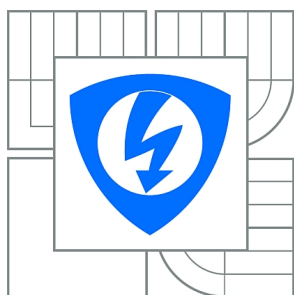


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

PLNĚ DIFERENČNÍ KMITOČTOVÉ FILTRY S NETRADIČNÍMI AKTIVNÍMI PRVKY

FULLY-DIFFERENTIAL FREQUENCY FILTERS WITH NONTRADITIONAL ACTIVE ELEMENTS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

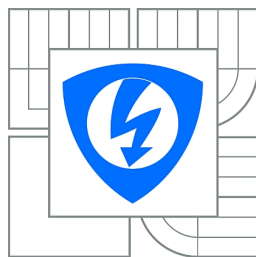
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

JAN DVOŘÁK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. JAN JEŘÁBEK, Ph.D.

BRNO 2013



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav telekomunikací

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Teleinformatika

Student: Jan Dvořák

ID: 134300

Ročník: 3

Akademický rok: 2012/2013

NÁZEV TÉMATU:

Plně diferenční kmitočtové filtry s netradičními aktivními prvky

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte problematiku analogových kmitočtových filtrů pracujících v proudovém módu, zaměřte se na návrh struktur pro zpracování plně diferenčních signálů. V rámci bakalářské práce proveďte návrh původních zapojení kmitočtových filtrů s netradičními aktivními prvky, jako jsou např. proudové sledovače, zesilovače, konvejory, prvky založené na transkonduktančním zesilovači. Použijte libovolnou návrhovou metodu (např. metoda grafů signálových toků, autonomních obvodů, syntetických prvků, transformace). Vlastnosti navržených zapojení ověřte simulacemi za pomoci dostupných modelů. Vlastnosti vybraného řešení ověřte i experimentálně.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] CHEN, W-K: The circuits and filters handbook (second edition), CRC Press LLC, USA, 2003.
- [2] 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.

Termín zadání: 11.2.2013

Termín odevzdání: 5.6.2013

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

Konzultanti bakalářské práce:

prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Bakalářská práce se zabývá návrhy plně diferenčních kmitočtových filtrů, pracujících v proudovém módu, kde lze pomocí změny transkonduktance nebo zesílení řídit jejich parametry. V první části práce je uveden obecný popis a rozdělení kmitočtových filtrů. Dále jsou v této části popsány aktivní prvky spolu s jejich jednoduchými simulačními modely použité v bakalářské práci. V druhé části je popsán návrh kmitočtového filtru pomocí M-C grafu signálových toků a způsoby transformace výsledného obvodu na diferenční strukturu. Ve třetí části bakalářské práce je uvedeno několik filtračních struktur druhého řádu spolu s jejich simulacemi, jak v nediferenční, tak i v diferenční podobě. V poslední části práce jsou uvedeny návrhy desek plošných spojů a výsledky měření dvou vybraných obvodů.

KLÍČOVÁ SLOVA

proudový mód, nediferenční struktura, diferenční struktura, aktivní prvek, kmitočtový filtr, proudový sledovač, FD-CF, CFTA, transkonduktanční zesilovač, charakteristická rovnice

ABSTRACT

Bachelor's thesis deals with designs of fully-differential frequency filters which operate in current mode where it is possible to control their parameters by change the transconductance or the amplification. The first part divides and describes in general frequency filters. Furthermore, there are described active elements together with their simple simulation models. The second part describes the design of frequency filter by M-C signal-flow graph and methods of transforming final circuit to fully-differential structure. Next part presents several structures of the second-order filter with their simulations in non-differential and fully-differential forms. Last part presents designs of boards of printed circuits and measurement results of two chosen circuits.

KEYWORDS

current mode, non-differential structure, differential structure, active elements, frequency filter, current follower, FD-CF, CFTA, transconductance amplifier, characteristic equation

DVOŘÁK, Jan *Plně diferenční kmitočtové filtry s netradičními aktivními prvky*: bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2012. 110 s. Vedoucí práce byl Ing. Jan Jeřábek, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Plně diferenční kmitočtové filtry s netradičními aktivními prvky“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

Brno

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce *Ing. Janu Jeřábkovi, Ph.D.* za vynikající přístup, trpělivost a užitečné rady k pochopení problematiky.

Velmi děkuji své přítelkyni *Marii* za podporu během studia a dokončování této práce.

Brno

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Výzkum popsáný v této bakalářské 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)

OBSAH

Úvod	15
1 Kmitočtové filtry	16
1.1 Úvod	16
1.2 Typy kmitočtových filtrů a jejich přenosové funkce	16
1.2.1 Diferenční filtry	17
2 Vlastnosti vybraných aktivních proudových prvků	18
2.1 Univerzální proudový konvektor	18
2.2 Proudové sledovače	20
2.2.1 Plně diferenční proudový sledovač	23
2.3 Transkonduktanční zesilovače	24
2.4 Digitálně říditelný proudový zesilovač	27
2.5 Proudově sledovací transkonduktanční zesilovač	29
3 Použité metody návrhu kmitočtových filtrů	32
3.1 Návrh kmitočtového filtru pomocí grafů signálových toků	32
3.2 Transformace obvodu na diferenční strukturu	34
3.2.1 Transformace příčných prvků	34
3.2.2 Transformace podélných prvků	35
3.2.3 Transformace aktivních prvků	37
4 Vlastní návrh a simulace vybraných kmitočtových filtrů	38
4.1 Nediferenční přeladitelný kmitočtový filtr se dvěma proudovými sledovači a třemi proudovými zesilovači	38
4.2 Diferenční přeladitelný kmitočtový filtr se dvěma diferenčními proudovými sledovači a třemi proudovými zesilovači	43
4.3 Nediferenční přeladitelný multifunkční kmitočtový filtr se dvěma transkonduktančními zesilovači a jedním proudovým sledovačem	47
4.4 Diferenční přeladitelný multifunkční kmitočtový filtr se dvěma transkonduktančními zesilovači a jedním plně diferenčním proudovým sledovačem	52
4.5 Nediferenční přeladitelný kmitočtový filtr se dvěma transkonduktančními prvky a jedním proudovým zesilovačem	56
4.6 Diferenční přeladitelný kmitočtový filtr se dvěma transkonduktančními prvky a jedním proudovým zesilovačem	61

4.7	Nediferenční přeladitelný kmitočtový filtr se třemi prvky CFTA+/-	65
4.8	Diferenční přeladitelný kmitočtový filtr se třemi prvky FD-MOCFTA+/-	69
4.9	Nediferenční přeladitelný kmitočtový filtr se dvěma prvky CFTA+/-	72
4.10	Diferenční přeladitelný kmitočtový filtr se dvěma diferenčními prvky FD-CFTA+/-	75
4.11	Nediferenční přeladitelný multifunkční kmitočtový filtr se dvěma prvky CFTA+/- a jedním proudovým sledovačem	78
4.12	Diferenční přeladitelný multifunkční kmitočtový filtr se dvěma prvky FD-CFTA+/- a jedním FD-CF	82
5	Praktická realizace	86
5.1	Vyhotovení a popis prvního obvodu	86
5.2	Měření prvního obvodu	87
5.3	Vyhotovení a popis druhého obvodu	90
5.4	Měření druhého obvodu	91
5.5	Seznam použitých přístrojů	95
6	Závěr	96
	Literatura	98
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	101
	Seznam příloh	103
A	Schémata a navržené desky plošných spojů vybraných kmitočto- vých filtrů	104
A.1	Nediferenční přeladitelný kmitočtový filtr se dvěma CFTA+/-	104
A.2	Diferenční přeladitelný kmitočtový filtr se dvěma FD-CFTA+/-	107
B	Soubory na CD	110

SEZNAM OBRÁZKŮ

2.1	Schématická značka UCC	18
2.2	Schématická značka CCII+/-	19
2.3	Neideální jednoduchý simulační model prvku UCC	20
2.4	Neideální jednoduchý simulační model prvku CCII+/-	20
2.5	(a) Schématický model prvku DO-CF (b) Zjednodušený M-C graf signálových toků prvku	21
2.6	(a) Schématický model prvku MO-CF (b) Zjednodušený M-C graf signálových toků prvku	21
2.7	Realizace MO-CF pomocí UCC	22
2.8	Neideální jednoduchý simulační model prvku MO-CF	23
2.9	(a) Schématická značka FD-CF (b) Zjednodušený M-C graf signálo- vých toků prvku	24
2.10	Neideální jednoduchý simulační model prvku FD-CF	24
2.11	(a) Schématický model prvku OTA (b) Zjednodušený M-C graf sig- nálových toků prvku	25
2.12	(a) Schématický model prvku BOTA (b) Zjednodušený M-C graf sig- nálových toků	26
2.13	Možná realizace prvku BOTA pomocí UCC	26
2.14	Neideální jednoduchý simulační model prvku BOTA	27
2.15	(a) Schématická značka prvku DACA (b) Zjednodušený M-C graf signálových toků prvku	28
2.16	Neideální jednoduchý simulační model prvku DACA	28
2.17	(a) Schématická značka prvku CFTA+/- (b) Zjednodušený MC graf signálových toků prvku	29
2.18	Schématická značka prvku MO-CFTA+/-	30
2.19	Prvek CFTA+/- realizovaný proudovým sledovačem a transkonduk- tančním zesilovačem	30
2.20	Prvek CFTA+/- realizovaný pomocí UCC	31
3.1	Dvě nedotýkající se vlastní smyčky	33
3.2	Dvě nedotýkající se vlastní smyčky a další dvě nedotýkající se zpětné smyčky	33
3.3	Kompletní řešení M-C grafu signálových toků	34
3.4	(a) Transformace rezistoru (b) Transformace kapacitoru	35
3.5	Transformace rezistorů a kapacitorů v příčné větvi	35
3.6	(a) Transformace rezistoru (b) Transformace kapacitoru	36
3.7	Transformace rezistorů a kapacitorů v podélné větvi	36

3.8	(a) Nediferenční proudový sledovač DO-CF (b) Plně diferenční proudový sledovač FD-CF	37
4.1	Schéma zapojení nediferenčního filtru se dvěma proudovými sledovači a třemi proudovými zesilovači	38
4.2	Zjednodušený graf signálových toků obvodu	39
4.3	Výsledky simulací filtračních funkcí iDP a iPP nediferenčního filtru se dvěma proudovými sledovači a třemi DACA	41
4.4	Výsledky simulací nediferenčního filtru se dvěma proudovými sledovači a třemi DACA při změně mezního kmitočtu u filtrační funkce iDP	41
4.5	Výsledky simulací nediferenčního filtru se dvěma proudovými sledovači a třemi DACA při změně činitele jakosti u filtrační funkce iPP	42
4.6	Schéma zapojení přeladitelného diferenčního filtru se dvěma FD-CF a třemi DACA	43
4.7	Výsledky simulací filtračních funkcí iDP a iPP diferenčního filtru se dvěma FD-CF a třemi DACA	45
4.8	Výsledky simulací diferenčního filtru se dvěma FD-CF a třemi DACA při změně mezního kmitočtu u filtrační funkce iDP	45
4.9	Výsledky simulací diferenčního filtru se dvěma FD-CF a třemi DACA při změně činitele jakosti u filtrační funkce iPP	46
4.10	Výsledky simulací filtračních funkcí iDP a iPP nediferenčního a diferenčního filtru s reálnými prvky	46
4.11	Schéma zapojení nediferenčního přeladitelného filtru se dvěma transkonduktančními zesilovači a jedním DO-CF	48
4.12	Zjednodušený M-C graf signálových toků obvodu	48
4.13	Schéma možného alternativního zapojení nediferenčního filtru se dvěma transkonduktančními zesilovači BOTA a dvěma proudovými sledovači DO-CF	49
4.14	Výsledky simulací filtračních funkcí HP, PP, iDP a PZ nediferenčního filtru s dvěma transkonduktančními zesilovači a jedním DO-CF	51
4.15	Výsledky simulací nediferenčního filtru s dvěma transkonduktančními zesilovači a jedním DO-CF při změně mezního kmitočtu u filtrační funkce HP	51
4.16	Schéma zapojení diferenčního filtru se dvěma transkonduktančními zesilovači a jedním FD-CF	53
4.17	Výsledky simulací filtračních funkcí HP, PP, iDP a PZ diferenčního filtru s dvěma transkonduktančními prvky a jedním FD-CF	54

4.18	Výsledky simulací diferenčního filtru s dvěma transkonduktančními prvky a jedním FD-CF při změně mezního kmitočtu u filtrační funkce HP	54
4.19	Výsledky simulací filtračních funkcí HP, PP, iDP a PZ nediferenčního a diferenčního filtru s reálnými prvky	55
4.20	Zjednodušený M-C graf signálových toků kmitočtového filtru	56
4.21	Schéma zapojení nediferenčního filtru se dvěma transkonduktančními prvky BOTA a jedním DACA	57
4.22	Výsledky simulací filtračních funkcí iPP a iDP nediferenčního filtru s dvěma prvky BOTA a jedním DACA	59
4.23	Výsledky simulací nediferenčního filtru s dvěma prvky BOTA a jedním DACA při změně mezního kmitočtu u filtrační funkce iDP	59
4.24	Výsledky simulace nediferenčního filtru s dvěma prvky BOTA a jedním DACA při změně činitele jakosti u filtrační funkce iPP	60
4.25	Schéma zapojení diferenčního filtru s dvěma prvky MOTA	61
4.26	Výsledky simulací filtračních funkcí iPP a iDP diferenčního filtru s dvěma prvky MOTA a jedním prvkem DACA	63
4.27	Výsledky simulací diferenčního filtru s dvěma prvky MOTA a jedním prvkem DACA pro změnu mezního kmitočtu u filtrační funkce iDP	63
4.28	Výsledky simulace diferenčního filtru s dvěma prvky MOTA a jedním prvkem DACA pro změnu činitele jakosti u funkce typu iPP	64
4.29	Výsledky simulace filtračních funkcí iPP a iDP nediferenčního a diferenčního filtru s reálnými prvky	64
4.30	Schéma zapojení nediferenčního kmitočtového filtru se třemi prvky CFTA+/- pracující v CM	66
4.31	Zjednodušený M-C graf signálových toků kmitočtového filtru se třemi CFTA+/-	66
4.32	Výsledky simulací filtračních funkcí PP a iDP nediferenčního filtru s třemi prvky CFTA+/-	68
4.33	Výsledky simulací nediferenčního filtru s třemi prvky CFTA+/- při změně mezního kmitočtu u filtrační funkce iDP	68
4.34	Schéma zapojení diferenčního kmitočtového filtru se třemi prvky FD-MOCFTA+/-	69
4.35	Výsledky simulací filtračních funkcí PP a iDP diferenčního filtru s třemi prvky FD-MOCFTA+/-	70
4.36	Výsledky simulací diferenčního filtru s třemi prvky FD-MOCFTA+/- při změně mezního kmitočtu u filtrační funkce iDP	71
4.37	Výsledky simulací filtračních funkcí PP a iDP nediferenčního a diferenčního filtru s reálnými prvky	71

4.38	Schéma zapojení nediferenčního filtru se dvěma prvky CFTA+/- . . .	72
4.39	Zjednodušený M-C graf signálových toků zapojení	73
4.40	Výsledky simulací filtračních funkcí iPP a iDP nediferenčního filtru se dvěma prvky CFTA+/-	74
4.41	Výsledky simulací nediferenčního filtru s dvěma prvky CFTA+/- pro změnu mezního kmitočtu u fultreční funkce iDP	75
4.42	Schéma zapojení diferenčního filtru se dvěma FD-MOCFTA+/- . . .	76
4.43	Výsledky simulací filtračních funkcí iPP a iDP diferenčního filtru se dvěma diferenčními prvky CFTA+/-	77
4.44	Výsledky simulací diferenčního filtru se dvěma diferenčními prvky CFTA+/- pro změnu mezního kmitočtu u filtrační funkce iDP	77
4.45	Výsledky simulace filtračních funkcí iPP a iDP nediferenčního a dife- renčního filtru s reálnými prvky	78
4.46	Schéma zapojení nediferenčního filtru se dvěma prvky CFTA a jedním DO-CF vycházející z obr. 4.47	79
4.47	Zjednodušený M-C graf signálových toků obvodu	79
4.48	Výsledky simulací filtračních funkcí iHP, iPP, iDP a iPZ nediferenč- ního filtru se dvěma prvky CFTA+/- a jedním DO-CF	81
4.49	Výsledky simulací nediferenčního filtru s dvěma prvky CFTA+/- a jed- ním DO-CF při změně mezního kmitočtu u filtrační funkce iHP . . .	81
4.50	Schéma zapojení diferenčního filtru s dvěma prvky FD-CFTA+/- a jedním diferenčním prvkem FD-CF	82
4.51	Výsledky simulací filtračních funkcí iHP, iPP, iDP a iPZ diferenčního filtru se dvěma prvky FD-MOCFTA a jedním prvkem FD-CF	83
4.52	Výsledky simulací diferenčního filtru se dvěma prvky FD-CFTA a jedním prvkem FD-CF pro změnu mezního kmitočtu u filtrační funkce iHP	84
4.53	Výsledky simulace filtračních funkcí iHP, iPP, iDP a iPZ nediferenč- ního a diferenčního filtru s reálnými prvky	84
5.1	Schéma zapojení nediferenčního filtru se dvěma prvky CFTA+/- . . .	86
5.2	Blokové schéma měřicí soustavy pro měření nediferenčního kmitočto- vého filtru	88
5.3	Výsledky měření nediferenčního kmitočtového filtru se dvěma prvky CFTA+/-	88
5.4	Výsledky měření nediferenčního kmitočtového filtru se dvěma prvky CFTA+/- pro změnu mezního kmitočtu u filtrační funkce iDP	89
5.5	Výsledky měření nediferenčního kmitočtového filtru se dvěma prvky CFTA+/- pro změnu mezního kmitočtu u filtrační funkce iPP	89

5.6	Schéma zapojení diferenčního filtru se dvěma diferenčními prvky MO-CFTA+/-	91
5.7	Blokové schéma měřící soustavy pro měření diferenčního kmitočtového filtru	92
5.8	Výsledky měření diferenčního kmitočtového filtru se dvěma prvky CFTA+/- pro změnu mezního kmitočtu při nastaveném zesílení $A = 0,5$ u filtrační funkce iDP	93
5.9	Výsledky měření diferenčního kmitočtového filtru se dvěma prvky CFTA+/- pro změnu mezního kmitočtu při nastaveném zesílení $A = 1$ u filtrační funkce iDP	93
5.10	Výsledky měření diferenčního kmitočtového filtru se dvěma prvky CFTA+/- pro změnu mezního kmitočtu při nastaveném zesílení $A = 2$ u filtrační funkce iDP	94
5.11	Výsledky měření diferenčního kmitočtového filtru se dvěma prvky CFTA+/- pro změnu mezního kmitočtu při nastaveném zesílení $A = 3$ u filtrační funkce iDP	94
A.1	Schéma zapojení nediferenčního kmitočtového filtru realizovaného v programu Eagle	104
A.2	Přední strana (TOP) desky plošných spojů kmitočtového filtru	105
A.3	Zadní strana (BOTTOM) desky plošných spojů kmitočtového filtru	105
A.4	Fotografie vyhotoveného nediferenčního kmitočtového filtru	106
A.5	Schéma zapojení diferenčního kmitočtového filtru realizovaného v programu Eagle	107
A.6	Přední strana (TOP) desky plošných spojů kmitočtového filtru	108
A.7	Zadní strana (BOTTOM) desky plošných spojů kmitočtového filtru	108
A.8	Fotografie vyhotoveného diferenčního kmitočtového filtru	109

SEZNAM TABULEK

1.1	Koeficienty přenosové funkce kmitočtového filtru druhého řádu	17
2.1	Zesílení prvku DACA v závislosti na vstupním bitovém slově	28
4.1	Závislost mezního kmitočtu na změně zesílení A u funkce typu iDP .	42
4.2	Závislost činitele jakosti na změně zesílení A_Q u funkce typu iPP . . .	43
4.3	Závislost mezního kmitočtu na změně zesílení A u funkce typu iDP .	47
4.4	Závislost činitele jakosti na změně zesílení A_Q u funkce typu iPP . . .	47
4.5	Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce typu HP	52
4.6	Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce typu HP	55
4.7	Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce typu iDP	60
4.8	Závislost činitele jakosti na změně zesílení A u funkce typu iPP . . .	61
4.9	Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce typu iDP	65
4.10	Závislost činitele jakosti na změně zesílení A u funkce typu iPP . . .	65
4.11	Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce typu iDP	69
4.12	Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce iDP	72
4.13	Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce typu iDP	75
4.14	Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce iDP	78
4.15	Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce typu iHP	82
4.16	Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce iHP	85
5.1	Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce typu iDP	90
5.2	Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce typu iDP pro zesílení $A = 0,5$	95
5.3	Seznam použitých přístrojů	95
A.1	Seznam použitých součástek	106
A.2	Seznam použitých součástek	109

ÚVOD

S analogovými kmitočtovými filtry se můžeme neustále setkávat v různých oblastech denního života. Jedná se o obvody, které jsou schopny potlačit nebo propustit určité harmonické složky signálu podle zvolené filtrační funkce. Kmitočtové filtry zpracovávající analogový signál nacházejí využití například v radiotechnologiích, audiotechnologiích, měřicích přístrojích, regulačních technologiích a v obvodech mnoha dalších zařízení, kde je potřeba upravit vstupní signál. Analogová technika se zdá být zastaralá, ale neustále nachází velké uplatnění v nespočetném množství elektronických systémů. I při velkém nárůstu digitálních přístrojů je stále nutné, aby v těchto systémech byly zařazeny vstupní a výstupní analogové obvody, které mají za úkol potlačit nežádoucí kmitočtové složky či zachovat dostatečný odstup signálu od šumu. Využití těchto analogových filtrů bývá často výhodnější než využití číslicových filtrů. V dnešní době se stále častěji setkáváme s kmitočtovými filtry pracujícími v proudovém módu, využívající nové aktivní prvky. Je to z důvodu miniaturizace obvodů, díky které u obvodů pracujících v napěťovém módu docházelo ke snížení dynamického rozsahu filtru a snížení odstupu signálu od šumu.

1 KMITOČTOVÉ FILTRY

1.1 Úvod

Kmitočtové filtry jsou obvody, kterými je ovlivňováno spektrum procházejícího signálu. Harmonické složky signálu, které kmitočtový filtr propustí beze změny nazýváme propustné pásmo a složky, které filtr potlačí nazýváme nepropustné pásmo [19]. Můžeme říct, že se jedná o lineární dvojbrany.

Realizace pasivních filtrů se provádí pomocí pasivních součástek, především za pomoci rezistorů, kapacitorů a induktorů. Tyto pasivní filtry nemají ve svém obvodu žádný aktivní prvek, tudíž vstupní signál nemůže být zesílen, může být pouze zeslaben [20]. Ovšem v dnešní době se především setkáme s aktivními kmitočtovými filtry, které mají ve svém obvodu aktivní prvky (nejčastěji proudová zrcadla, proudové a napěťové konvejory, transkonduktanční zesilovače a proudové či napěťové zesilovače). Aktivní kmitočtové filtry mají oproti pasivním lepší vstupní a výstupní parametry a není potřeba využívat indukci [7], [4].

1.2 Typy kmitočtových filtrů a jejich přenosové funkce

Kmitočtové filtry dělíme podle propouštěného a zadrženého kmitočtového pásma na [7]:

- **Dolní propust (DP)** – propouští pouze spektrum pod mezním kmitočtem.
- **Horní propust (HP)** – propouští pouze spektrum nad mezním kmitočtem.
- **Pásmová propust (PP)** – propouští pouze dané pásmo kmitočtu.
- **Pásmová zádrž (PZ)** – nepropouští dané pásmo kmitočtu.
- **Fázovací článek (FČ)** – všepropustný, mění fázové zpoždění jednotlivých kmitočtových složek.

Přenosovou funkci n -tého řádu můžeme obecně popsat vztahem

$$K(\mathbf{p}) = \frac{\sum_{k=0}^{m} a_k (\mathbf{p})^k}{\sum_{i=0}^{n} b_i (\mathbf{p})^i} = \frac{a_0 + a_1 \mathbf{p} + \dots + a_{m-1} \mathbf{p}^{m-1} + a_m \mathbf{p}^m}{b_0 + b_1 \mathbf{p} + \dots + b_{n-1} \mathbf{p}^{n-1} + b_n \mathbf{p}^n}, \quad (1.1)$$

kde a , b jsou reálné koeficienty, $\mathbf{p} = j\omega$ je komplexní proměnná, platí, že $m \leq n$, kde n značí řád filtru.

Pro kmitočtové filtry druhého řádu můžeme z rovnice 1.1 vyjádřit obecnou přenosovou funkci

$$K(p) = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2}. \quad (1.2)$$

Koeficienty v obecné přenosové funkci mohou podle použitého typu kmitočtového filtru nabývat hodnot podle tab. 1.1 [15].

Tab. 1.1: Koeficienty přenosové funkce kmitočtového filtru druhého řádu

	Koeficienty přenosové funkce					
Typy filtru	a_2	a_1	a_0	b_2	b_1	b_0
DP	0	0	ω_0^2	1	ω_0/Q	ω_0^2
HP	1	0	0	1	ω_0/Q	ω_0^2
PP	0	ω_0/Q	0	1	ω_0/Q	ω_0^2
PZ	1	0	ω_0^2	1	ω_0/Q	ω_0^2
FČ	1	$-\omega_0/Q$	ω_0^2	1	ω_0/Q	ω_0^2

Dále můžeme kmitočtové filtry rozdělit podle použitých součástek na [20]:

- **Pasivní kmitočtové filtry** – není použit žádný aktivní prvek, obvod se skládá jen z pasivních prvků (R, L, C).
- **Aktivní kmitočtové filtry** – do obvodu s pasivními součástkami je zařazen aktivní prvek např. operační zesilovač.

Kmitočtové filtry můžeme také rozdělit podle struktury na diferenční a nediferenční [17]. Definice diferenčních filtrů je uvedena v kapitole 1.2.1.

1.2.1 Diferenční filtry

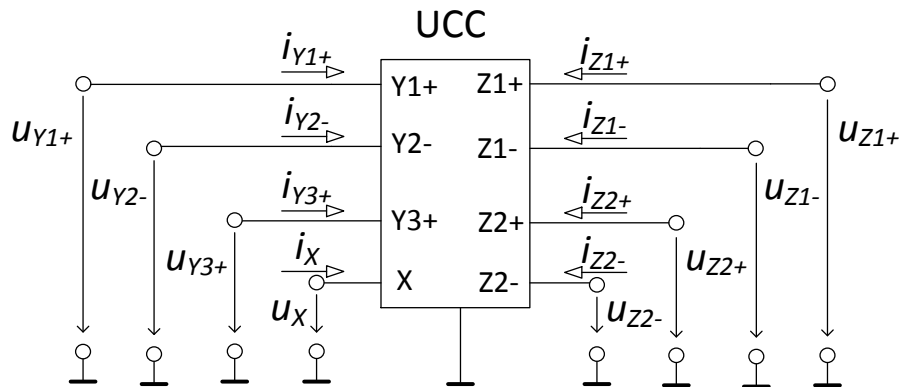
Diferenční filtry mají na rozdíl od nediferenčních rozdílové vstupy a výstupy. To znamená, že výsledný signál bude dán rozdílem dvou vstupních signálů. Výhodou diferenčních struktur je větší odolnost vůči vnějšímu rušení. Dále také využívají větší šířku pásma, redukují zkreslení a mají větší dynamický rozsah. Mezi nevýhody diferenčních struktur patří velikost výsledného obvodu a větší energetická spotřeba z důvodu většího počtu použitých aktivních a pasivních součástek. Způsob návrhu diferenční struktury spočívá v metodě transformace nediferenční struktury na diferenční strukturu, která je podrobněji popsána v kapitole 3.2 [8].

2 VLASTNOSTI VYBRANÝCH AKTIVNÍCH PROUDOVÝCH PRVKŮ

V této části bakalářské práce jsou popsány základní vlastnosti aktivních prvků a jejich modely. Tyto prvky jsou v bakalářské práci použity k návrhu a simulaci kmitočtových filtrů nebo k realizaci jednotlivých aktivních prvků.

2.1 Univerzální proudový konvektor

Proudový konvektor se hojně využívá jako základní stavební prvek mnoha zapojení pracujících v proudovém módu. Od roku 1968 vzniklo mnoho typů a podtypů proudových konvektorů. Vrcholem vývoje proudových konvektorů je konvektor, který je schopen realizovat všechny známé typy proudových konvektorů i prvky jako MO-CF, BOTA a další. Tento konvektor nese označení UCC (univerzální proudový konvektor). Na obr. 2.1 je znázorněna jeho schématická značka [8], [21].



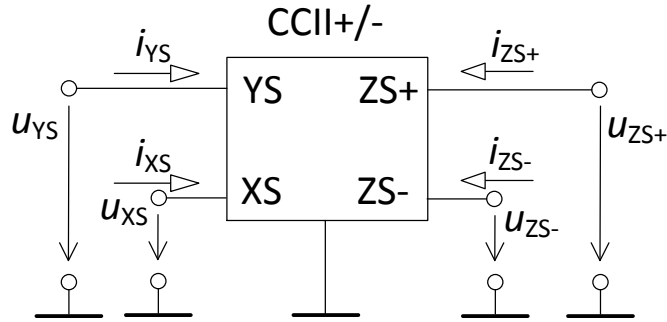
Obr. 2.1: Schématická značka UCC

UCC bylo vyvinuto na pracovišti Ústavu telekomunikací v Brně pod označením UCC-N1B. Jedná se o osmibran, který obsahuje tři napěťové vstupy s označením Y_{1+} , Y_{2-} a Y_{3+} . Dále pak proudový vstup s označením X a proudové výstupy s označením Z_{1+} , Z_{1-} , Z_{2+} a Z_{2-} . Tyto proudové výstupy mají kladný nebo záporný proudový přenos, který je dán proudovým přenosem ze vstupu X [18]. Vztahy mezi

vstupy a výstupy UCC jsou popsány hybridní maticí [8]:

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

V pouzdře UCC-N1B je také obsažen proudový konvektor druhé generace CCII+/-, který je znázorněn na obr. 2.2 [8].

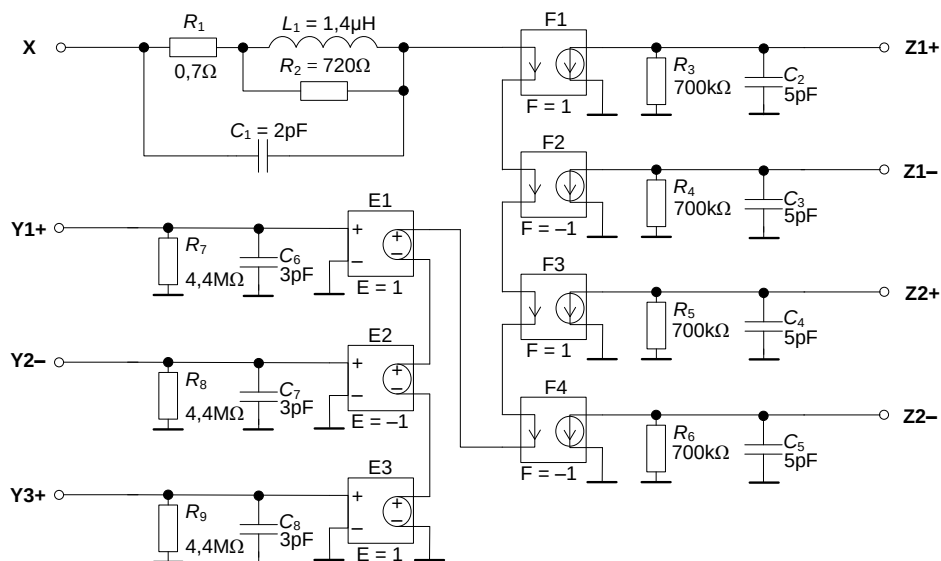


Obr. 2.2: Schématická značka CCII+/-

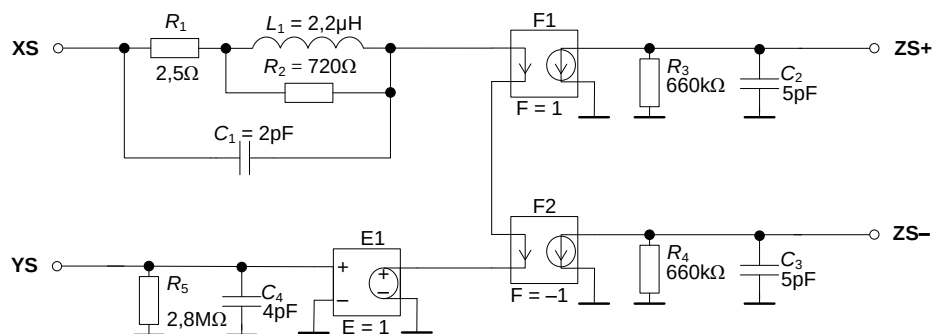
Tento obvod je popsán hybridní maticí [8]:

$$\begin{bmatrix} i_{YS} \\ u_{XS} \\ i_{ZS+} \\ i_{ZS-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{YS} \\ i_{XS} \\ u_{ZS+} \\ u_{ZS-} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Jelikož v simulovaných obvodech budou použity prvky realizované pomocí UCC, především transkonduktanční zesilovače a proudové sledovače, tak je nutné uvést simulační model jak UCC, tak CCII+/- . Jedná se o jednoduché modely, které se používají pro simulace se střídavými signály a popisují základní rysy vnějšího chování prvku, ovšem nejedná se o skutečnou vnitřní strukturu prvku. Na obr. 2.3 a obr. 2.4 jsou zobrazeny jednoduché modely vystihující reálné chování prvku [8].



Obr. 2.3: Neideální jednoduchý simulační model prvku UCC



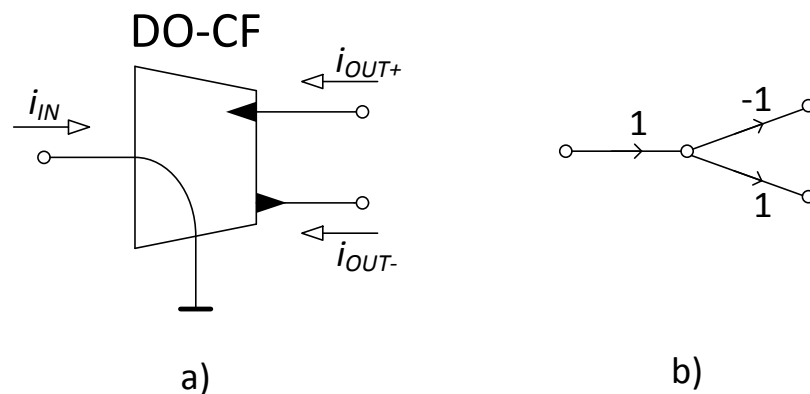
Obr. 2.4: Neideální jednoduchý simulační model prvku CCII+/-

2.2 Proudové sledovače

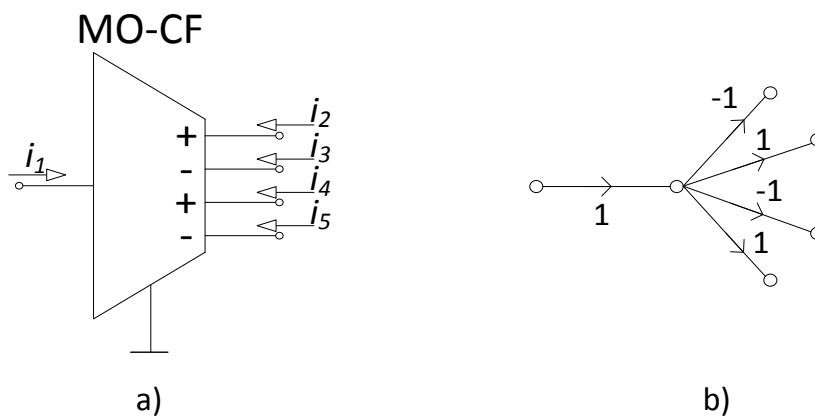
Proudové sledovače jsou základním prvkem velkého množství aktivních prvků. Je to prvek, který plní funkci zdroje proudu řízeného proudem s přenosem rovným jedné. Pro realizaci požadovaných funkcí můžeme s výhodou použít i samostatné proudové sledovače. Existují varianty s jedním až čtyřmi výstupy. Schématická značka proudového sledovače s dvěma proudovými výstupy a jedním proudovým vstupem se nazývá

DO-CF a je znázorněna spolu s M-C grafem signálových toků na obr. 2.5. Nejčastěji využívaným vícevýstupovým proudovým sledovačem je typ MO-CF. Tento proudový prvek má jeden proudový vstup a čtyři proudové výstupy [8], [12].

Schématická značka proudového sledovače MO-CF a zjednodušený M-C graf signálových toků prvku je znázorněn na obr. 2.6 [17].



Obr. 2.5: (a) Schématický model prvku DO-CF (b) Zjednodušený M-C graf signálových toků prvku



Obr. 2.6: (a) Schématický model prvku MO-CF (b) Zjednodušený M-C graf signálových toků prvku

Prvek DO-CF je charakterizován vztahem [2]

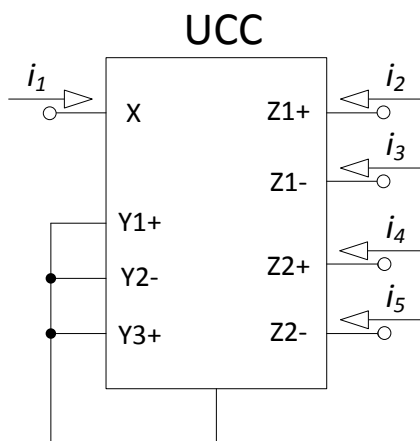
$$i_{IN} = i_{OUT+} = i_{OUT-}. \quad (2.3)$$

Funkce prvku MO-CF je popsána rovnicemi [2]

$$i_2 = i_4 = i_1 , \quad (2.4)$$

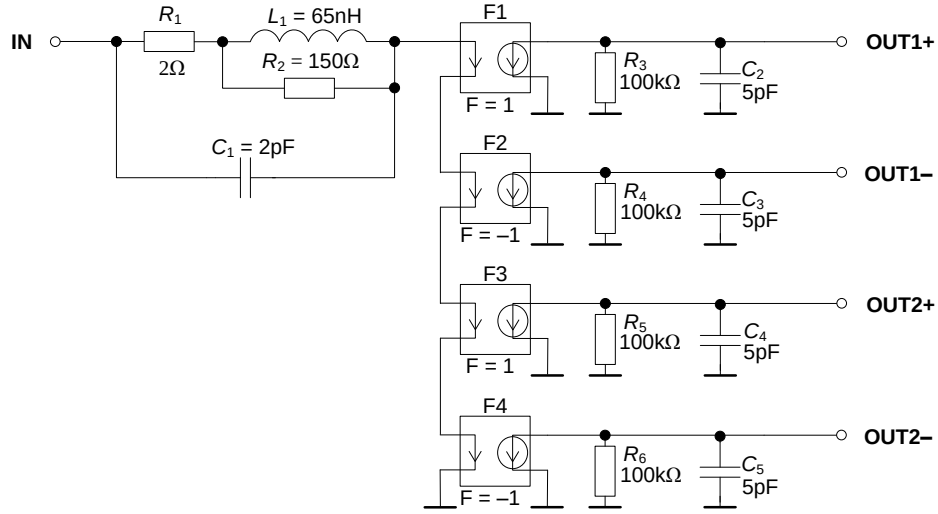
$$i_3 = i_5 = -i_1 . \quad (2.5)$$

Proudový sledovač MO-CF je v bakalářské práci použit téměř ve všech uvedených simulovaných obvodech. Pomocí UCC můžeme vhodným uzemněním vstupních svorek realizovat požadovaný MO-CF. Možná realizace MO-CF pomocí UCC je zobrazena na obr. 2.7 [8].



Obr. 2.7: Realizace MO-CF pomocí UCC

Na obr. 2.8 je zobrazen jednoduchý simulační model prvku MO-CF vycházející ze simulačního modelu UCC s tím rozdílem, že je použita jen svorka X. Tento model popisuje reálné chování obvodu MO-CF [8].



Obr. 2.8: Neideální jednoduchý simulační model prvku MO-CF

2.2.1 Plně diferenční proudový sledovač

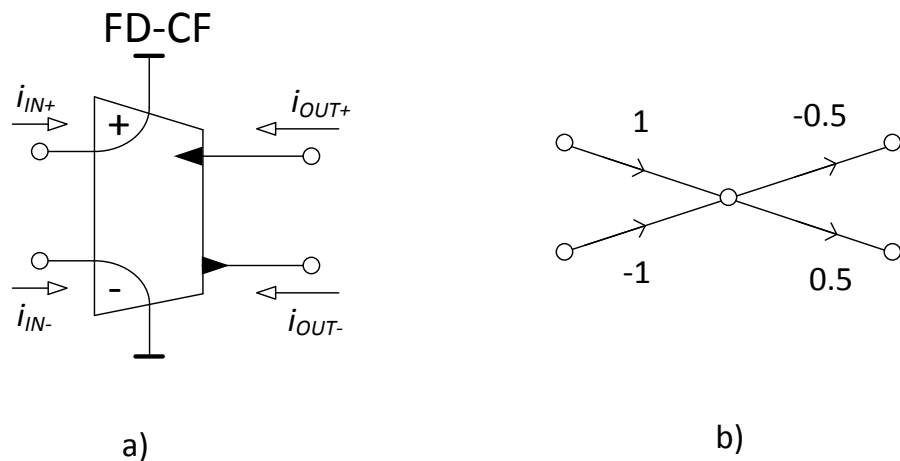
Jedná se o proudový sledovač, který má diferenční vstup i výstup. Tento prvek má označení FD-CF. Diferenční proudový sledovač je možno realizovat s různým počtem výstupů, avšak musí platit, že bude mít dvojnásobný počet výstupů oproti nediferenčnímu proudovému sledovači. Schématická značka a zjednodušený M-C graf signálových toků prvku jsou znázorněny na obr. 2.9.

Prvek můžeme popsat rovnicemi

$$i_{\text{OUT}+} = 0,5(i_{\text{IN}+} - i_{\text{IN}-}), \quad (2.6)$$

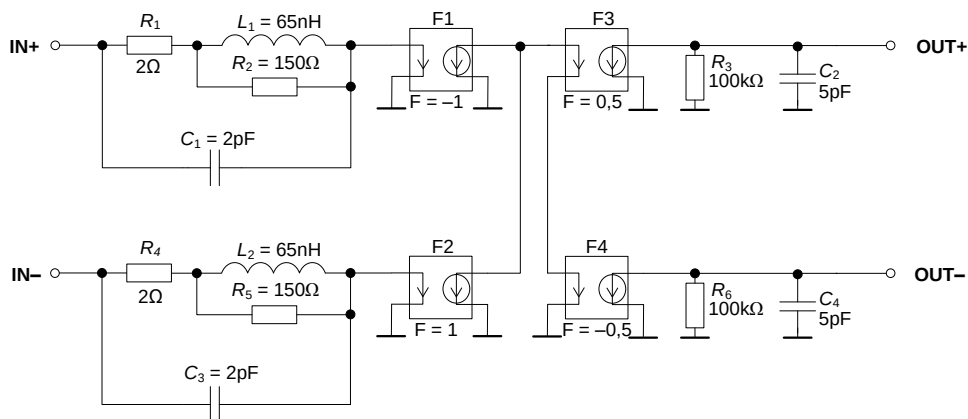
$$i_{\text{OUT}-} = -0,5(i_{\text{IN}+} - i_{\text{IN}-}). \quad (2.7)$$

Tyto rovnice charakterizují vztahy mezi vstupními a výstupními proudy. Je zřejmé, že po odečtení těchto dvou rovnic dostaneme diferenční zesílení, které je rovno jedné. Můžeme konstatovat, že prvek FD-CF je stejný jako prvek DACA, který má nastavené pevné zesílení na hodnotu jedna [17], [8].



Obr. 2.9: (a) Schématická značka FD-CF (b) Zjednodušený M-C graf signálových toků prvku

Jednoduchý simulační model prvku FD-CF popisující reálné vlastnosti obvodu je znázorněn na obr. 2.10 [8].



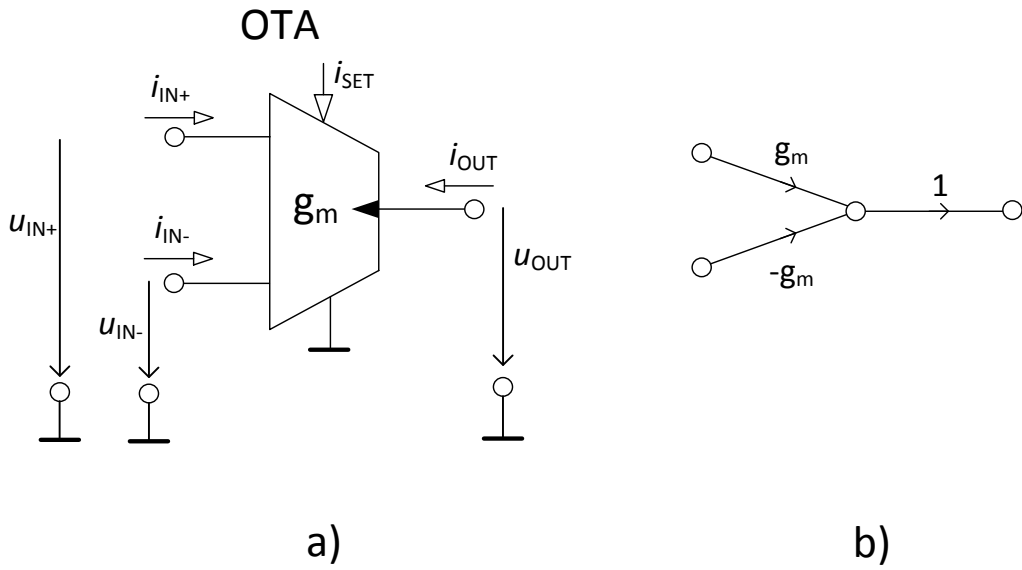
Obr. 2.10: Neideální jednoduchý simulační model prvku FD-CF

2.3 Transkonduktanční zesilovače

Operační transkonduktanční zesilovač je prvek, který má rozdílové vstupy a výstupy. V literatuře značen jako OTA. Hlavním parametrem je zde transkonduktance g_m

(převodní vodivost). Na obr. 2.11 je znázorněna schématická značka a M-C graf signálových toků prvku OTA. Transkonduktance je u tohoto prvku přeladitelná pomocí proudu i_{SET} . Chování prvku je popsáno rovnicí 2.8. Z rovnice je patrné, že se jedná o zdroj proudu řízený napětím, jedná-li se o ideální prvek. Reálný prvek však zahrnuje různé nežádoucí vlivy jako jsou například: vstupní odpor a vstupní či výstupní kapacity. Tento prvek můžeme použít samostatně i v kombinaci s dalšími aktivními proudovými prvky jako jsou proudové sledovače a zesilovače [10], [1].

$$i_{OUT} = g_m(u_{IN+} - u_{IN-}). \quad (2.8)$$

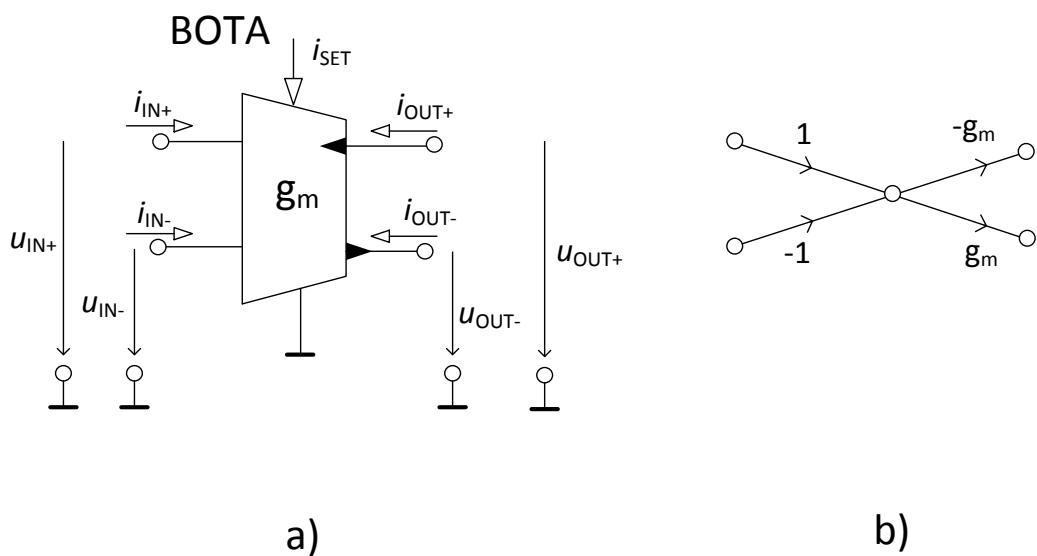


Obr. 2.11: (a) Schématický model prvku OTA (b) Zjednodušený M-C graf signálových toků prvku

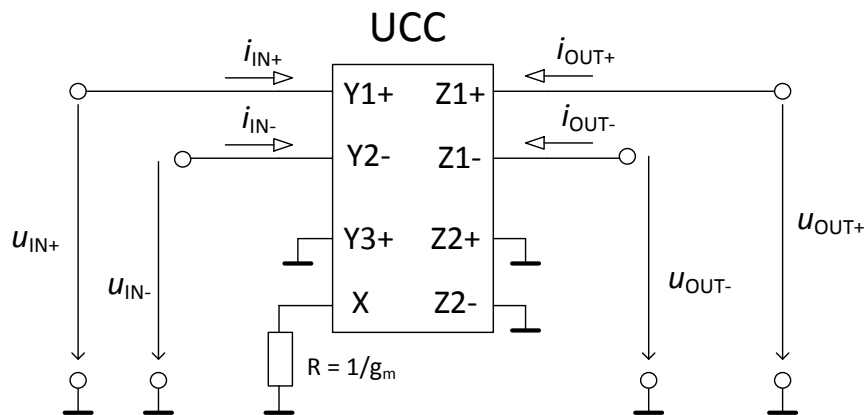
Existují i vícevýstupové transkonduktanční zesilovače jako jsou BOTA a MOTA, kde BOTA je dvouvýstupový operační zesilovač a MOTA má větší množství výstupů. Jedná se o diferenční prvky. Schématická značka zesilovače BOTA je na obr. 2.12. Možná realizace prvku BOTA pomocí konveje UCC je zobrazena na obr. 2.13. Při realizaci prvku BOTA pomocí UCC je na vstupní svorku X připojen rezistor R , který svojí hodnotou R udává transkonduktanci prvku g_m . Vstupní svorka Y3+ je uzemněna a svorky Y1+ a Y2- slouží jako rozdílové vstupy [8], [2].

Prvek BOTA je vyjádřen rovnicí popisující jeho vlastnosti chování [10]

$$i_{OUT+} = -i_{OUT-} = g_m(u_{IN+} - u_{IN-}). \quad (2.9)$$

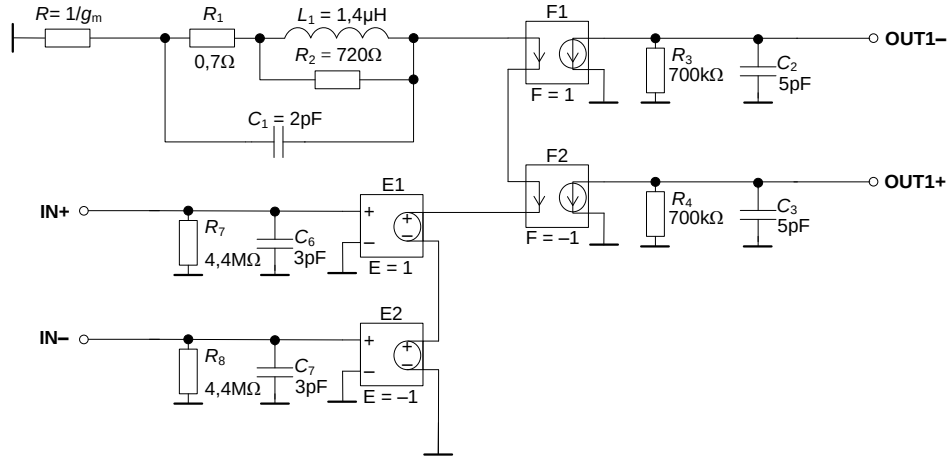


Obr. 2.12: (a) Schématický model prvku BOTA (b) Zjednodušený M-C graf signálových toků



Obr. 2.13: Možná realizace prvku BOTA pomocí UCC

Na obr. 2.14 je zobrazen jednoduchý simulační model prvku BOTA realizovaný pomocí UCC, který popisuje skutečné chování prvku. Pro vytvoření prvku MOTA se jednoduše použijí další dva výstupy prvku UCC [8], [12].



Obr. 2.14: Neideální jednoduchý simulační model prvku BOTA

2.4 Digitálně říditelný proudový zesilovač

Prvek DACA (Digitally Adjustable Current Amplifier) se chová podobně jako diferenční proudový sledovač s tím rozdílem, že vstupní proud je na rozdíl od proudového sledovače zesílen o určité zesílení. Zesílení tohoto prvku se nastavuje pomocí tří bitové CTR[2:0] sběrnice. Na obr. 4.1 je zobrazena schématická značka a zjednodušený M-C graf signálových toků. Zesílení můžeme nastavovat v rozmezí od 1 do 8 podle vstupního slova přivedeného na sběrnici. Úrovně zesílení jsou zobrazeny v tab. 2.1. Prvek DACA je popsán následujícími rovnicemi

$$i_{\text{OUT}_{\text{dif}}} = i_{\text{OUT}_{+}} - i_{\text{OUT}_{-}}, \quad (2.10)$$

$$i_{\text{IN}_{\text{dif}}} = i_{\text{IN}_{+}} - i_{\text{IN}_{-}}, \quad (2.11)$$

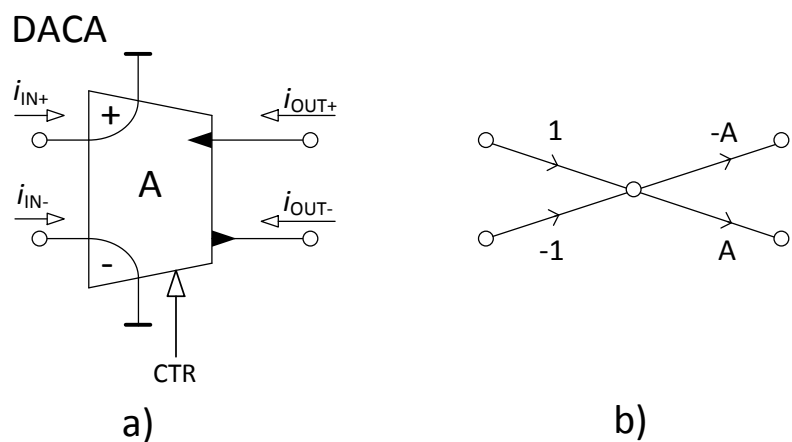
$$i_{\text{OUT}_{\text{dif}}} = 2A(i_{\text{IN}_{+}} - i_{\text{IN}_{-}}), \quad (2.12)$$

$$i_{\text{OUT}_{+}} = A(i_{\text{IN}_{+}} - i_{\text{IN}_{-}}), \quad (2.13)$$

$$i_{\text{OUT}_{-}} = -A(i_{\text{IN}_{+}} - i_{\text{IN}_{-}}), \quad (2.14)$$

kde písmeno A značí proudové zesílení prvku. První dvě rovnice představují výpočet diferenčního výstupního a vstupního proudu. Třetí rovnice představuje přenosovou funkci diferenčního zesílení a poslední dvě rovnice představují výstupní proudy pro jednotlivé výstupy. Z přenosové rovnice můžeme konstatovat, že diferenční proudové zesílení je dvojnásobné oproti nediferenčnímu proudovému zesílení [8], [11].

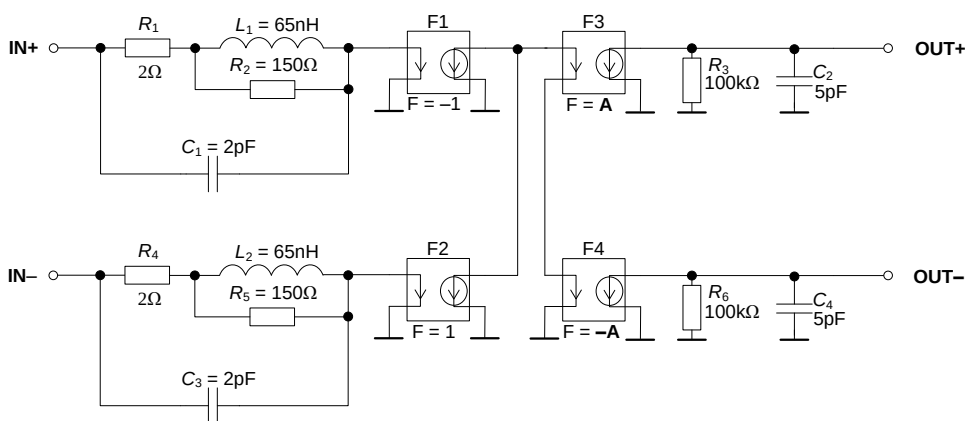
Pro simulace bude použit jednoduchý model, který je zobrazen na obr. 2.16 [8].



Obr. 2.15: (a) Schématická značka prvku DACA (b) Zjednodušený M-C graf signálových toků prvku

Tab. 2.1: Zesílení prvku DACA v závislosti na vstupním bitovém slově

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



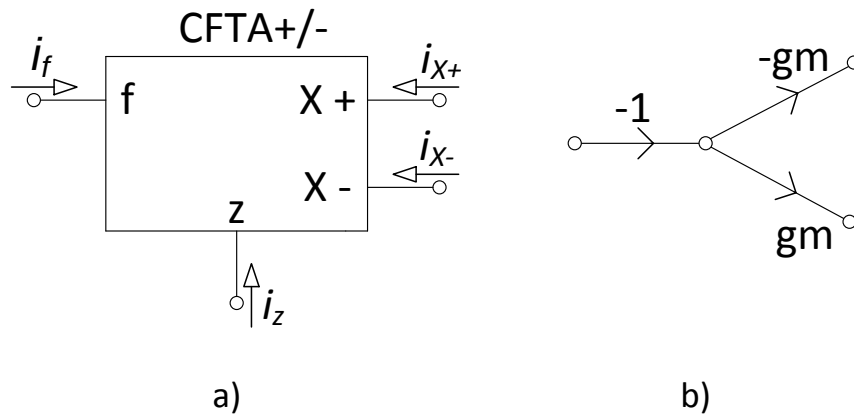
Obr. 2.16: Neideální jednoduchý simulační model prvku DACA

2.5 Proudově sledovací transkonduktanční zesilovač

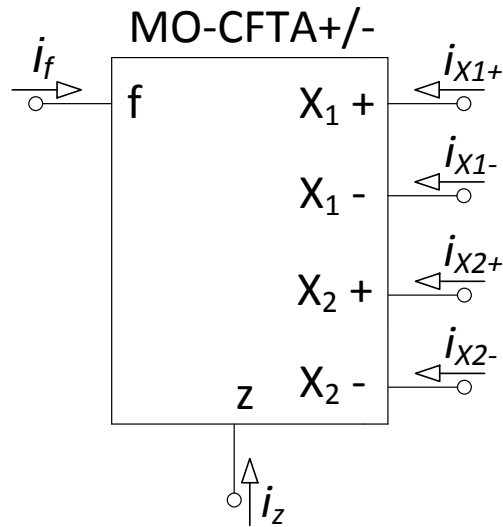
Prvek nese označení CFTA+/- (Current Follower Transconductance Amplifier). Vznikl kombinací proudového sledovače a transkonduktančního zesilovače, kde vstupní část prvku CFTA+/- tvoří proudový sledovač a výstupní část transkonduktanční zesilovač. Schématická značka CFTA+/- je znázorněna spolu s M-C grafem signálových toků na obr. 2.17. V případě použití více výstupů existuje i prvek MO-CFTA+/- . Schématická značka MO-CFTA+/- je uvedena na obr. 2.18. Na obr. 2.19 je zobrazena realizace pomocí prvků DO-CF a BOTa [5], [16], [6].

Proud tekoucí do vstupu f se proudovým sledovačem přenáší na pomocnou svorku z . Dále se napětí u_z převede pomocí transkonduktance na proudy, které tečou do výstupních svorek x_+ a x_- . Vztahy mezi jednotlivými vstupy a výstupy prvku CFTA+/- jsou popsány hybridní maticí [5]:

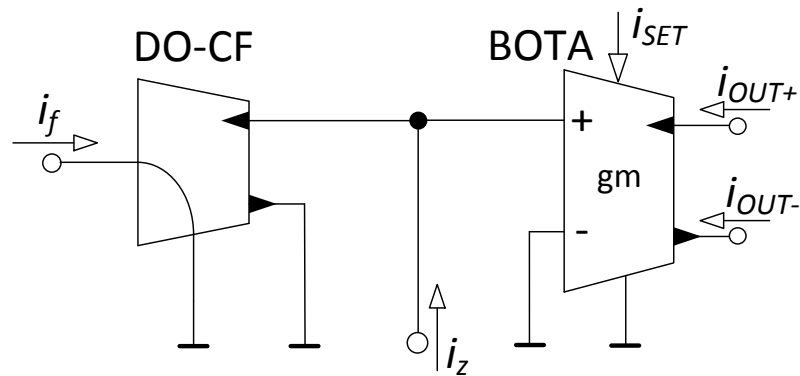
$$\begin{bmatrix} i_z \\ i_{x+} \\ i_{x-} \\ u_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ g_m & 0 & 0 & 0 \\ -g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_z \\ u_{x+} \\ u_{x-} \\ i_f \end{bmatrix} \quad (2.15)$$



Obr. 2.17: (a) Schématická značka prvku CFTA+/- (b) Zjednodušený MC graf signálových toků prvku

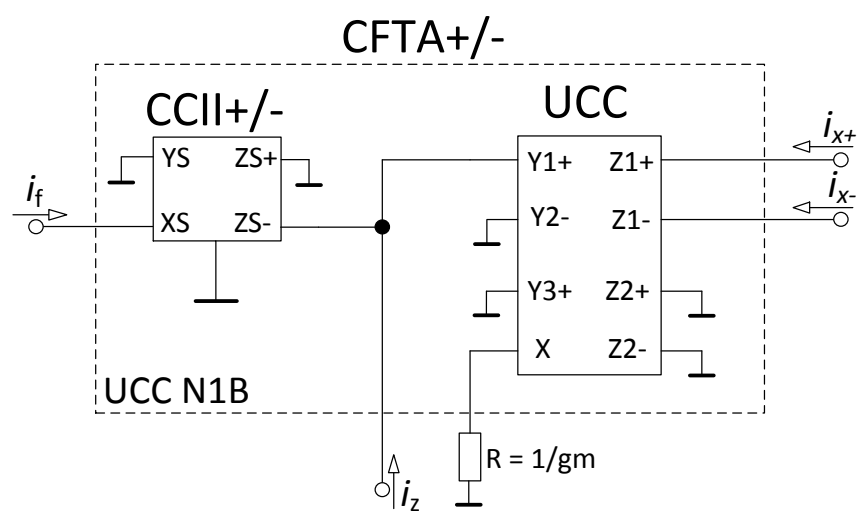


Obr. 2.18: Schématická značka prvku MO-CFTA+/-



Obr. 2.19: Prvek CFTA+/- realizovaný proudovým sledovačem a transkonduktančním zesilovačem

Na obr. 2.20 je zobrazena možná realizace prvku CFTA+/- pomocí univerzálního proudového konvejeoru UCC a proudového konvejeoru druhé generace CCII+/- . Oba tyto prvky jsou obsaženy v pouzdře UCC N1B. Díky tomu můžeme prvek CFTA+/- realizovat jedním integrovaným obvodem. I zde je, stejně jako u prvku BOTA re-alizovaného pomocí UCC, dána transkonduktance hodnotou odporu rezistoru R . Pro simulace bude využit prvek CFTA+/- realizovaný pomocí DO-CF a BOTA. Simulační modely těchto dvou prvků jsou popsány v kap. 2.2 a 2.3 [16].



Obr. 2.20: Prvek CFTA+/- realizovaný pomocí UCC

3 POUŽITÉ METODY NÁVRHU KMITOČTOVÝCH FILTRŮ

3.1 Návrh kmitočtového filtru pomocí grafů signálových toků

Pro návrh kmitočtových filtrů v bakalářské práci je použita metoda tzv. Masonových-Coatesových (M-C) grafů signálových toků. Tyto grafy signálových toků mohou být využity v mnoha různých oblastech elektrotechniky a číslicové techniky. Pomocí pravidel pro řešení M-C grafů signálových toků, lze navrhnout obvody s požadovaným tvarem přenosové funkce. K tomuto účelu používáme tzv. Masonovo pravidlo

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

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

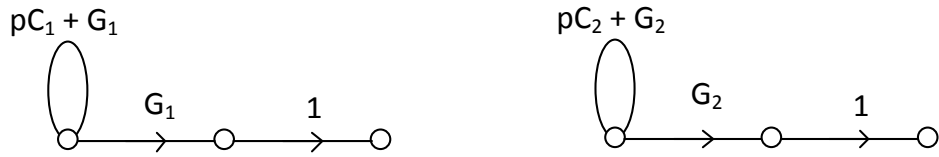
$$\Delta = 1 - \sum_k S_1^{(k)} V_1^{(k)} + \sum_l S_2^{(l)} V_2^{(l)} - \sum_m S_3^{(m)} V_3^{(m)} + \dots, \quad (3.2)$$

kde V vyjadřuje součin všech vlastních smyček, $S_1^{(k)}$ je přenos k -té smyčky a $V_1^{(k)}$ je součin všech vlastních smyček uzlů, kterých se k -tá smyčka nedotýká. $S_2^{(l)}$ je přenos dvou vzájemně se nedotýkajících smyček, $V_2^{(l)}$ je součin všech vlastních smyček uzlů, kterých se l -tá smyčka nedotýká. Zároveň determinant M-C grafu signálových toků 3.2 představuje levou stranu charakteristické rovnice CE

$$CE = p^2 C_1 C_2 + p C_2 G_1 + G_1 G_2 = 0. \quad (3.3)$$

Tvar charakteristické rovnice CE určuje chování navrhovaného obvodu. Při návrhu filtru se musí jmenovatel přenosové funkce (CE) skládat z nejméně $n + 1$ prvků a všechny tyto prvky musí mít z důvodu stability stejné znaménko. Filtr můžeme snadno navrhnout složením pasivních prvků a aktivních prvků, pak můžeme předpokládat, že se zjednodušený M-C graf signálových toků bude skládat z několika smyček, které budou poskládány tak, aby vznikla naše požadovaná charakteristická rovnice CE 3.3 [3], [11], [13].

V prvním kroku jsou vytvořeny dvě vzájemně se nedotýkající vlastní smyčky, které jsou zobrazeny na obr. 3.1.

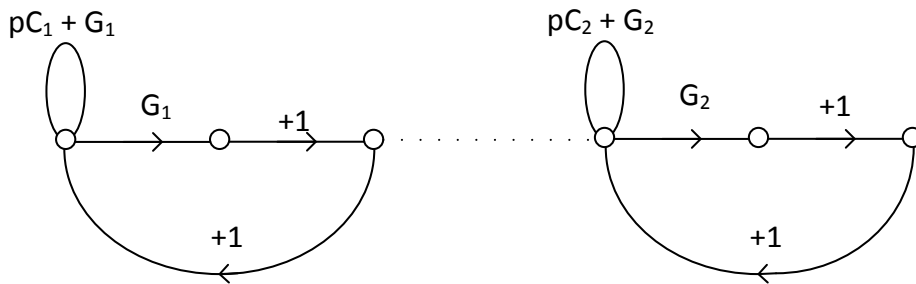


Obr. 3.1: Dvě nedotýkající se vlastní smyčky

V této fázi je determinant roven pouze součinu těchto dvou vlastních smyček

$$\Delta = V = \mathbf{p}^2 C_1 C_2 + \mathbf{p} C_1 G_2 + \mathbf{p} C_2 G_1 + G_1 G_2. \quad (3.4)$$

Z charakteristické rovnice je zřejmé, že některé členy determinantu jsou nežádoucí. Těchto nežádoucích členů se lze zbavit zavedením dvou zpětných nedotýkajících se smyček, obr. 3.2.

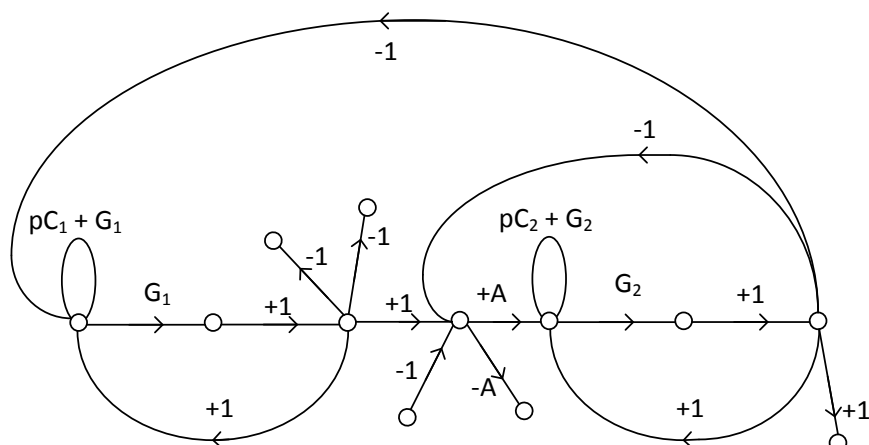


Obr. 3.2: Dvě nedotýkající se vlastní smyčky a další dvě nedotýkající se zpětné smyčky

Po přidání zpětných smyček, přejde výsledný determinant do tvaru

$$\Delta = \mathbf{p}^2 C_1 C_2. \quad (3.5)$$

Další členy vytvoříme přidáním dvou vzájemně se dotýkajících smyček, to je znázorněno na obr. 3.3.



Obr. 3.3: Kompletní řešení M-C grafu signálových toků

Determinant se v této fázi již rovná našemu požadovanému tvaru

$$\Delta = \mathbf{CE} = \mathbf{p}^2 C_1 C_2 + \mathbf{p} C_1 G_2 A + G_1 G_2 A. \quad (3.6)$$

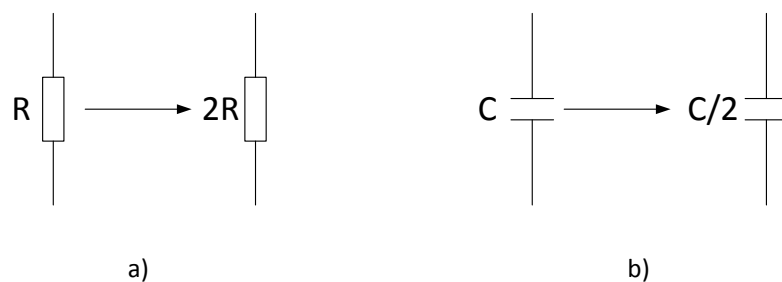
V M-C grafu signálových toků jsou vyznačeny i nepoužité vstupy a výstupy aktivních prvků. Obvod se skládá ze dvou aktivních prvků MO-CF a jednoho DACA [17].

3.2 Transformace obvodu na diferenční strukturu

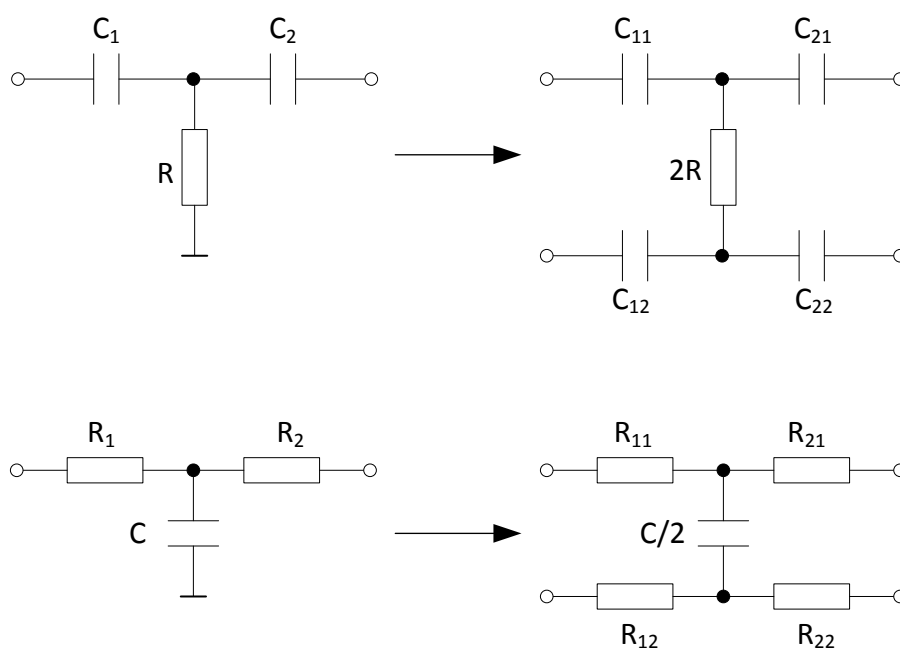
Jedná se o jednoduchý způsob, jak získat z nediferenční struktury diferenční. Transformace spočívá v zrcadlení nediferenční struktury vůči zemi. Při transformaci stoupne počet pasivních prvků zhruba na dvojnásobek. Nediferenční aktivní prvky jsou nahrazeny diferenčními. Diferenční prvky jsou takové prvky, které mají diferenční vstupy ale také výstupy. Podle použité metody transformace se určí hodnoty pasivních součástek. Existují dvě metody transformace, a to metoda transformace příčných prvků a metoda transformace podélných prvků [17].

3.2.1 Transformace příčných prvků

U transformace příčných pasivních prvků zrcadlíme nediferenční strukturu vůči zemi a hodnoty prvků ležící v příčné větvi měníme, zatímco hodnoty prvků v podélné větvi neměníme. Rezistory se touto metodou transformují s dvojnásobnou hodnotou a kondenzátory s poloviční hodnotou, jak je vidět na obr. 3.4. Na obr. 3.5 můžeme vidět transformaci příčných prvků spolu se zrcadlením prvků podélných [17].



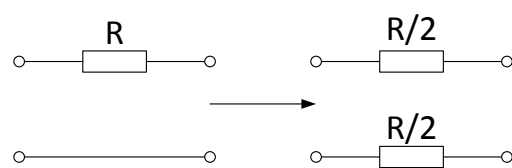
Obr. 3.4: (a) Transformace rezistoru (b) Transformace kapacitoru



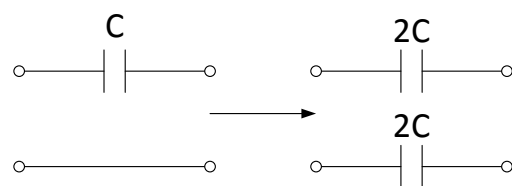
Obr. 3.5: Transformace rezistorů a kapacitorů v příčné větvi

3.2.2 Transformace podélných prvků

U transformace podélných pasivních prvků zrcadlíme prvek ležící v podélné větvi. Hodnoty prvků ležící v příčné větvi neměníme a hodnoty prvků v podélné větvi měníme. Rezistory se pomocí této metody změní na poloviční hodnotu a hodnoty kondenzátorů se zdvojnásobí, jak je vidět na obr. 3.6. Na obr. 3.7 je znázorněna transformace podélných prvků [17].

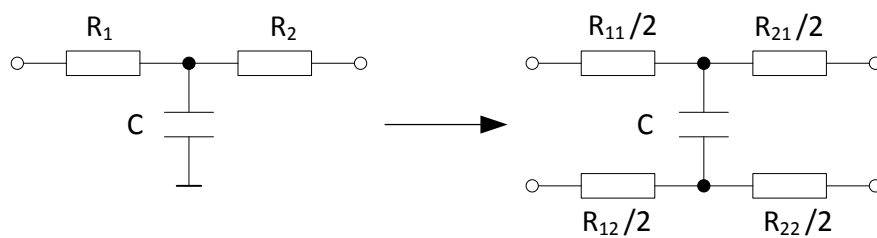
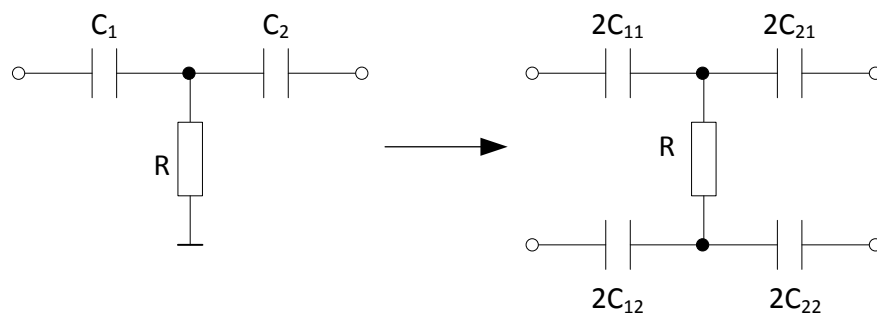


a)



b)

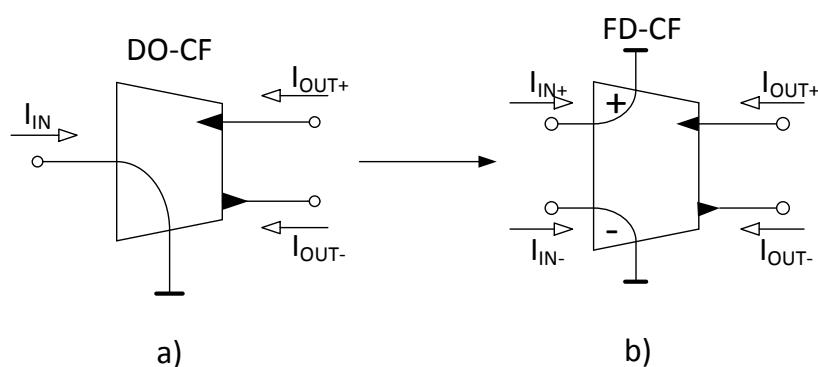
Obr. 3.6: (a) Transformace rezistoru (b) Transformace kapacitoru



Obr. 3.7: Transformace rezistorů a kapacitorů v podélné větvi

3.2.3 Transformace aktivních prvků

Abychom mohli vytvořit diferenční obvod, musí mít i aktivní prvky diferenční vstupy a výstupy. Při vytváření diferenčního prvku se musí nediferenční prvek rozšířit o další vstupy a výstupy, aby mohl zpracovávat rozdílové signály. Představitel nediferenčního prvku je proudový sledovač DO-CF. Tento prvek má pouze jeden vstup. Pro realizaci DO-CF se dvěma rozdílnými vstupy musíme původní prvek rozšířit o jeden vstup, tímto způsobem vznikne plně diferenční prvek s označením FD-CF, viz. obr. 3.8. Prvky, které už mají diferenční vstupy a výstupy nemusíme transformovat [14].



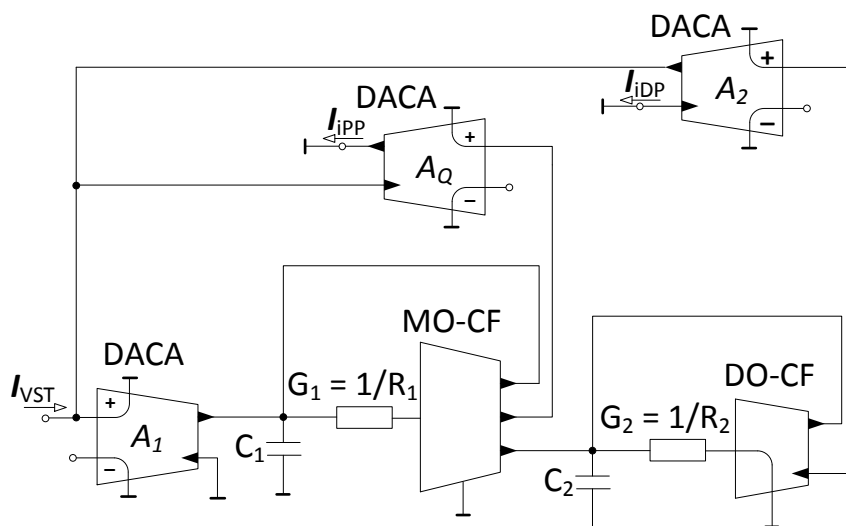
Obr. 3.8: (a) Nediferenční proudový sledovač DO-CF (b) Plně diferenční proudový sledovač FD-CF

4 VLASTNÍ NÁVRH A SIMULACE VYBRANÝCH KMITOČTOVÝCH FILTRŮ

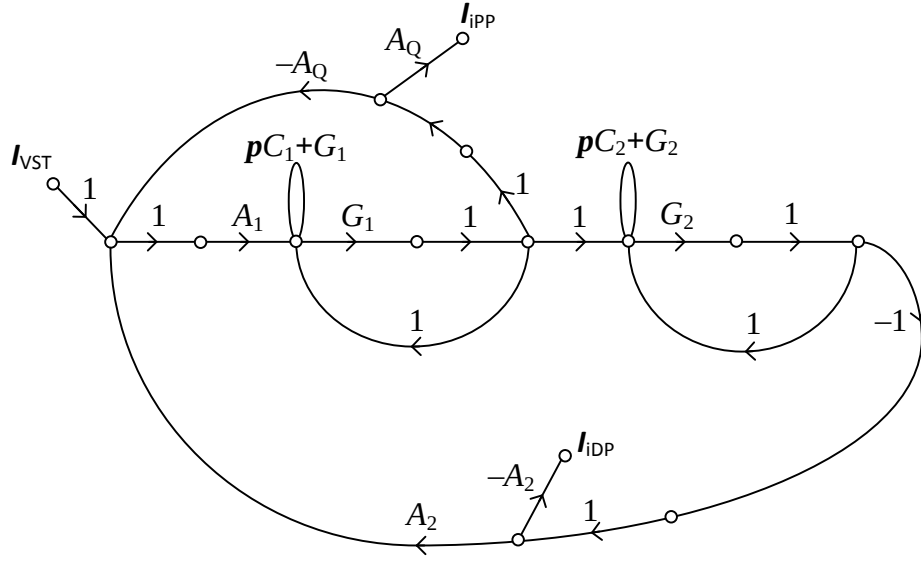
V kapitole jsou prezentovány mnou navržené nediferenční a diferenční zapojení pracující v proudovém módu a jejich simulace. K sestavení těchto obvodů byly použity výše popsané aktivní prvky. Jako hlavní aktivní prvek je v zapojeních použit transkonduktanční zesilovač a proudový sledovač.

4.1 Nediferenční přeladitelný kmitočtový filtr se dvěma proudovými sledovači a třemi proudovými zesilovači

Nediferenční kmitočtový filtr druhého řádu je schopen realizovat filtrační funkce iPP a iDP. Obvod se skládá ze tří digitálně říditelných zesilovačů DACA a dvou proudových sledovačů, jak je patrné ze schématu zapojení na obr. 4.1. Schéma zapojení bylo vytvořeno pomocí zjednodušeného M-C grafu signálových toků, který je uveden na obr. 4.2. Pomocí změny jednotlivých zesílení je možné řídit mezní kmitočet f_0 nezávisle na změně činitele jakosti Q .



Obr. 4.1: Schéma zapojení nediferenčního filtru se dvěma proudovými sledovači a třemi proudovými zesilovači



Obr. 4.2: Zjednodušený graf signálových toků obvodu

Z grafu signálových toků filtru byla dle postupu popsaného v kapitole 3.1 určena charakteristická rovnice

$$\mathbf{CE} = \mathbf{p}^2 C_1 C_2 + \mathbf{p} C_2 G_1 A_Q A_2 + G_1 G_2 A_1 A_2 = 0. \quad (4.1)$$

V programu SNAP byly zjištěny všechny přenosové funkce kmitočtového filtru, které jsou popsány následujícím způsobem

$$\mathbf{K}_{\text{iPP}} = \frac{I_{\text{iPP}}}{I_{\text{VST}}} = \frac{-\mathbf{p} C_2 G_1 A_Q A_2}{\mathbf{p}^2 C_1 C_2 + \mathbf{p} C_2 G_1 A_Q A_2 + G_1 G_2 A_1 A_2}, \quad (4.2)$$

$$\mathbf{K}_{\text{iDP}} = \frac{I_{\text{iDP}}}{I_{\text{VST}}} = \frac{-G_1 G_2 A_1 A_2}{\mathbf{p}^2 C_1 C_2 + \mathbf{p} C_2 G_1 A_Q A_2 + G_1 G_2 A_1 A_2}. \quad (4.3)$$

Z rovnic je patrné, že se funkce ve jmenovateli rovnají. Díky této rovnosti můžeme z koeficientů ve jmenovateli vyjádřit rovnici pro úhlový kmitočet ω_0 a činitel jakosti Q_0

$$\omega_0^2 = \frac{G_1 G_2 A_1 A_2}{C_1 C_2}, \quad (4.4)$$

$$Q^2 = \frac{1}{A_Q^2} \cdot \frac{C_1 G_2}{C_2 G_1}. \quad (4.5)$$

Z rovnic vyjádříme vztahy pro výpočet vodivostí G_1 a G_2 . Přitom ve výpočtech uvažujeme, že činitel jakosti bude nepřímo úměrně řízen pomocí A_Q , přitom řízení činitele jakosti nebude ovlivňovat mezní kmitočet. Musí proto platit $A_1 = A_2 = A$. Dále byly zvoleny hodnoty kondenzátorů $C_1 = C_2 = C = 1$ nF. Vztahy pro výpočet vodivostí jsou

$$G_1 = \frac{G_2}{A_Q^2 Q^2}, \quad (4.6)$$

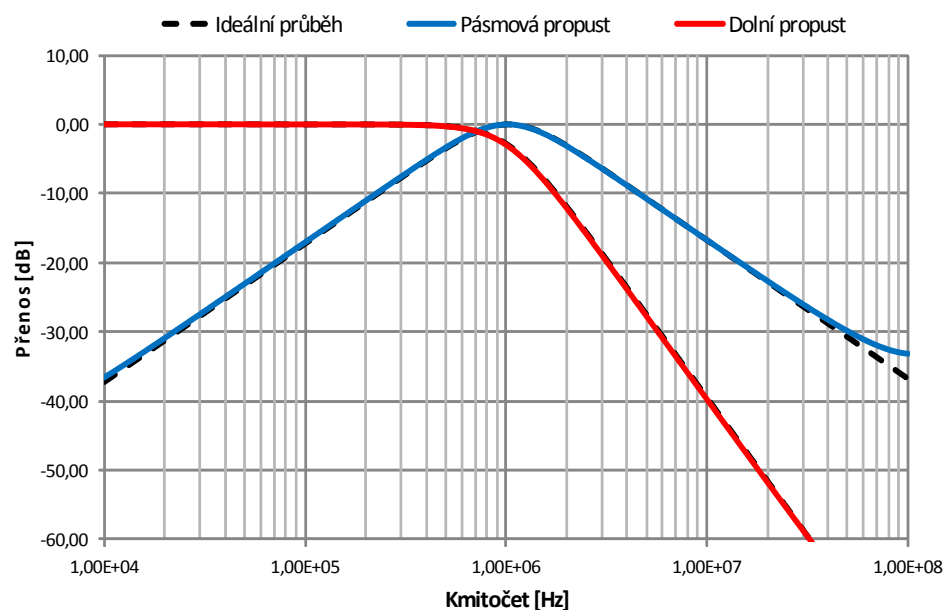
$$G_2 = \frac{C 2\pi f_0 A_Q Q}{A}. \quad (4.7)$$

Pro počítačové simulace byl zvolen mezní kmitočet v rozsahu $f_0 = \{0, 125; 1\}$ MHz, čemuž odpovídá zesílení $A \in \{1; 8\}$. Dále byl zvolen rozsah zesílení $A_Q = \{1; 8\}$, kterému odpovídá činitel jakosti $Q \in \{5, 656; 0, 707\}$. Pro výpočet hodnot vodivostí byl použit mezní kmitočet $f_0 = 1$ MHz, činitel jakosti $Q = 0, 707$ (zesílení $A_Q = A = 8$) a hodnota kondenzátoru $C = 1$ nF. Vypočtené hodnoty vodivostí jsou následující $G_1 = 0, 139$ mS a $G_2 = 4, 442$ mS. Vodivosti G_1 a G_2 je dále třeba přepočítat na rezistory R_1 a R_2 , kde $R_1 = 1/G_1 = 7194 \Omega$ a $R_2 = 1/G_2 = 225 \Omega$. Hodnoty rezistorů vybrané z řady E24 jsou $R_1 = 7, 5$ k Ω a $R_2 = 220 \Omega$.

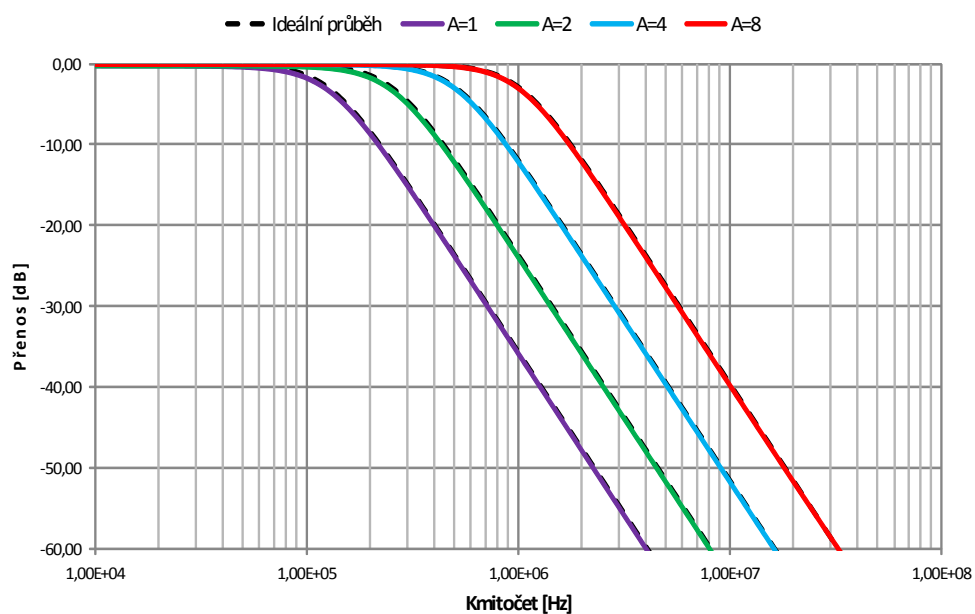
Realizovatelné filtrační funkce jsou zobrazeny na obr. 4.3. Pro simulaci byl použit mezní kmitočet $f_0 = 1$ MHz, čemuž odpovídá hodnota zesílení $A = 8$, $g_m = 5$ mS. Dále byl použit činitel jakosti $Q = 0, 7071$, pro který platí zesílení $A_Q = 8$. V grafu je zobrazena simulace s ideálními prvky (čárkovaně) a s reálnými prvky (plná čára). Z modulové charakteristiky je patrné, že simulace s reálnými prvky má téměř totožné vlastnosti jako simulace s ideálními prvky. Ovšem na vysokých kmitočtech dochází k nepatrným nepřesnostem vlivem reálných vlastností prvků.

Řízení mezního kmitočtu v závislosti na změně zesílení A je graficky znázorněno na obr. 4.4. Pro přehlednost byla vybrána simulace filtrační funkce iDP. Simulace s ideálními prvky je zobrazena čárkovaně a s reálnými plnou čarou. Z grafu je zřejmé, že výsledky simulace s reálnými prvky jsou shodné s výsledky simulace s ideálními prvky. Pro porovnání jsou hodnoty vypočteného a simulovaného mezního kmitočtu v závislosti na změně zesílení A shrnuty v tab. 4.7. Je zřejmé, že se vypočtené hodnoty od simulovaných liší jen nepatrně.

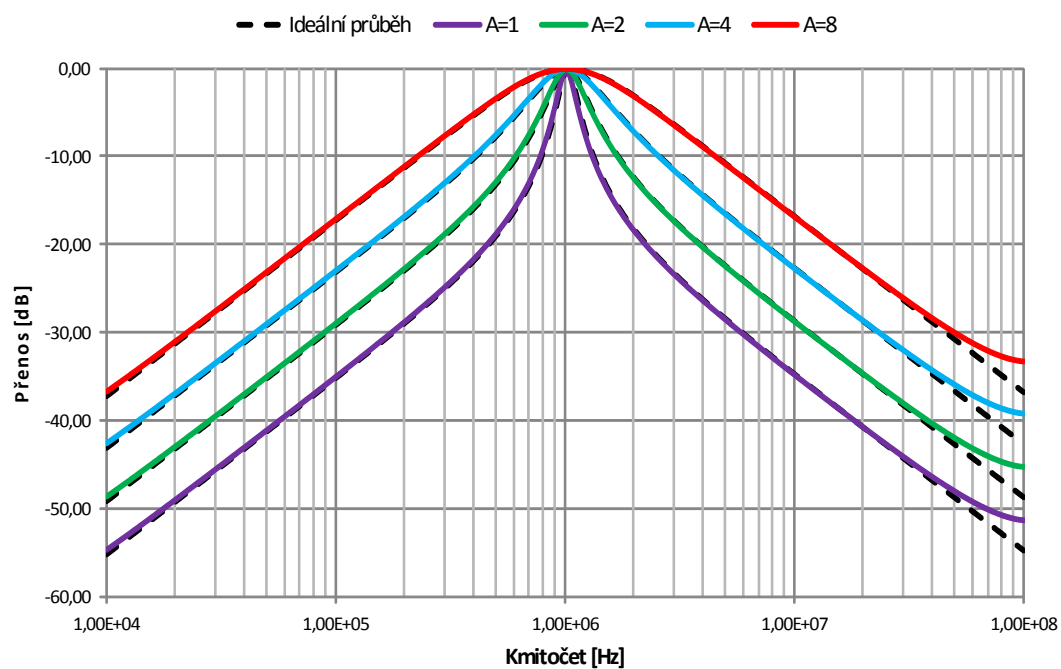
V grafu na obr. 4.24 je naznačena změna činitele jakosti Q pomocí změny zesílení A_Q . Pro simulace byla vybrána filtrační funkce iPP pracující na kmitočtu 1 MHz. Simulace s reálnými prvky (plná čára) je velice shodná se simulací s ideálními prvky (čárkovaně). Vlivem vlastností reálných prvků dochází na vysokých kmitočtech k odchylkám. Výsledky simulace s reálnými prvky jsou pro jednotlivá zesílení porovnány s vypočtenými v tab. 4.8.



Obr. 4.3: Výsledky simulací filtračních funkcí iDP a iPP nediferenčního filtru se dvěma proudovými sledovači a třemi DACA



Obr. 4.4: Výsledky simulací nediferenčního filtru se dvěma proudovými sledovači a třemi DACA při změně mezního kmitočtu u filtrační funkce iDP



Obr. 4.5: Výsledky simulací nediferenčního filtru se dvěma proudovými sledovači a třemi DACA při změně činitele jakosti u filtrační funkce iPP

Tab. 4.1: Závislost mezního kmitočtu na změně zesílení A u funkce typu iDP

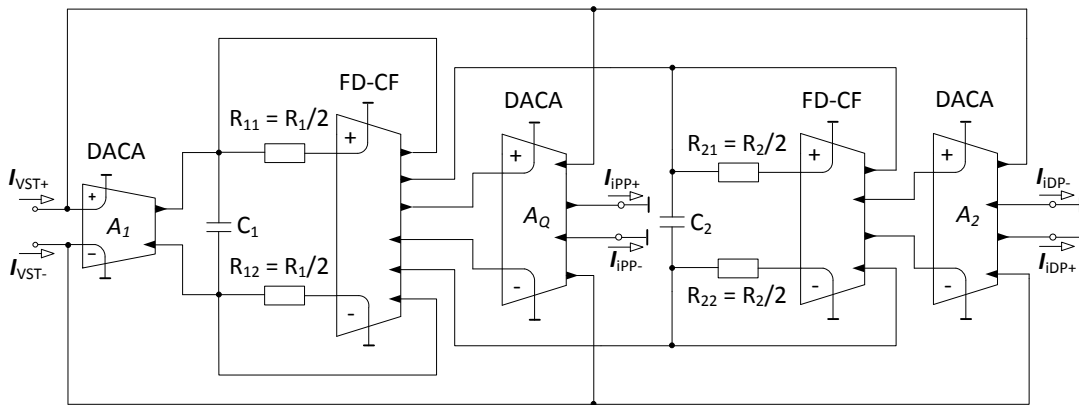
A [-]	$f_{\text{vypočtený}}$ [MHz]	$f_{\text{simulovaný}}$ [MHz]
1	0,125	0,120
2	0,250	0,244
4	0,500	0,493
8	1,000	0,995

Tab. 4.2: Závislost činitele jakosti na změně zesílení A_Q u funkce typu iPP

A_Q [mS]	$Q_{\text{vypočtený}}$ [MHz]	$Q_{\text{simulovaný}}$ [MHz]
1	5,656	5,181
2	2,828	2,622
4	1,414	1,305
8	0,707	0,656

4.2 Diferenční přeladitelný kmitočtový filtr se dvěma diferenčními proudovými sledovači a třemi proudovými zesilovači

Transformací nediferenčních součástek na diferenční a zrcadlením celé struktury z kapitoly 4.1 vznikne plně diferenční přeladitelný kmitočtový filtr se dvěma diferenčními proudovými sledovači a třemi proudovými zesilovači. Transformace pasivních součástek na diferenční strukturu byla provedena podle pravidel v kap. 3.2.2. Proudové sledovače MO-CF a DO-CF byly nahrazeny plně diferenčními FD-CF s různými počty výstupů. Prvky DACA byly použity jako diferenční a byly rozšířeny o další výstupy, dle potřeby. Jelikož se jedná o přeladitelný kmitočtový filtr, tak je možné nezávisle na sobě řídit mezní kmitočet a činitel jakosti. Schéma zapojení přeladitelného diferenčního kmitočtového filtru je uvedeno na obr. 4.6.



Obr. 4.6: Schéma zapojení přeladitelného diferenčního filtru se dvěma FD-CF a třemi DACA

V případě diferenčního zesílení prvků DACA, musíme brát v úvahu, že zesílení A a A_Q bude dvojnásobné. Z tohoto důvodu je nutné přepočítat hodnoty rezistorů R_1 a R_2 . V rámci diferenčního filtru bude hodnota $2A$ všude tam, kde se v charakteristické rovnici 4.1 vyskytuje A . Vztahy pro výpočet vodivostí pak jsou

$$G_1 = \frac{G_2}{2A_Q^2 Q^2}, \quad (4.8)$$

$$G_2 = \frac{C2\pi f_0 A_Q Q}{A}. \quad (4.9)$$

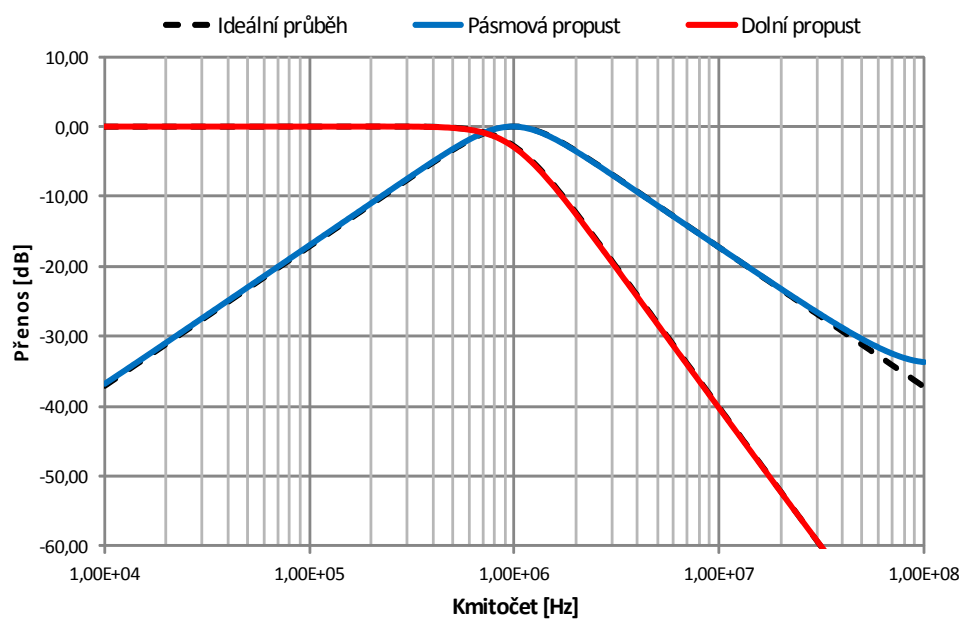
Rozsah řízení mezního kmitočtu byl ponechán $f_0 = \{0, 125; 1\}$ MHz, čemuž odpovídá zesílení $A \in \{1; 8\}$. Také byl ponechán rozsah zesílení $A_Q = \{1; 8\}$, díky kterému je řízen činitel jakosti v rozsahu $Q \in \{5, 656; 0, 707\}$. Hodnoty vodivosti jsou vypočtené pro $f_0 = 1$ MHz, činitel jakosti $Q = 0, 707$ (zesílení $A_Q = A = 8$) a hodnotu kondenzátoru $C = 1$ nF. Dopočítané hodnoty vodivostí jsou $G_1 = 0, 035$ mS a $G_2 = 4, 442$ mS. Přepočítané vodivosti na rezistory jsou $R_1 = 1/G_1 = 28, 81$ k Ω a $R_2 = 1/G_2 = 225$ Ω . Z pravidel pro transformaci pasivních prvků na diferenční strukturu je zřejmé, že pasivní prvky ležící v podélných větvích musí mít poloviční hodnotu, jak je vidět ve schématu zapojení. Poloviční hodnoty rezistorů vybrané z řady E24 pak budou $R_{11} = R_{12} = 15$ k Ω a $R_{21} = R_{22} = 110$ Ω .

Modulová charakteristika filtračních funkcí je znázorněna na obr. 4.7. Z grafu je zřejmé, že rozdíly mezi simulací s ideálními (čárkovaně) a reálnými prvky (plná čára) jsou minimální, pouze dochází na vysokých kmitočtech k odchylkám vlivem reálných vlastností použitých prvků. Útlum má odpovídající strmost 40 dB na dekádu, což značí, že se jedná o kmitočtový filtr druhého řádu.

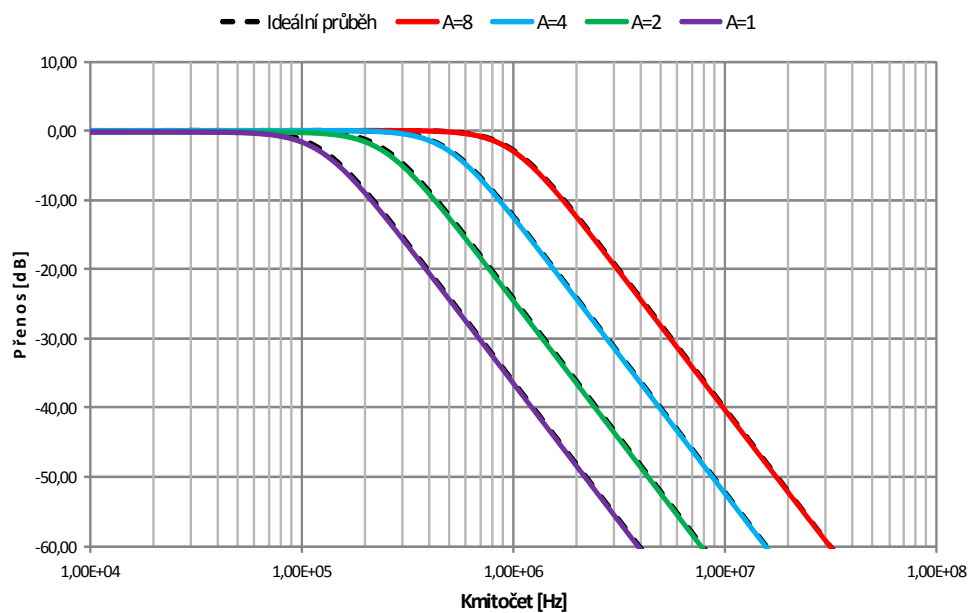
Na obr. 4.8 je znázorněna modulová charakteristika řízení mezního kmitočtu pomocí zesílení A . Pro přehlednost byla vybrána funkce iDP. Ze simulace můžeme vidět, že se ideální simulace (čárkovaně) od reálné (plná čára) vůbec neliší. Výsledky závislosti mezního kmitočtu na změně zesílení A jsou uvedeny v tab. 4.3.

V grafu na obr. 4.9 jsou znázorněny výsledky změny činitele jakosti pomocí zesílení A_Q pro filtrační funkci iPP. Je zřejmé, že simulace s reálnými prvky (plná čára) je shodná s teoretickými předpoklady. Pouze na vyšších kmitočtech dochází k odchylkám, které opět způsobují vlastnosti reálných prvků. Hodnoty činitelů jakosti získané simulací v závislosti na změně zesílení A_Q jsou uvedeny v tab. 4.4

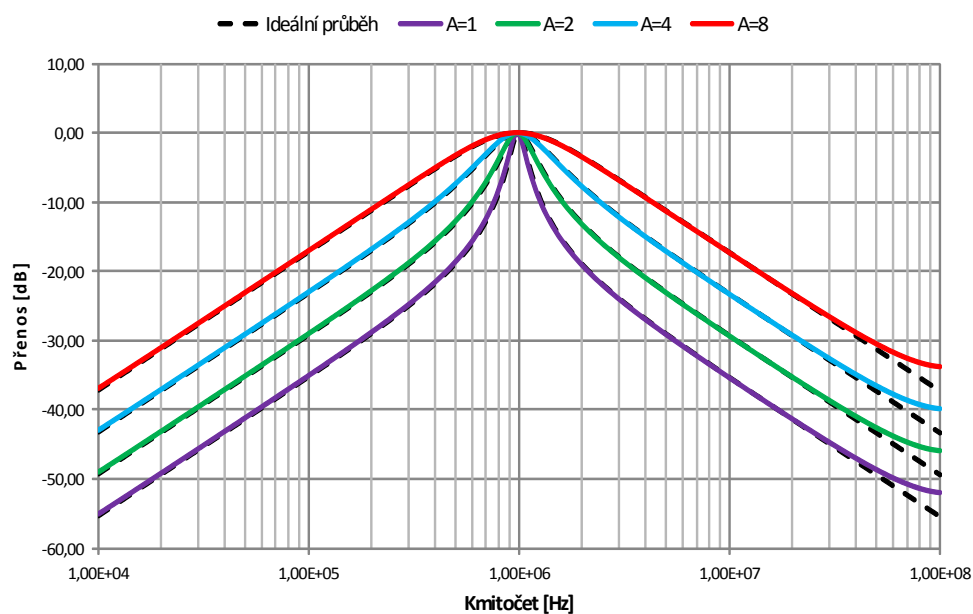
Porovnání mezi nediferenčním a diferenčním typem kmitočtového filtru je zobrazeno na obr. 4.10. Je patrná velká shoda obou typů kmitočtových filtrů.



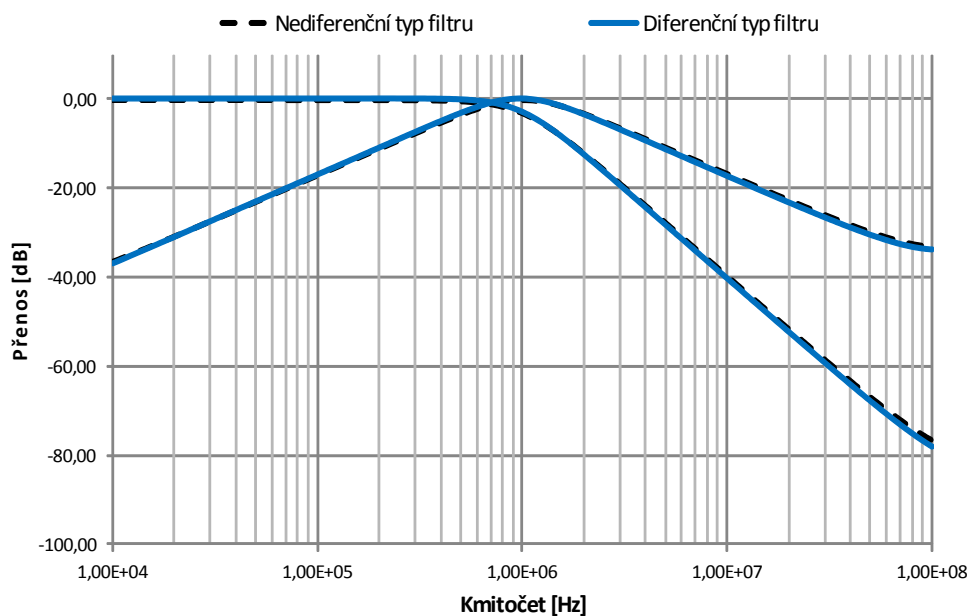
Obr. 4.7: Výsledky simulací filtračních funkcí iDP a iPP diferenčního filtru se dvěma FD-CF a třemi DACA



Obr. 4.8: Výsledky simulací diferenčního filtru se dvěma FD-CF a třemi DACA při změně mezního kmitočtu u filtrační funkce iDP



Obr. 4.9: Výsledky simulací diferenčního filtru se dvěma FD-CF a třemi DACA při změně činitele jakosti u filtrační funkce iPP



Obr. 4.10: Výsledky simulací filtračních funkcí iDP a iPP nediferenčního a diferenčního filtru s reálnými prvky

Tab. 4.3: Závislost mezního kmitočtu na změně zesílení A u funkce typu iDP

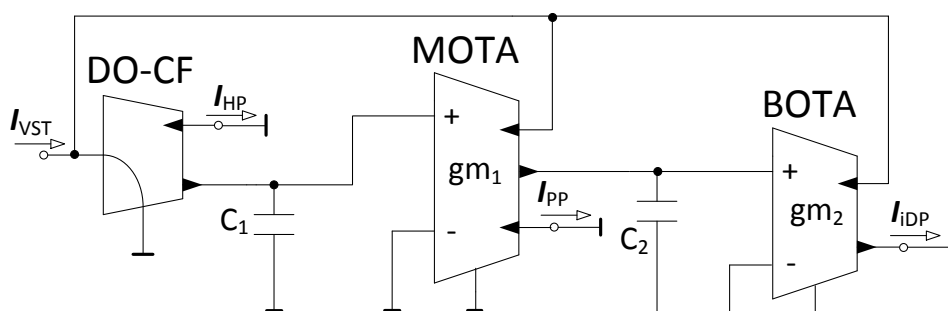
A [-]	$f_{\text{vypočtený}}$ [MHz]	$f_{\text{simulovaný}}$ [MHz]
1	0,125	0,123
2	0,250	0,248
4	0,500	0,498
8	1,023	1,000

Tab. 4.4: Závislost činitele jakosti na změně zesílení A_Q u funkce typu iPP

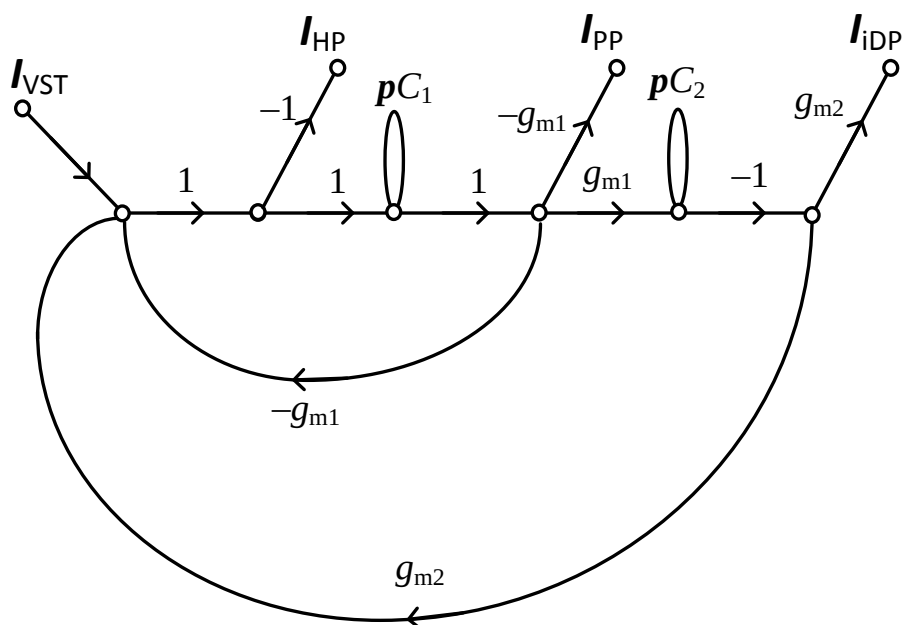
A_Q [-]	$Q_{\text{vypočtený}}$ [MHz]	$Q_{\text{simulovaný}}$ [MHz]
1	5,656	5,754
2	2,828	2,883
4	1,414	1,416
8	0,707	0,721
2,5	1,279	1,320

4.3 Nediferenční přeladitelný multifunkční kmitočtový filtr se dvěma transkonduktančními zesilovači a jedním proudovým sledovačem

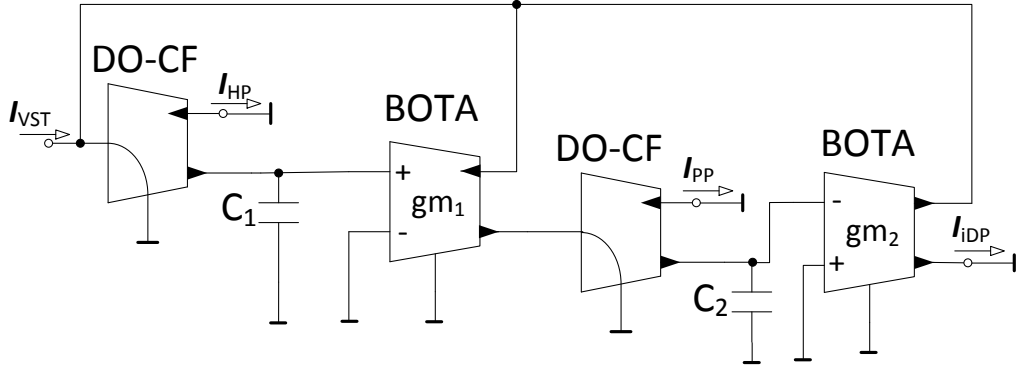
Obvod vybraný k simulacím plní funkci HP, PP, iDP a PZ. Tento obvod se skládá ze dvou operačních transkonduktančních zesilovačů BOTA a MOTA, jednoho proudového sledovače DO-CF a dvou pasivních prvků. Schéma zapojení nediferenčního kmitočtového filtru je znázorněno na obr. 4.11. Toto schéma bylo navrženo pomocí M-C grafu signálových toků, který je znázorněn na obr. 4.12. Na obr. 4.13 je znázorněna alternativní možnost řešení zapojení filtru pomocí zesilovačů BOTA a proudových sledovačů DO-CF. Změnou transkonduktance g_m můžeme měnit mezní kmitočet f_0 .



Obr. 4.11: Schéma zapojení nediferenčního přeladitelného filtru se dvěma transkonduktančními zesilovači a jedním DO-CF



Obr. 4.12: Zjednodušený M-C graf signálových toků obvodu



Obr. 4.13: Schéma možného alternativního zapojení nediferenčního filtru se dvěma transkonduktančními zesilovači BOTA a dvěma proudovými sledovači DO-CF

Z M-C grafu signálových toků filtru byla určena charakteristická rovnice dle postupu popsaného v kapitole 3.1. Je zřejmé, že se jedná o kmitočtový filtr druhého řádu.

$$\mathbf{CE} = \mathbf{p}^2 C_1 C_2 + \mathbf{p} C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2} = 0. \quad (4.10)$$

Dále byly pomocí programu SNAP zjištěny přenosové funkce filtru, které jsou popsány následujícím způsobem

$$\mathbf{K}_{PP} = \frac{I_{PP}}{I_{VST}} = \frac{\mathbf{p} C_2 g_{m1}}{\mathbf{p}^2 C_1 C_2 + \mathbf{p} C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}}, \quad (4.11)$$

$$\mathbf{K}_{HP} = \frac{I_{HP}}{I_{VST}} = \frac{\mathbf{p}^2 C_1 C_2}{\mathbf{p}^2 C_1 C_2 + \mathbf{p} C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}}, \quad (4.12)$$

$$\mathbf{K}_{iDP} = \frac{I_{iDP}}{I_{VST}} = \frac{-g_{m1} g_{m2}}{\mathbf{p}^2 C_1 C_2 + \mathbf{p} C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}}, \quad (4.13)$$

$$\mathbf{K}_{PZ} = \frac{I_{HP} + I_{iDP}}{I_{VST}} = \frac{\mathbf{p}^2 C_1 C_2 - g_{m1} g_{m2}}{\mathbf{p}^2 C_1 C_2 + \mathbf{p} C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}}. \quad (4.14)$$

Funkce ve jmenovateli je ve všech případech stejná. Proto je možné z koeficientů ve jmenovateli vyjádřit rovnici pro úhlový kmitočet ω_0 a činitel jakosti Q

$$\omega_0^2 = \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}, \quad (4.15)$$

$$Q^2 = \frac{C_1 g_{m2}}{C_2 g_{m1}}. \quad (4.16)$$

Vhodnou úpravou nám vyjdou vztahy pro výpočet kondenzátorů C_1 a C_2 . Přitom ve výpočtech uvažujeme laditelnost mezního kmitočtu pomocí g_m . Ovšem v tom případě, že $g_m = g_{m1} = g_{m2}$. Rovnice pro výpočet C_1 a C_2 budou následující

$$C_1 = \frac{Q g_m}{2\pi f_0}, \quad (4.17)$$

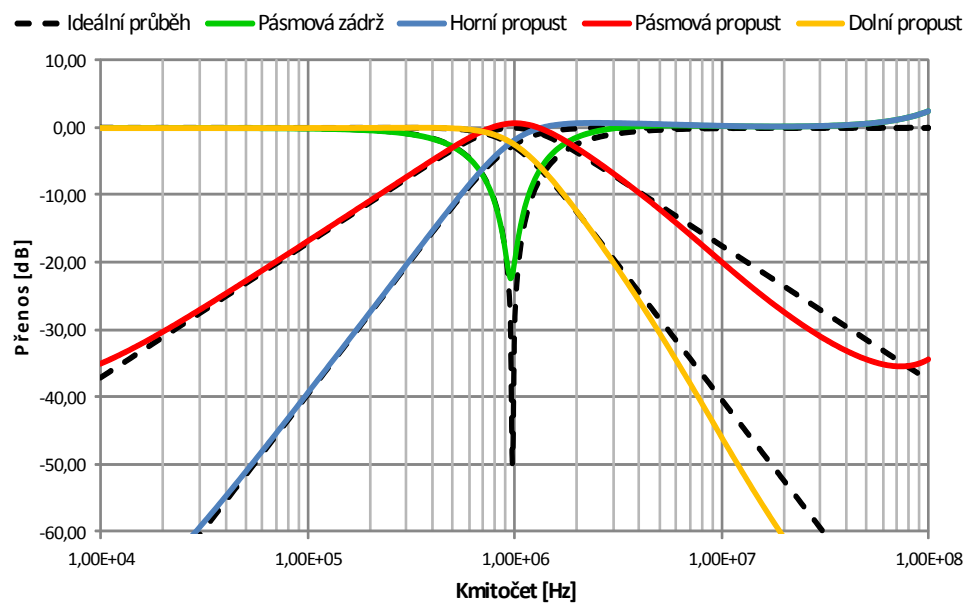
$$C_2 = \frac{C_1}{Q^2}. \quad (4.18)$$

Pro simulace byl zvolen mezní kmitočet v rozsahu $f_0 = \{0,51; 2,57\}$ MHz. Činitel jakosti byl zvolen $Q_0 = 0,7071$. Mezní kmitočet můžeme řídit pomocí transkonduktance v rozsahu $g_m \in \{0,5; 2,5\}$ mS. Vypočítané hodnoty kondenzátorů jsou pro transkonduktanci $g_m = 1$ mS a pro mezní kmitočet $f_0 = 1$ MHz následující $C_1 = 113$ pF a $C_2 = 225$ pF. Hodnoty dle řady E24 jsou $C_1 = 120$ pF a $C_2 = 220$ pF.

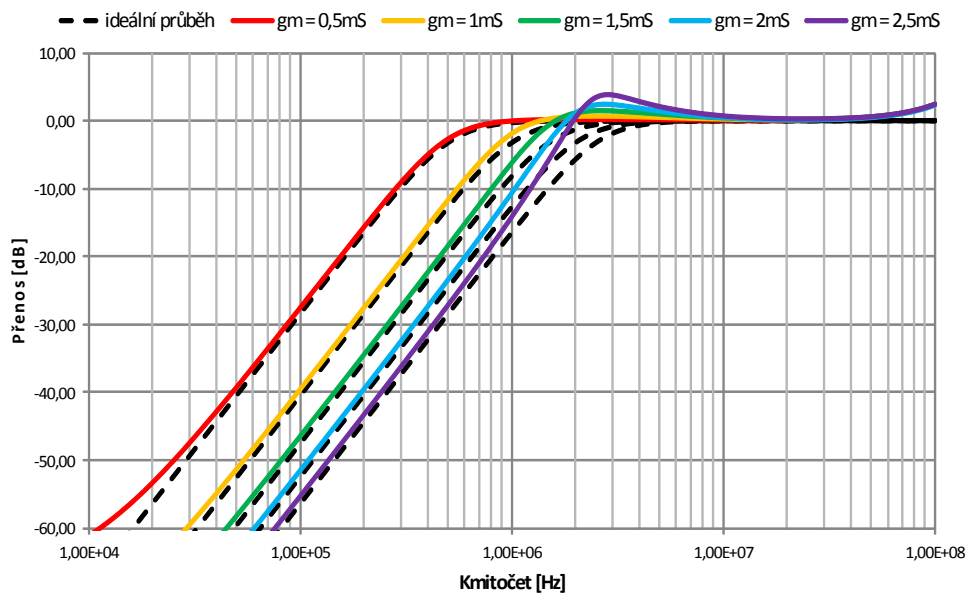
Na obr. 4.14 jsou znázorněny simulace filtračních funkcí. Z porovnání mezi simulací s ideálními (čárkovaně) a reálnými (plná čára) prvky je zřejmé, že simulace od sebe téměř neliší. Nepatrné rozdíly způsobují vlastnosti reálných prvků, především na vysokých a nízkých kmitočtech.

V grafu na obr. 4.15 je zobrazena modulová charakteristika funkce horní propusti, kde je laděn mezní kmitočet v závislosti na hodnotách transkonduktance. Pro lepší přehlednost byla vybrána pouze funkce horní propust. Je zřejmé, že při hodnotách g_m do 1,5 mS se simulace s reálnými prvky liší od ideální jen nepatrně, ale nad touto hodnotou dochází k zesílení signálu v oblasti mezního kmitočtu. Během simulace také došlo k frekvenčnímu posunu z nastaveného pracovního kmitočtu.

Výsledné hodnoty mezních kmitočtů v závislosti na změně transkonduktance g_m jsou uvedeny v tab. 4.5.



Obr. 4.14: Výsledky simulací filtračních funkcí HP, PP, iDP a PZ nediferenčního filtru s dvěma transkonduktančními zesilovači a jedním DO-CF



Obr. 4.15: Výsledky simulací nediferenčního filtru s dvěma transkonduktančními zesilovači a jedním DO-CF při změně mezního kmitočtu u filtrační funkce HP

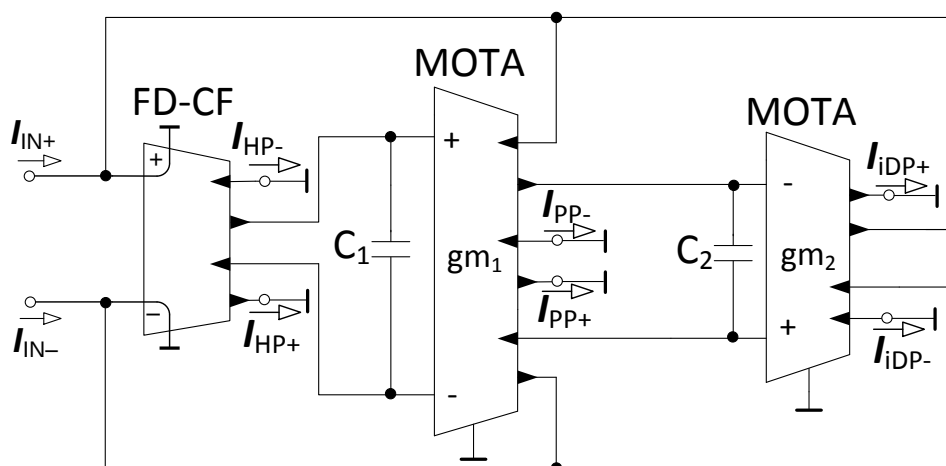
Tab. 4.5: Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce typu HP

g_m [mS]	$f_{\text{vypočtený}}$ [MHz]	$f_{\text{simulovaný}}$ [MHz]
0,5	0,512	0,480
1	1,023	0,894
1,5	1,535	1,224
2	2,046	1,486
2,5	2,558	1,688

4.4 Diferenční přeladitelný multifunkční kmitočtový filtr se dvěma transkonduktančními zesilovači a jedním plně diferenčním proudovým sledovačem

Nahrazením nediferenčních prvků diferenčními a zrcadlením celé struktury z kapitoly 4.3 vznikl plně diferenční kmitočtový filtr se dvěma transkonduktančními zesilovači a plně diferenčním proudovým sledovačem. Další změnou oproti nediferenčnímu zapojení je, že transkonduktanční prvky musely být rozšířeny o další výstupy, čímž vznikl prvek označován jako MOTA. Jelikož se jedná o přeladitelný filtr, tak je možné řídit mezní kmitočet transkonduktancí g_m . Schéma zapojení je zobrazeno na obr. 4.16.

Rovnice přenosových funkcí jsou i v tomto případě shodné s rovnicemi v kap. 4.3. Rozsah řízení mezního kmitočtu je $f_0 = \{0,51; 2,57\}$ MHz, čemuž odpovídá rozsah změny transkonduktance $g_m \in \{0,5; 2,5\}$ mS. Činitel jakosti byl ponechán $Q = 0,7071$. Hodnoty kondenzátorů jsou stejné jako v případě nediferenčního zapojení $C_1 = 113$ pF a $C_2 = 225$ pF. Dle řady E24 pak $C_1 = 120$ pF, $C_2 = 220$ pF.

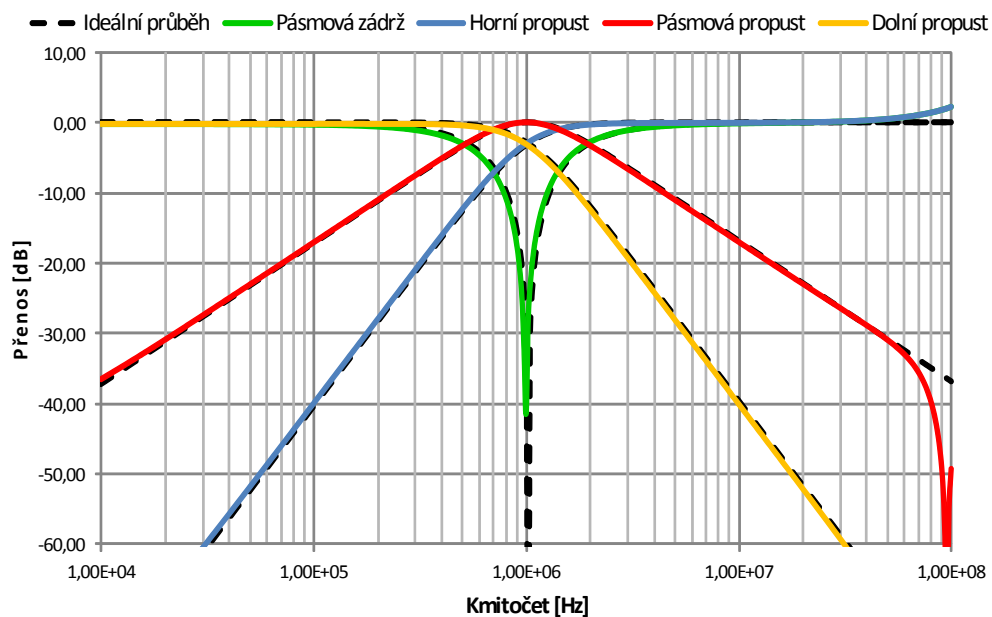


Obr. 4.16: Schéma zapojení diferenčního filtru se dvěma transkonduktančními zesilovači a jedním FD-CF

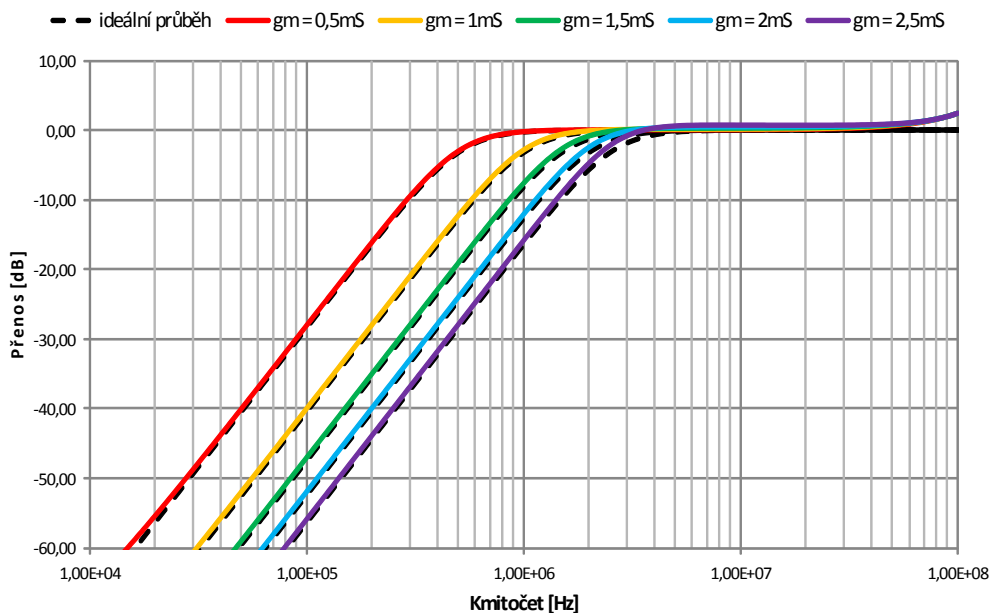
V grafu na obr. 4.17 jsou znázorněny všechny filtrační funkce diferenčního filtru. Simulace s ideálními prvky je vykreslena čárkovaně. Simulace s reálnými prvky (plná čára) je téměř totožná s ideální simulací. Útlum pásmové zádrže sahá až k 40 dB a strmost útlumu je shodná s teoretickými poznatky.

Na obr. 4.18 je znázorněna modulová charakteristika řízení mezního kmitočtu pomocí transkonduktance. V rámci lepší přehlednosti byla vybrána funkce typu horní propust. Je zřejmé, že výsledky simulace zahrnující reálné vlastnosti prvků u diferenčního filtru odpovídají teoretickým hodnotám. Výsledné hodnoty simulovaných mezních kmitočtů v porovnání s vypočtenými jsou shrnuty v tab. 4.6.

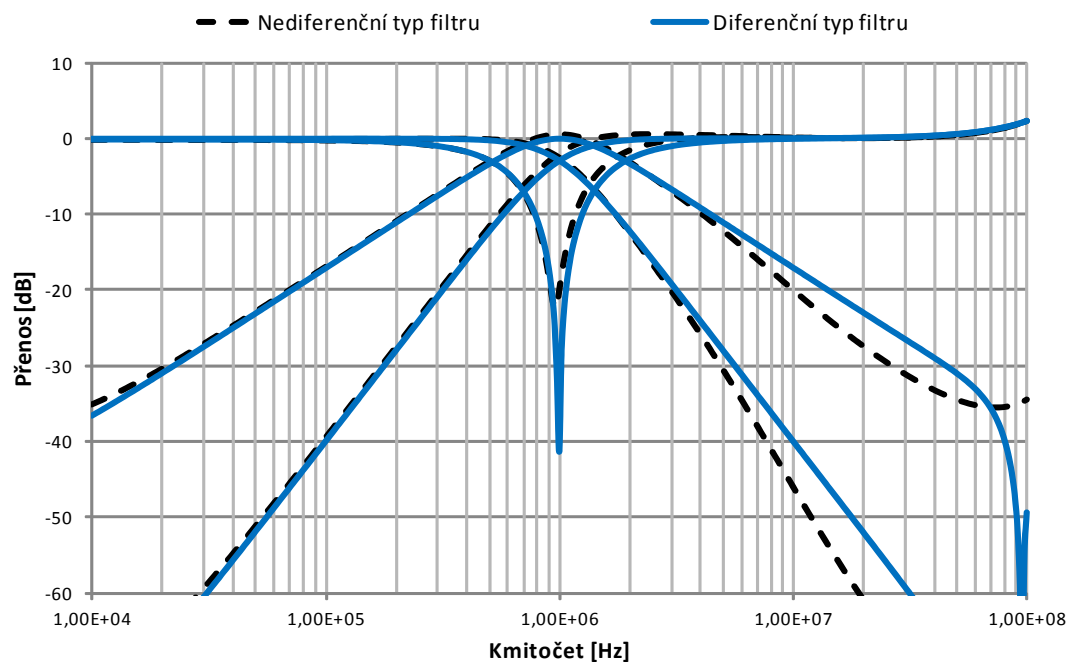
Porovnání nediferenčního a diferenčního filtru je uvedeno na obr. 4.19. Ze simulace diferenčního filtru je zřejmé že má lepší vlastnosti oproti nediferenčnímu, zejména strmost útlumu více odpovídá teorii. Také útlum pásmové zádrže je větší.



Obr. 4.17: Výsledky simulací filtračních funkcí HP, PP, iDP a PZ diferenčního filtru s dvěma transkonduktančními prvky a jedním FD-CF



Obr. 4.18: Výsledky simulací diferenčního filtru s dvěma transkonduktančními prvky a jedním FD-CF při změně mezního kmitočtu u filtrační funkce HP



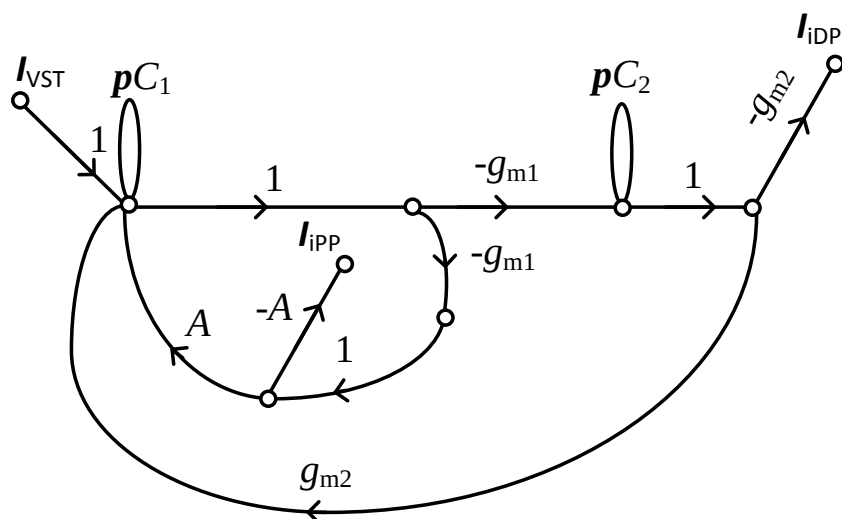
Obr. 4.19: Výsledky simulací filtračních funkcí HP, PP, iDP a PZ nediferenčního a diferenčního filtru s reálnými prvky

Tab. 4.6: Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce typu HP

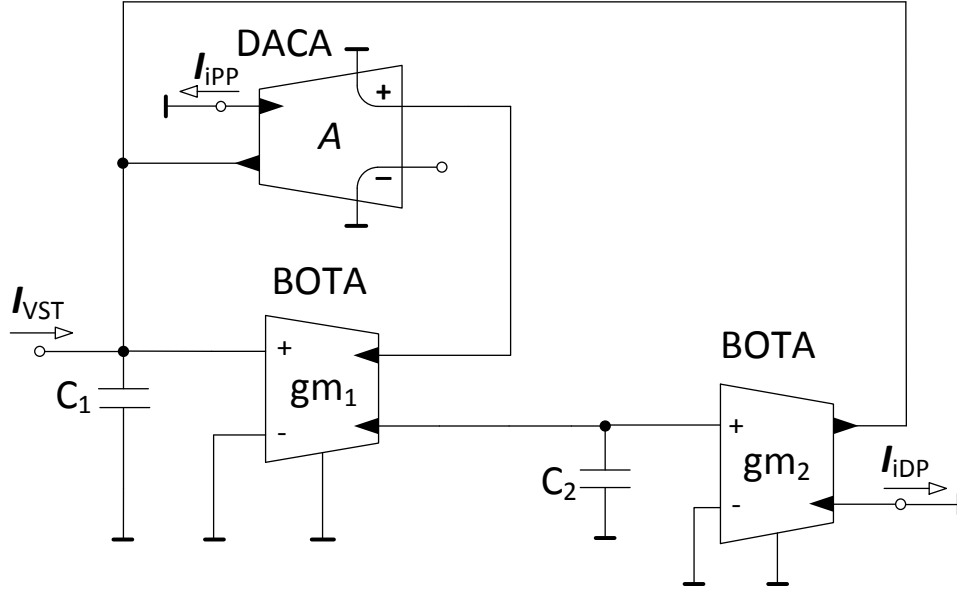
g_m [mS]	$f_{\text{vypočtený}}$ [MHz]	$f_{\text{simulovaný}}$ [MHz]
0,5	0,512	0,499
1	1,023	0,985
1,5	1,535	1,442
2	2,046	1,888
2,5	2,558	2,293

4.5 Nediferenční přeladitelný kmitočtový filtr se dvěma transkonduktančními prvky a jed- ním proudovým zesilovačem

Vybraný kmitočtový filtr je schopen realizovat filtrační funkce iDP a iPP. Tento obvod je složen ze dvou operačních transkonduktančních zesilovačů BOTA, jednoho proudového zesilovače DACA a dvou pasivních prvků. Prvek DACA je využíván jako nediferenční proudový zesilovač, jelikož používáme jen jeden vstup. Pomocí změny transkonduktance g_m můžeme měnit mezní kmitočet f_0 a pomocí zesílení proudového zesilovače můžeme řídit činitel jakosti Q . Pomocí navrženého M-C grafu signálových toků na obr. 4.20 bylo vytvořeno schéma zapojení, které je zobrazeno na obr. 4.21.



Obr. 4.20: Zjednodušený M-C graf signálových toků kmitočtového filtru



Obr. 4.21: Schéma zapojení nediferenčního filtru se dvěma transkonduktančními prvky BOTA a jedním DACA

Z grafu signálových toků byla dle postupu popsaného v kapitole 3.1 určena charakteristická rovnice CE

$$\mathbf{CE} = \mathbf{p}^2 C_1 C_2 + \mathbf{p} C_2 g_{m1} A + g_{m1} g_{m2} = 0. \quad (4.19)$$

Pomocí programu SNAP byly zjištěny následující přenosové funkce filtru

$$\mathbf{K}_{iPP} = \frac{I_{iPP}}{I_{VST}} = \frac{-\mathbf{p} C_2 g_{m1} A}{\mathbf{p}^2 C_1 C_2 + \mathbf{p} C_2 g_{m1} A + g_{m1} g_{m2}}, \quad (4.20)$$

$$\mathbf{K}_{iDP} = \frac{I_{iDP}}{I_{VST}} = \frac{-g_{m1} g_{m2}}{\mathbf{p}^2 C_1 C_2 + \mathbf{p} C_2 g_{m1} A + g_{m1} g_{m2}}. \quad (4.21)$$

Je vidět, že funkce ve jmenovateli je ve všech případech stejná. Z koeficientů ve jmenovateli můžeme tedy vyjádřit úhlový kmitočet ω_0 a činitel jakosti Q_0

$$\omega_0^2 = \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}, \quad (4.22)$$

$$Q^2 = \frac{1}{A^2} \cdot \frac{C_1 g_{m2}}{C_2 g_{m1}}. \quad (4.23)$$

Z rovnic určíme vztahy pro výpočet hodnot C_1 a C_2 . Ve výpočtech budeme uvažovat, že je možné nezávisle na činiteli jakosti ladit mezní kmitočet změnou

transkonduktance g_m . Dále je možné nepřímou úměrně řídit činitel jakosti pomocí zesílení A . Pro nezávislou změnu mezního kmitočtu musí platit $g_{m1} = g_{m2} = g_m$. Vztahy pro výpočet hodnot kondenzátorů jsou

$$C_1 = \frac{QAg_m}{2\pi f_0}, \quad (4.24)$$

$$C_2 = \frac{C_1}{Q^2 A^2}. \quad (4.25)$$

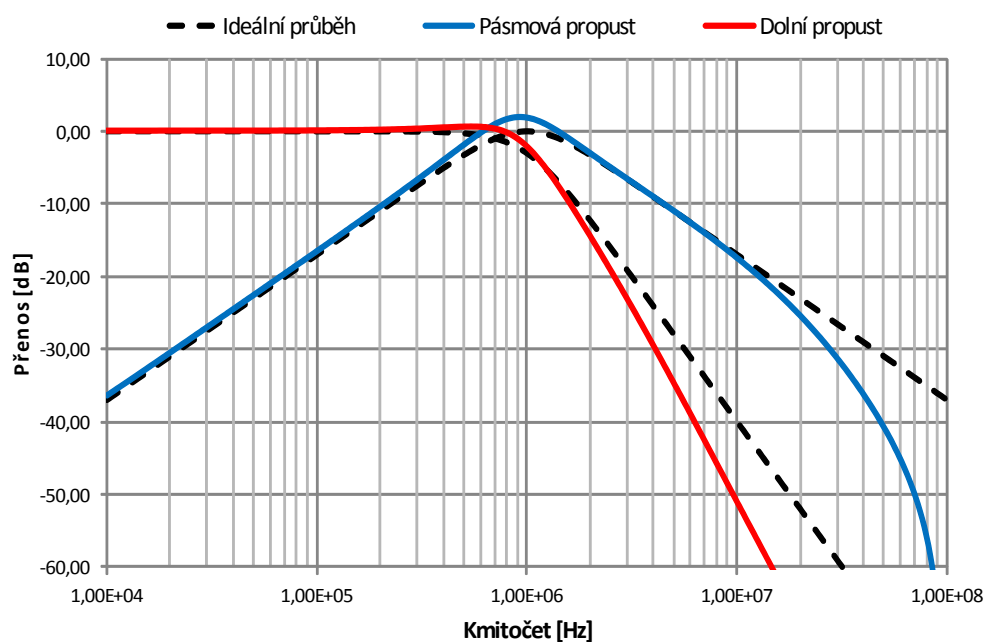
Pro simulace byl zvolen rozsah ladění mezního kmitočtu $f_0 = \{0, 1; 2\}$ MHz a rozsah zesílení zesilovače $A = \{2; 8\}$. Tomu odpovídá rozsah ladění $g_m \in \{0, 5; 10\}$ mS a $Q \in \{2, 830; 0, 7071\}$. Hodnoty kondenzátorů jsou dopočítané pro $g_m = 0, 5$ mS při kmitočtu $f_0 = 100$ kHz a zesílení $A = 8$. Vypočtené hodnoty C_1 a C_2 jsou $C_1 = 4, 5$ nF a $C_2 = 141$ pF. Hodnoty vybrané z řady E24 jsou $C_1 = 4, 7$ nF a $C_2 = 150$ pF.

Na obr. 4.22 je znázorněn graf simulovaných funkcí, které je obvod schopen realizovat. Pro simulaci byl použit mezní kmitočet $f_0 = 1$ MHz, čemuž odpovídá hodnota transkonduktance $g_m = 5$ mS. Dále byl použit činitel jakosti $Q = 0, 7071$, pro který platí zesílení $A = 8$. V grafu je zobrazen jak ideální, tak reálný průběh signálu. Ideální průběh signálu je zobrazen čárkovaně a reálný plnou čarou. Z grafu je patrné, že se simulace s reálnými prvky liší od simulace s ideálními prvky především strmějším útlumem signálu u funkce typu dolní propust a mírným zesílením na mezním kmitočtu u funkce typu pásmová propust. Rozdíly reálných simulací od ideálních jsou způsobeny reálnými vlastnostmi součástek.

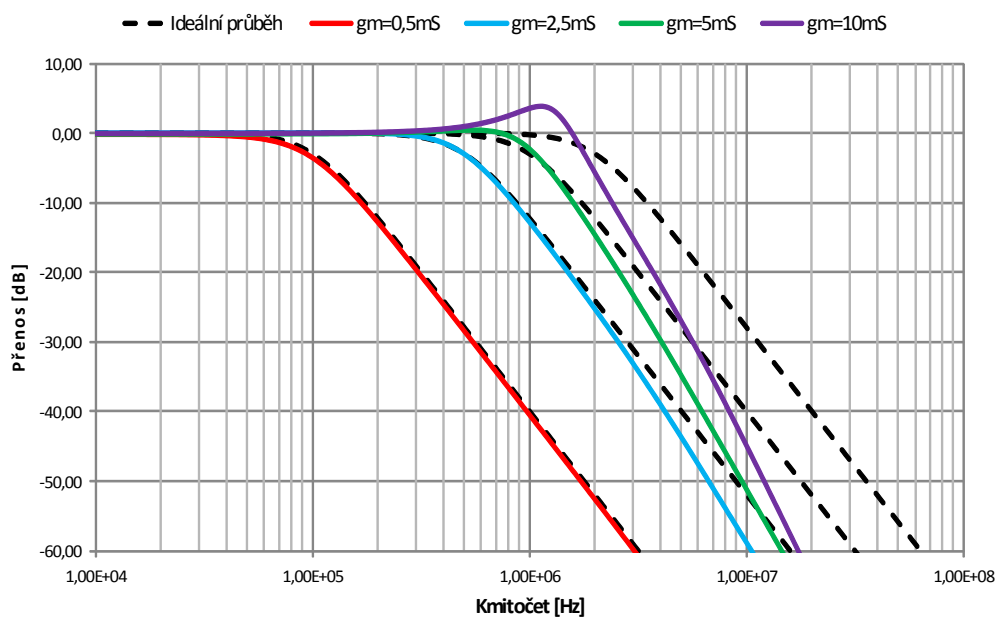
Řízení mezního kmitočtu v závislosti na změně transkonduktance g_m je graficky znázorněno na obr. 4.23. Pro přehlednost byla vybrána simulace filtrační funkce iDP. Simulace s ideálními prvky je zobrazena čárkovaně a s reálnými prvky plnou čarou. Z grafu je zřejmé, že se zvyšující se hodnotou transkonduktance dochází k strmějšímu útlumu signálu. Při nastavené $g_m = 10$ mS dochází k zesílení signálu. Opět i zde hraje velkou roli reálné chování součástek.

Hodnoty mezního kmitočtu v závislosti na změně g_m jsou zobrazeny v tab. 4.7. Je zřejmé, že se hodnoty mezního kmitočtu zjištěné výpočtem a simulací od sebe téměř neliší.

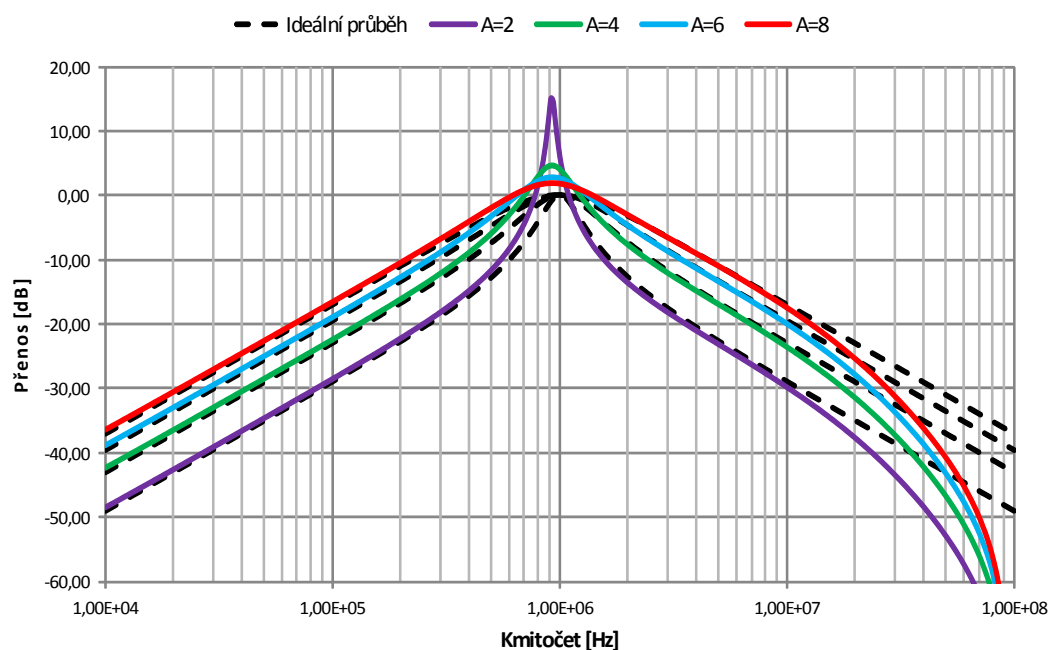
V grafu na obr. 4.24 je naznačena změna činitele jakosti Q pomocí změny zesílení A . Pro simulace byla vybrána funkce typu iPP pracující na kmitočtu 1 MHz. Průběh signálu popisující ideální vlastnosti obvodu je naznačen čárkovaně. Filtr pro malé zesílení vykazuje velkou hodnotu činitele jakosti. Výsledky simulace s reálnými prvky jsou pro jednotlivá zesílení porovnány s vypočtenými hodnotami v tab. 4.8.



Obr. 4.22: Výsledky simulací filtračních funkcí iPP a iDP nediferenčního filtru s dvěma prvky BOTa a jedním DACa



Obr. 4.23: Výsledky simulací nediferenčního filtru s dvěma prvky BOTa a jedním DACa při změně mezního kmitočtu u filtrační funkce iDP



Obr. 4.24: Výsledky simulace nediferenčního filtru s dvěma prvky BOTA a jedním DACA při změně činitele jakosti u filtrační funkce iPP

Tab. 4.7: Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce typu iDP

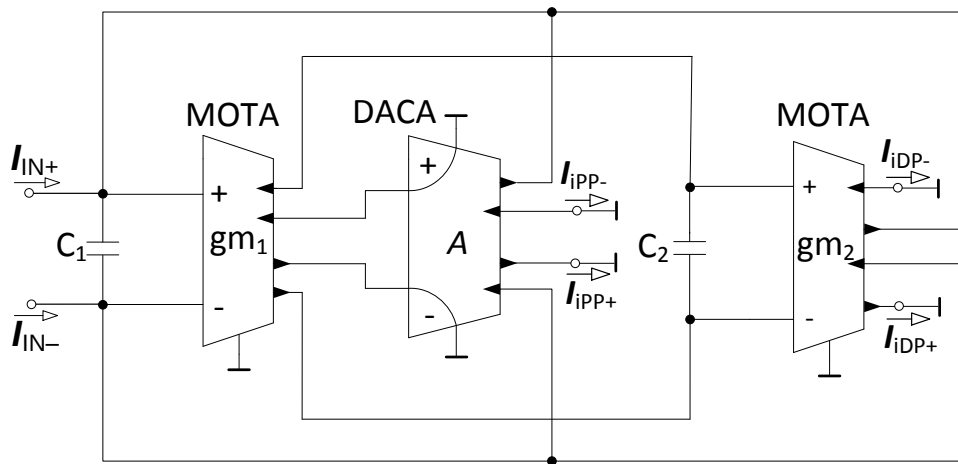
g_m [mS]	$f_{\text{vypočtený}}$ [MHz]	$f_{\text{simulovaný}}$ [MHz]
0,5	0,100	0,093
2,5	0,500	0,496
5	1,000	1,064
10	2,000	1,783

Tab. 4.8: Závislost činitele jakosti na změně zesílení A u funkce typu iPP

A [-]	$Q_{\text{vypočtený}}$ [MHz]	$Q_{\text{simulovaný}}$ [MHz]
2	2,830	18,163
4	1,410	2,429
6	0,943	1,298
8	0,707	0,865

4.6 Diferenční přeladitelný kmitočtový filtr se dvěma transkonduktančními prvky a jedním proudovým zesilovačem

Diferenční kmitočtový filtr vznikl transformací nediferenčního kmitočtového filtru uvedeného v kap. 4.21 na diferenční strukturu. Transkonduktanční zesilovače BOTA byly rozšířeny o další výstupy, čímž vznikly prvky MOTA. Proudový zesilovač DACA byl také rozšířen o další výstupy a v rámci diferenčního prvku je využíváno obou vstupů. Stejně tak jako u nediferenční struktury, tak i u této diferenční je možné měnit mezní kmitočet změnou transkonduktance g_m a také řídit činitel jakosti pomocí zesílení A . Schéma zapojení diferenčního filtru je zobrazeno na obr. 4.25.



Obr. 4.25: Schéma zapojení diferenčního filtru s dvěma prvky MOTA

Rovnice přenosových funkcí jsou totožné jako v případě nediferenčního filtru s tím rozdílem, že v rámci diferenčního prvku DACA bude zesílení A dvojnásobné.

Proto je třeba přepočítat hodnoty kondenzátorů C_1 a C_2 , aby byly výsledky srovnatelné s výsledky nediferenční struktury. Vztahy pro výpočet kondenzátorů při dvojnásobném zesílení A jsou

$$C_1 = \frac{Q2Ag_m}{2\pi f_0}, \quad (4.26)$$

$$C_2 = \frac{C_1}{Q^2(2A)^2}. \quad (4.27)$$

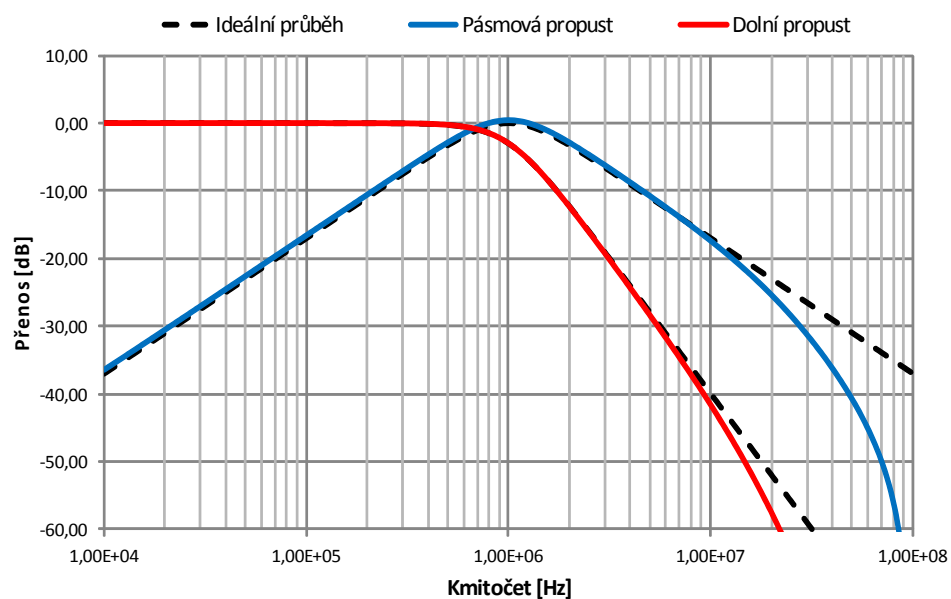
Rozsah ladění mezního kmitočtu je opět zvolen $f_0 = \{0, 1; 2\}$ MHz, čemuž odpovídá $g_m \in \{0, 5; 10\}$ mS. Dále bylo zvoleno zesílení $A = \{2; 8\}$, čemuž odpovídá činitel jakosti $Q \in \{2, 830; 0, 707\}$. Hodnoty kondenzátorů byly dopočítány pro nastavenou transkonduktanci $g_m = 0, 5$ mS a pro kmitočet $f_0 = 100$ kHz při zesílení $A = 8$ ($Q = 0, 707$). Vypočtené hodnoty kondenzátorů jsou $C_1 = 9$ nF a $C_2 = 70$ pF. Hodnoty vybrané z řady E24 jsou $C_1 = 10$ nF a $C_2 = 68$ pF.

Filtrační funkce, které jsou filtrem realizovatelné jsou zobrazeny na obr. 4.26. Průběh signálu s ideálními prvky je naznačen v grafu čárkovaně. Z výsledků simulace, můžeme posoudit, že průběh signálů zahrnující reálné vlastnosti prvků se od ideálního téměř vůbec neliší, avšak na vysokých kmitočtech dochází k útlumu signálů. Tento útlum je způsoben reálnými vlastnostmi součástek pracujících na vysokých kmitočtech.

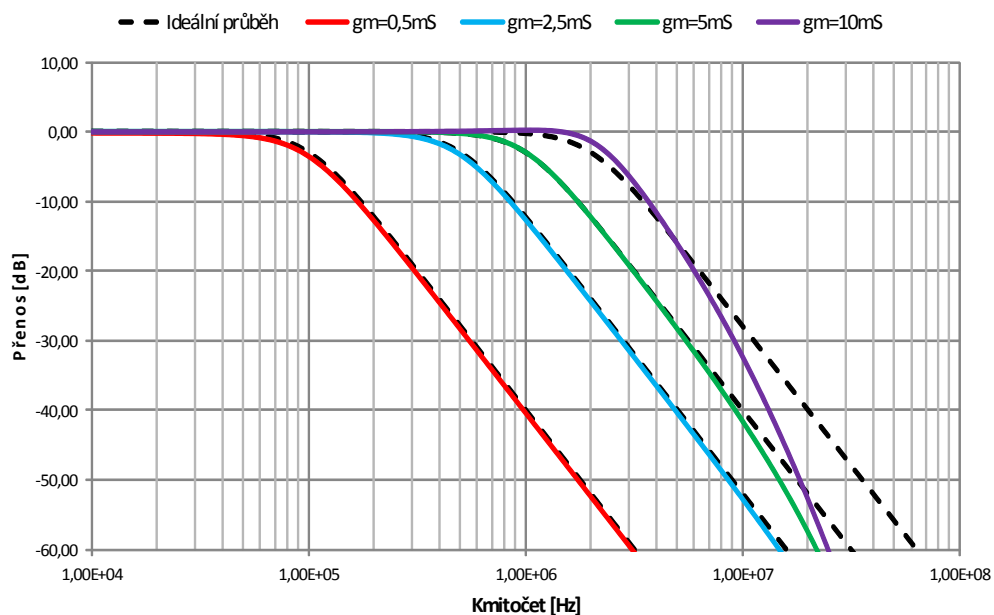
Na obr. 4.27 je zobrazena simulace řízení mezního kmitočtu pro funkci typu iDP při nastaveném $Q = 0, 707$. Ideální průběh signálu je zde opět naznačen čárkovaně. Z výsledků simulace můžeme posoudit, že diferenční kmitočtový filtr s reálnými prvky má téměř shodné vlastnosti jako s prvky ideálními. Bohužel na vysokých kmitočtech dochází k většímu útlumu přenosu. Jednotlivé hodnoty mezního kmitočtu nastaveného pomocí transkonduktance byly shrnuty do tab. 4.9

Řízení činitele jakosti pomocí zesílení A je naznačeno na obr. 4.28, kde je průběh signálů s ideálními vlastnostmi vyznačen čárkovaně. Z modulové charakteristiky je zřejmé, že výsledky změny činitele jakosti diferenčního kmitočtového filtru jsou srovnatelné s teoretickými. Na vysokých kmitočtech dochází k útlumu signálů vlivem chování reálných součástek na těchto kmitočtech. Srovnání výsledků je uvedeno v tab. 4.10.

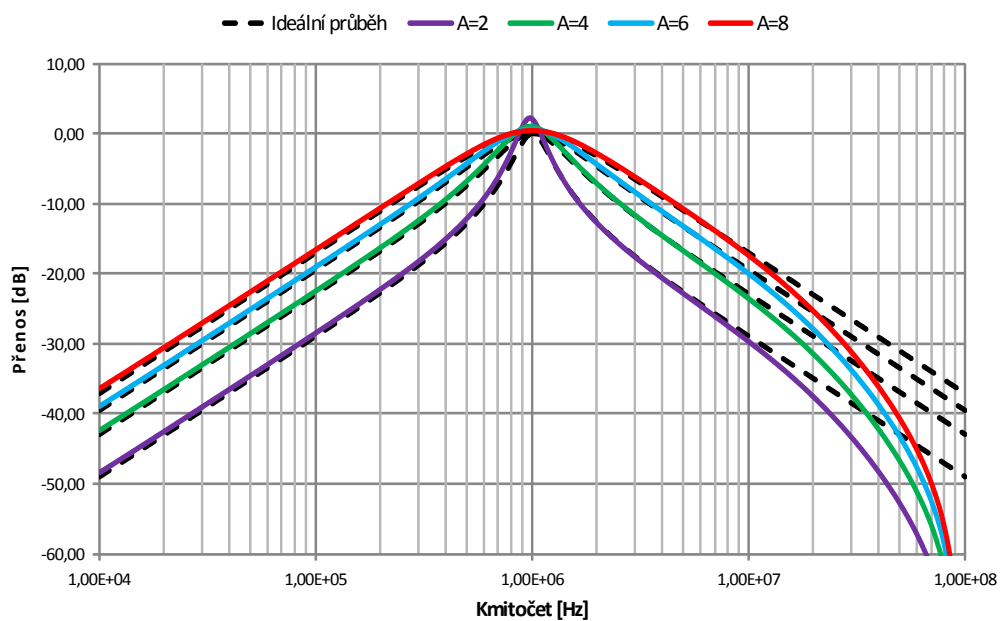
Na obr. 4.29 je znázorněna simulace nediferenčního a diferenčního kmitočtového filtru s reálnými vlastnostmi prvků. Z grafu je zřejmé, že diferenční filtr má lepší vlastnosti než nediferenční. Především u diferenčního typu kmitočtového filtru průběh signálu klesá se sklonem 40 dB na dekádu. Jelikož jsou v zapojení použity reálné součástky, dochází na vysokých kmitočtech k nežádoucím odchylkám.



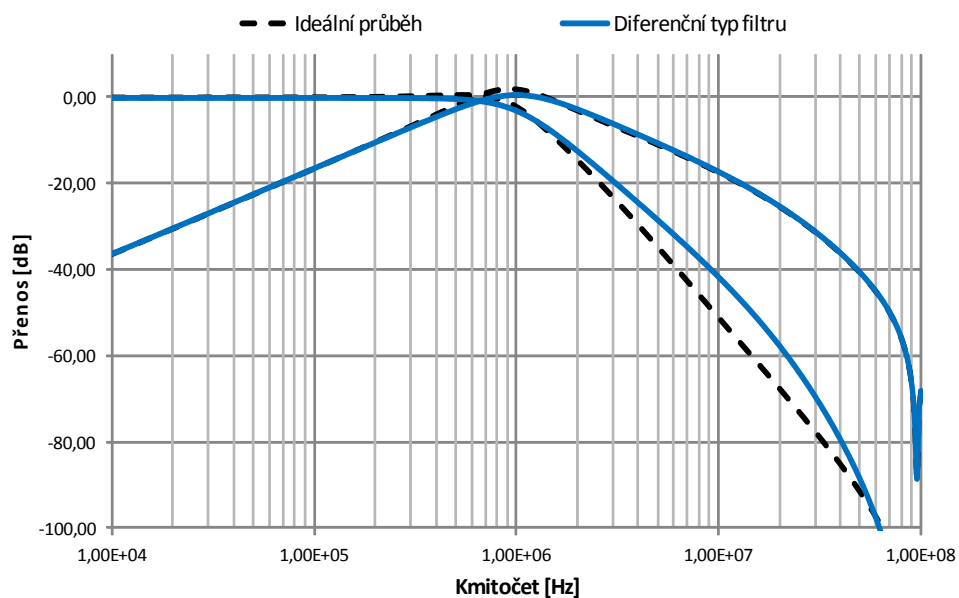
Obr. 4.26: Výsledky simulací filtračních funkcí iPP a iDP diferenčního filtru s dvěma prvky MOTA a jedním prvkem DACA



Obr. 4.27: Výsledky simulací diferenčního filtru s dvěma prvky MOTA a jedním prvkem DACA pro změnu mezního kmitočtu u filtrační funkce iDP



Obr. 4.28: Výsledky simulace diferenčního filtru s dvěma prvky MOTA a jedním prvkem DACapro změnu činitele jakosti u funkce typu iPP



Obr. 4.29: Výsledky simulace filtračních funkcí iPP a iDP nediferenčního a diferenčního filtru s reálnými prvky

Tab. 4.9: Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce typu iDP

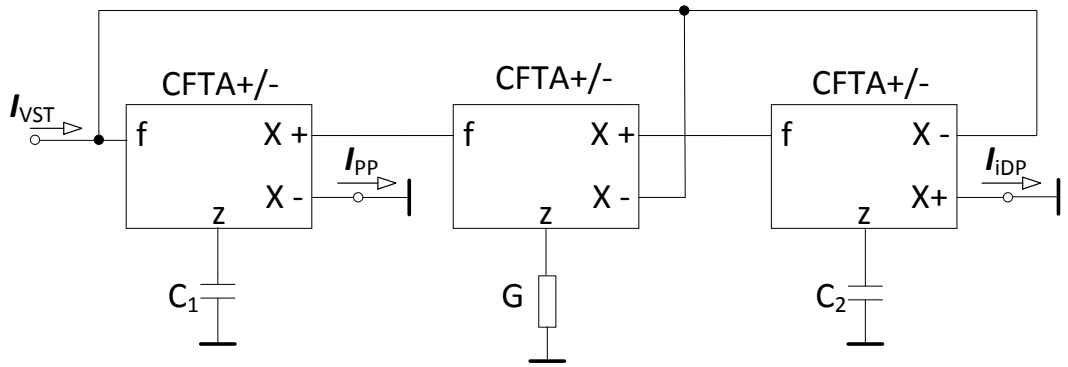
g_m [mS]	$f_{\text{vypočtený}}$ [MHz]	$f_{\text{simulovaný}}$ [MHz]
0,5	0,256	0,252
1	0,512	0,506
2	1,023	1,039
2,5	1,279	1,314
3	1,535	1,599

Tab. 4.10: Závislost činitele jakosti na změně zesílení A u funkce typu iPP

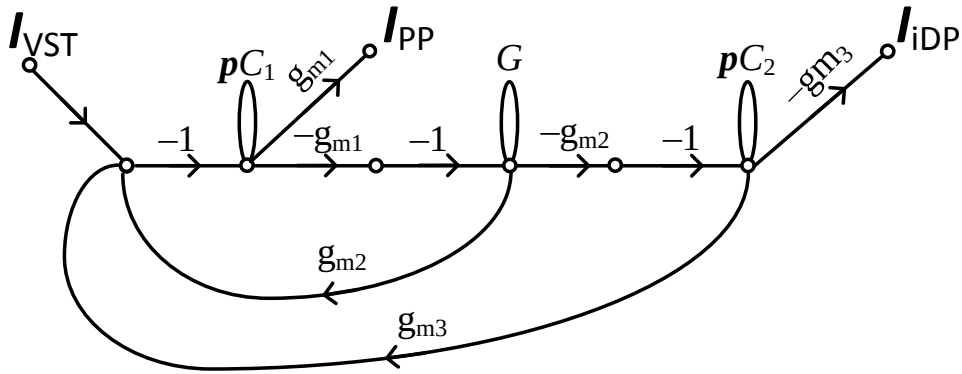
A [-]	$Q_{\text{vypočtený}}$ [-]	$Q_{\text{simulovaný}}$ [-]
2	2,830	3,607
4	1,410	1,530
6	0,943	0,980
8	0,707	0,718

4.7 Nediferenční přeladitelný kmitočtový filtr se třemi prvky CFTA+/-

Nediferenční zapojení se třemi prvky CFTA+/- umožňuje realizovat filtrační funkce PP a iDP. Je složen ze tří prvků CFTA+/- . Tento prvek má ve své vnitřní struktuře jeden proudový sledovač a jeden transkonduktanční zesilovač, jak je uvedeno v kap. 2.5. Jelikož prvek CFTA+/- obsahuje ve své vnitřní struktuře transkonduktanční zesilovač BOTA, je možné řídit mezní kmitočet změnou transkonduktance. M-C graf signálových toků, ze kterého bylo odvozeno zapojení je zobrazen na obr. 4.31. Schéma zapojení je zobrazeno na obr. 4.30.



Obr. 4.30: Schéma zapojení nediferenčního kmitočtového filtru se třemi prvky CFTA+/- pracující v CM



Obr. 4.31: Zjednodušený M-C graf signálových toků kmitočtového filtru se třemi CFTA+/-

Z grafu signálových toků byla dle postupu popsaného v kapitole 3.1 určena charakteristická rovnice CE

$$\mathbf{CE} = \mathbf{p}^2 C_1 C_2 G + \mathbf{p} C_2 g_{m1} g_{m2} + g_{m1} g_{m2} g_{m3} = 0. \quad (4.28)$$

Pomocí programu SNAP byly zjištěny následující přenosové funkce filtru

$$\mathbf{K}_{PP} = \frac{I_{PP}}{I_{VST}} = \frac{\mathbf{p} C_2 G g_{m1}}{\mathbf{p}^2 C_1 C_2 G + \mathbf{p} C_2 g_{m1} g_{m2} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}}, \quad (4.29)$$

$$\mathbf{K}_{IDP} = \frac{I_{IDP}}{I_{VST}} = \frac{-g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{\mathbf{p}^2 C_1 C_2 G + \mathbf{p} C_2 g_{m1} g_{m2} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}}. \quad (4.30)$$

Z funkcí je zřejmé, že se jmenovatelé sobě rovnají. Z koeficientů ve jmenovateli můžeme tedy vyjádřit úhlový kmitočet ω_0 a činitel jakosti Q_0

$$\omega_0^2 = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2G}, \quad (4.31)$$

$$Q_0^2 = \frac{C_1g_{m3}G}{C_2g_{m1}g_{m2}}. \quad (4.32)$$

Z rovnic si vyjádříme C_1 a C_2 . Ve výpočtech budeme uvažovat, že je možné měnit mezní kmitočet změnou transkonduktance g_m spolu se změnou vodivosti G , kde G bude mít stejné hodnoty jako g_m . Platí tedy, že $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = G = g_m$. Díky této úvaze budou rovnice pro výpočet hodnot kondenzátorů následující

$$C_1 = \frac{Q_0g_m}{2\pi f_0}, \quad (4.33)$$

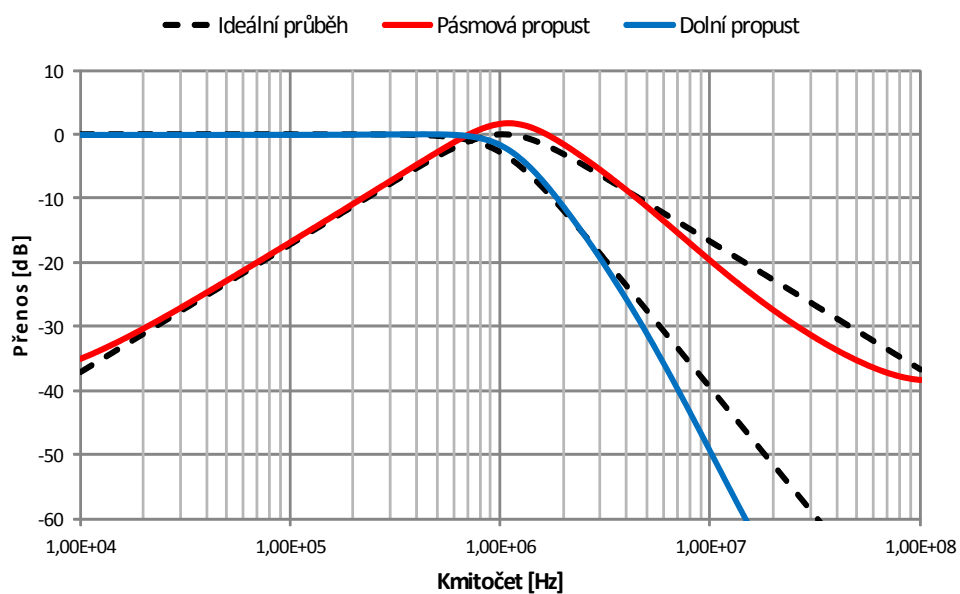
$$C_2 = \frac{C_1}{Q_0^2}. \quad (4.34)$$

Pro počítačové simulace byl zvolen rozsah $f_0 = \{0,205; 1,535\}$ MHz. Činitel jakosti $Q_0 = 0,7071$. Mezní kmitočet můžeme řídit pomocí transkonduktance v rozsahu $g_m \in \{0,2; 1,5\}$ mS. Hodnoty kondenzátorů jsou dopočítané pro $g_m = 1$ mS při mezním kmitočtu $f_0 = 1$ MHz. Hodnoty C_1 a C_2 jsou $C_1 = 113$ pF a $C_2 = 225$ pF. Hodnoty vybrané z řady E24 jsou $C_1 = 110$ pF a $C_2 = 220$ pF.

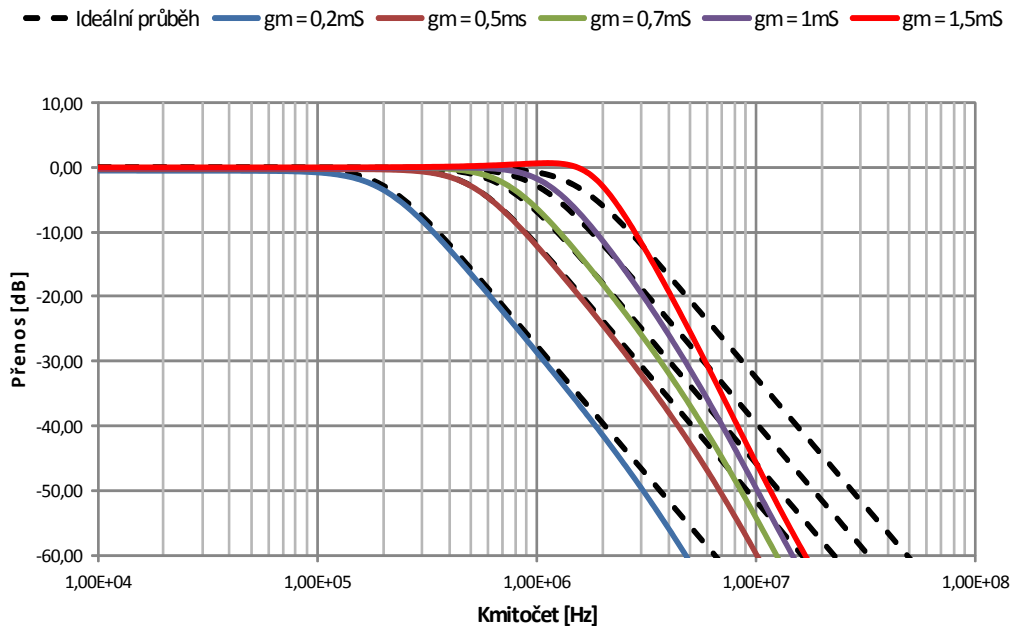
V grafu na obr. 4.32 je znázorněna modulová charakteristika funkcí obvodu, které jsou filtrem realizovatelné. Pro simulaci byl použit mezní kmitočet $f_0 = 1$ MHz, hodnota transkonduktance $g_m = 1$ mS. V grafu jsou zobrazené výsledky simulace s ideálními prvky (čárkovaně) a výsledky simulace s reálnými prvky (plná čára). Z grafu je patrné, že přenos u simulace s reálnými prvky padá s větší strmostí než je dáno u ideální simulace.

Na obr. 4.33 je ukázána změna mezního kmitočtu v závislosti na změně transkonduktance g_m a vodivosti G . Pro přehlednost byla vybrána simulace typu dolní propust. V grafu je zobrazena simulace s ideálními prvky (čárkovaně) v porovnání se simulací vystihující reálné chování prvků (plná čára). Je zřejmé, že se zvyšující se hodnotou g_m dochází k větší strmosti útlumu signálu.

Hodnoty mezního kmitočtu v závislosti na změně g_m jsou zobrazeny v tab. 4.11.



Obr. 4.32: Výsledky simulací filtračních funkcí PP a iDP nediferenčního filtru s třemi prvky CFTA+/-



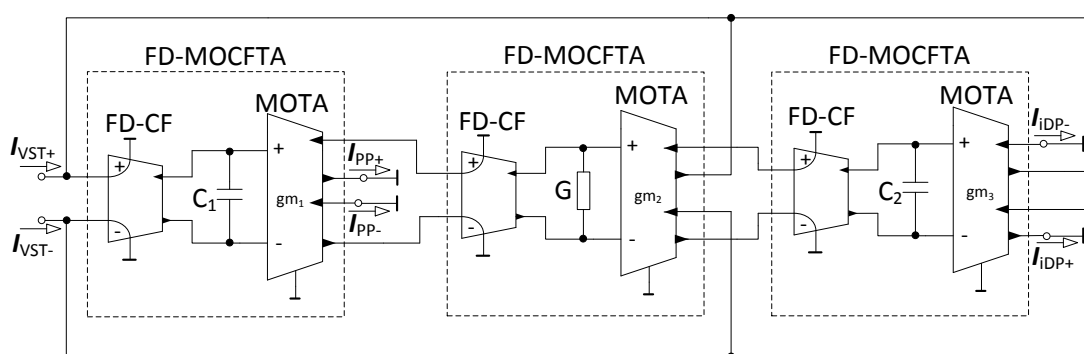
Obr. 4.33: Výsledky simulací nediferenčního filtru s třemi prvky CFTA+/- při změně mezního kmitočtu u filtrační funkce iDP

Tab. 4.11: Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce typu iDP

g_m [mS]	$f_{\text{vypočtený}}$ [MHz]	$f_{\text{simulovaný}}$ [MHz]
0,2	0,205	0,189
0,5	0,512	0,514
0,7	0,716	0,747
1	1,023	1,161
1,5	1,535	2,004

4.8 Diferenční přeladitelný kmitočtový filtr se třemi prvky FD-MOCFTA+/-

Diferenční přeladitelný kmitočtový filtr se třemi prvky FD-MOCFTA+/- je kmitočtový filtr, který vznikl nahrazením nediferenčních součástí u obvodu 4.30 diferenčními, rozšířením prvků o další výstupy a následným zrcadlením celé struktury. Ve vnitřní struktuře prvku FD-MOCFTA byl prvek DO-CF nahrazen diferenčním prvkem FD-CF. Prvek BOTA byl rozšířen o další výstupy, čímž vznikl vícevýstupový transkonduktanční zesilovač MOTA. V případě diferenční struktury lze řídit mezní kmitočet f_0 pomocí změny transkonduktance g_m . Schéma zapojení diferenčního kmitočtového filtru je zobrazeno na obr. 4.34.



Obr. 4.34: Schéma zapojení diferenčního kmitočtového filtru se třemi prvky FD-MOCFTA+/-

Rovnice přenosových funkcí jsou stejné jako v případě nediferenčního obvodu s třemi CFTA+/- uvedeného v kap. 4.7. Rozsah změny mezního kmitočtu je opět

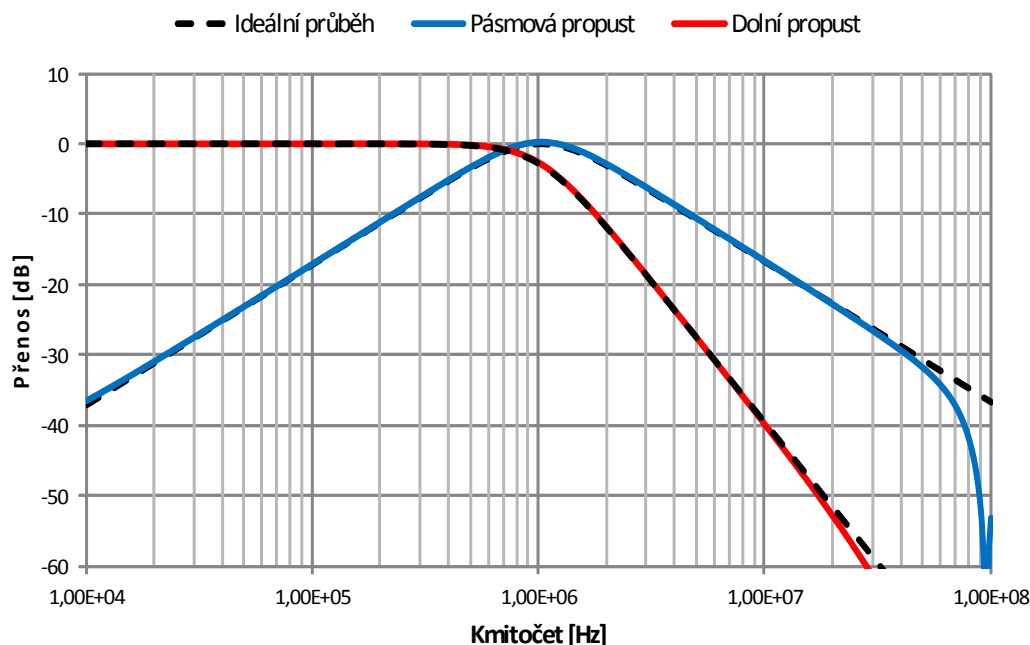
$f_0 = \{0, 205; 1, 535\}$ MHz. Činitel jakosti je $Q_0 = 0,7071$. Pro možnost řízení mezního kmitočtu bylo g_m ponecháno v rozsahu $g_m \in \{0, 2; 1, 5\}$ mS. Hodnoty kondenzátorů jsou $C_1 = 110$ pF a $C_2 = 220$ pF.

V grafu na obr. 4.35 je zahrnuta simulace s ideálními vlastnostmi prvků (čárkovaně) a reálnými vlastnostmi prvků (plnou čarou) pro všechny filtrační funkce. Z porovnání obou simulací je zřejmé, že simulace byla velice přesná. V grafu je také vidět, že na vysokých kmitočtech dochází k útlumu signálů vlivem chování reálných prvků na vysokých kmitočtech.

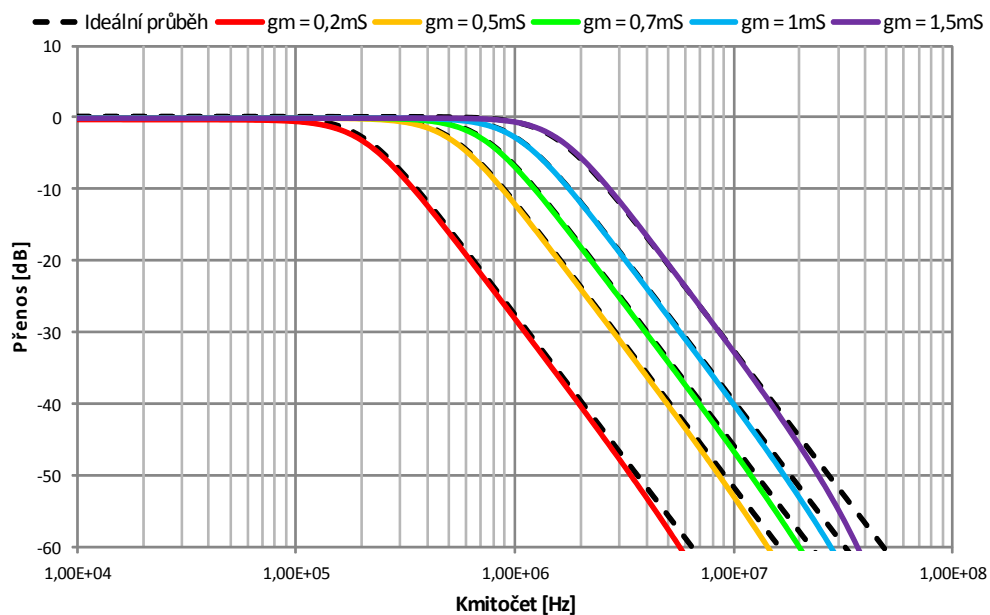
Na obr. 4.36 je znázorněno řízení mezního kmitočtu pro vybranou funkci typu dolní propust, a to z důvodu lepší přehlednosti. Opět je simulace s ideálními prvky znázorněna čárkovaně. Z výsledků můžeme posoudit, že simulace byla velice přesná a útlum signálů má odpovídající strmost 40 dB na dekádu.

Výsledky vypočtených a změřených hodnot pro změnu mezního kmitočtu v závislosti na změně transkonduktance g_m jsou shrnuty v tab. 4.12.

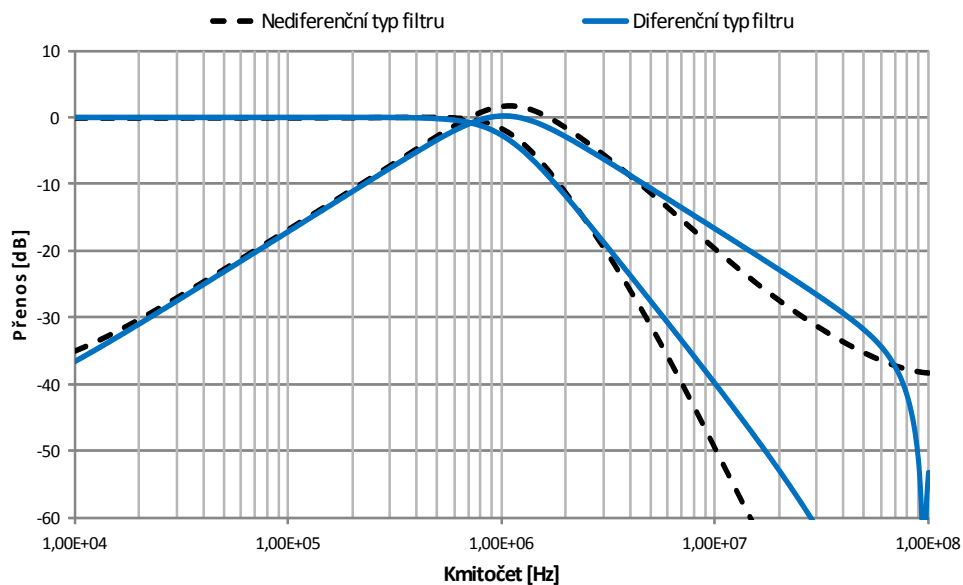
V grafu na obr. 4.37 jsou znázorněny výsledky simulací popisující reálné chování prvků pro nediferenční a diferenční kmitočtový filtr. Z grafu je zřejmé, že diferenční filtr má lepší vlastnosti než nediferenční. Jelikož jsou v obvodu použity reálné součástky, dochází na vysokých kmitočtech k nežádoucím odchylkám.



Obr. 4.35: Výsledky simulací filtračních funkcí PP a iDP diferenčního filtru s třemi prvky FD-MOCFTA+/-



Obr. 4.36: Výsledky simulací diferenčního filtru s třemi prvky FD-MOCFTA+/- při změně mezního kmitočtu u filtrační funkce iDP



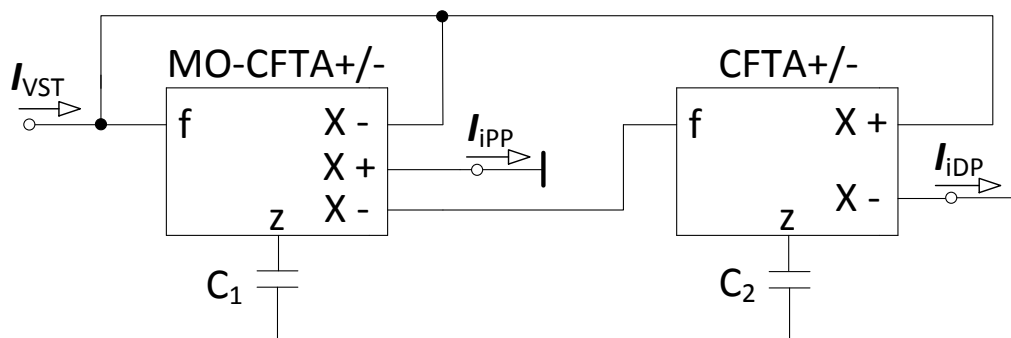
Obr. 4.37: Výsledky simulací filtračních funkcí PP a iDP nediferenčního a diferenčního filtru s reálnými prvky

Tab. 4.12: Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce iDP

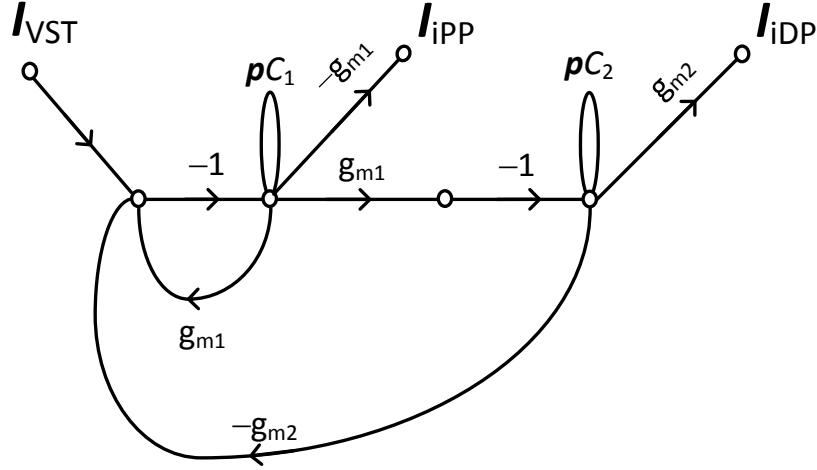
g_m [mS]	$f_{\text{vypočtený}}$ [MHz]	$f_{\text{simulovaný}}$ [MHz]
0,2	0,205	0,196
0,5	0,512	0,507
0,7	0,716	0,714
1	1,023	1,038
1,5	1,535	1,590

4.9 Nediferenční přeladitelný kmitočtový filtr se dvěma prvky CFTA+/-

Navržený kmitočtový filtr může realizovat filtrační funkce iPP a iDP. Obvod je složen z jednoho MO-CFTA+/- a jednoho CFTA+/-, ale také ze dvou pasivních prvků. Jelikož prvek CFTA+/- má ve své vnitřní struktuře transkonduktanční zesilovač, pak je možné pomocí změny transkonduktance g_m měnit mezní kmitočet f_0 filtru. Schéma zapojení, které je uvedeno na obr. 4.38 vzniklo pomocí navrženého M-C grafu signálových toků, který je zobrazen obr. 4.39.



Obr. 4.38: Schéma zapojení nediferenčního filtru se dvěma prvky CFTA+/-



Obr. 4.39: Zjednodušený M-C graf signálových toků zapojení

Z M-C grafu signálových toků byla podle postupu popsáném v kapitole 3.1 určena charakteristická rovnice CE

$$\mathbf{CE} = p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2} = 0. \quad (4.35)$$

Pomocí programu SNAP byly zjištěny následující přenosové funkce filtru

$$\mathbf{K}_{iPP} = \frac{I_{iPP}}{I_{VST}} = \frac{-p C_2 g_{m1}}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}}, \quad (4.36)$$

$$\mathbf{K}_{iDP} = \frac{I_{iDP}}{I_{VST}} = \frac{-g_{m1} g_{m2}}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}}. \quad (4.37)$$

Je zřejmé, že funkce ve jmenovateli je ve všech případech stejná. Pomocí koeficientů ve jmenovateli můžeme vyjádřit úhlový kmitočet ω_0 a činitel jakosti Q

$$\omega_0^2 = \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}, \quad (4.38)$$

$$Q^2 = \frac{C_1 g_{m2}}{C_2 g_{m1}}. \quad (4.39)$$

Z rovnic byly vyjádřeny vztahy pro výpočet hodnot C_1 a C_2 . Pomocí změny transkonduktance g_m je možné ladit mezní kmitočet, proto ve výpočtech uvažujeme, že $g_{m1} = g_{m2} = g_m$. Pomocí této úvahy budou rovnice pro výpočet hodnot kondenzátorů následující

$$C_1 = \frac{Q g_m}{2\pi f_0}, \quad (4.40)$$

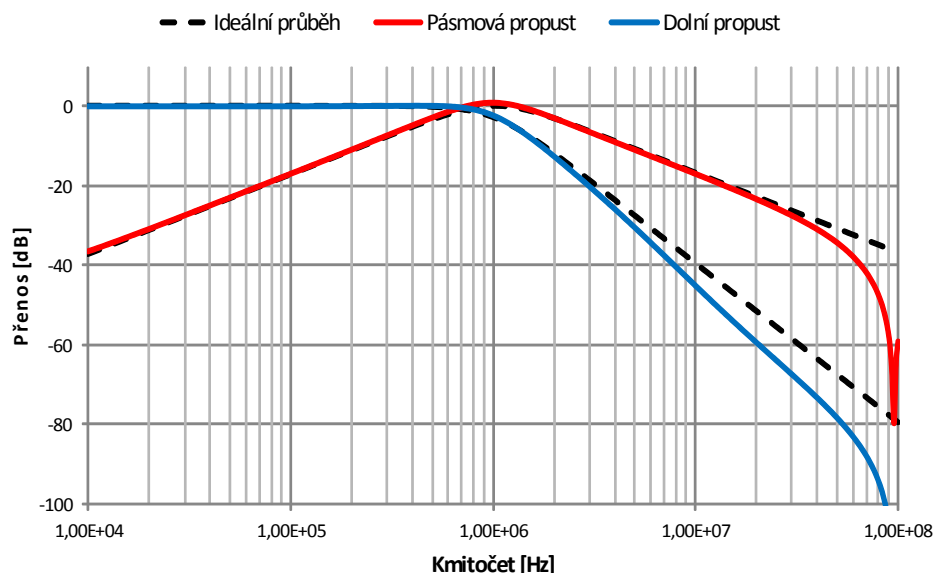
$$C_2 = \frac{C_1}{Q^2}. \quad (4.41)$$

Pro simulace byl zvolen rozsah mezního kmitočtu $f_0 = \{0,256; 1,023\}$ MHz. Činitel jakosti $Q_0 = 0,7071$. Mezní kmitočet je tedy říditelný pomocí transkonduktance v rozsahu $g_m \in \{0,5; 2\}$ mS. Dopočítané hodnoty kondenzátorů jsou pro hodnotu transkonduktance $g_m = 2$ mS, což odpovídá meznímu kmitočtu $f_0 = 1$ MHz. Vypočtené hodnoty kondenzátorů C_1 a C_2 jsou $C_1 = 225$ pF a $C_2 = 450$ pF. Hodnoty vybrané z řady E24 jsou $C_1 = 220$ pF a $C_2 = 440$ pF.

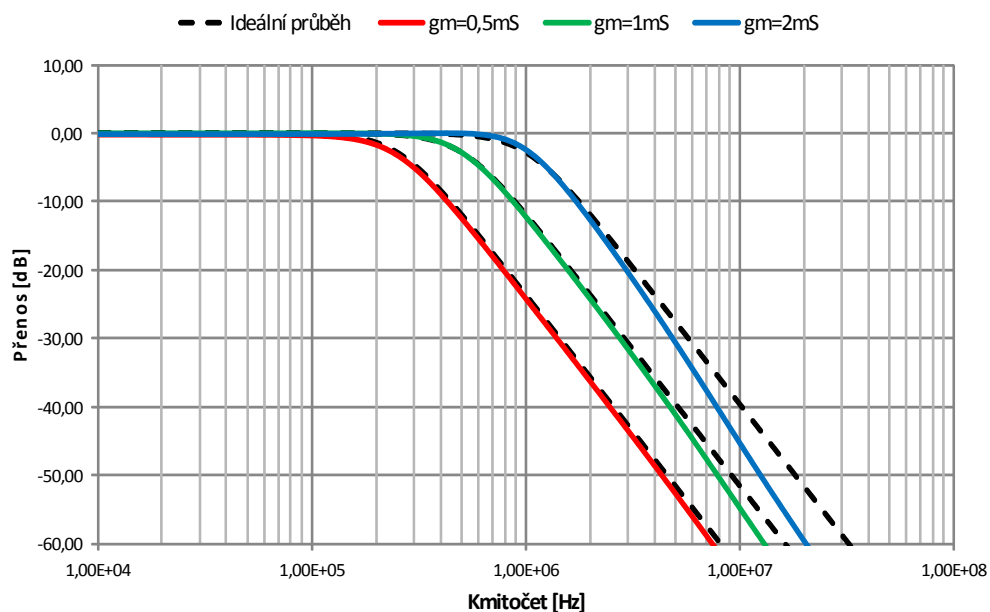
V grafu na obr. 4.40 jsou znázorněny průběhy realizovatelných filtračních funkcí pro mezní kmitočet $f_0 = 1$ MHz. V grafu je zobrazen průběh signálu jak s ideálními vlastnostmi prvků (čárkovaně), tak i s reálnými (plná čara). Z grafu je patrné, že oba průběhy jsou téměř totožné, avšak simulace charakterizující reálné chování součástek má větší strmost útlumu.

V dalším grafu na obr. 4.41 je zobrazeno řízení mezního kmitočtu v závislosti na změně transkonduktance g_m . Pro přehlednost byla vybrána funkce dolní propust. Pro přehlednost mezi simulací s reálnými prvky a simulací s ideálními prvky, je zde ideální průběh signálu zobrazen čárkovaně a reálný plnou čarou. Reálný průběh signálu se liší od ideálního zejména strmějším útlumem signálu.

V tab. 4.13 jsou úhledně shrnuty vypočtené hodnoty mezního kmitočtu se simulovanými v závislosti na změně transkonduktance.



Obr. 4.40: Výsledky simulací filtračních funkcí iPP a iDP nediferenčního filtru se dvěma prvky CFTA+/-



Obr. 4.41: Výsledky simulací nediferenčního filtru s dvěma prvky CFTA+/- pro změnu mezního kmitočtu u fultreční funkce iDP

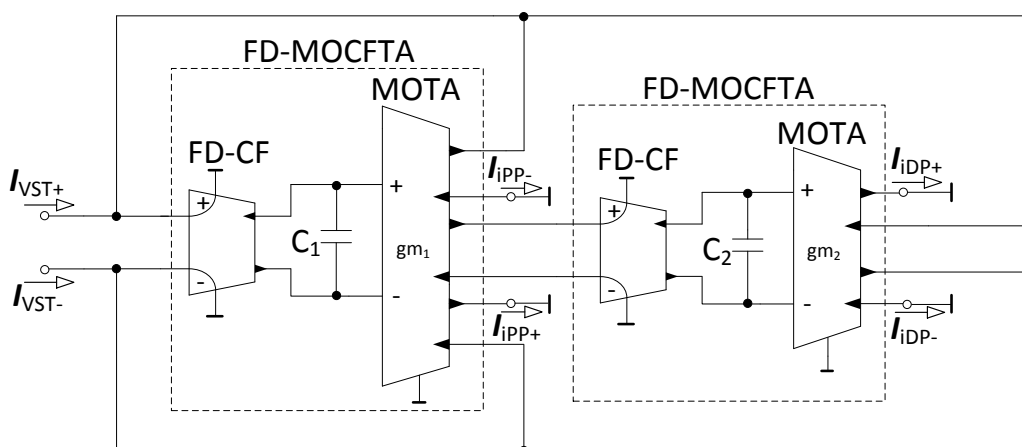
Tab. 4.13: Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce typu iDP

g_m [mS]	$f_{\text{vypočtený}}$ [MHz]	$f_{\text{simulovaný}}$ [MHz]
0,5	0,256	0,244
1	0,512	0,507
2	1,023	1,071

4.10 Diferenční přeladitelný kmitočtový filtr se dvěma diferenčními prvky FD-CFTA+/-

Diferenční přeladitelný multifunkční kmitočtový filtr vznikl nahrazením nediferenčních součástek v obvodu 4.38 diferenčními a zrcadlením celé struktury obvodu. Ve vnitřní struktuře CFTA+/- byl prvek DO-CF nahrazen diferenčním prvkem FD-CF a prvek BOTA byl rozšířen o další výstupy, čímž vznikl prvek MOTA. Tento prvek pak nese označení FD-MOCFTA+/- (plně diferenční vícevýstupový proudově sledovací transkonduktanční zesilovač). U této diferenční struktury je možné opět

řídit mezní kmitočet pomocí změny transkonduktance g_m . Schéma zapojení diferenčního filtru je uvedeno na obr. 4.42.



Obr. 4.42: Schéma zapojení diferenčního filtru se dvěma FD-MOCFTA+/-

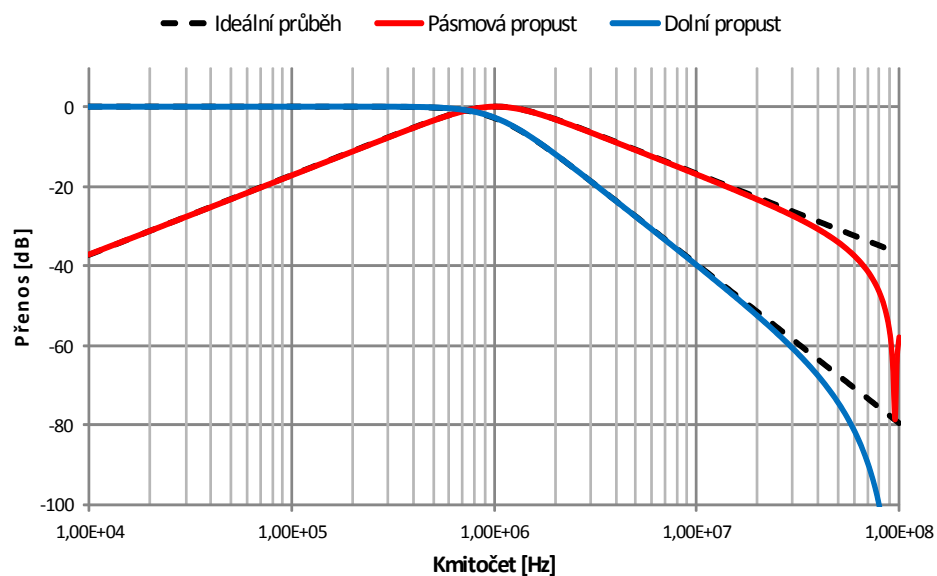
Teoretický rozsah ladění mezního kmitočtu je opět $f_0 = \{0,256; 1,023\}$ MHz, čemuž odpovídá $g_m \in \{0,5; 2\}$ mS. Činitel jakosti je $Q_0 = 0,7071$. Hodnoty kondenzátorů C_1 a C_2 jsou opět $C_1 = 225$ pF a $C_2 = 450$ pF. Hodnoty kondenzátorů dle řady E12 jsou $C_1 = 220$ pF a $C_2 = 440$ pF.

V grafu na obr. 4.43 jsou vyobrazeny veškeré realizovatelné filtrační funkce. Z porovnání obou průběhů, kde průběh signálu s ideálními vlastnostmi prvků je naznačen čárkovaně, můžeme posoudit, že simulace byla velice přesná. Na vysokých kmitočtech opět dochází k nepřesnostem způsobenými reálnými vlastnostmi použitých prvků, u kterých se vlivem vysokých kmitočtů projevují parazitní vlastnosti.

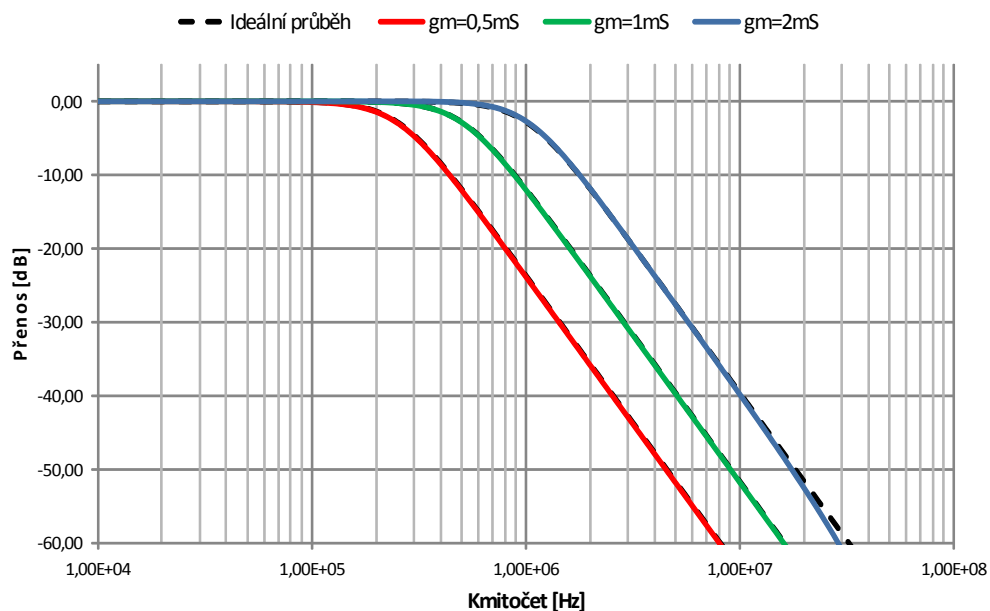
V grafu znázorněném na obr. 4.44 je zobrazeno řízení mezního kmitočtu pomocí změny transkonduktance g_m . Pro lepší přehlednost byla vybrána funkce typu dolní propust. Je zřejmé že diferenční kmitočtový filtr vykazuje dobré vlastnostmi, především odpovídající strmostí útlumu, který je charakteristický pro kmitočtový filtr druhého řádu.

Výsledky teoretických a simulovaných hodnot pro změnu mezního kmitočtu v závislosti na změně transkonduktance g_m jsou zobrazeny v tab. 4.14.

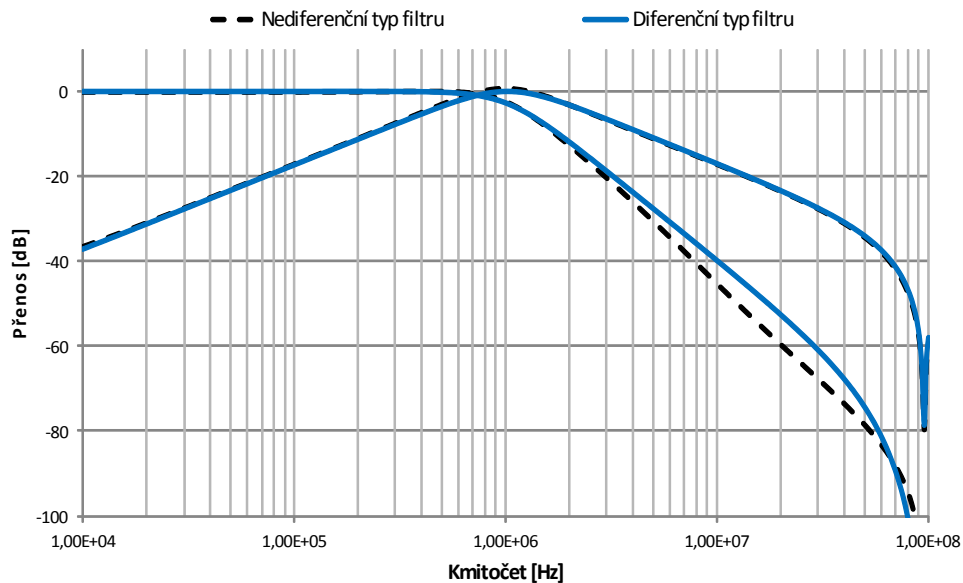
Na obr. 4.45 jsou znázorněny simulace nediferenčního a diferenčního kmitočtového filtru s reálnými prvky. V grafu je vidět, že diferenční filtr v porovnání s nediferenčním má velice shodný průběh signálu, ovšem na vyšších kmitočtech dochází k odchylkám v rámci použití reálných vlastností prvků.



Obr. 4.43: Výsledky simulací filtračních funkcí iPP a iDP diferenčního filtru se dvěma diferenčními prvky CFTA+/-



Obr. 4.44: Výsledky simulací diferenčního filtru se dvěma diferenčními prvky CFTA+/- pro změnu mezního kmitočtu u filtrační funkce iDP



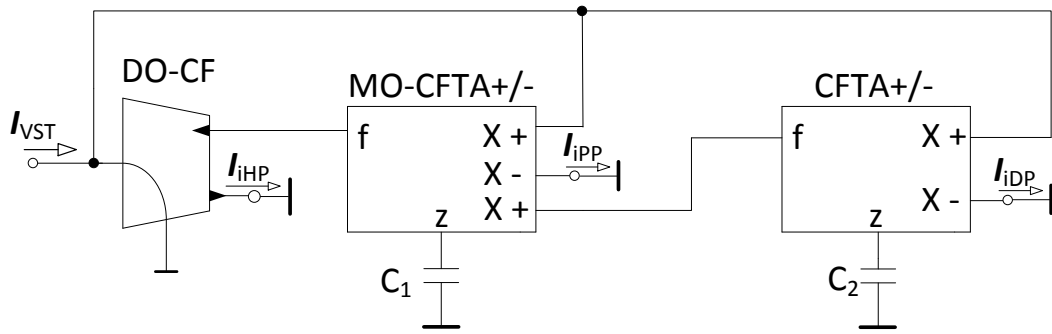
Obr. 4.45: Výsledky simulace filtračních funkcí iPP a iDP nediferenčního a diferenčního filtru s reálnými prvky

Tab. 4.14: Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce iDP

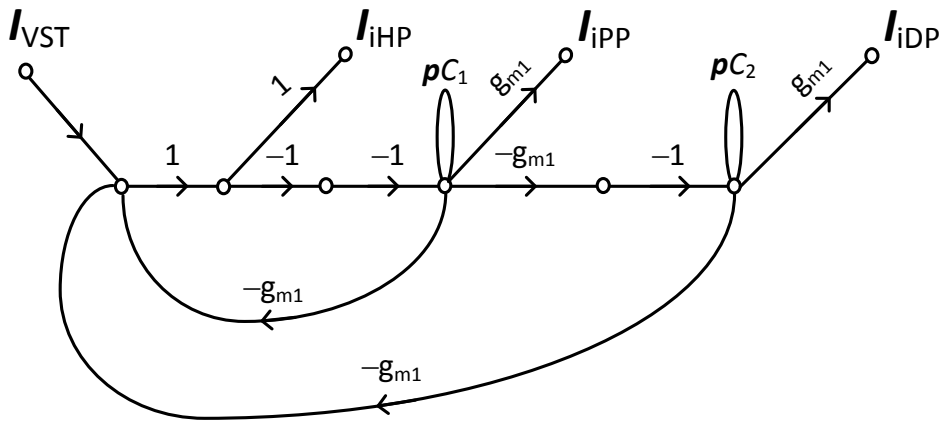
g_m [mS]	$f_{\text{vypočtený}}$ [MHz]	$f_{\text{simulovaný}}$ [MHz]
0,5	0,256	0,250
1	0,512	0,506
2	1,023	1,030

4.11 Nediferenční přeladitelný multifunkční kmitočtový filtr se dvěma prvky CFTA+/- a jedním proudovým sledovačem

Filtrační obvod vznikl modifikací zapojení popsaného v kapitole 4.9. Byl přidán prvek proudový sledovač DO-CF za účelem realizovat další funkce tohoto filtru. Jedná se tedy o multifunkční filtr realizující filtrační funkce typu iDP, iHP, iPP a iPZ. Schéma zapojení filtru, které je zobrazeno na obr. 4.46, vzniklo za pomoci navrženého M-C grafu signálových toků, který je naznačen na obr. 4.47.



Obr. 4.46: Schéma zapojení nediferenčního filtru se dvěma prvky CFTA a jedním DO-CF vycházející z obr. 4.47



Obr. 4.47: Zjednodušený M-C graf signálových toků obvodu

Z grafu signálových toků byla podle postupu popsaném v kapitole 3.1 určena charakteristická rovnice CE

$$CE = p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2} = 0. \quad (4.42)$$

Simulací v programu SNAP byly zjištěny následující přenosové funkce filtru

$$K_{iHP} = \frac{I_{iHP}}{I_{VST}} = \frac{-p^2 C_1 C_2}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}}, \quad (4.43)$$

$$K_{iPP} = \frac{I_{iPP}}{I_{VST}} = \frac{-p C_2 g_{m1}}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}}, \quad (4.44)$$

$$K_{iDP} = \frac{I_{iDP}}{I_{VST}} = \frac{-g_{m1} g_{m2}}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}}, \quad (4.45)$$

$$\mathbf{K}_{\text{iPZ}} = \frac{I_{\text{iHP}} + I_{\text{iDP}}}{I_{\text{VST}}} = \frac{-\mathbf{p}^2 C_1 C_2 - g_{\text{m1}} g_{\text{m2}}}{\mathbf{p}^2 C_1 C_2 + \mathbf{p} C_2 g_{\text{m1}} + g_{\text{m1}} g_{\text{m2}}}. \quad (4.46)$$

Je zřejmé, že funkce ve jmenovateli je ve všech případech stejná, proto můžeme z koeficientů ve jmenovateli vyjádřit úhlový kmitočet ω_0 a činitel jakosti Q

$$\omega_0^2 = \frac{g_{\text{m1}} g_{\text{m2}}}{C_1 C_2}, \quad (4.47)$$

$$Q^2 = \frac{C_1 g_{\text{m2}}}{C_2 g_{\text{m1}}}. \quad (4.48)$$

Z rovnic vyjádříme vztahy pro výpočet hodnot C_1 a C_2 . Ve výpočtech uvažujeme, že je možné řídit mezní kmitočet změnou transkonduktance g_{m} , a proto musí platit, že $g_{\text{m1}} = g_{\text{m2}} = g_{\text{m}}$. Rovnice pro výpočet hodnot kondenzátorů jsou následující

$$C_1 = \frac{Q g_{\text{m}}}{2\pi f_0}, \quad (4.49)$$

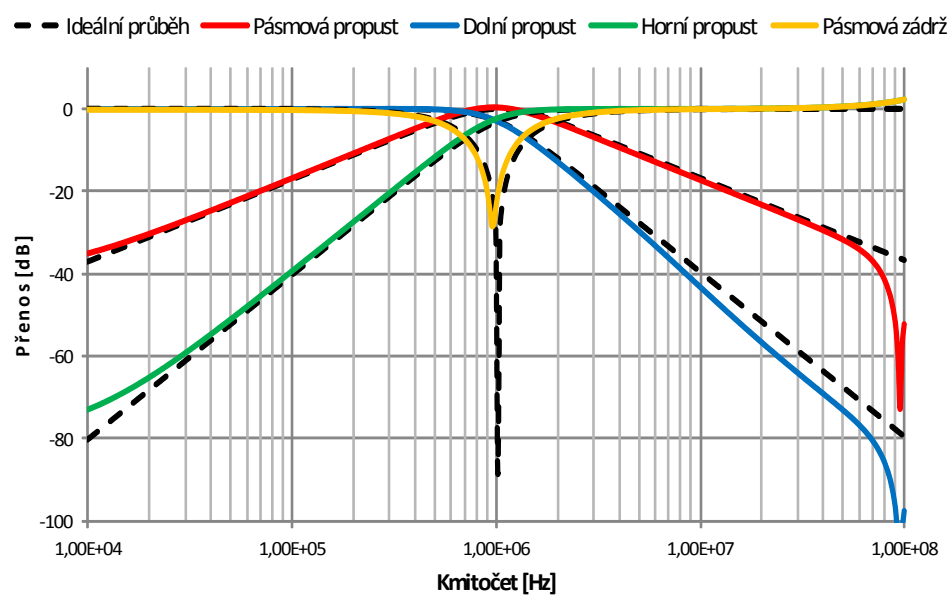
$$C_2 = \frac{C_1}{Q^2}. \quad (4.50)$$

Pro simulace byl zvolen rozsah transkonduktance $g_{\text{m}} = \{0, 2; 3\}$ mS, čemuž odpovídá $f_0 \in \{0, 205; 3, 07\}$ MHz. Činitel jakosti je zvolen $Q_0 = 0, 7071$. Hodnoty kondenzátorů jsou dopočítané pro $g_{\text{m}} = 1$ mS při mezním kmitočtu $f_0 = 1$ MHz. Vypočtené hodnoty C_1 a C_2 jsou $C_1 = 113$ pF a $C_2 = 225$ pF. Hodnoty vybrané z řady E24 jsou $C_1 = 110$ pF a $C_2 = 220$ pF.

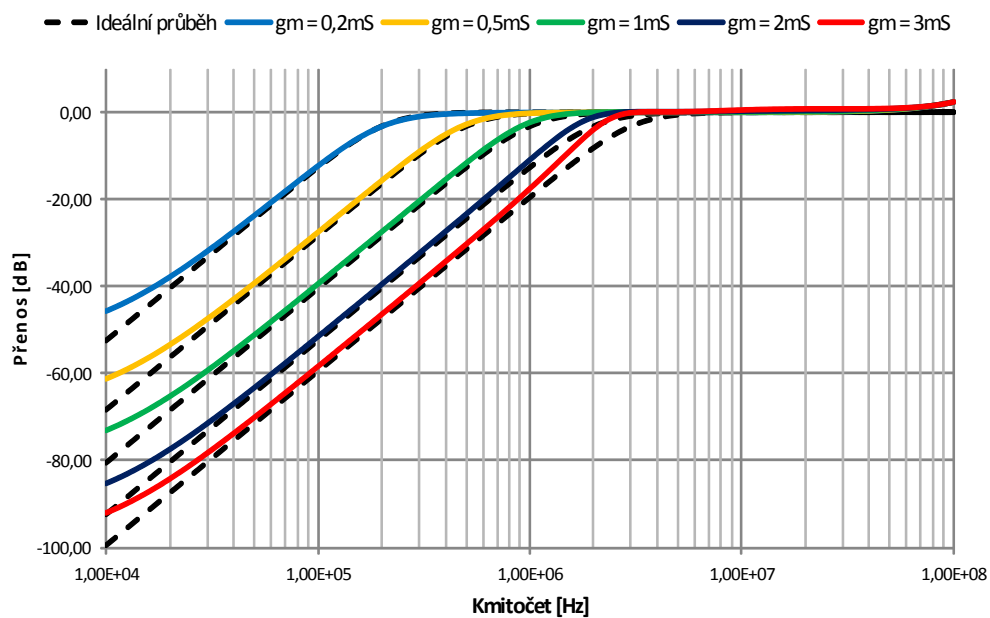
Na obr. 4.48 jsou znázorněny všechny filtrační funkce. Pro simulace byl použit mezní kmitočet $f_0 = 1$ MHz a hodnota transkonduktance $g_{\text{m}} = 1$ mS. V grafu jsou zobrazeny simulace s ideálními (čárkovaně) a reálnými (plnou čarou) prvky. Z grafu je patrné, že se simulace s reálnými prvky od té s ideálními příliš neliší.

Řízení mezního kmitočtu v závislosti na změně transkonduktance g_{m} je naznačeno na obr. 4.49. V rámci lepší přehlednosti byla vybrána simulace typu horní propust. Simulace zahrnující reálné vlastnosti prvků (plná čára) se od ideální simulace (čárkovaně) liší zejména na nízkých kmitočtech. Také dochází k větším odchylkám při g_{m} nastavené nad hodnotu 2 mS v okolí mezního kmitočtu.

Hodnoty mezních kmitočtů zjištěné simulací a výpočtem v závislosti na transkonduktanci jsou shrnuty do tab. 4.15. Větší rozdíly mezi kmitočty jsou patrné u vyšších hodnot transkonduktance.



Obr. 4.48: Výsledky simulací filtračních funkcí iHP, iPP, iDP a iPZ nediferenčního filtru se dvěma prvky CFTA+/- a jedním DO-CF



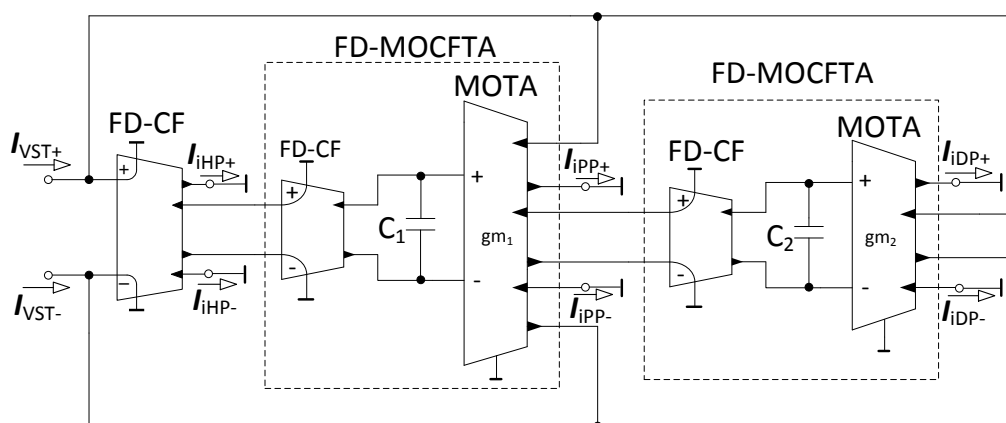
Obr. 4.49: Výsledky simulací nediferenčního filtru s dvěma prvky CFTA+/- a jedním DO-CF při změně mezního kmitočtu u filtrační funkce iHP

Tab. 4.15: Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce typu iHP

g_m [mS]	$f_{\text{vypočtený}}$ [MHz]	$f_{\text{simulovaný}}$ [MHz]
0,2	0,205	0,205
0,5	0,512	0,484
1	1,023	0,928
2	2,047	1,638
3	3,070	2,110

4.12 Diferenční přeladitelný multifunkční kmitočtový filtr se dvěma prvky FD-CFTA+/- a jedním FD-CF

Diferenční přeladitelný multifunkční kmitočtový filtr vznikl nahrazením nediferenčních součástek v obvodu 4.46 diferenčními a následným zrcadlením celé struktury. Prvek DO-CF byl nahrazen diferenčním prvkem FD-CF. Prvky CFTA+/- byly nahrazeny jejich diferenční formou s více výstupy FD-MOCFTA+/. Díky změně transkonduktance g_m je možné řídit mezní kmitočet. Schéma zapojení diferenčního filtru je zobrazeno na obr. 4.50.



Obr. 4.50: Schéma zapojení diferenčního filtru s dvěma prvky FD-CFTA+/- a jedním diferenčním prvkem FD-CF

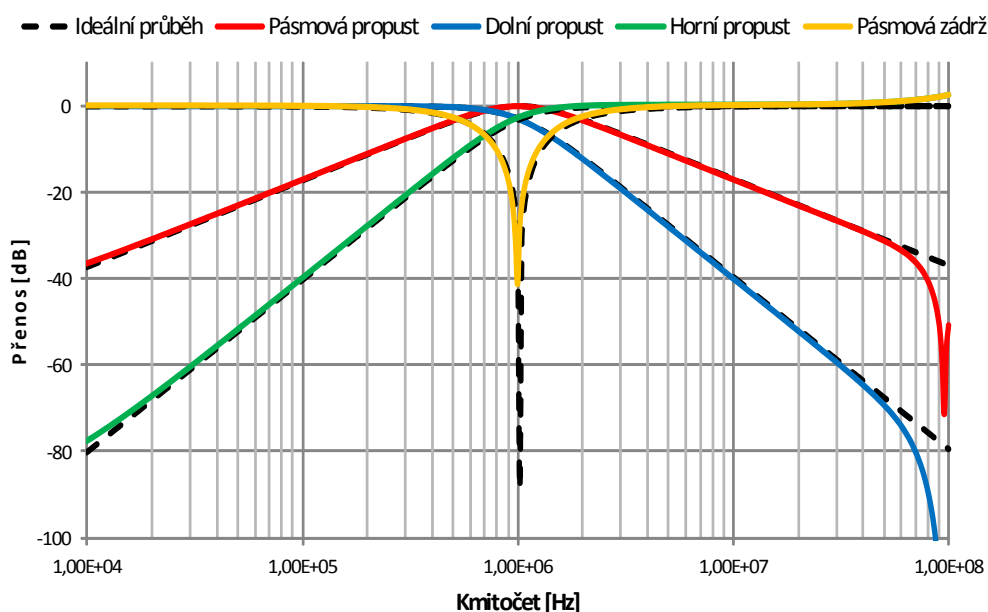
Teoretický rozsah ladění transkonduktance je zvolen $g_m = \{0, 2; 3\}$ mS, tomu odpovídá rozsah ladění mezního kmitočtu $f_0 \in \{0, 205; 3, 07\}$ MHz. Činitel jakosti je $Q_0 = 0,7071$. Hodnoty kondenzátorů zůstaly $C_1 = 113$ pF a $C_2 = 225$ pF. Vybrané hodnoty z řady E24 jsou $C_1 = 110$ pF a $C_2 = 220$ pF.

V grafu na obr. 4.51 jsou zobrazeny filtrační funkce simulované, jak s ideálními (čárkovaně), tak s reálnými (plná čára) prvky. Z grafu je zřejmé, že simulace dopadla dle očekávání. Na vysokých kmitočtech se projevují reálné vlastnosti prvků.

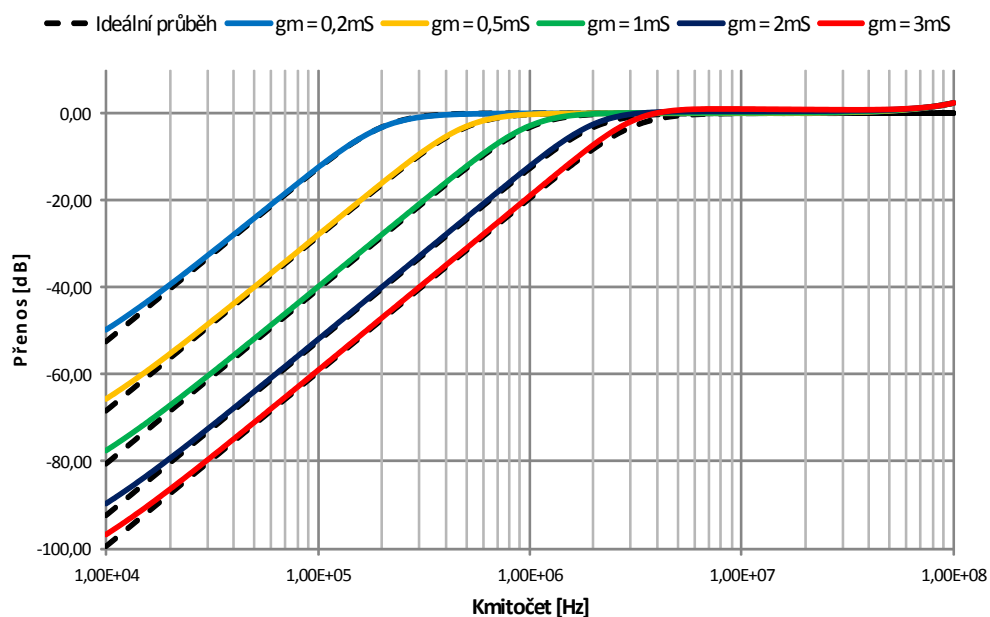
Na obr. 4.52 jsou zobrazeny simulace řízení mezního kmitočtu. Byla vybrána funkce typu horní propust, pro lepší přehlednost. Z výsledků můžeme posoudit, že simulace s reálnými prvky (plná čára) byla velmi shodná se simulací s teoretickými prvky (čárkovaně). K drobným odchylkám dochází na nízkých kmitočtech.

Výsledky vypočtených a simulovaných hodnot pro změnu mezního kmitočtu v závislosti na změně transkonduktance g_m jsou shrnuty v tab. 4.16.

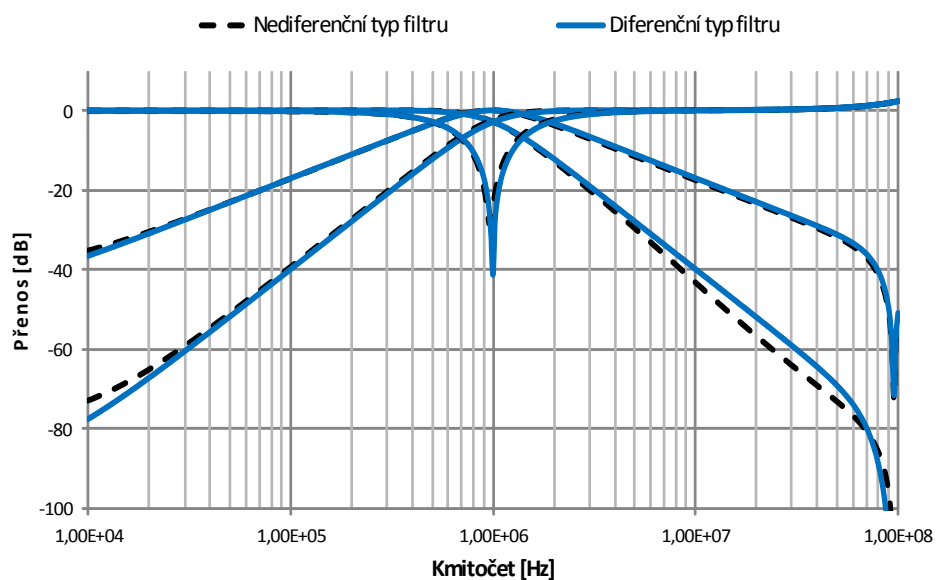
Na obr. 4.53 jsou znázorněny simulace nediferenčního a diferenčního kmitočtového filtru s reálnými prvky. Z grafu je zřejmé, že diferenční filtr má lepší vlastnosti než nediferenční, i když jsou simulace velmi shodné. Jelikož jsou v obvodu použity reálné součástky, dochází na vysokých kmitočtech k odchylkám.



Obr. 4.51: Výsledky simulací filtračních funkcí iHP, iPP, iDP a iPZ diferenčního filtru se dvěma prvky FD-MOCFTA a jedním prvkem FD-CF



Obr. 4.52: Výsledky simulací diferenčního filtru se dvěma prvky FD-CFTA a jedním prvkem FD-CF pro změnu mezního kmitočtu u filtrační funkce iHP



Obr. 4.53: Výsledky simulace filtračních funkcí iHP, iPP, iDP a iPZ nediferenčního a diferenčního filtru s reálnými prvky

Tab. 4.16: Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce iHP

g_m [mS]	$f_{\text{vypočtený}}$ [MHz]	$f_{\text{simulovaný}}$ [MHz]
0,2	0,205	0,205
0,5	0,512	0,484
1	1,023	0,985
2	2,047	1,888
3	3,071	2,703

a $C_2 = 440$ pF. Jelikož se hodnota kondenzátoru C_2 nevyskytuje v řadě E24 musely být použity dva kondenzátory s hodnotou 220 pF. BNC konektory, které jsou umístěny na horní straně desky plošných spojů, realizují vstup a výstupy filtru.

V příloze A.1 je zobrazeno schéma zapojení kmitočtového filtru, které bylo vytvořeno v programu EAGLE Light 6.4.0 (volná verze). Dále jsou v příloze A.2 a A.3 uvedeny desky plošných spojů, navržené v programu EAGLE. Tabulka všech použitých součástek pro vyhotovení kmitočtového filtru je uvedena v příloze A.1. Fotografie vyhotoveného nediferenčního filtru je zobrazena v příloze A.4.

5.2 Měření prvního obvodu

Pro experimentální měření nediferenčního kmitočtového filtru byl využit obvodový analyzátor, který obsahuje generátor harmonického signálu a měřič přenosu. Dále bylo potřeba použít U/I a I/U převodníky pro střídavá měření, jelikož kmitočtový filtr pracuje v proudovém módu. Napájení převodníků a měřeného filtru bylo realizováno pomocí symetrických napěťových zdrojů. Blokové schéma měřící soustavy je zobrazeno na obr. 5.2 [8].

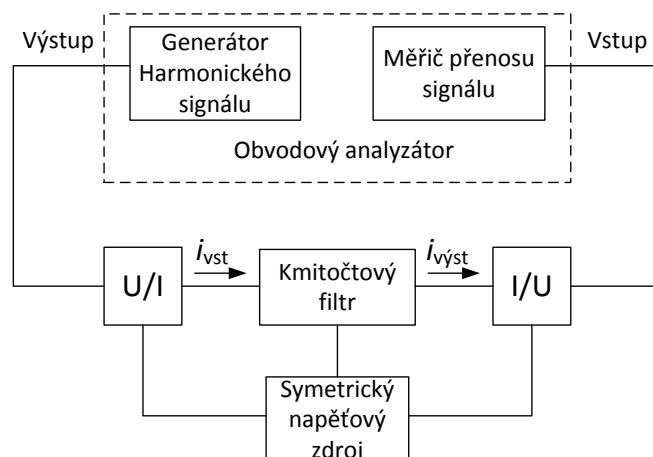
Na obr. 5.3 jsou uvedeny změřené výsledky všech filtračních funkcí obvodu. Je zřejmé, že kmitočtový filtr pracuje přibližně na mezním kmitočtu $f_0 = 1$ MHz, který je nastaven transkonduktancí $g_m = 2$ mS. Z grafu je patrné, že měření dopadlo podle očekávání dobře. U pásmové propusti ovšem dochází k zesílení signálu v oblasti mezního kmitočtu. Dále dochází nad kmitočtem 3 MHz k nežádoucímu zvlnění přenosových funkcí. Maximální dosažitelný útlum kmitočtového filtru je 45 dB.

Pro změnu mezního kmitočtu f_0 pomocí změny transkonduktance g_m byla vybrána filtrační funkce iDP, jak je uvedeno v kap. 4.9. Graf ladění kmitočtu je ukázán na obr. 5.4. Je zřejmé, že filtr má poměrně dobré vlastnosti, avšak na kmitočtech nad 4 MHz dochází opět k zvlnění přenosových funkcí při nastavené hodnotě transkonduktance nad $g_m = 0,5$ mS. Maximální dosažitelný útlum je přibližně 50 dB. V tab. 5.1 jsou shrnuty hodnoty naměřených mezních kmitočtů v porovnání s hodnotami simulovanými a vypočtenými u funkce typu dolní propust.

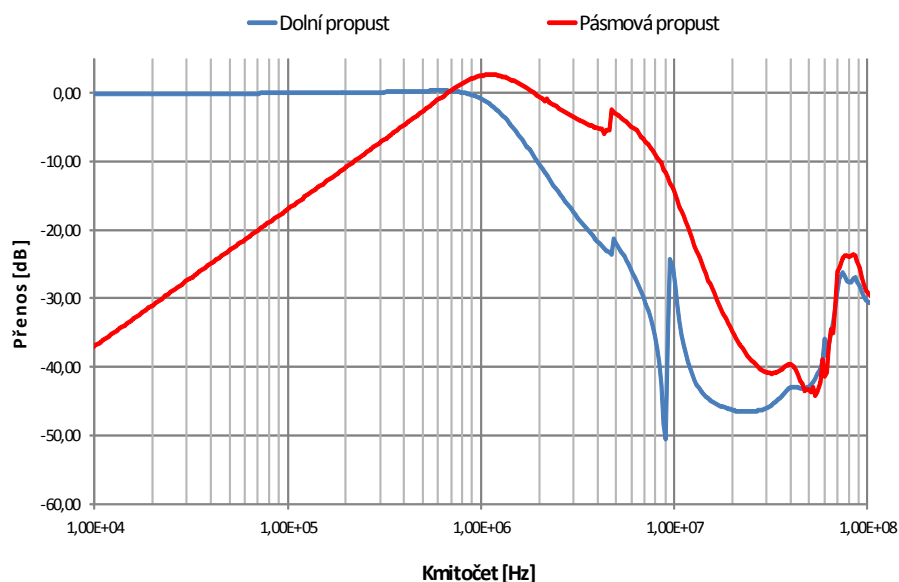
V rámci experimentálního měření bylo provedeno řízení mezního kmitočtu u funkce iPP, jak je znázorněno na obr. 5.5. Ze změřených výsledků je zřejmé, že hodnoty mezních kmitočtů odpovídají simulovaným. Nad kmitočtem 4 MHz je viditelné zkreslení signálů a následná větší strmost útlumu přenosu. Filtr je schopen dosáhnout maximálního útlumu přibližně 45 dB.

Rozdíly mezi simulovanými a měřenými výsledky jsou způsobeny reálnými vlastnostmi zapojení filtru pomocí prvků UCC a CCII+/-, které jsou určeny pro univerzální použití. Také kmitočtové vlastnosti těchto prvků nejsou ideální. Nepřesnosti

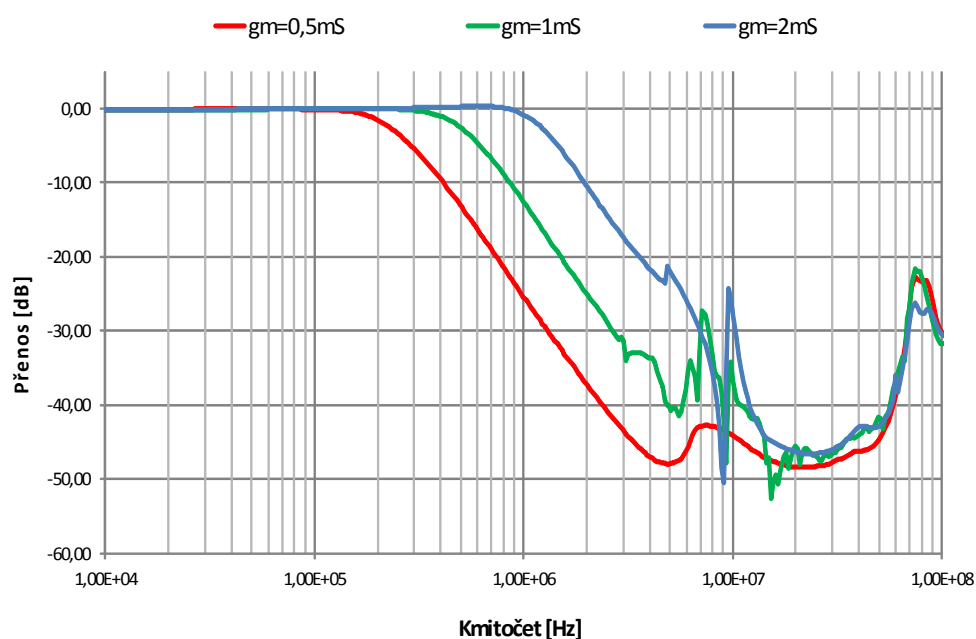
mohli být také způsobeny vlivem použitých převodníků, přestože vliv těchto převodníků na výsledky měření byl výrazně potlačen kalibrací měřicí cesty, nikdy nelze tento vliv zcela eliminovat. Každopádně se na reálné desce vyskytuje celá řada parazitních vlastností, které na kmitočtech v řádu jednotek až desítek MHz již nejsou zanedbatelné.



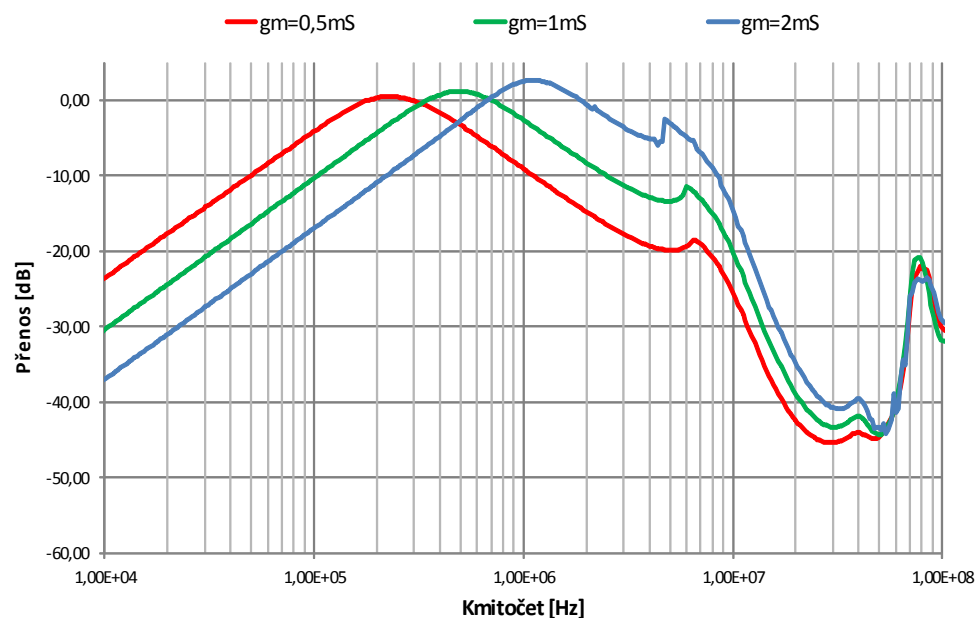
Obr. 5.2: Blokové schéma měřicí soustavy pro měření nediferenčního kmitočtového filtru



Obr. 5.3: Výsledky měření nediferenčního kmitočtového filtru se dvěma prvky CFTA+/-



Obr. 5.4: Výsledky měření nediferenčního kmitočtového filtru se dvěma prvky CFTA+/- pro změnu mezního kmitočtu u filtrační funkce iDP



Obr. 5.5: Výsledky měření nediferenčního kmitočtového filtru se dvěma prvky CFTA+/- pro změnu mezního kmitočtu u filtrační funkce iPP

Tab. 5.1: Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce typu iDP

g_m [mS]	$f_{\text{vypočtený}}$ [MHz]	$f_{\text{simulovaný}}$ [MHz]	$f_{\text{měřený}}$ [MHz]
0,5	0,256	0,245	0,243
1	0,512	0,507	0,518
2	1,023	1,071	1,260

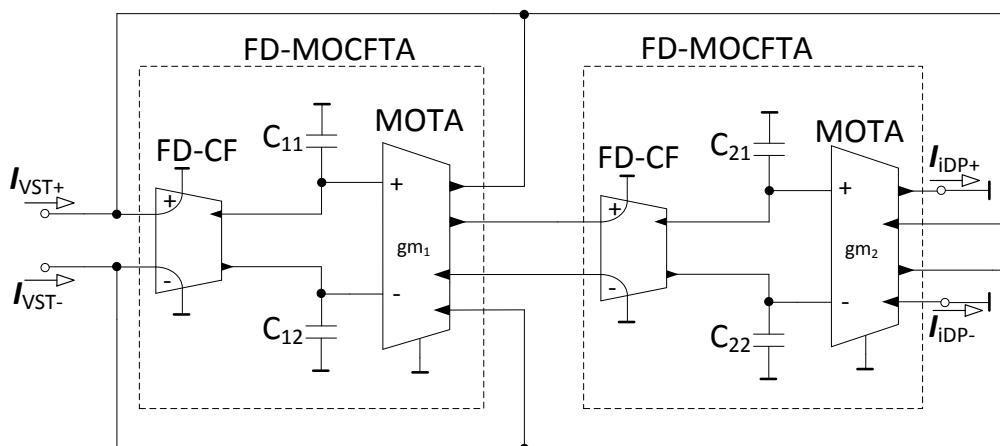
5.3 Vyhotovení a popis druhého obvodu

Transformací obvodu popsaného výše na diferenční strukturu, vznikne obvod, který rovněž pracuje na kmitočtu 1 MHz. Diferenční obvod je schopen realizovat funkce typu pásmová a dolní propust. V rámci experimentálního měření byla zvolena pouze funkce typu dolní propust z důvodu menší složitosti obvodu. V případě realizace funkce pásmová propust, by musel být použit další čip UCC N1B, aby bylo možné realizovat šesti-výstupový FD-MOCFTA+/-, jak je vidět ve schématu zapojení na obr. 5.6. Obvod obsahuje dva vícevýstupové prvky FD-MOCFTA+/-, kde každý z těchto prvků obsahuje diferenční proudový sledovač FD-CF a vícevýstupový transkonduktanční zesilovač MOTA. Prvek MOTA byl pro experimentální měření realizován pomocí čipu UCC N1B, kde pomocí hodnoty rezistoru R můžeme měnit transkonduktanci a tím i mezní kmitočet. Jelikož prvek FD-CF dosud nebyl vyroben, byl s výhodou použit prvek DACA ve formě přípojného modulu s nastaveným zesílením $A = 0, 5$.

V obvodu jsou použity dva čipy UCC N1B a dva přípojný moduly simulující prvek DACA. Prvky UCC N1B vyžadují napájecí napětí $\pm 1,65$ V. Přípojný modul DACA vyžaduje napájení napětím $\pm 1,65$ V, ± 5 V a napětím pro nastavení zesílení. Pro nastavení pracovního bodu a lepší stabilitu filtru byly místo kondenzátoru $C_1 = 220$ pF použity dva uzemněné kondenzátory $C_{11} = C_{12} = 440$ pF a místo kondenzátoru $C_2 = 440$ pF kondenzátory $C_{21} = C_{22} = 880$ pF. Kondenzátor s hodnotou 440 pF je realizován jako dva s hodnotou 220 pF a kondenzátor s hodnotou 880 pF je také realizován jako dva, kde jeden má hodnotu 820 pF a druhý 68 pF, dle řady E24. Vstupní a výstupní svorky kmitočtového filtru jsou realizované BNC konektory umístěnými na spodní straně desky plošných spojů.

Schéma zapojení vytvořené opět v programu EAGLE Light 6.4.0 je uvedeno v příloze A.5. Desky plošných spojů, které byly navrženy v programu EAGLE jsou

zobrazeny v příloze A.6 a A.7. Seznam použitých součástek je uveden v tabulce A.2 a fotografie vyhotoveného diferenčního filtru je ukázaná v příloze A.8



Obr. 5.6: Schéma zapojení diferenčního filtru se dvěma diferenčními prvky MO-CFTA+/-

5.4 Měření druhého obvodu

Pro experimentální měření diferenčního kmitočtového filtru bylo použito mnohem složitější zapojení než u nediferenčního kmitočtového filtru uvedeného v kap. 5.2. Opět byl použit obvodový analyzátor pro generování harmonického signálu a měření přenosu signálu. Dále byl využit převodník, který převádí nediferenční napětí na diferenční a naopak. V měřicí soustavě nemohly chybět převodníky U/I a I/U pro práci kmitočtového filtru v proudovém módu. Uvedené převodníky spolu s měřeným kmitočtovým filtrem byly napájeny symetrickými napěťovými zdroji. Pro nastavení zesílení přípojných modulů DACA byl použit nesymetrický napěťový zdroj. Na obr. 5.7 je ukázáno blokové schéma zapojení pracoviště [8].

Jak již bylo zmíněno, v obvodu jsou použity plně diferenční proudové sledovače FD-CF realizované prvky DACA s nastaveným zesílením $A = 0,5$ a snímána je pouze funkce typu dolní propust. Výsledky měření diferenčního kmitočtového filtru, kde je řízen mezní kmitočet je naznačen na obr. 5.8. Z hlediska průběhů signálů je možné konstatovat, že změřené výsledky jsou velice dobré, avšak v kmitočtové oblasti došlo k neočekávanému posunu signálů.

I přes veškeré úpravy, kontroly obvodu a opětovné měření obvodu se nepodařilo dosáhnout správných výsledků. Maximální útlum signálů je pro každou hodnotu transkonduktance jiný. Největší je pro nastavenou transkonduktanci $g_m = 0,5$ mS (útlum cca 50 dB) a nejmenší pro $g_m = 2$ mS (útlum cca 35 dB).

Vzniklé nepřesnosti a malý dosažitelný útlum je způsoben velkou složitostí měřicí soustavy, zejména počtem použitých převodníků, přípojnými moduly DACA a samotným kmitočtovým filtrem. I když může dojít k posunutí mezního kmitočtu parazitními vlastnostmi a tolerancí součástek, tak tyto nepřesnosti nemají za následek takové rapidní posunutí mezního kmitočtu. Toto posunutí může způsobit mnoho faktorů, jako je vadná součástka nebo chyba v návrhu obvodu.

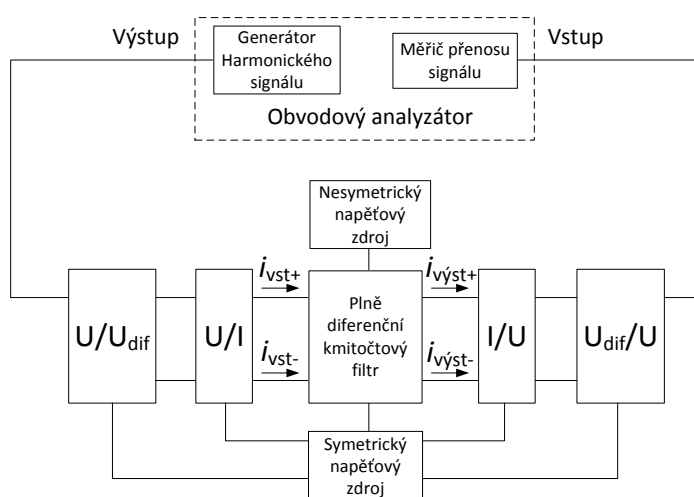
Nicméně strmost útlumu je téměř požadovaných 40 dB na dekádu, což značí, že se jedná o kmitočtový filtr druhého řádu.

V rámci experimentálního měření byla provedena i změna zesílení A u zásuvných modulů DACA reprezentující FD-CF. Tato změna zesílení měla za následek posunutí mezních kmitočtů a změnu úrovně útlumů signálů. Na obr. 5.9 je zobrazena modulová charakteristika řízení mezního kmitočtu pro zesílení $A = 1$. Dále pak na obr. 5.10 je zobrazena modulová charakteristika pro zesílení $A = 2$ a na obr. 5.11 pro zesílení $A = 3$.

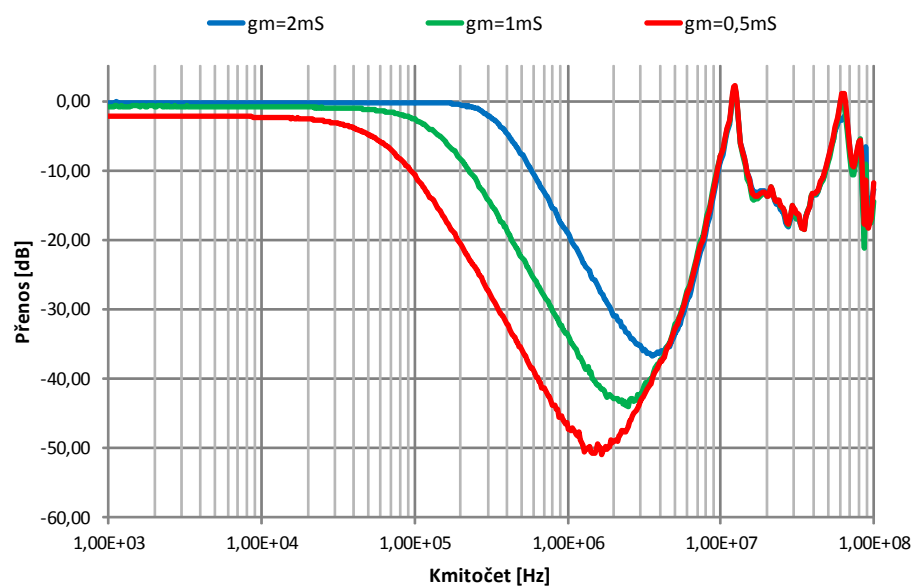
Z grafů je zřejmé, že po nastavení zesílení na vyšší hodnotu dochází k posunu mezního kmitočtu také na vyšší hodnotu a k zesílení signálu. Při nastaveném zesílení $A = 3$ a použité transkonduktanci $g_m = 2$ mS dochází k zesílení signálu v okolí mezního kmitočtu a velmi strmému útlumu.

V rámci původních předpokladů jsou nejvíce věrohodné hodnoty s nastaveným zesílením $A = 1$.

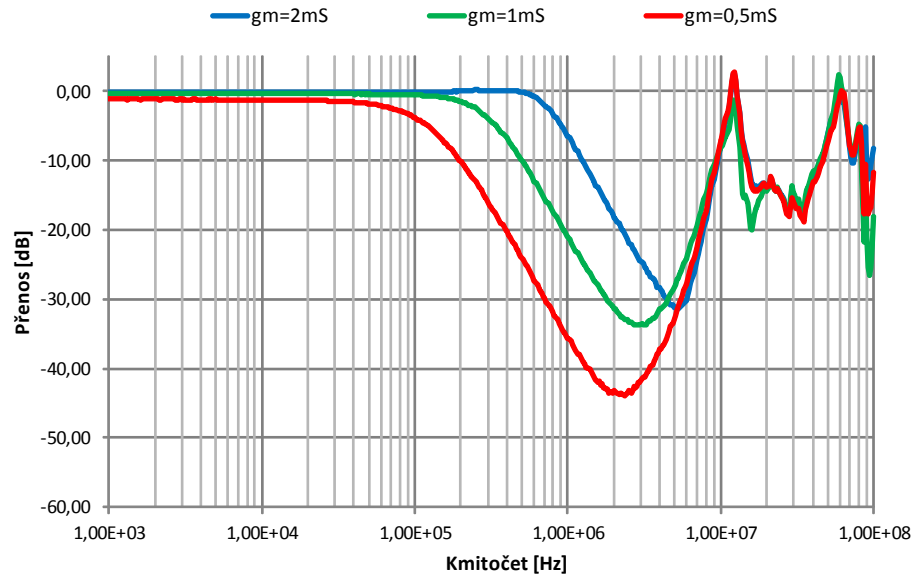
V tab. 5.2 jsou shrnuty hodnoty naměřených mezních kmitočtů v porovnání s hodnotami simulovanými a vypočtenými u funkce typu dolní propust diferenčního kmitočtového filtru.



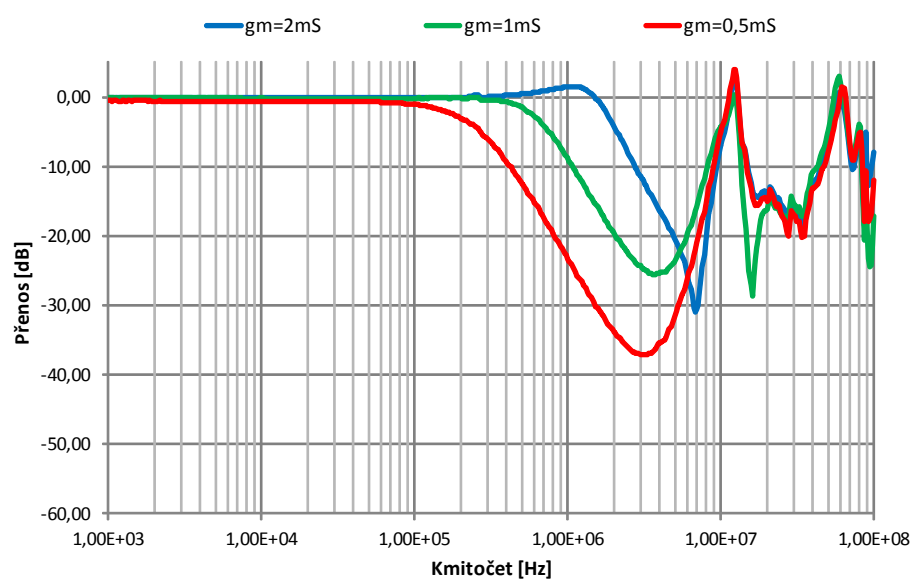
Obr. 5.7: Blokové schéma měřicí soustavy pro měření diferenčního kmitočtového filtru



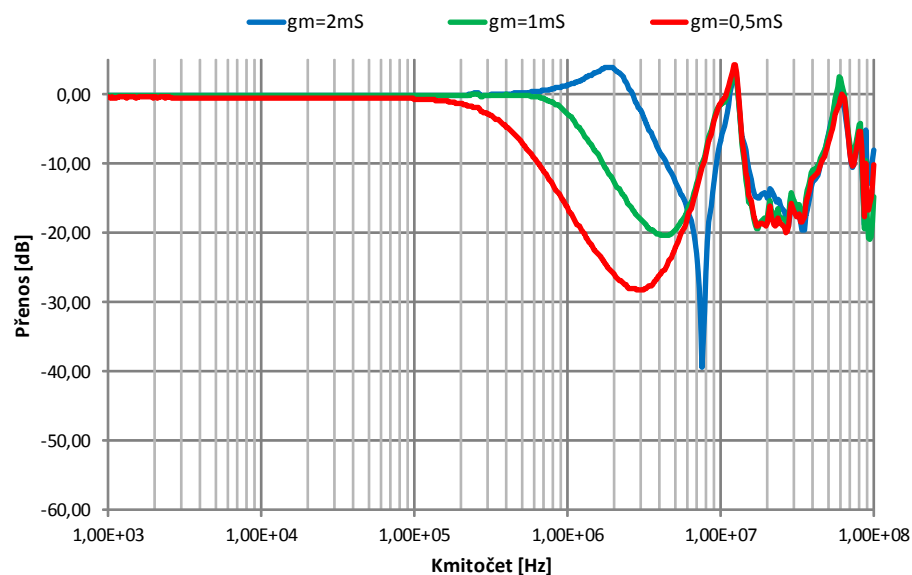
Obr. 5.8: Výsledky měření diferenčního kmitočtového filtru se dvěma prvky CFTA+/- pro změnu mezního kmitočtu při nastaveném zesílení $A = 0,5$ u filtrační funkce iDP



Obr. 5.9: Výsledky měření diferenčního kmitočtového filtru se dvěma prvky CFTA+/- pro změnu mezního kmitočtu při nastaveném zesílení $A = 1$ u filtrační funkce iDP



Obr. 5.10: Výsledky měření diferenčního kmitočtového filtru se dvěma prvky CFTA+/- pro změnu mezního kmitočtu při nastaveném zesílení $A = 2$ u filtrační funkce iDP



Obr. 5.11: Výsledky měření diferenčního kmitočtového filtru se dvěma prvky CFTA+/- pro změnu mezního kmitočtu při nastaveném zesílení $A = 3$ u filtrační funkce iDP

Tab. 5.2: Závislost mezního kmitočtu na změně transkonduktance g_m u funkce typu iDP pro zesílení $A = 0,5$

g_m [mS]	$f_{\text{vypočtený}}$ [MHz]	$f_{\text{simulovaný}}$ [MHz]	$f_{\text{měřený}}$ [MHz]
0,5	0,256	0,250	0,028
1	0,512	0,506	0,108
2	1,023	1,030	0,341

5.5 Seznam použitých přístrojů

Tab. 5.3: Seznam použitých přístrojů

Přístroj	Typ
Obvodový analyzátor	Agilent 4395A
Symetrický napěťový zdroj	Agilent E3631A
Symetrický napěťový zdroj	HP E3631A
Nesymetrický napěťový zdroj	Agilent E3631A
PC	—

6 ZÁVĚR

Cílem bakalářské práce bylo prostudovat problematiku návrhu plně diferenčních kmitočtových filtrů pracujících v proudovém módu s použitím netradičních aktivních prvků. Dále vlastnosti mnou navržených kmitočtových filtrů ověřit simulacemi a ověřit vlastnosti vybraných zapojení i experimentálním měření. Mezi hlavní aktivní prvky, které byly v práci použity patří dvouvýstupový operační transkonduktanční zesilovač BOTA a jeho vícevýstupové varianty (MOTA), proudový sledovač DO-CF, ale i MO-CF a diferenční typ proudového sledovače FD-CF, digitálně říditelný proudový zesilovač DACA a proudově sledovací transkonduktanční zesilovač CFTA+/-.

Celkem bylo navrženo a odsimulováno šest kmitočtových filtrů druhého řádu, jak v nediferenční, tak i v plně diferenční podobě. U každého navrženého kmitočtového filtru je možnost řízení některého z parametrů, jako je mezní kmitočet nebo činitel jakosti.

V první části jsou popsány a rozděleny kmitočtové filtry podle použitých prvků a podle propouštěného či zadržovaného pásma. Je zde uvedena obecná přenosová funkce pro kmitočtové filtry n -tého řádu a kmitočtové filtry 2. řádu. Následně jsou v této části charakterizovány diferenční filtry a jejich výhody i nevýhody.

V druhé části jsou popsány základní vlastnosti použitých aktivních prvků a jejich simulační modely, schématické značky, zjednodušené M-C grafy signálových toků a možná realizace aktivních prvků pomocí univerzálního proudového konvejeoru UCC.

Ve třetí části je popsána metoda návrhu filtračních struktur pomocí Masonových-Coatesových grafů signálových toků. Pomocí této metody jsou navrženy všechny filtrační struktury, které jsou v bakalářské práci uvedeny. Následně je v této části popsána transformace nediferenčního obvodu na obvod diferenční. Především zrcadlením celé nediferenční struktury vůči zemi a nahrazením nediferenčních aktivních prvků diferenčními.

Ve čtvrté části je uvedeno šest zapojení druhého řádu v nediferenční i diferenční podobě pracujících v proudovém módu, které byly simulovány v programu OrCAD. Simulace byly prováděny od kmitočtu 10 kHz do 100 MHz. Veškeré navržené kmitočtové filtry pracují na kmitočtu 1 MHz. V prvním zapojení jsou použity aktivní prvky typu proudový sledovač a proudový zesilovač, v druhém proudový sledovač a transkonduktanční zesilovač, ve třetím proudový zesilovač a transkonduktanční zesilovač a ve zbývajících obvodech proudově sledovací transkonduktanční zesilovač. U všech zapojení je možné řídit mezní kmitočet a to buď zesílením vhodných zesilovačů DACA, jak je uvedeno u prvního zapojení v kap. 4.1, a nebo pomocí změny transkonduktance v zesilovači BOTA či MOTA, jak uvedeno např. v kap. 4.9. Pouze u zapojení v kap. 4.1 a 4.5 je možné řídit činitel jakosti zesílením zesilovačů DACA.

V kap. 4.3 a 4.11 jsou uvedeny dva obvody, které pracují jako multifunkční kmitočtové filtry. Z výsledků všech simulací v bakalářské práci je zřejmé, že diferenční kmitočtový filtr má téměř shodné vlastnosti jako nediferenční, i když v některých zapojeních má diferenční filtr podstatně lepší vlastnosti.

V poslední části je popsáno experimentální měření vybraného obvodu skládající se z prvků CFTA+/- z kap. 4.9, jak v nediferenčním, tak i v diferenčním provedení. V programu EAGLE byly vytvořeny schémata zapojení, pomocí kterých byly následně navrženy desky plošných spojů jednotlivých obvodů.

Ze změřených výsledků nediferenčního obvodu vyplývá, že realizovaný filtr má poměrně dobré vlastnosti. I když je pracovní kmitočet posunut oproti počítačové simulaci z hodnoty 1,071 MHz na hodnotu 1,260 MHz, tak strmost útlumu je přibližně požadovaných 40 dB na dekádu a maximální útlum filtru je přibližně 45 dB. Z grafů je také patrné zkreslení přenosových funkcí na kmitočtech od 4 MHz.

Ze změřených výsledků diferenčního obvodu vyplývá, že i přes velkou složitost měřicí soustavy jsou výsledky měření překvapivě uspokojivé, především v rámci stability přenosové funkce. Největší dosažitelný útlum je pro nastavenou hodnotu transkonduktance $g_m = 0,5$ mS a nejmenší pro hodnotu $g_m = 2$ mS. Útlum má téměř strmost 40 dB na dekádu, což značí, že se skutečně jedná o kmitočtový filtr druhého řádu. V rámci experimentálního měření byla provedena změna zesílení u prvku DACA simulující prvek FD-CF. Je zřejmé, že s rostoucí hodnotou zesílení, úměrně roste i hodnota mezního kmitočtu, bohužel za cenu menšího dosažitelného útlumu. Je zřejmé, že došlo k nežádoucímu posunu kmitočtové charakteristiky na nižší kmitočty oproti počítačovým simulacím. Tento posun mohl být způsoben chybou v návrhu obvodu nebo vadnou součástí.

Patrné nepřesnosti v obou měřeních jsou způsobeny reálnými vlastnostmi prvků UCC, popřípadě CCH+/-, kterými jsou obvody realizované. Dále složitostí měřicí soustavy pro diferenční obvod, kde bylo třeba použít šest čipů UCC N1B (dva na jednom modulu DACA). Použité převodníky, přestože jejich vliv byl kalibrací téměř potlačen, mohou také do jisté míry ovlivnit výsledný signál. Ovšem dlouhé vodiče rovněž přináší do měřicí soustavy určitou chybu měření. Na reálné desce se vyskytují parazitní vlastnosti, které na kmitočtech v řádu jednotek až desítek MHz nejsou zanedbatelné.

LITERATURA

- [1] BIOLEK, D., SENANI, R., BIOLKOVÁ, V., KOLKA, Z. *Active Elements for Analog Signal Processing: Classification, Review, and New Proposals*. Radioengineering [on-line]. 2008, roč. 17, č. 4 [cit. 2012-12-08]. Dostupné z URL: <http://radioeng.cz/fulltexts/2008/08_04a_015_032.pdf>. ISSN 1210-2512
- [2] BOKŮVKA, T. *Proudový zesilovač v diferenčních kmitočtových filtrech*. Brno: 2012. 49 s 3 příl. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí bakalářské práce Ing. Jan Jeřábek, Ph.D.
- [3] ČAJKA, J., KVASIL, J. *Teorie lineárních obvodů*. 1. vyd. Praha: SNTL/ALFA, 1979. DT 621.372(075).
- [4] DOSTÁL, T., AXMAN, V. *Elektrické filtry*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2002. 146 s.
- [5] HERENCŠAR, N., KOTON, J., VRBA, K. *Univerzální kmitočtový filtr s novými proudovými prvky CFTA*. Elektrotechnika [on-line]. 2009, č. 57 [cit. 2012-12-09]. Dostupné z URL: <<http://www.elektrotechnika.cz>>. ISSN 1213-1539.
- [6] HERENCŠAR, N., KOTON, J., VRBA, K., OMAŠTA, Z. *Návrh autonomních obvodů z úplné admitanční sítě pro filtrační aplikace s aktivními prvky CFTA*. Elektrotechnika [on-line]. 2009, č. 61 [cit. 2012-12-10]. Dostupné z URL: <<http://www.elektrotechnika.cz>>. ISSN 1213-1539.
- [7] JEŘÁBEK, J. *Kmitočtové filtry s proudovými aktivními prvky*. Brno, 2007. 61 s. 2 příl. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.
- [8] JEŘÁBEK, J. *Kmitočtové filtry s proudovými aktivními prvky*. Brno, 2011. 148 s. 3 příl. Doktorská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí doktorské práce prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.
- [9] JEŘÁBEK, J., ŠOTNER, R., VRBA, K., KOUDAR, I. *Plně diferenční univerzální a říditelný filtr s proudovými aktivními prvky*. Elektrotechnika [on-line]. 2010, č. 7 [cit. 2012-12-08]. Dostupné z URL: <<http://www.elektrotechnika.cz>>. ISSN 1213-1539.

- [10] JEŘÁBEK, J., ŠOTNER, R., VRBA, K. *Univerzální filtr s proudovými sledovači a transkonduktačními zesilovači*. Elektrevue [on-line]. 2010, č. 3 [cit. 2012-12-08]. Dostupné z URL: <<http://www.elektrevue.cz>>. ISSN 1213-1539.
- [11] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. *Návrh přeladitelného kmitočtového filtru s proudovými aktivními prvky za pomoci metody grafu signálových toků*. Elektrevue [on-line]. 2009, č. 42 [cit. 2012-12-08]. Dostupné z URL: <<http://www.elektrevue.cz>>. ISSN 1213-1539.
- [12] JEŘÁBEK, J., VRBA, K., JELÍNEK, M. *Univerzální a říditelný filtr s proudovými sledovači, transkonduktančními zesilovači a minimálním počtem komponent*. Elektrevue [on-line]. 2010, č. 46 [cit. 2012-12-08]. Dostupné z URL: <<http://www.elektrevue.cz>>. ISSN 1213-1539.
- [13] KOTON, J., VRBA, K. *Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů*. Elektrevue [on-line]. 2008, č. 26 [cit. 2013-05-27]. Dostupné z URL: <<http://www.elektrevue.cz>>. ISSN 1213-1539.
- [14] KUBÍK, M. *Diferenční kmitočtové filtry s moderními aktivními prvky*. Brno, 2011. 74 s. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí diplomové práce Ing. Jan Jeřábek.
- [15] MATĚJÍČEK, L., VRBA, K. *Komplexní citlivostí analýza*. Elektrevue [on-line]. 2001, č. 3 [cit. 2012-12-08]. Dostupné z URL: <<http://www.elektrevue.cz/clanky/01003/index.html>>. ISSN 1213-1539.
- [16] OMASTA, Z. *Vybrané metody návrhu kmitočtových filtrů s netradičními aktivními prvky*. Brno: 2009. 70 s. 2 příl. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí diplomové práce Ing. Norbert Herencsár.
- [17] POLÁŠEK, L. *Návrh říditelných diferenčních filtrů s proudovými aktivními prvky*. Brno, 2010. 63 s. 2 příl. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí diplomové práce Ing. Jan Jeřábek.
- [18] PRECLÍK, M. *Říditelné kmitočtové filtry s moderními aktivními prvky*. Brno: 2010. 64 s. 3 příl. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí diplomové práce Ing. Jaroslav Koton, Ph.D.

- [19] SEDLÁČEK, J., HÁJEK, K. *Kmitočtové filtry*. 1. vyd. Praha: BEN, 2002. 535 s. ISBN 80-7300-023-7
- [20] Výukový materiál. *Filtry*. Bernkopf [on-line]. 2011, [cit. 2013-05-27]. Dostupné z: <http://www.bernkopf.cz/skola/predmety/mereni/mereni_1.pdf>
- [21] ŽŮREK, R. *Multifunkční analogové kmitočtové filtry*. Brno: 2008. 58 s. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí bakalářské práce Ing. Martin Minarčík.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

BOTA	dvou-výstupový operační transkonduktanční zesilovač, balanced-output operational transconductance amplifier
C	kapacitor, capacitor
CE	charakteristická rovnice, characteristic equation
CF	proudový sledovač, current follower
CFTA	proudově sledovací transkonduktanční zesilovač, current follower transconductance amplifier
CM	proudový mód, current mode
DACA	digitálně říditelný proudový zesilovač, dicitally adjustable current amplifier
DO-CF	dvou-výstupový proudový sledovač, dual-output current follower
DP	dolní propust, low pass
f_0	mezní kmitočet
FČ	fázovací článek, all pass
FD-CF	plně diferenční proudový sledovač, fully-differential current follower
FD-CFTA	plně diferenční proudově sledovací transkonduktanční zesilovač, fully-differential current follower transconductance amplifier
FD-MOCFTA	plně diferenční vícevýstupový proudově sledovací transkonduktanční zesilovač, fully-differential multiple-output current follower transconductance amplifier
gm	transkonduktance-převodní vodivost, transcondunctance
HP	horní propust, high pass
iDP	invertující dolní propust, inverting low pass
iFČ	invertující fázovací článek, inverting all pass
iHP	invertující horní propust, inverting high pass

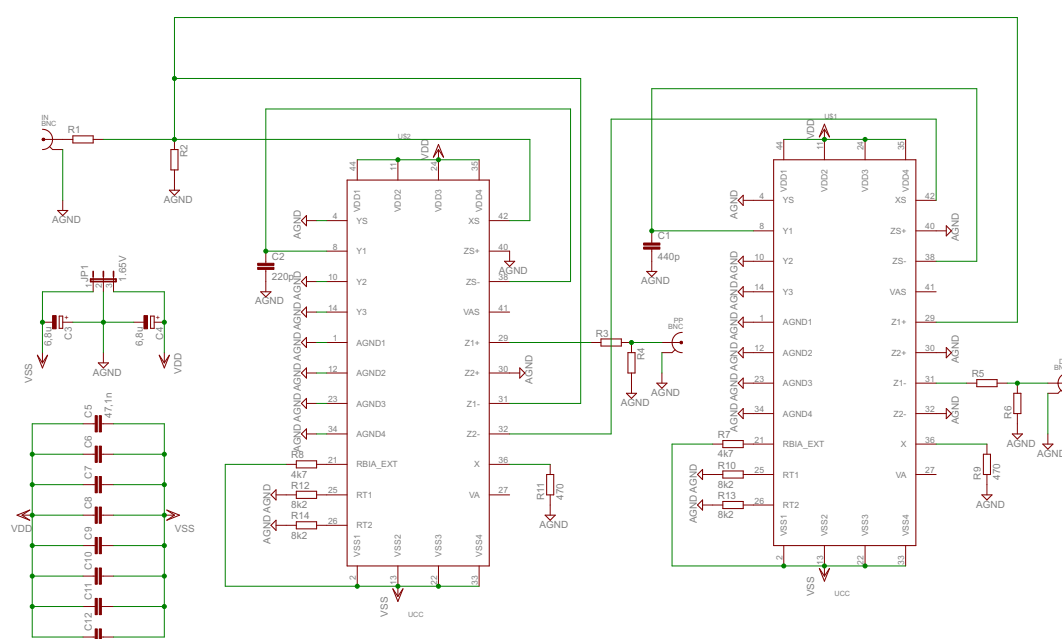
iPP	invertující pásmová propust, inverting band pass
iPZ	invertující pásmová zádrž, inverting band stop
L	induktor, inductor
M-C	Mason-Coatesův, Mason-Coates
MO-CF	více-výstupový proudový sledovač, multiple-output current follower
MO-CFTA	více-výstupový proudový sledovací transkonduktanční zesilovač, multiple-output current follower transconductance amplifier
MOTA	více-výstupový operační transkonduktanční zesilovač, multiple-output operational transconductance amplifier
OrCAD	program pro simulování chování obvodu, software tool suite used for electronic simulation
OTA	operační transkonduktanční zesilovač, operational transconductance amplifier
PP	pásmová propust, band pass
PZ	pásmová zádrž, band stop
Q	činitel jakosti, quality factor
R	rezistor, resistor
SNAP	program pro symbolickou analýzu obvodu, Symbolic Network Analysis Program
UCC	univerzální proudový konvektor, universal current conveyor

SEZNAM PŘÍLOH

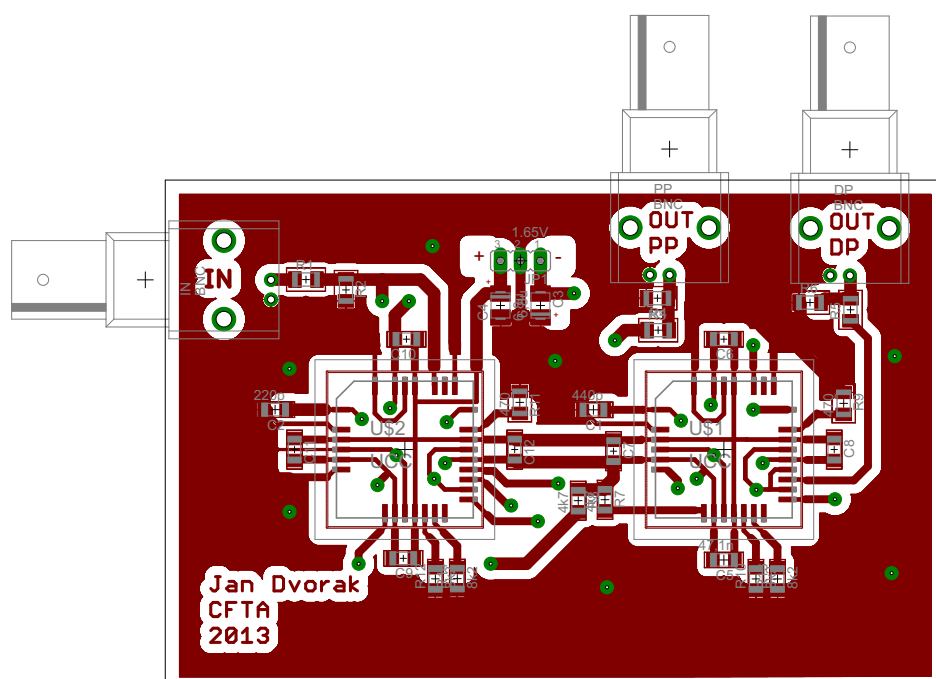
A Schémata a navržené desky plošných spojů vybraných kmitočtových filtrů	104
A.1 Nediferenční přeladitelný kmitočtový filtr se dvěma CFTA+/-	104
A.2 Diferenční přeladitelný kmitočtový filtr se dvěma FD-CFTA+/-	107
B Soubory na CD	110

A SCHÉMATA A NAVRŽENÉ DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ VYBRANÝCH KMITOČTOVÝCH FILTRŮ

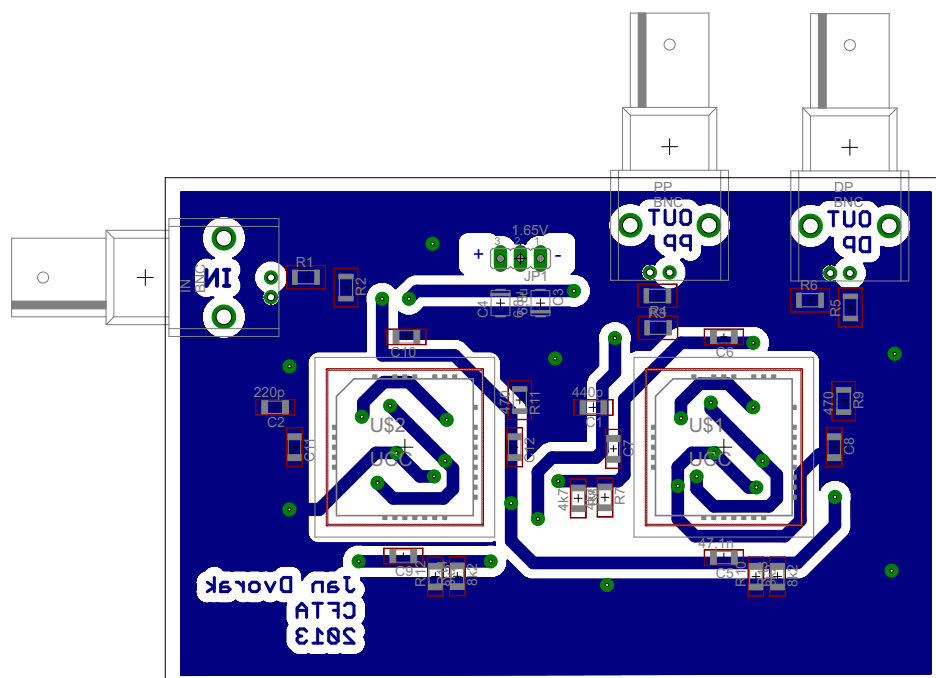
A.1 Nediferenční přeladitelný kmitočtový filtr se dvěma CFTA+/-



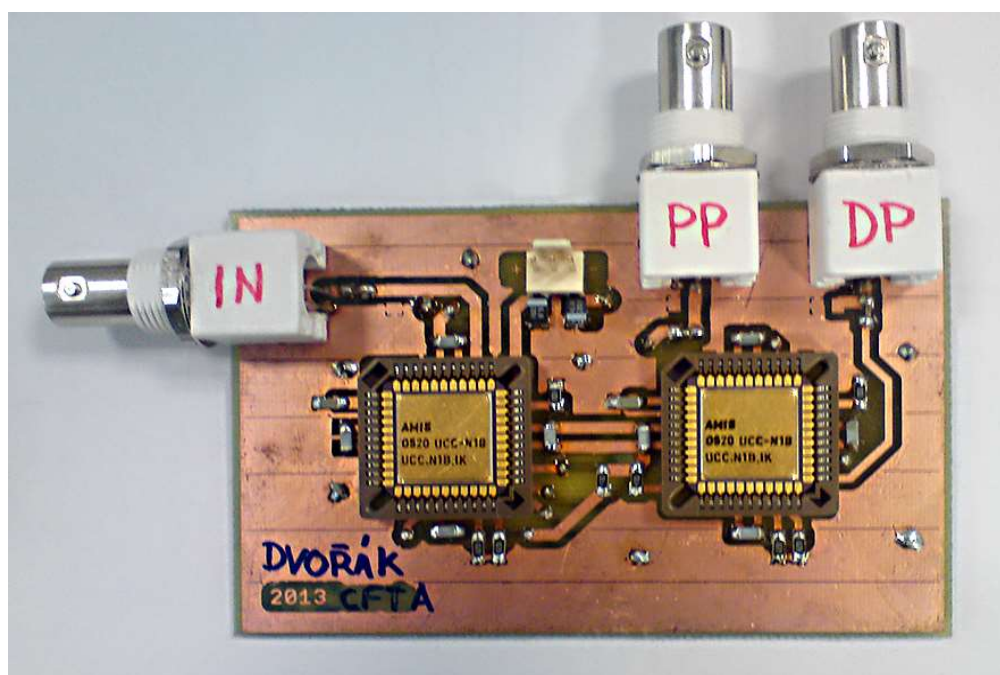
Obr. A.1: Schéma zapojení nediferenčního kmitočtového filtru realizovaného v programu Eagle



Obr. A.2: Přední strana (TOP) desky plošných spojů kmitočtového filtru



Obr. A.3: Zadní strana (BOTTOM) desky plošných spojů kmitočtového filtru

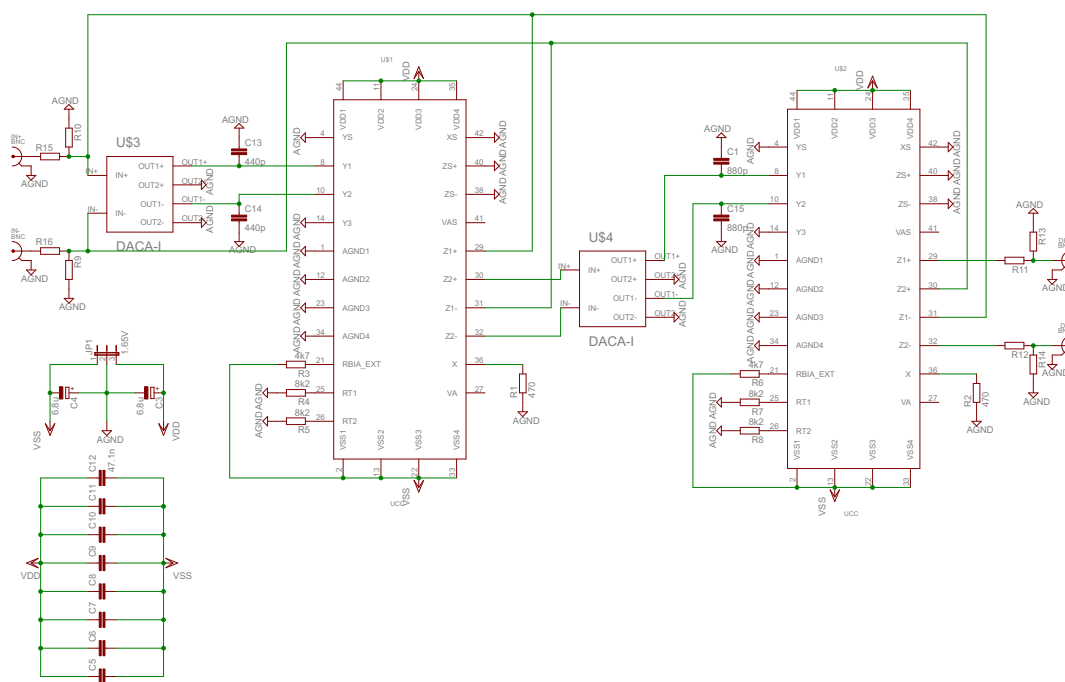


Obr. A.4: Fotografie vyhotoveného nediferenčního kmitočtového filtru

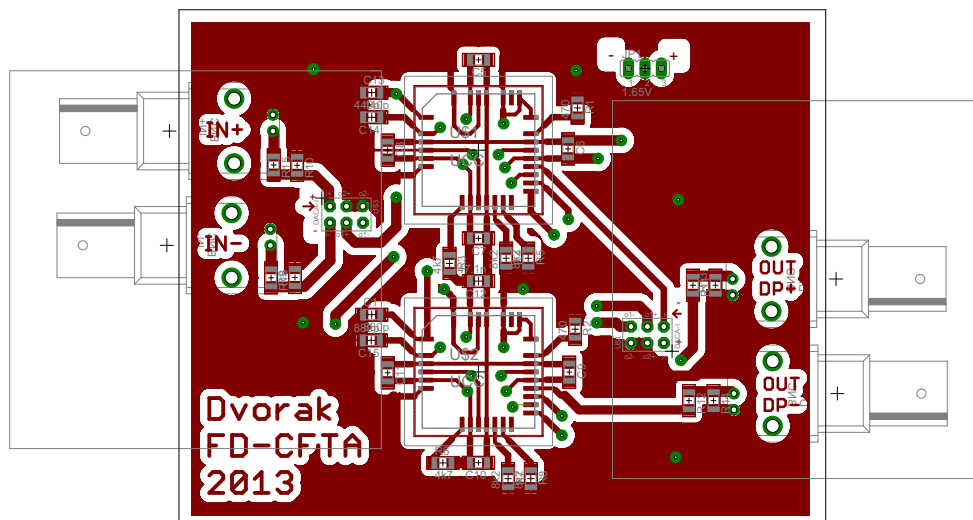
Tab. A.1: Seznam použitých součástek

Součástka	Hodnota	Pouzdro	Poznámka
C1	440p	C1206	nastavení pracovního bodu
C2	220p + 220p	C1206	nastavení pracovního bodu
C3, C4	6,8u	B/3528-21R	tantalové kondenzátory
C5 - C12	47n + 100p	C1206	blokovací kondenzátory
R9, R11	470	M1206	změna mezního kmitočtu
R7, R8	4k7	M1206	součást obvodu
R10, R12, R13, R14	8k2	M1206	součást obvodu
R1 - R6	0	M1206	součást obvodu
IN, DP, PP	BNC	BNC	vstupní a výstupní konektory
JP1	1,65V	JP2	připojení napájení
U\$1, U\$2	UCC	PLCC44S	aktivní prvky

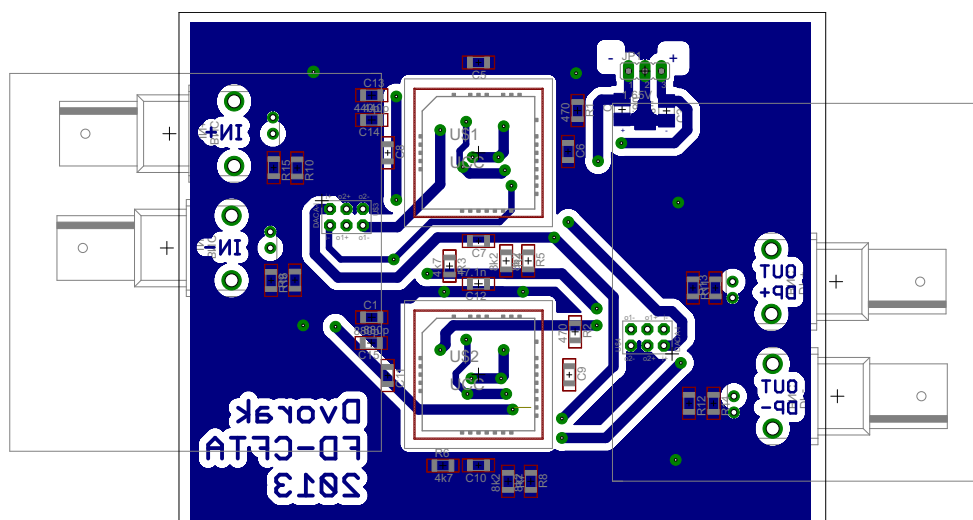
A.2 Diferenční přeladitelný kmitočtový filtr se dvěma FD-CFTA+/-



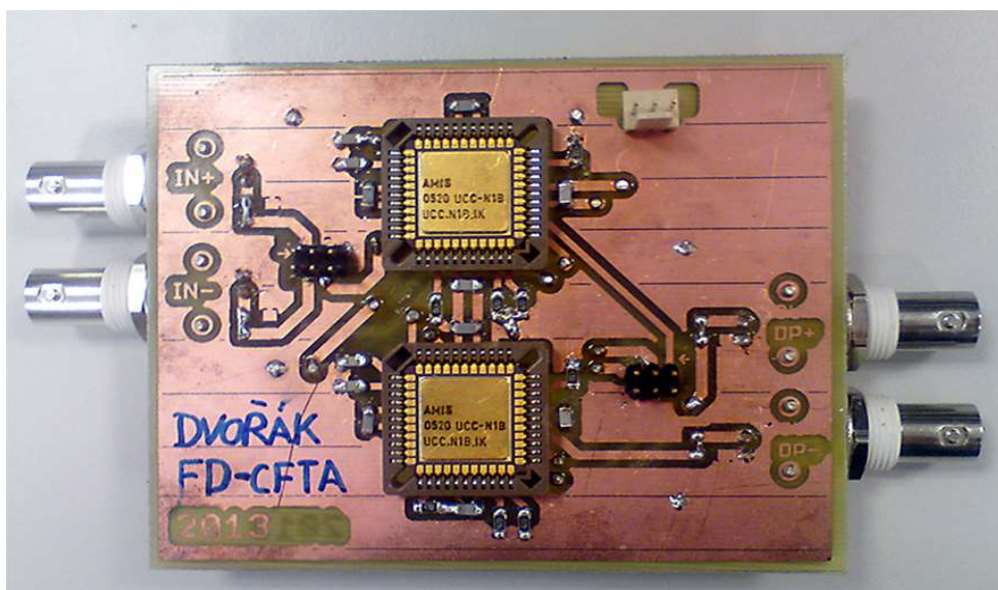
Obr. A.5: Schéma zapojení diferenčního kmitočtového filtru realizovaného v programu Eagle



Obr. A.6: Přední strana (TOP) desky plošných spojů kmitočtového filtru



Obr. A.7: Zadní strana (BOTTOM) desky plošných spojů kmitočtového filtru



Obr. A.8: Fotografie vyhotoveného diferenčního kmitočtového filtru

Tab. A.2: Seznam použitých součástek

Součástka	Hodnota	Pouzdro	Poznámka
C1, C3	220p + 220p	C1206	nastavení pracovního bodu
C2, C4	820p + 68p	C1206	nastavení pracovního bodu
C5, C6	6,8u	B/3528-21R	tantalové kondenzátory
C7 - C14	47n + 100p	C1206	blokovací kondenzátory
R11, R13	470	M1206	změna mezního kmitočtu
R8, R10	4k7	M1206	součást obvodu
R12, R14, R15, R16	8k2	M1206	součást obvodu
R1 - R7, R9	0	M1206	součást obvodu
IN+, IN-, DP+, DP-	BNC	BNC	vstupní a výstupní konektory
JP1	1,65V	JP2	připojení napájení
U\$1, U\$2	UCC	PLCC44S	aktivní prvky
U\$3, U\$4	DACA	DACA-I-KUS	aktivní prvky

B SOUBORY NA CD

Příložené CD obsahuje následující složky:

- BAKALÁŘSKÁ PRÁCE – obsahuje elektronickou formu bakalářské práce.
- SNAP – obsahuje schémata jednotlivých navržených zapojení kmitočtových filtrů v programu SNAP.
- OrCAD – obsahuje v podsložkách soubory se schématy navržených kmitočtových filtrů pro simulace v programu OrCAD.
- Microsoft VISIO – obsahuje schémata, schématické značky, simulační modely, grafy signálových toků a bloková schémata nakreslená v programu Microsoft VISIO.
- GRAFY EXCEL – obsahuje grafy jednotlivých simulací pro jednotlivá zapojení.
- EAGLE Light 6.4.0 – obsahuje schémata a navržené desky plošných spojů vybraných obvodů vytvořené v programu EAGLE.
- FOTOGRAFIE – obsahuje fotografie výrobků a měřicího pracoviště.