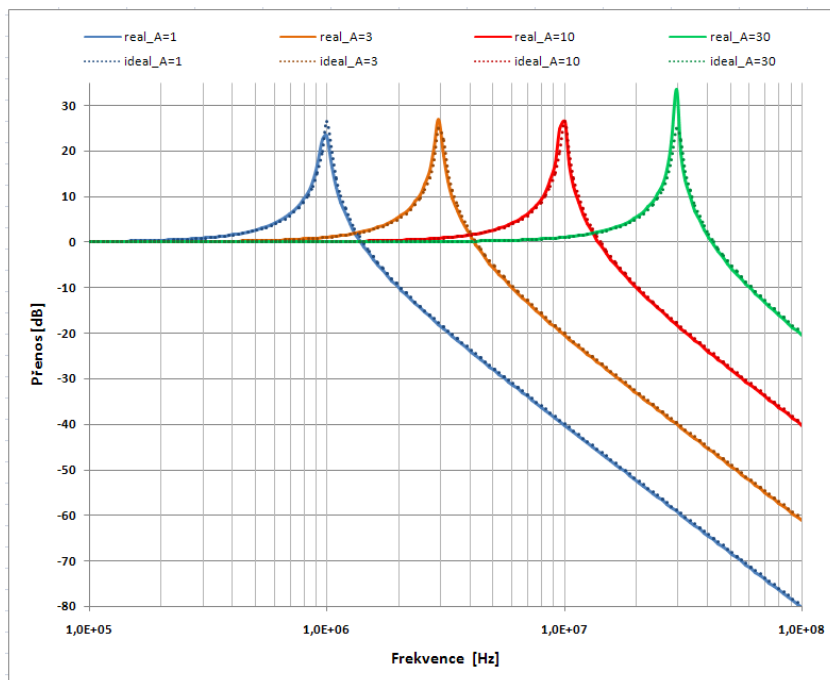
Závislost zesílení  $A$  na mezním kmitočtu  $f_0$  i činitele jakosti  $Q$  se chová stejně jak u obr. 4.8 a obr. 4.18.

Na obr. 4.23 je zobrazen průběh dolní propusti, kde je nastaven činitel jakosti  $Q$  na hodnotu 0,707 pomocí zesílení  $A_2$  na prvku  $DACA_2$  a pomocí zesílení  $A_1 = A_3$  na prvcích  $DACA_1$  a  $DACA_3$  je měněn mezní kmitočet.



Obr. 4.23: Kmitočtová charakteristika dolní propusti pro činitele jakosti  $Q = 0,707$  a pro mezní kmitočet  $f_0 = (1 \text{ MHz}; 3 \text{ MHz}; 10 \text{ MHz}; 30 \text{ MHz})$ , reálný model prvku (plné čáry), ideální model prvku (tečkovaně)

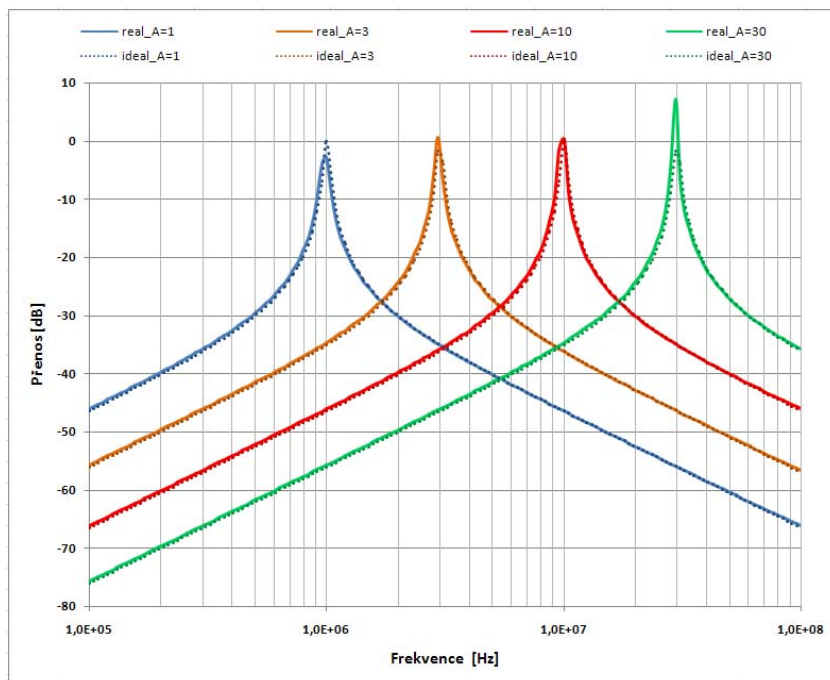
Na obr. 4.24 je výsledná simulace dolní propusti pro nastavený činitel jakosti  $Q = 20$  a pro nastavené kmitočty 1 MHz; 3 MHz; 10 MHz a 30 MHz. Na obr. 4.25 je výsledná simulace pásmové propusti pro nastavený činitel jakosti  $Q = 20$  a pro nastavené kmitočty 1 MHz; 3 MHz; 10 MHz a 30 MHz a pro tytéž hodnoty je realizovaná i horní propust obr. 4.26.



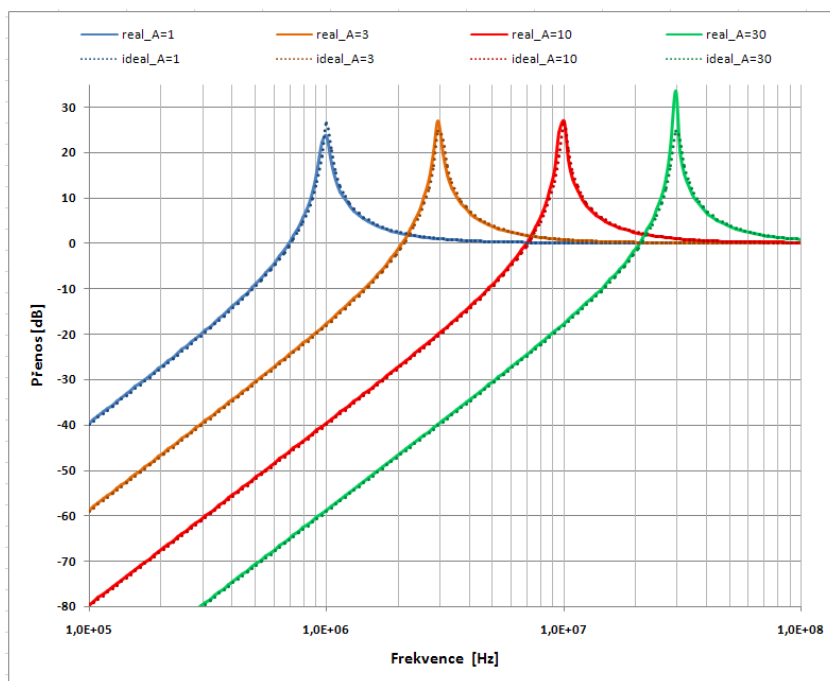
Obr. 4.24: Kmitočtová charakteristika dolní propusti pro činitele jakosti  $Q = 20$  a pro mezní kmitočet  $f_0 = (1 \text{ MHz}; 3 \text{ MHz}; 10 \text{ MHz}; 30 \text{ MHz})$ , reálný model prvku (plné čáry), ideální model prvku (tečkovaně)

Na obr. 4.27 je ukázka výsledné simulace pásmové propusti, kde je nastaven různý činitel jakosti  $Q$  pro různé mezní kmitočty.

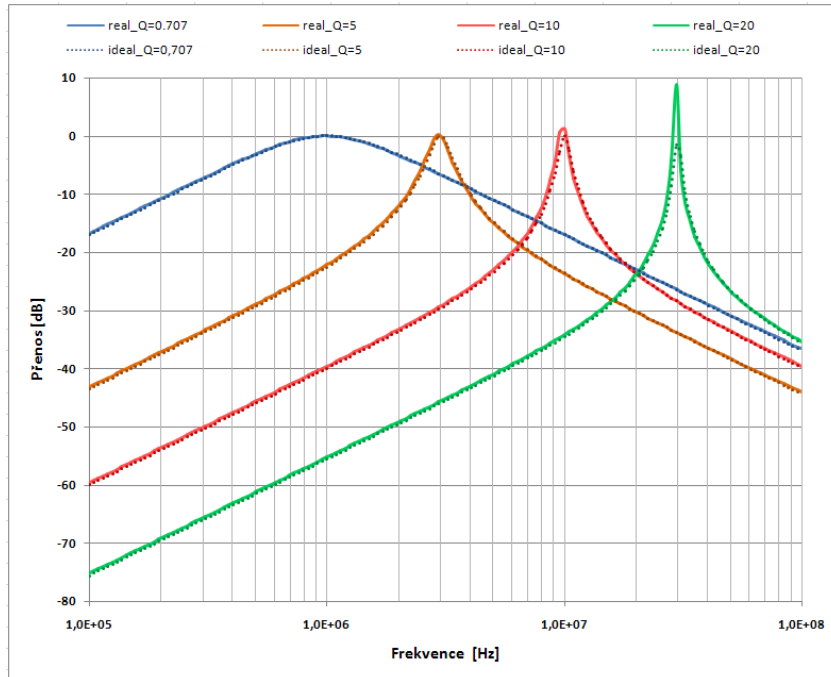
Na obr. 4.28 je ukázka výsledné simulace pásmové propusti, kde je nastaven mezní kmitočet 1 MHz pro různé činitele jakosti  $Q = (0,707; 5; 10; 20)$ .



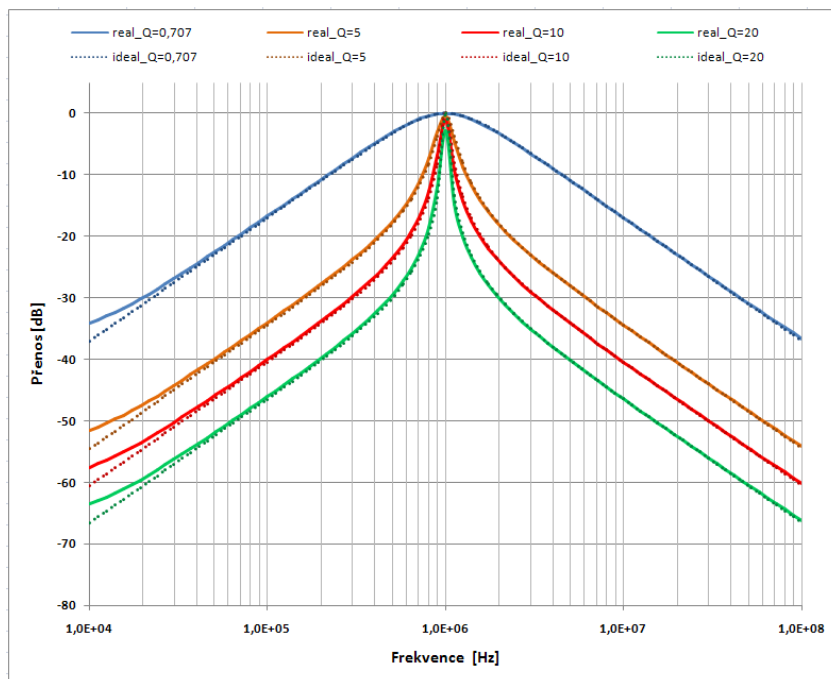
Obr. 4.25: Kmitočtová charakteristika pásmové propusti pro činitele jakosti  $Q = 20$  a pro mezní kmitočet  $f_0 = (1 \text{ MHz}; 3 \text{ MHz}; 10 \text{ MHz}; 30 \text{ MHz})$ , reálný model prvku (plné čáry), ideální model prvku (tečkovaně)



Obr. 4.26: Kmitočtová charakteristika horní propusti pro činitele jakosti  $Q = 20$  a pro mezní kmitočet  $f_0 = (1 \text{ MHz}; 3 \text{ MHz}; 10 \text{ MHz}; 30 \text{ MHz})$ , reálný model prvku (plné čáry), ideální model prvku (tečkovaně)



Obr. 4.27: Kmitočtová charakteristika pásmové propusti pro činitele jakosti  $Q = (0,707; 5; 10; 20)$  a pro mezní kmitočty  $f_0 = (1 \text{ MHz}; 3 \text{ MHz}; 10 \text{ MHz}; 30 \text{ MHz})$ , reálný model prvku (plné čáry), ideální model prvku (tečkovaně)



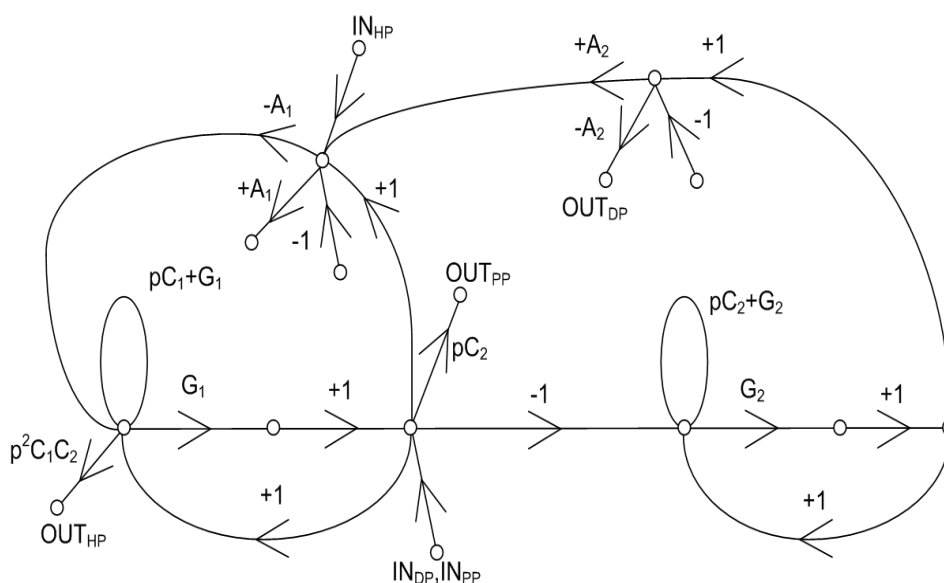
Obr. 4.28: Kmitočtová charakteristika pásmové propusti pro činitele jakosti  $Q = (0,707; 5; 10; 20)$  a pro mezní kmitočty  $f_0 = 1 \text{ MHz}$ , reálný model prvku (plné čáry), ideální model prvku (tečkovaně)

## 4.4 Diferenční filtr pro řízení mezního kmitočtu $f_0$ 2. zapojení

Tento filtr jsem se snažil navrhnout modifikací filtru v kap. 4.1. Tímto filtrem lze taktéž měnit mezní kmitočet  $f_0$  pomocí změn zesílení na prvcích DACA. Návrh tohoto filtru byl realizován pomocí grafu signálových M-C toků zobrazeného na obr. 4.29. Je vhodné, aby navržený filtr měl charakteristickou rovnici

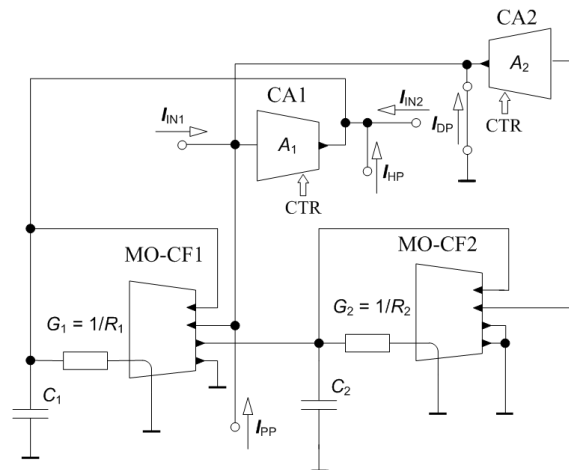
$$D(p) = p^2 C_1 C_2 + p C_1 G_1 A_1 + G_1 G_2 A_1 A_2, \quad (4.36)$$

kde komplexní proměnná  $p = j\omega$ , a musí platit  $A_1 = A_2$ .



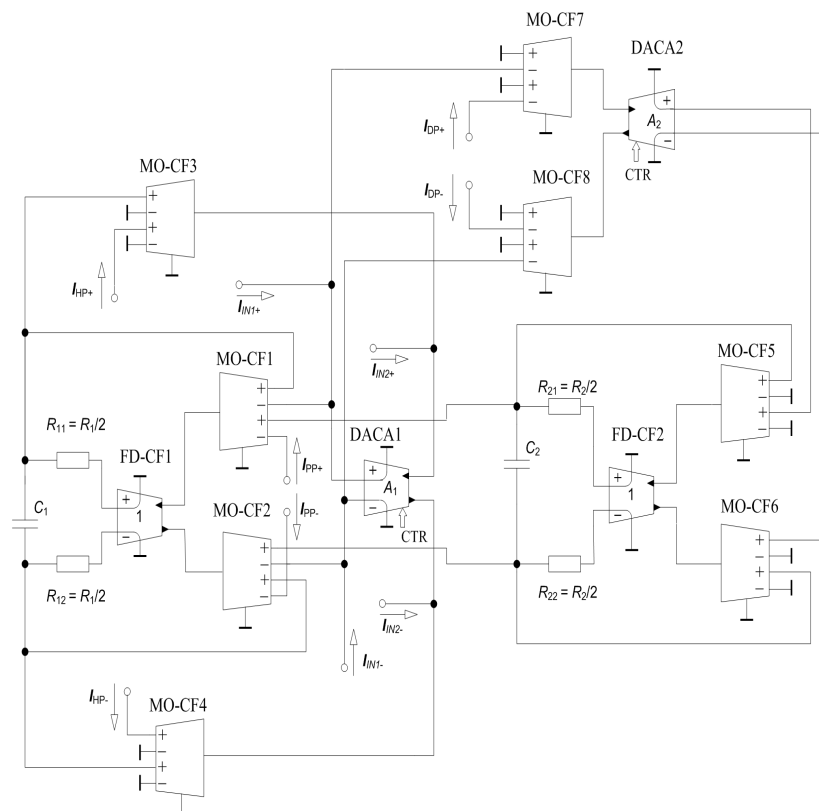
Obr. 4.29: Navržený zjednodušený M-C graf pro změnu mezního kmitočtu 2. zapojení

Na obr. 4.30 je nediferenční zapojení filtru, který se realizoval pomocí M-C grafu navrženého výše.



Obr. 4.30: Nediferenční zapojení pro změnu mezního kmitočtu 2. zapojení

Pomocí pravidel uváděných v kap. 3.2 lze transformovat nediferenční strukturu na diferenční. Výsledné diferenční zapojení je na obr. 4.31. Počet aktivních prvků je stejný jako u zapojení uváděného v kap. 4.1. V zapojeních lze ale najít mírné odlišnosti, jako je jinak vložené vstupní buzení a výsledné výstupní odezvy a odlišné propojení prvků DACA. Velkou nevýhodou tohoto zapojení je nemožnost vynechání proudových prvků FD-CF, aby se zjednodušilo výsledné zapojení. Výhodou tohoto zapojení oproti zapojení v kap. 4.1 je, že pokud bychom nerealizovali horní propust, mohli bychom vypustit prvky MOCF<sub>3</sub> a MOCF<sub>4</sub>.



Obr. 4.31: Plně diferenciální filtr pro změnu mezního kmitočtu 2. zapojení s prvkem FD-CF

Charakteristická rovnice tohoto obvodu vypočítaná programem SNAP je

$$D(p) = p^2 C_1 C_2 + 2 \cdot p C_2 G_1 A_1 + 4 \cdot G_1 G_2 A_1 A_2, \quad (4.37)$$

kde komplexní proměnná  $p = j\omega$  a musí platit  $A_1 = A_2$ .

Po úpravách můžeme vyjádřit mezní kmitočet  $\omega_0$  a činitel jakosti  $Q$  na rovnice

$$\omega_0^2 = \frac{4 \cdot G_1 G_2 A^2}{C_1 C_2}, \quad (4.38)$$

$$Q^2 = \frac{C_1 G_2}{C_2 G_1}. \quad (4.39)$$

Po vyjádření z rovnice (4.38) získávám

$$G_1 = \frac{\omega_0^2 C_1 C_2}{4 A^2 G_2}. \quad (4.40)$$

Z rovnice (4.39) si vyjádřím vodivost  $G_1$  a získávám tím dvě rovnice o dvou neznámých, podle kterých vypočítám vodivost  $G_1$  a  $G_2$ .

$$G_2 = \frac{\omega_0 C_2 Q}{2 A}. \quad (4.41)$$

Zvolím-li z řady E24 hodnoty kondenzátorů  $C_1 = C_2 = 200 \text{ pF}$ , činitel jakosti  $Q$  podle Butterwortha 0,707 a pro požadovaný mezní kmitočet 1 MHz,  $\omega_0 = 2\pi f_0$ , získávám z rovnic (4.40) a (4.41) vodivosti  $G_1 = 8,887 \cdot 10^{-4} \text{ S}$  a  $G_2 = 4,442 \cdot 10^{-4} \text{ S}$ .

Pokud převedu vodivosti  $G_1$  a  $G_2$  na rezistory  $R_1$  a  $R_2$ , získávám hodnoty ze zvolené řady E24

$$R_1 = \frac{1}{G_1} = 1,1 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_{11} = R_{12} = R_1/2 = 560 \Omega, \quad (4.42)$$

$$R_2 = \frac{1}{G_2} = 2,2 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_{21} = R_{22} = R_2/2 = 1,1 \text{ k}\Omega. \quad (4.43)$$

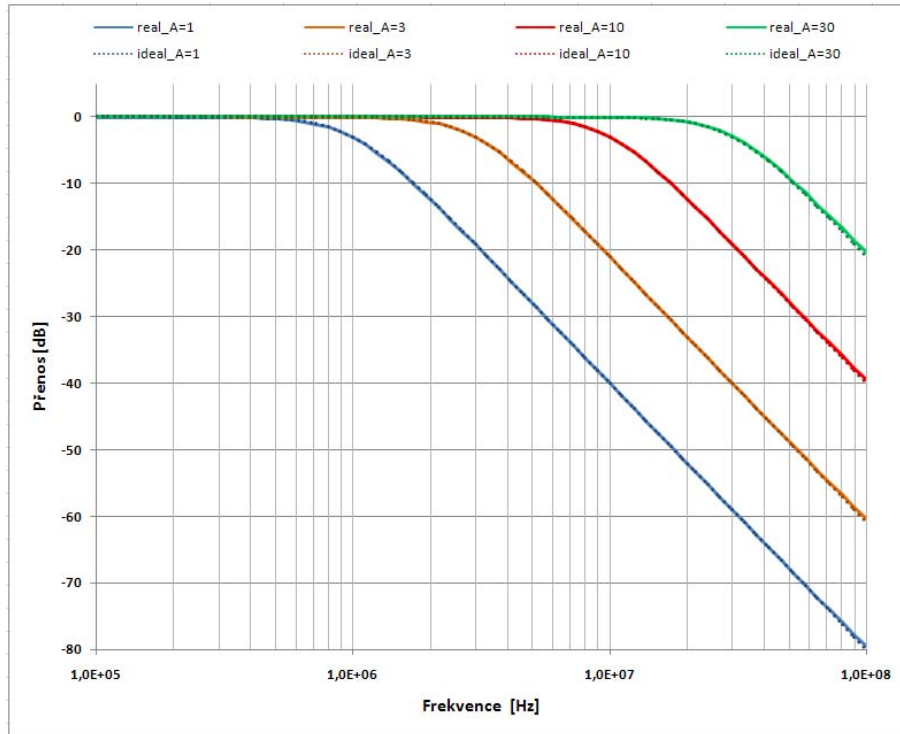
Přenosové funkce tohoto obvodu jsou popsány následujícím způsobem

$$\frac{I_{DP}}{I_{IN1}} = \frac{4 \cdot G_1 G_2 A_1 A_2}{D(p)}, \quad (4.44)$$

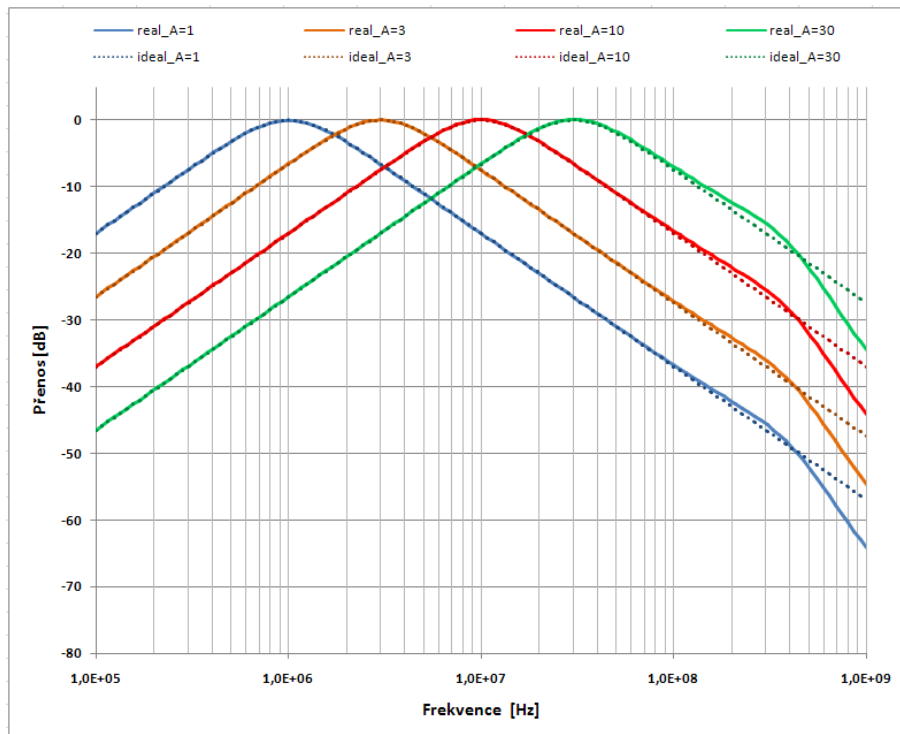
$$\frac{I_{PP}}{I_{IN1}} = \frac{2 \cdot p C_2 G_1 A_1}{D(p)}, \quad (4.45)$$

$$\frac{I_{HP}}{I_{IN2}} = \frac{p^2 C_1 C_2}{D(p)}. \quad (4.46)$$

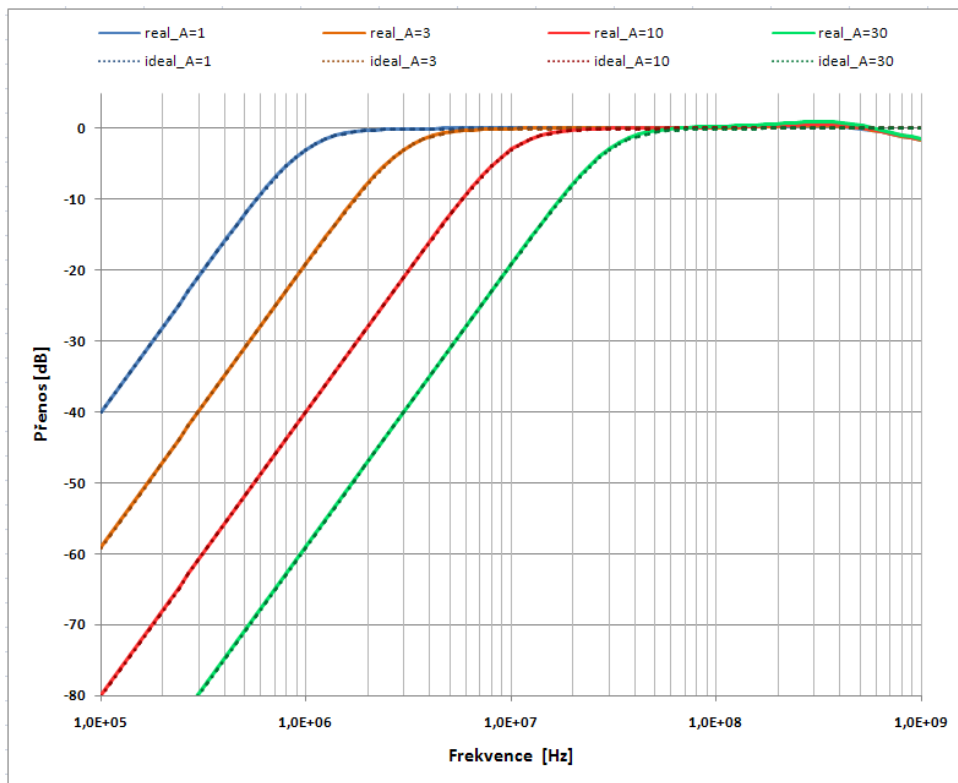
Závislost mezního kmitočtu  $f_0$  na zesílení  $A$  je stejná jako uvádím v tab. 4.1. Výsledné simulace jsou velice podobné simulacím v kap. 4.1. Jejich rozdíl spočívá především v jinak volených vstupních proudech a výstupních odezvách.



Obr. 4.32: Kmitočtová charakteristika dolní propusti pro různé zesílení  $A = (1; 3; 10; 30)$ , reálný model prvků (plné čáry), ideální model (tečkovaně)



Obr. 4.33: Kmitočtová charakteristika pásmové propusti pro různé zesílení  $A = (1; 3; 10; 30)$ , reálný model prvků (plné čáry), ideální model (tečkovaně)



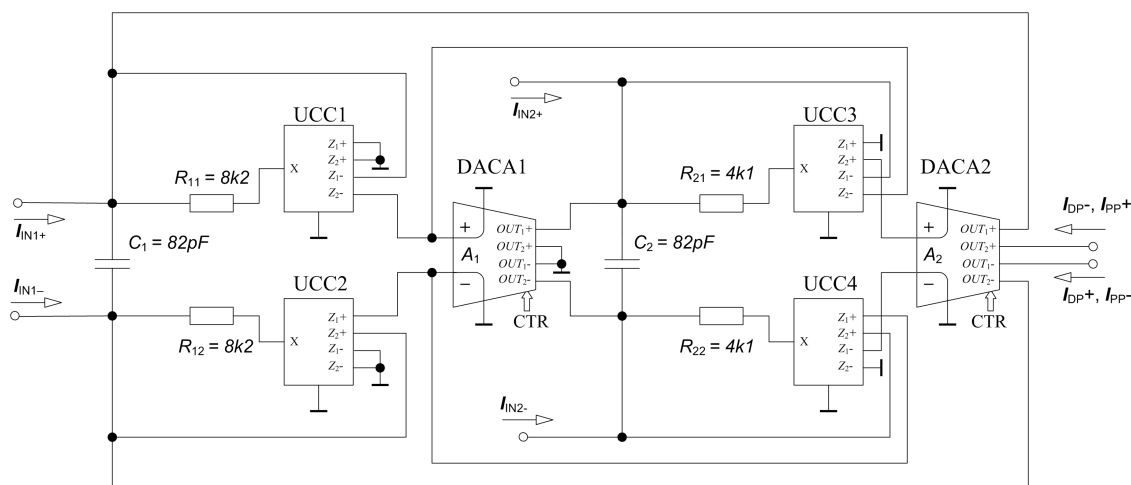
Obr. 4.34: Kmitočtová charakteristika horní propusti pro různé zesílení  $A = (1; 3; 10; 30)$ , reálný model prvků (plné čáry), ideální model (tečkovaně)

## 5 PRAKTICKÁ REALIZACE

Na základě výsledků simulací uvedených v kap. 4 bylo pro experimentální ověření vybráno zapojení pro změnu mezního kmitočtu  $f_0$  z kap. 4.1. Jelikož byly na pracovišti k dispozici pouze dva přípravky DACA a přišel jsem na to, že pro zhotovení diferenčního kmitočtového filtru není nezbytně nutné používat prvky FD-CF, což by byly navíc další prvky DACA, mohl jsem realizovat zapojení pro změnu mezního kmitočtu  $f_0$ .

### 5.1 Vyhotovení obvodu pro změnu mezního kmitočtu $f_0$

Na obr. 5.1 je schéma realizovaného zapojení pro změnu mezního kmitočtu. Namísto prvků MO-CF bylo použito univerzálních proudových konvektorů UCC, kde bylo využito pouze vstupu a kladných či záporných výstupů. Napájení konvektorů UCC je  $\pm 1,65$  V. Prvek DACA byl vyroben jako čtyřvýstupový (2 kladné a 2 záporné), čímž se obvod zjednodušil o 4 prvky MO-CF.



Obr. 5.1: Schéma zapojení realizovaného kmitočtového filtru

Vyrobený prvek DACA lze doposud chápat jako experimentální a jeho zesílení řízené pomocí napětí je možno nastavit do hodnoty  $A < 5$ . Z řady E12 byly zvoleny hodnoty kondenzátorů  $C_1 = C_2 = 82$  pF, činitel jakosti  $Q$  podle Butterwortha 0,707 a pro požadovaný mezní kmitočet 100 kHz,  $\omega_0 = 2\pi f_0$ , byly z rovnic (4.5) a (4.6) spočítány hodnoty vodivosti  $G_1 = 6,071 \cdot 10^{-5}$  S a  $G_2 = 1,215 \cdot 10^{-4}$  S.

Pokud převedu vodivosti  $G_1$  a  $G_2$ , získávám hodnoty rezistorů ze zvolené řady E24

$$R_1 = \frac{1}{G_1} = 16 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_{11} = R_{12} = R_1/2 = 8,2 \text{ k}\Omega, \quad (5.1)$$

$$R_2 = \frac{1}{G_2} = 8,2 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_{21} = R_{22} = R_2/2 = 4,1 \text{ k}\Omega. \quad (5.2)$$

Protože zesílení na prvcích DACA může být  $A < 5$ , zvolil jsem zesílení 0,3; 0,9 a 3, kterým by měly odpovídat požadované kmitočty 100 kHz; 300 kHz; 1 MHz.

Navržená deska plošných spojů v programu Eagle je v příloze A.1 a A.2. Pokud připojíme vstupní proud na konektory BNC  $IN_{1+}$  a  $IN_{1-}$ , je dolní propust snímána z BNC konektorů  $DP_+$  a  $DP_-$ . Pokud využijeme vstupních BNC konektorů  $IN_{2+}$  a  $IN_{2-}$ , je pásmová propust snímána na BNC konektorech  $PP_+$  a  $PP_-$ . Pro zjednodušení nebyla realizována horní propust, čímž bychom potřebovali navíc další 2 BNC konektory. Za povšimnutí také stojí obrysy desek  $DACA_1$  a  $DACA_2$ , které se připojují externě. Kompletní schéma zapojení kmitočtového filtru v programu Eagle je v příloze A.3. V příloze B je fotografie zhotoveného diferenčního kmitočtového filtru.

## 5.2 Měření realizovaného filtru

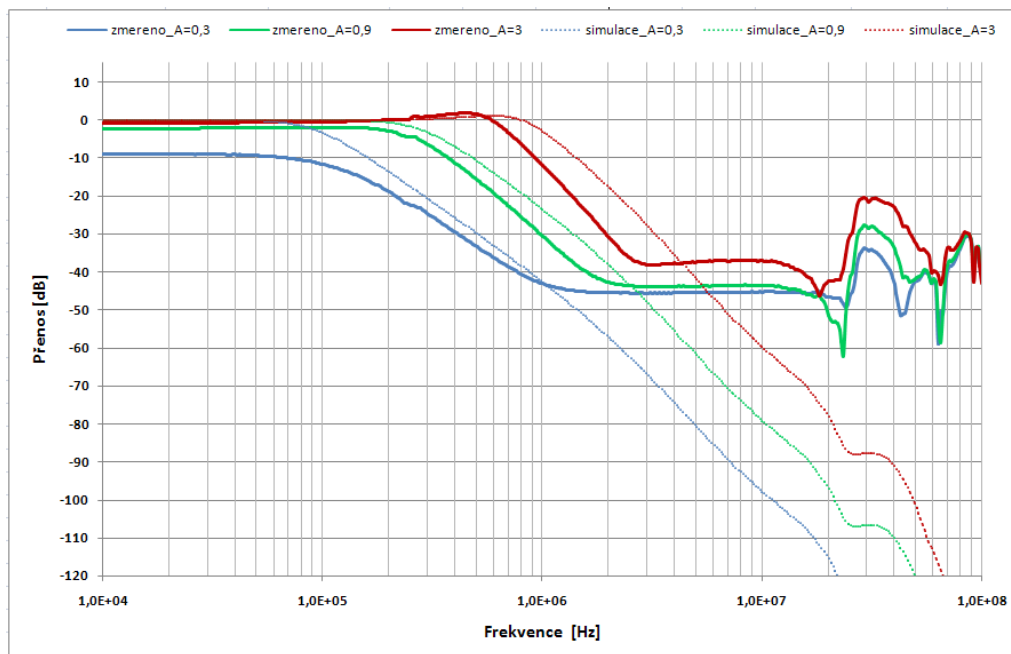
Experimentální měření bylo provedeno na obvodovém analyzátoru. Změřené výsledky diferenčního kmitočtového filtru realizující dolní propust jsou na obr. 5.2 porovnány se simulovanými výsledky. Na obr. 5.3 jsou taktéž změřené výsledky pásmové propusti porovnány se simulovanými. U změřených výsledků na obr. 5.2 dochází pro malé zesílení k útlumu výsledného signálu. Při zesílení  $A = 0,9$  a 3 jsou výsledky podobné simulovaným a dokonce mají strmější pokles než simulované výsledky. Útlum změřených simulací je bohužel pouze do  $-40$  dB a na vyšších kmitočtech dochází k rozkmitům. Změřené výsledky pásmové propusti viz. obr. 5.3 nemají pro zesílení  $A = 0,3$  na nižších kmitočtech typ přenosové funkce typu pásmové propusti, ale pouze dolní propusti, pokud zvyšujeme zesílení, jsou změřené výsledky podobné simulovaným. Dochází také bohužel k zesílení výsledného signálu a mezní kmitočet je nižší než simulovaný, ale poté dochází ke strmějšímu útlumu. Odlišnosti změřených výsledků oproti simulovaným jsou způsobeny zejména kvůli složitosti zapojení, tj. pro realizaci diferenčního říditelného filtru bylo zapotřebí sedmi propojených struktur (4 symetrické převodníky U/I a I/U, 2 přípravy DACA a samotný filtr), u kterých na každém zapojení vzniká nepřesnost měření. Jak se liší požadované mezní kmitočty od skutečných, uvádí pro dolní propust tab. 5.1 a pro pásmovou propust tab. 5.2

Tab. 5.1: Závislost požadovaného, simulovaného a skutečného mezního kmitočtu  $f_0$  na zesílení  $A$  pro DP

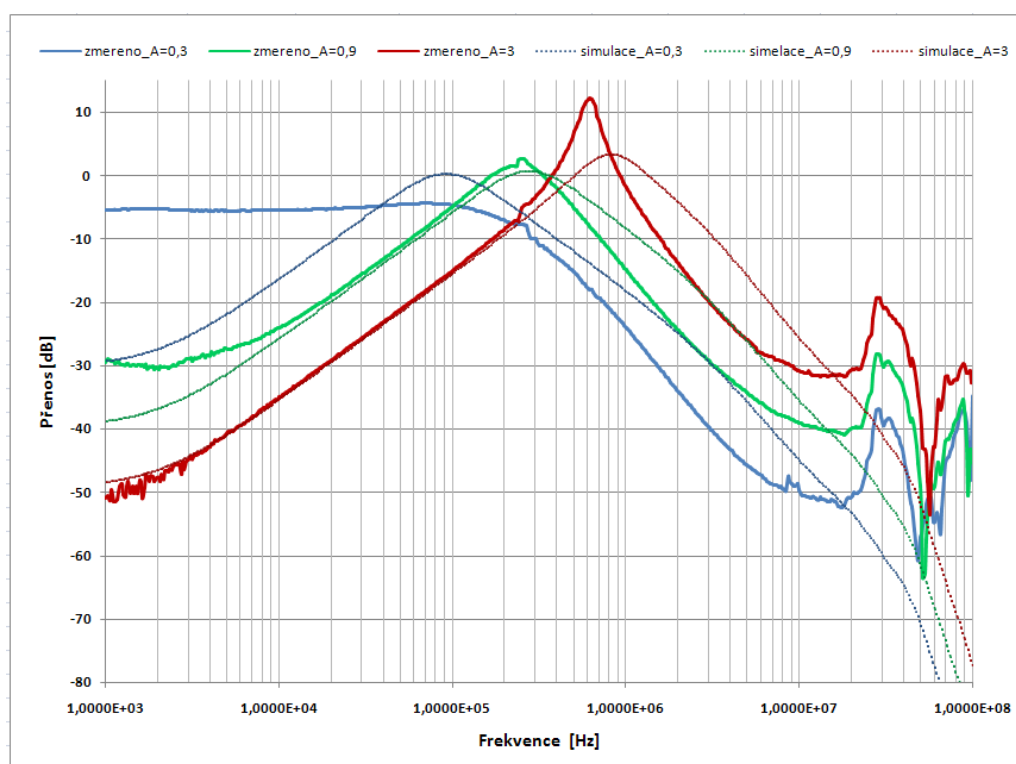
$A$ [-]	$f_0$ (požadovaná)	$f_0$ (simulovaná)	$f_0$ (skutečná)
0,3	100 kHz	96 kHz	105 kHz
0,9	300 kHz	294 kHz	278 kHz
3	1 MHz	1 MHz	696 kHz

Tab. 5.2: Závislost požadovaného, simulovaného a skutečného mezního kmitočtu  $f_0$  na zesílení  $A$  pro PP

$A$ [-]	$f_0$ (požadovaná)	$f_0$ (simulovaná)	$f_0$ (skutečná)
0,3	100 kHz	92 kHz	76 kHz
0,9	300 kHz	278 kHz	252 kHz
3	1 MHz	859 kHz	620 kHz



Obr. 5.2: Kmitočtová charakteristika dolní propusti pro zesílení  $A = (0,3; 0,9; 3)$ , změřené průběhy (plné čáry), simulované průběhy (tečkovaně)



Obr. 5.3: Kmitočtová charakteristika pásmové propusti pro zesílení  $A = (0,3; 0,9; 3)$ , změřené průběhy (plné čáry), simulované průběhy (tečkovaně)

## 6 JAVA APPLET

Jelikož je výpočet hodnot vodivostí a rezistorů časově náročný a přitom rutinní, rozhodl jsem se vytvořit dostupný applet na internetu, který by tyto hodnoty spočítal námi zvolenými parametry. Tento program byl napsán v jazyce JAVA. Po zadání internetové adresy do prohlížeče [www.filtr.wu.cz](http://www.filtr.wu.cz) se po přeměrování dostane uživatel na applet pro výpočet hodnot vodivostí a rezistorů. Aby bylo možné tento applet spustit, musí mít uživatel na svém počítači nainstalován virtuální stroj JRE 1.6, který již má v současné době nainstalován téměř každý počítač. Protože funkce MENU v appletu je omezena a pro případ, že by uživatel chtěl s tímto programem pracovat offline, je možné stáhnout tento jednoduchý program z nabídky Soubor → Stáhnout program a uložit si spustitelný soubor \*.jar, kterým se program spouští. V aplikaci je také užitečná nápověda Nápověda → Help, která je na obr. 6.1

**Hodnoty**

Soubor Aproximace Nápověda

1  $p^2(CxGx) + 2 p(CxGx) + 4 GxGx$

Požadovaný mezní kmitočet 1MHz je 1E6

Hodnoty zvolených kondenzátorů např. C1=200pF je 200E-12

Požadované zesílení A1=30, nebo A1=A2=30

Charakteristická rovnice např. ve tvaru  $p^2C_1C_2 + 2p(C_1G_2) + 4G_1G_2$

Nutno zadat číselník jakosti Q MENU / Aproximace

Zesílení A, kterým se mění číselník jakosti Q, Aq je jiné než A

Učení přesných tvarů charakteristické rovnice

- 1: pomocí A se mění mezní kmitočet
- 2: pomocí A se mění číselník jakosti Q
- 3: pomocí Ax se mění mezní kmitočet Aq číselník jakosti Q

Výsledné vodivosti G<sub>1</sub> a G<sub>2</sub>

Výsledné hodnoty odporů R<sub>1</sub> a R<sub>2</sub>

Výpočet hodnot rezistorů filtru 2. řádu

Soubor Aproximace Nápověda

Hodnoty

1  $p^2(CxGx) + 2 p(CxGx) + 4 GxGx$

C1= 200E-12 f= 1E6 Q= 0.707

C2= 12E-12 A1=A2=A = 30 nastavuj Q tj. Aq=

D(p)=  $p^2(CxGx) + p(A^2CxGx) + AxAxGxGx$    
 D(p)=  $p^2(CxGx) + p(A^2CxGx) + GxGx$    
 D(p)=  $p^2(CxGx) + p(AxAq^2CxGx) + AxAxGxGx$   
 Výpočet pro mezní kmitočet fm    Výpočet pro číselník jakosti Q    Výpočet pro fm i Q

$p^2(C1C2) + p(C1G1) + G1G2$    
  $p^2(C1C2) + p(C1G1) + G1G2$    
  $p^2(C1C2) + p(C1G1) + G1G2$   
  $p^2(C1C2) + p(C1G2) + G1G2$    
  $p^2(C1C2) + p(C1G2) + G1G2$    
  $p^2(C1C2) + p(C1G2) + G1G2$   
  $p^2(C1C2) + p(C2G1) + G1G2$    
  $p^2(C1C2) + p(C2G1) + G1G2$    
  $p^2(C1C2) + p(C2G1) + G1G2$   
  $p^2(C1C2) + p(C2G2) + G1G2$    
  $p^2(C1C2) + p(C2G2) + G1G2$    
  $p^2(C1C2) + p(C2G2) + G1G2$

Spocítej

Výsledky

G1= 1.4807373931146281E-5 S    R1= 67533.92 Ohmu

G2= 1.7774215359309483E-6 S    R2= 562612.74 Ohmu

Obr. 6.1: Java program pro výpočet hodnot vodivostí a rezistorů

Pro výpočet je nutné zadat hodnoty naší charakteristické rovnice, kterou chceme spočítat. Pokud je charakteristická rovnice pouze ve tvaru  $p^2C_1C_2 + pC_XG_X + G_1G_2$ , je nutné do políček doplnit čísla 1. Dále následuje zadání volených hodnot kondenzátorů  $C_1$  a  $C_2$  ve tvaru např. 200E – 12, což odpovídá hodnotě kondenzátoru  $C_1 = 200$  pF. Dále je nutné zadat požadovaný mezní kmitočet a zesílení na prvku či

prvcích DACA. Do políčka  $Q$ , tj. hodnota činitele jakosti se musí vybrat z MENU **Aproximace** nastavená hodnota, pro jakou chceme dané rezistory počítat. Je také možné si zvolit aproximaci vlastní. Pokud zvolíme typ přenosové funkce, kde se mění mezní kmitočet nezávisle na činiteli jakosti, je ještě nutné zadat hodnotu zesílení  $A_q$ , tj. zesílení na prvku DACA, kterým řídíme činitel jakosti  $Q$ . Na závěr je nutné zvolit, jaký tvar má požadovaná charakteristická rovnice, tj. tam kde se vyskytuje operátor  $p$ . Po stisknutí tlačítka **Spočítej** jsou spočítány výsledné hodnoty vodivosti a rezistorů.

## 7 ZÁVĚR

Úkolem mé diplomové práce bylo prostudovat problematiku analogových kmitočtových filtrů, které pracují s diferenčními signály a také v proudovém módu. Jako aktivní prvky jsem zejména uvažoval říditelný proudový zesilovač DACA (Digitally Adjustable Current Amplifier), u kterého lze měnit jeho proudový přenos. V práci jsou také využity vícevýstupové proudové sledovače MO-CF (Multiple Output Current Follower) a diferenční sledovače FD-CF (Fully Differential-Current Follower). Hlavním úkolem bylo za pomoci dostupných modelů navrhnout a odsimulovat plně diferenční filtr, u kterého by bylo možné řídit některý z jeho parametrů, a pokud to bude možné, tak alespoň v jednom případě i měřením.

Nejprve jsem v práci definoval stručný přehled přenosových funkcí 2. řádu, důvody používání aktivních filtrů a výhody diferenčních filtrů, které jsou zejména ve větší šířce pásma a také mají větší dynamický rozsah. Dále jsem popsal, jak docílit změny některého z parametrů filtru, tj. činitele jakosti  $Q$  nebo mezního kmitočtu  $f_0$  pomocí zesílení  $A$  na prvku DACA. V další části práce jsem se zaměřil na aktivní proudové prvky DACA, MO-CF a FD-CF, které jsou v práci použity, a ukázal možné reálné vnitřní modely těchto prvků. Ve třetí kapitole je popsána metoda využívající grafu signálových toků, kterou jsem využíval k návrhu filtru. V této části také popisují, jak transformovat nediferenční strukturu kmitočtových filtrů na plně diferenční, které využívají diferenčních vstupů i výstupů jak na pasivních prvcích, tak na aktivních.

V další části jsem navrhl čtyři zapojení plně diferenčních filtrů. U zapojení, které by změnou přenosu  $A$  měnilo mezní kmitočet  $f_0$ , je použito dvou prvků DACA, které mají stejné proudové přenosy  $A$ . Jak je znázorněno v tab. 4.1, se zvyšováním přenosu  $A$  se téměř konstantně zvyšuje i mezní kmitočet  $f_0$ . Toto zapojení filtru umožňuje realizovat dolní propust, pásmovou propust a horní propust. Výsledky simulace s ideálními modely a reálnými (uvedenými v kap. 4.1) jsou téměř shodné s těmi, které byly realizovány v programu OrCAD. To je dáno tím, že reálné modely postihují pouze základní vlastnosti prvků DACA a MO-CF. U zapojení, které by se změnou přenosu  $A$  měnilo činitele jakosti  $Q$ , je použit jeden prvek DACA. Tento filtr realizuje pásmovou propust, dolní propust a pásmovou zádrž. Uvažované reálné a ideální simulace jsou téměř stejné, liší se jen tím, že simulace s reálnými prvky má na nižších kmitočtech menší útlum a se zvyšováním činitele jakosti nedosahují na mezní kmitočet přenos 0 dB oproti ideálním prvkům. Dále jsem navrhl diferenční filtr, kde je pomocí zesílení na prvcích DACA nezávisle na sobě měněn mezní kmitočet a činitel jakosti. V této kapitole jsem také nastínil další možné zapojení, jak docílit transformace na diferenční strukturu. Tato transformace nevyužívá proudového sledovače FD-CF, a tím se sníží výsledný počet prvků v zapojení. Díky tomuto

poznatku jsem mohl experimentálně ověřit diferenční kmitočtový filtr, u kterého se změnou zesílení mění mezní kmitočet.

Ze změřených výsledků vyplývá, že čím je větší zesílení na prvku DACA, tím se výsledky blíží simulovaným průběhům, ale bohužel také dochází k zesílení signálu. Změřené výsledky měly strmější pokles než předpokládané simulované. Odlišnosti změřených výsledků oproti simulovaným jsou způsobeny zejména složitostí zapojení, tzn. pro realizaci diferenčního říditelného filtru bylo zapotřebí sedmi propojených struktur (4 symetrické převodníky U/I a I/U, 2 přípravky DACA a samotný filtr), u kterých na každém zapojení vzniká nepřesnost měření. Lepších výsledků by mělo dosahovat zapojení s prvky FD-CF. Navržený filtr je použitelný do frekvence 10 MHz, pak již vzniká zvlnění. To je způsobeno reálnými vlastnostmi proudových konvektorů. Použité modely jsou schopny simulovat chování obvodu do nekonečných kmitočtů, ale jako proudový konvektor se obvod chová do cca 20 MHz.

V poslední části je realizován program na výpočet hodnot vodivosti a rezistorů pro zvolený mezní kmitočet a zesílení. Program funguje i jako JAVA Applet v internetovém prohlížeči na adrese [www.filtr.wu.cz](http://www.filtr.wu.cz)

## LITERATURA

- [1] VRBA, K.; LATTENBERG, I.; MATĚJÍČEK, L. *Analogová technika*. VUT, 2002. 107 s. FEKT.
- [2] SEDLÁČEK, J.; HÁJEK, K. *Kmitočtové filtry*. 1. vyd. Praha: BEN, 2002. 535 s. ISBN 80-7300-023-7.
- [3] DOSTÁL, T.; ČAJKA, J.; VRBA, K. Transformace umožňující získávat přidružené obvody v proudovém módu. *Elektrorevue* [online]. 16. 6. 2000 [cit. 15. 10. 2009]. Dostupný z WWW:  
<<http://elektrorevue.cz/clanky/00023/index.html>>.
- [4] CASAS, O.; PALLÁS-ARENY, R. *Basics of analog differential filters*. Universitat Politecnica de Catalunya, Barcelona, 1996.
- [5] MAHMOND, S. A. *Low voltage fully differential CMOS current feedback operational amplifier*. Cairo University.
- [6] KOTON, J.; VRBA, K. Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů. *Elektrorevue* [online]. 14. 7. 2008 [cit. 15. 10. 2009]. Dostupný z WWW:  
<<http://www.elektrorevue.cz/cz/download/zobecnene-metody-navrhu-kmitoctovychfiltru/>>.
- [7] JEŘÁBEK, J.; KOTON, J.; VRBA, K. Zobecněná metoda návrhu multifunkčních kmitočtových filtrů. *Elektrorevue* [online]. 23. 10. 2007 [cit. 29. 10. 2009]. Dostupný z WWW:  
<<http://elektrorevue.cz/cz/download/zobecnena-metoda-navrhu-multifunkcnich-kmitoctovych-filtru/>>.
- [8] JEŘÁBEK, J.; VRBA, K. Návrh přeladitelného kmitočtového filtru s proudovými aktivními prvky za pomoci metody grafu signálových toků. *Elektrorevue* [online]. 1. 9. 2009 [cit. 19. 11. 2009]. Dostupný z WWW:  
<<http://elektrorevue.cz/cz/download/navrh-preladitelneho-kmitoctoveho-filtru-s-proudovymi-aktivnimi-prvky-za-pomoci-metody-grafu-signalovych-toku/>>.
- [9] JEŘÁBEK, J.; ŠOTNER, R.; VRBA, K.; KOUDAR, I. Plně diferenční univerzální a říditelný filtr s proudovými aktivními prvky. *Elektrorevue* [online]. 15. 2. 2010 [cit. 9. 4. 2010]. Dostupný z WWW:  
<<http://elektrorevue.cz/cz/download/plne-diferencni-univerzalni-a-riditelny-filtr-s-proudovymi-aktivnimi-prvky/>>.

- [10] JEŘÁBEK, J.; VRBA, K. Dolní propust třetího řádu v čisté proudovém módu. *Elektrorevue* [online]. 5. 10. 2007 [cit. 9. 4. 2010]. Dostupný z WWW:  
<<http://elektrorevue.cz/cz/download/dolni-propust-tretiho-radu-v-ciste-proudovem-modu/>>.
- [11] KOTON, J.; MINARČIK, M. Využití grafů signálových toků pro analýzu obvodů s proudovými konvejery. *Elektrorevue* [online]. 18. 10. 2006 [cit. 19. 11. 2009]. Dostupný z WWW:  
<<http://elektrorevue.cz/clanky/06039/index.html>>.
- [12] KUBÁNEK, D. *Teoretický návrh ADSL Splitterů*, Brno, 2003. 119 s.

## SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

BP	anglická zkratka pro pásmovou propust (Band-Pass filter)
BR	anglická zkratka pro pásmovou zádrž (Band-Reject filter)
CE	charakteristická rovnice
CCCS	řízený zdroj proudu (Current Control Current Source)
CF	anglická zkratka pro proudový sledovač (Current Follower)
CM	anglická zkratka pro proudový mód (Current Mode)
DACA	aktivní proudový zesilovač s nastavitelným přenosem (Digitally Adjustable Current Amplifier)
DP	dolní propust
FD-CF	diferenční proudový sledovač (Fully Differential-Current Follower)
HP	horní propust
HP	anglická zkratka pro horní propust (High-Pass filter)
LP	anglická zkratka pro dolní propust (Low-Pass filter)
MO-CF	proudový sledovač s více výstupy (Multi Output-Current Follower)
M-C	Masonovy-Coatesovy grafy signálových toků
PP	pásmová propust
PZ	pásmová zádrž
UCC	univerzální proudový konvektor
$A$	zesílení, zisk přenos
$C$	kondenzátor
$C$	kapacita kondenzátoru
$D(p)$	charakteristická rovnice
$f$	kmitočet (frekvence)
$f_0$	mezní kmitočet

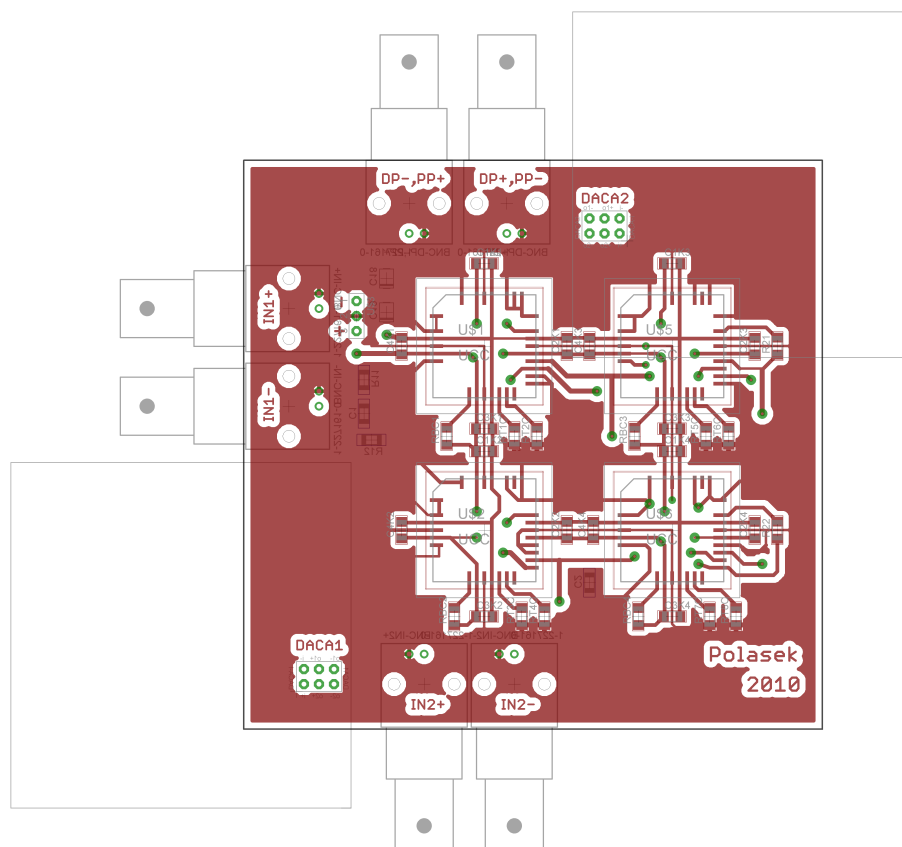
$G$	konduktor
$G$	vodivost konduktoru
$I_{IN+}$	kladný vstupní proud
$I_{IN-}$	záporný vstupní proud
$I_{OUT+}$	kladný výstupní proud
$I_{OUT-}$	záporný výstupní proud
$K$	obecně definovaný přenos
$p$	operátor Laplaceovy transformace
$Q$	činitel jakosti
$R$	rezistor
$R$	rezistivita rezistoru
$\omega_0$	mezní kmitočet

# SEZNAM PŘÍLOH

<b>A</b>	<b>Navržené desky plošných spojů a schéma v programu EAGLE</b>	<b>69</b>
A.1	Přední strana desky plošných spojů (TOP) . . . . .	69
A.2	Zadní strana desky plošných spojů (BOTTOM) . . . . .	70
A.3	Schéma realizovaného kmitočtového filtru v programu EAGLE . . . . .	71
<b>B</b>	<b>Fotografie zhotoveného diferenčního kmitočtového filtru</b>	<b>72</b>

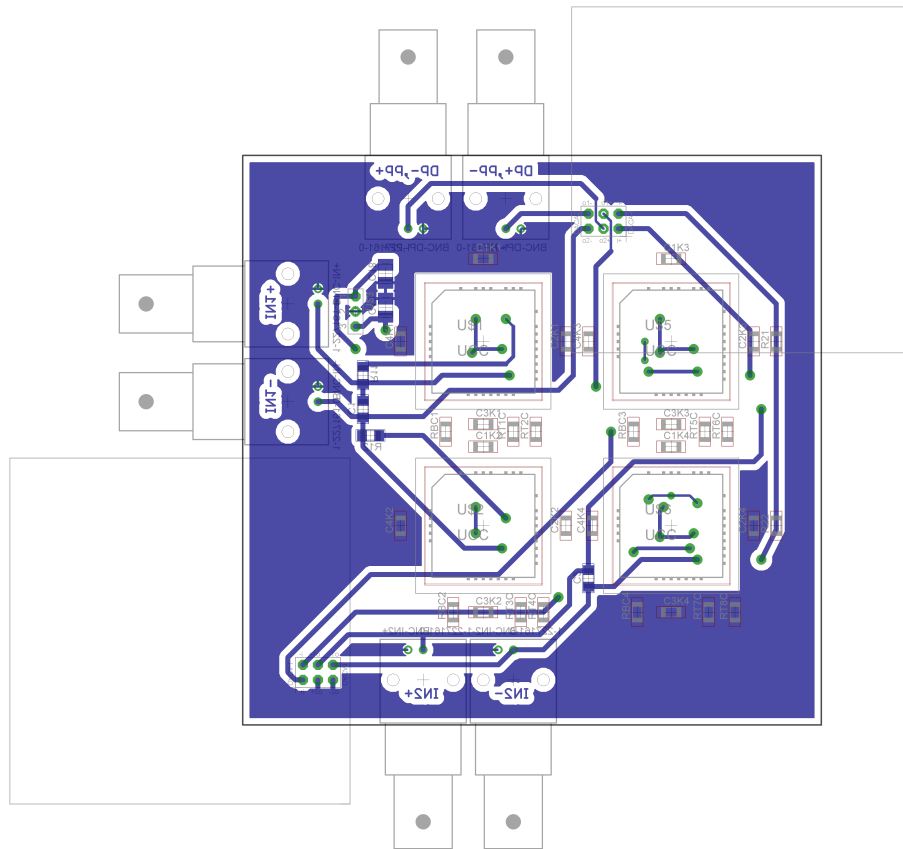
# A NAVRŽENÉ DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ A SCHÉMA V PROGRAMU EAGLE

## A.1 Přední strana desky plošných spojů (TOP)



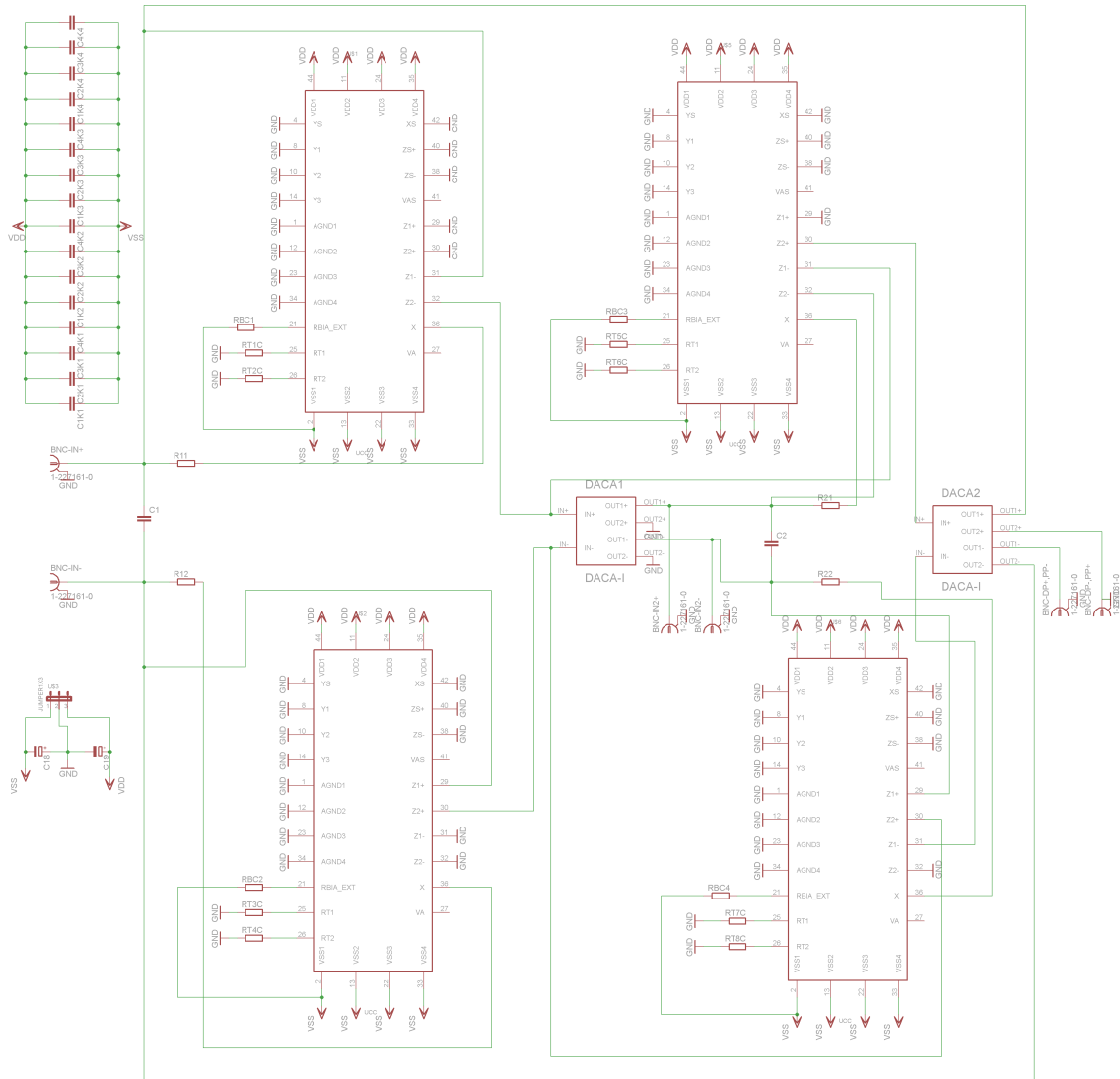
Obr. A.1: Přední strana desky plošných spojů (TOP)

## A.2 Zadní strana desky plošných spojů (BOTTOM)



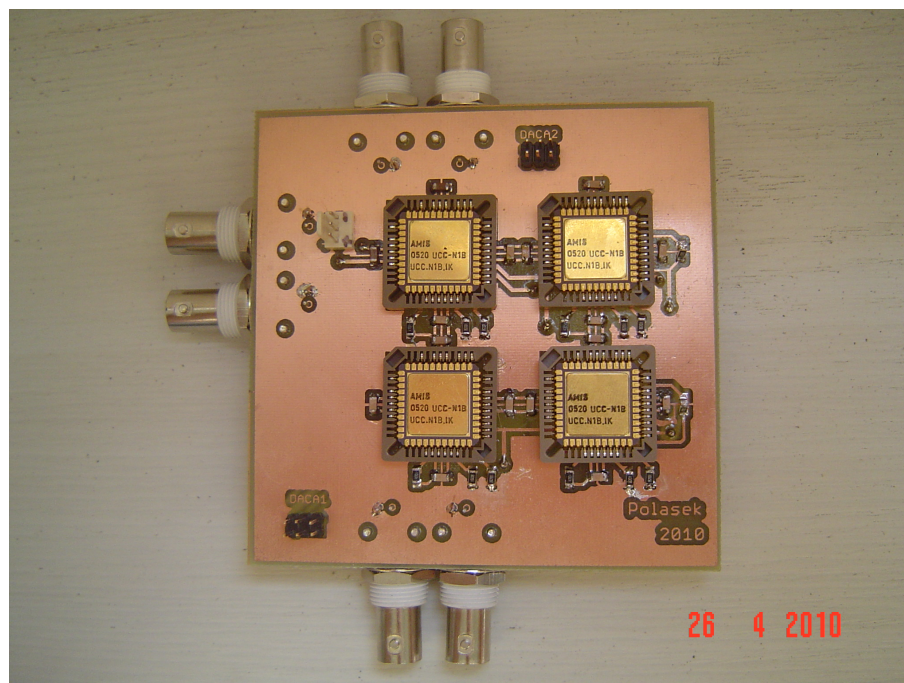
Obr. A.2: Zadní strana desky plošných spojů (BOTTOM)

## A.3 Schéma realizovaného kmitočtového filtra v programu EAGLE



Obr. A.3: Schéma realizovaného kmitočtového filtra v programu EAGLE

## B FOTOGRAFIE ZHOTOVENÉHO DIFERENČNÍHO KMITOČTOVÉHO FILTRU



Obr. B.1: Realizace diferenčního kmitočtového filtru