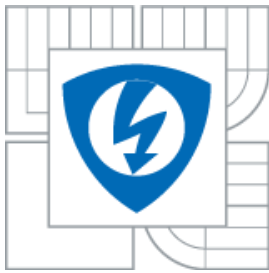




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ**

**FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS**

VYUŽITÍ GRAFŮ SIGNÁLOVÝCH TOKŮ K NÁVRHU DIFERENČNÍCH FILTRŮ

**UTILIZATION OF SIGNAL-FLOW GRAPHS IN DESIGN OF THE FULLY-DIFERENTIAL
FILTERS**

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. RADOMIL ŽŮREK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

ING. JAN JEŘÁBEK

BRNO 2010



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav telekomunikací

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Telekomunikační a informační technika

Student: Bc. Radomil Žůrek
Ročník: 2

ID: 78014
Akademický rok: 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Využití grafů signálových toků k návrhu diferenčních filtrů

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte problematiku analogových plně diferenčních kmitočtových filtrů pracujících v proudovém módu. V rámci diplomové práce se zaměřte na návrh plně diferenčních filtrů především s využitím metody grafu signálových toků. Jako aktivní prvek uvažujte zejména říditelný proudový zesilovač DACA (Digitally Adjustable Current Amplifier), případně jeho kombinaci s vícevýstupovým proudovým sledovačem MO-CF (Multiple Output Current Follower) nebo jeho symetrickou obdobu. Vlastnosti navržených zapojení ověřte simulacemi za pomoci dostupných modelů v OrCadu a pokud to bude možné, tak alespoň v jednom případě i měřeními.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Chen, W-K: The circuits and filters handbook (second edition), CRC Press LLC, USA, 2003.
[2] JERÁBEK, J.; VRBA, K. Návrh přeladitelného kmitočtového filtru s proudovými aktivními prvky za pomoci metody grafu signálových toků. Elektrověue - Internetový časopis (<http://www.elektrověue.cz>), 2009, roc. 2009, c. 41, s. 1-7. ISSN: 1213- 1539.
[3] KOTON, J.; VRBA, K. Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů. Elektrověue - Internetový časopis (<http://www.elektrověue.cz>), 2008, roc. 2008, c. 26, s. 1-17. ISSN: 1213-1539.

Termín zadání: 29.1.2010

Termín odevzdání: 26.5.2010

Vedoucí práce: Ing. Jan Jeřábek

prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

Anotace

Diplomová práce pojednává o návrhu plně diferenčních kmitočtových filtrů za pomoci grafů signálových toků. Jsou zde prezentovány postupy návrhů kmitočtových filtrů se zaměřením na aktivní prvky, jako jsou proudové více-výstupové proudové sledovače (MO-CF) a říditelné diferenční proudové zesilovače (DACA) jenž pracují v proudovém módu. Je zde teoreticky rozebrána problematika návrhu tzv. M-C grafů jenž jsou grafickou obdobou napět'ových a proudových incidenčních matic. V práci jsou dále prezentovány výsledky návrhů třech obvodů kmitočtových filtrů druhého řádu pomocí nepřímé metody návrhu pomocí M-C grafů a jeden obvod pomocí přímé metody návrhu. Výsledky jednotlivých simulací a měření jsou prezentovány v modulových kmitočtových charakteristikách. Nakonec jsou zhodnoceny vlastnosti M-C grafů a jejich vhodnost použití.

Klíčová slova: proudový mód, proudový sledovač, řízený proudový zesilovač, diferenční kmitočtový filtr, univerzální filtr, M-C grafy, grafy signálových toku

Abstract

The dissertation deals with the design of fully differential frequency filters using the signal flow graphs. It presents the procedures for designing frequency filters, focusing on the active elements such as multiple-output current followers (MO-CF) and digitally adjustable current amplifiers (DACA), which work in a current mode. It is theoretically discussed the issue of designing the M-C graphs, which are the graphic analogy of voltage and current incidence matrices. There are also presented three designs of 2nd order frequency filter circuits using the indirect method of design by M-C graphs and one circuit design using the direct method. The results of each simulation and measurement are presented in a module frequency characteristics. Finally, there is a summary of M-C graphs characteristics and applicability.

Keywords: current mode, current followers, adjustable current amplifier, differential frequency filter, universal filter, M-C graphs, signal flow graph

ŽŮREK, R. *Využití grafů signálových toků k návrhu diferenčních filtrů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. 65 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jan Jeřábek.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Využití grafů signálových toků k návrhu diferenčních filtrů jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne

.....
podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

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

V Brně dne

.....
(podpis autora)

Obsah

Seznam obrázků	9
Úvod.....	11
1 Kmitočtové filtry	11
1.2 Proudový mód	14
2 Aktivní prvky.....	15
2.1 Vícestupový Proudový Sledovač (MO-CF)	15
2.2 Digitálně Řízený Proudový Zesilovač (DACA).....	16
3 Metody návrhu kmitočtových filtrů	17
3.1 Návrh pomocí úplné admitanční sítě	17
3.2 Způsob rozšiřování autonomních obvodů.....	19
3.3 Návrh kmitočtových filtrů se syntetickými prvky vyšších řádů	20
3.4 Grafy signálových toků	22
4 Diferenční kmitočtové filtry.....	25
4.1 Popis diferenčních kmitočtových filtrů.....	25
4.2 Návrh diferenčních filtrů pomocí transformace podélných a příčných struktur.....	25
4.3 Návrh plně diferenčních aktivních prvků.....	26
4.4 Použité simulační modely aktivních prvků DACA a MO-CF	27
5 Návrh filtrů pomocí grafů signálových toků.....	28
5.1 Vlastní návrh filtračního obvodu s nezávislou změnou Q a f_0	28
5.2 Numerický návrh filtru.....	32
5.3 Prezentace výsledků simulace obvodu s třemi říditelnými aktivními prvky	32
5.4 Navržený filtr s přeladitelným činitelem jakosti.....	38
5.5 Prezentace výsledků simulace obvodu s jedním říditelným aktivním prvkem	40
5.6 Navržený filtr s přeladitelným činitelem jakosti a mezním kmitočtem.....	44
5.7 Prezentace výsledků simulace obvodu s jedním říditelným aktivním prvkem	46
6 Návrh plně diferenčních kmitočtových filtrů pomocí M-C grafů	50
6.1 Vlastní návrh plně diferenčního kmitočtového filtru	50
6.2 Numerický návrh konstruovaného filtru	54
6.3 Simulace konstruovaného filtru	54
6.4 Fyzická realizace navrženého symetrického filtru.....	54

7 Závěr	57
Seznam literatury	59
Seznam příloh	62
Příloha 1	63
Příloha 2.....	64
Příloha 3.....	65

Seznam obrázků

Obr.1.1: Modulová kmitočtová charakteristika.....	12
Obr.1.2: Toleranční schéma dolní propusti	13
Obr.2.1: a) Schematický model MO-CF, b) M-C graf MO-CF, c) zapojení pomocí prvku UCC.....	15
Obr.2.2: a) Schematický model DACA, b) M-C graf DACA, c) Náhradní zapojení pomocí UVC, zesilovače a CCII.....	16
Obr.3.1: Úplná admitanční síť se dvěma aktivními prvky GCC.....	18
Obr.3.2: a) Původní autonomní obvod, b) Rozšířený autonomní obvod	20
Obr.3.3: Syntetické dvojpóly a) DP, b) EP, c) DS, d) ES [10]	21
Obr.3.4: Obecná realizace pomocí syntetických prvků a) pro sériové kombinace, b) pro paralelní kombinace [10].....	21
Obr.4.1: Transformace podélných struktur rezistorů, kapacitorů a indukčností na struktury diferenční [11]	26
Obr.4.2: Transformace příčných struktur rezistorů, kapacitorů a indukčností na struktury diferenční [11]	26
Obr.4.3: Proudový sledovač a z něj získaný prvek pro diferenční struktury [12].....	26
Obr.5.1: Dvě samostatné vlastní smyčky	28
Obr.5.2: Dva nedotýkající se integrační články	29
Obr.5.3: graf obvodu s hlavní smyčkou	29
Obr.5.4: M-C graf navrženého přeladitelného filtru	30
Obr.5.5: Schéma zapojení navrženého univerzálního kmitočtového filtru se třemi říditelnými DACA prvky	30
Obr.5.6: Schéma zapojení výsledného plně diferenčního univerzálního filtru se třemi říditelnými DACA prvky	31
Obr.5.7: Charakteristika DP pro všechny krokované činitele jakosti obvodu se dvěma říditelnými aktivními prvky	32
Obr.5.8: Charakteristika PP pro všechny krokované činitele jakosti obvodu se třemi říditelnými aktivními prvky	33
Obr.5.9: Charakteristika HP pro všechny krokované činitele jakosti obvodu se třemi říditelnými aktivními prvky	34
Obr.5.10: Charakteristika PZ pro všechny krokované činitele jakosti obvodu se třemi říditelnými aktivními prvky	34
Obr.5.11: Charakteristika DP pro všechny krokované mezní kmitočty obvodu se třemi říditelnými aktivními prvky	35
Obr.5.12: Charakteristika PP pro všechny krokované mezní kmitočty obvodu se třemi říditelnými aktivními prvky	36
Obr.5.13: Charakteristika HP pro všechny krokované mezní kmitočty obvodu se třemi říditelnými aktivními prvky	37
Obr.5.14: Charakteristika HP pro všechny krokované mezní kmitočty obvodu se třemi říditelnými aktivními prvky	38
Obr.5.15: M-C graf navrženého plně diferenčního univerzálního kmitočtového filtru s jedním říditelným DACA prvkem.....	39
Obr.5.16: Navržený plně diferenční univerzální kmitočtový filtr s jedním říditelným DACA prvkem.....	39
Obr.5.17: Charakteristika DP pro všechny krokované činitele jakosti obvodu s jedním říditelným aktivním prvkem.....	41

Obr.5.18: Charakteristika PP pro všechny krokované činitele jakosti obvodu s jedním říditelným aktivním prvkem.....	42
Obr.5.19: Charakteristika HP pro všechny krokované činitele jakosti obvodu s jedním říditelným aktivním prvkem.....	43
Obr.5.20: Charakteristika PZ pro všechny krokované činitele jakosti obvodu s jedním říditelným aktivním prvkem.....	43
Obr.5.21: M-C graf navrženého plně diferenčního univerzálního kmitočtového filtru se dvěma říditelnými DACA prvky	44
Obr.5.22: Navržený plně diferenční univerzální kmitočtový filtr se dvěma říditelnými DACA prvky.....	45
Obr.5.23: Charakteristika DP pro všechny krokované mezní kmitočty obvodu se dvěma říditelnými aktivními prvky	46
Obr.5.24: Charakteristika PP pro všechny krokované mezní kmitočty obvodu se dvěma říditelnými aktivními prvky	47
Obr.5.25: Charakteristika HP pro všechny krokované mezní kmitočty obvodu se dvěma říditelnými aktivními prvky	48
Obr.5.26: Charakteristika PZ pro všechny krokované mezní kmitočty obvodu se dvěma říditelnými aktivními prvky	49
Obr.6.1: Čtyři samostatné vlastní smyčky	50
Obr.6.2: Dva nedotýkající se symetrické integrační články.....	51
Obr.6.3: Základ M-C grafu rozšířený o přímé cesty	51
Obr.6.4: Celkový M-C graf navrženého diferenčního kmitočtového filtru	52
Obr.6.5: Schéma zapojení navrženého plně diferenčního filtru.....	53
Obr.6.6: Principiální schéma měřicí soustavy.....	55
Obr.6.7: Modulová kmitočtová charakteristika navrženého diferenčního kmitočtového filtru	55
Obr.P-1: Schéma zapojení z programu Eagle	63
Obr.P-2: Šablona navržené horní strany DPS (TOP).....	64
Obr.P-3: Šablona navržené spodní strany DPS (BUTOM).....	64
Obr.P-4:Fotografie navržené DPS (TOP)	65
Obr.P-5:Fotografie navržené DPS (BUTOM).....	65

Úvod

V této Diplomové práci jsou navrženy diferenční struktury kmitočtových filtrů za pomoci nejprve grafů signálových grafů (M-C grafů) [1] a transformace do diferenční struktury, posléze přímého návrhu plně diferenčních kmitočtových filtrů pomocí M-C grafů. Navržené obvody pracují v proudovém módu a jsou realizovány pomocí aktivních prvků, především MO-CF (Multiple-Output Current Follower) [2] a DACA (Digitally Adjustable Current Amplifier) [2].

1 Kmitočtové filtry

Po desítky let jsou kmitočtové filtry [3] jedny z nejpoužívanějších obvodů, jenž slouží k předzpracování (filtraci) elektrického signálu. Hlavním úkolem filtrů je pokud možno úplné odstranění nebo alespoň částečné potlačení složek kmitočtového spektra, které jsou nežádoucí a přenesení ostatních částí bez útlumu, nebo s co nejmenším útlumem. Kmitočtový filtr je tedy obecně selektivní obvod, jenž na výstup propouští pouze vybraný signál, zatímco zbylé kmitočtové pásmo je tímto filtrem potlačeno.

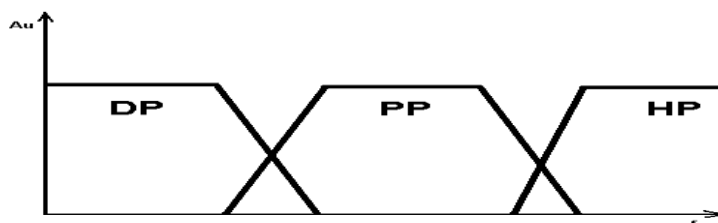
Realizace těchto kmitočtových filtrů se provádí s pomocí pasivních součástek, a to nejčastěji rezistorů, kondenzátorů a indukčností. Použití těchto pasivních filtrů je zpravidla omezeno pouze na případy, kdy nejsou kladeny vysoké nároky na přesnost aproximace přenosové funkce. Další velkou nevýhodou pasivních filtrů je, že obsahují již zmiňované indukčnosti, které jsou ovšem velmi rozměrné a mají relativně vysokou cenu. Mezi další negativní vlastnosti je skutečnost, že použití feromagnetického materiálu může nepříznivě ovlivnit přesnost aproximace přenosové funkce celého daného filtru.

V dnešní době se tedy upřednostňují filtry aktivní, které jsou tvořeny pouze rezistory, kondenzátory, a dále aktivními prvky (nejčastěji operační zesilovače [3], napěťové a proudové konvejery [3], [4], OTA zesilovače, nebo různé sledovače [2]). Některé z těchto aktivních filtrů mají navíc možnost pracovat jako tzv. multifunkční nebo univerzální filtry, což znamená, že nabízí možnost současného využití více vstupů nebo výstupů s různým charakterem filtrace. Poměrně novým způsobem realizace kmitočtových filtrů jsou číslicové filtry. Funkčnost těchto obvodů spočívá v číslicovém zpracování signálu. Číslicový signál je matematicky upraven tak, aby po zpětné transformaci byly jeho parametry stejné, nebo pokud možno ještě lepší než u filtru analogového.

Kmitočtové filtry jsou děleny podle průběhu amplitudové kmitočtové charakteristiky takto:

- dolní propust (DP), angl. Low – Pass filter (LP),
- horní propust (HP), angl. High – Pass filter (HP),
- pásmovou propust (PP), angl. Band – Pass filter (BP),
- pásmovou zadrž (PZ), angl. Band – Reject filter (BR),
- fázovací článek (FČ), angl. All – Pass filter (AP).

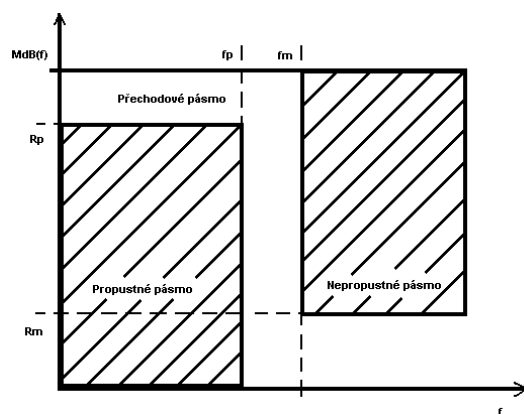
DP propouští nízké kmitočty a vysoké potlačuje, HP propouští vysoké kmitočty a nízké potlačuje, PP propouští jenom vybrané kmitočtové pásmo a ostatní kmitočty potlačuje, PZ potlačuje jenom vybrané kmitočtové pásmo a ostatní kmitočty propouští, FČ neslouží k filtraci signálu v pravém slova smyslu, jde pouze o posun fáze, resp. času.



Obr.1.1: Modulová kmitočtová charakteristika

Dalším důležitým pojmem je řád filtru. Ten je charakterizován počtem akumulčních prvků (kapacitorů a indukčností). Obecně platí, že zvyšováním řádu filtru roste strmost kmitočtové charakteristiky, a tím dochází k většímu oddělení propustného a nepropustného kmitočtového pásma. Mezní případ by nastal v případě ideálního kmitočtového filtru, kde by tato strmost byla pravouhlá.

Reálná přenosová charakteristika ovšem nemůže mít v praxi ideální pravouhlý průběh, musí ale vyhovovat danému tolerančnímu schématu [1]. Příklad obecného tolerančního schématu dolní propusti je na Obr. 1.2



Obr.1.2: Toleranční schéma dolní propusti

R_p je povolené zvlnění v propustném pásmu, R_m je minimální útlum v nepropustném pásmu, f_p je mez propustného pásma, f_m je mez nepropustného pásma.

$$M_{dB}(f) = 20 \log M(f) \quad (1.1)$$

Existuje více možností, určení charakteru křivky, která by byla schopna vyhovět danému tolerančnímu schématu. Jde tedy o různé aproximace ideální amplitudové kmitočtové charakteristiky. Mezi nejpoužívanější aproximace, které se pro kmitočtové filtry v dnešní době používají stále patří Butterworthova, Čebyševova, Besselova a Caerova aproximace [3], [5]. Výběrem vhodné aproximace je možno podstatně ovlivnit důležité vlastnosti kmitočtového filtru. Dále jsou uvedeny základní vlastnosti jednotlivých aproximací a jejich zásadní vliv na přenosové a přechodové charakteristiky kmitočtových filtrů.

Besselova aproximace vychází z požadavků konstantního skupinového zpoždění. Vyznačuje tím, že amplitudová kmitočtová charakteristika v propustném pásmu probíhá bez zvlnění (není velké amplitudové zkreslení výstupního signálu). Fázová kmitočtová charakteristika se blíží lineárnímu průběhu (není tedy velké ani fázové zkreslení). Přechodová charakteristika je charakteristická rychlým čelem impulsu a minimálním překmitem. Hlavní nevýhodou je ale příliš pozvolný přechod z propustného pásma do pásma nepropustného (nejdelší přechodové pásmo). Používá se všude tam, kde je na závalu překmit přechodové charakteristiky.

Butterworthova aproximace patří mezi nejpoužívanější pro přijatelný kompromis. Má oproti Besselově aproximaci prudší přechod z propustného pásma do pásma nepropustného (lepší filtrační účinek) a méně lineární průběh fázové kmitočtové charakteristiky (větší fázové zkreslení výstupního signálu). Přechodová charakteristika se vyznačuje větším překmitem.

Čebyševova aproximace vykazuje značné zvlnění v propustném pásmu, ale zároveň větší strmost přechodu. Obecně platí, že čím větší je toto zvlnění, tím strmější je přechod.

Fázová kmitočtová charakteristika je nelineární (velké fázové zkreslení výstupního signálu). Přejímová charakteristika se vyznačuje značným překmitem.

Cauerova aproximace má velmi strmý přechod z propustného pásma do pásma nepropustného (nejstrmější ze všech uvedených aproximací) na úkor velkého zkreslení jak v propustném pásmu, tak i v pásmu nepropustném. Má taky největší fázové zkreslení ze všech uvedených aproximací.

Z výše uvedeného textu vyplývá, že při návrhu kmitočtového filtru je třeba nejprve stanovit požadavky na kmitočtovou filtraci, a tu vyjádřit například formou tolerančního schématu. Dále je nutné podle požadavků na přenosovou a přejímovou charakteristiku navrhovaného filtru správně zvolit aproximaci matematické funkce (odvození koeficientů, ze kterých se vychází při realizaci). Následuje výběr způsobu realizace pomocí pasivních nebo aktivních reálných prvků (rezistory, kondenzátory, operační zesilovače, napěťové nebo proudové konveje, proudové, či napěťové sledovače). Poslední fází návrhu je ověření správné funkce kmitočtového filtru pomocí simulace na počítači nebo reálným měřením [4].

1.2 Proudový mód

Obvody s aktivními pracovat prvky mohou v proudovém, napěťovém, či smíšeném módu [8], [12]. Jako nejčastěji používaný platil dlouhou dobu mód napěťový. Princip spočívá v napěťovém buzení na vstupu a snímání této odezvy na výstupu. Ovšem je snahou miniaturizovat integrované struktury, jenž vede ke snižování napájecího napětí. Tím se snižuje odstup signálu od šumu. Z tohoto důvodu se stále častěji využívá proudový mód, kde je nositelem informace elektrický proud. Hlavní výhody tohoto režimu jsou širší kmitočtové pásmo a větší dynamický rozsah vstupních a výstupních signálů.

Při návrhu kmitočtových filtrů pracujících v proudovém módu, je vhodné odebírat proudové odezvy přímo z daného proudového výstupu aktivního prvku. Pokud jsou v obvodu použity více výstupové proudové sledovače (MO-CF), je možno pracovat s více signály z vysokoimpedančních zdrojů proudů, jenž jsou většinou ve dvou navzájem opačných fázích.

2 Aktivní prvky

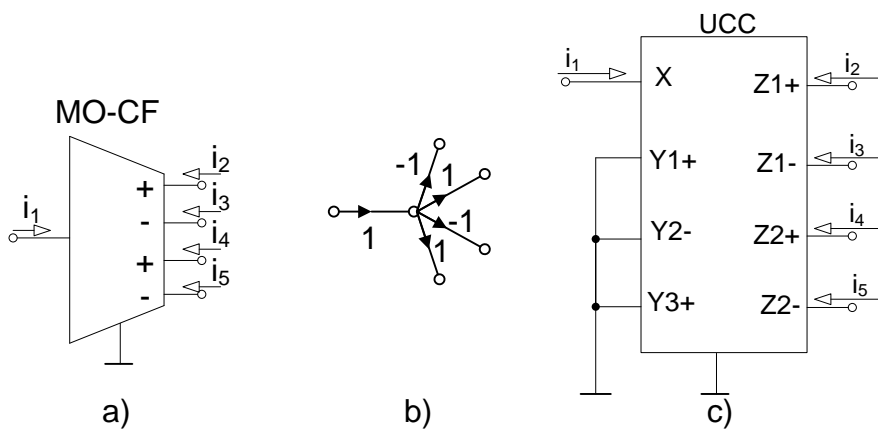
V obvodech kmitočtových filtrů se používají nejrůznější aktivní prvky. Vše začalo u operačních zesilovačů, které postupně začaly nahrazovat modernější aktivní prvky, jako jsou například proudové či napěťové konveje, nebo transkonduktanční zesilovače. Tato práce se zabývá využitím prvků MO-CF a DACA. V dalších podkapitolách budou znázorněny M-C grafy signálových toků těchto prvků spolu s makromodely třetí úrovně jenž jsou využity k simulacím vlastností filtrů.

2.1 Vícestupový Proudový Sledovač (MO-CF)

Vícestupový Proudový Sledovač MO-CF (Multiple-Output Current Follower). Tento prvek má jeden proudový vstup a čtyři proudové výstupy. Byl prezentován v [7]. Vztahy udávající proudové přenosy tohoto prvku jsou:

$$I_2 = I_4 = +I_1 \quad I_3 = I_5 = +I_1 \quad (2.1)$$

Schematický model je zobrazen na Obr.2.1a, Graf signálových toků popisující obvod je na Obr.2.1b, následuje zapojení pomocí prvku UCC na Obr.2.1c



Obr.2.1: a) Schematický model a značka prvku MO-CF, b) Zjednodušený M-C graf MO-CF, c) Možná realizace pomocí prvku UCC

Přenos bývá v obecném případě popsán přenosovými koeficienty známými jako n_1 - n_4 [2]. Pouze u ideálních prvků platí, že přenos těchto prvků je jednotkový (tj. $n_1 = n_3 = 1$ a $n_2 = n_4 = -1$) stejně jako v rov. (1.1). Prvek MO-CF je také možno realizovat pomocí prvku UCC (Universal Current Conveyor) jenž je zobrazen na Obr.3c a byl prezentován v [4]. Pokud je UCC správně zapojeno, je schopen realizovat stejnou přenosovou funkci jako MO-CF.

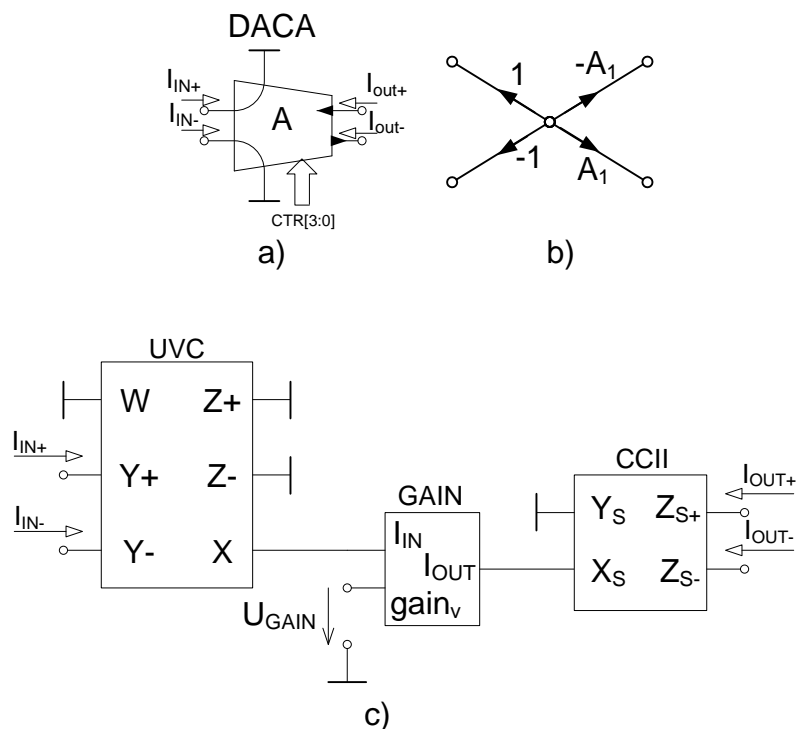
Nevýhody této realizace jsou v samotné univerzální vlastnosti UCC a z toho plynoucí horší kmitočtové vlastnosti [8].

2.2 Digitálně Řízený Proudový Zesilovač (DACA)

Digitálně Řízený Proudový Zesilovač DACA (Digital Adjustable Current Amplifier). Tento prvek má dva vstupy a dva výstupy. Byl poprvé prezentován v [9]. Tento prvek ovšem v současné době nebyl fyzicky konstruován. Je výhodné využít jeho proudového zesílení a diferenčního charakteru vstupů a výstupů, zejména při transformaci na diferenční podobu obvodu. Vztahy udávající proudové přenosy tohoto prvku jsou:

$$I_{out+} = 0,5 A (I_{in+} - I_{in-}) \quad I_{out-} = -0,5 A (I_{in+} - I_{in-}) \quad (2.2)$$

Schematický model je zobrazen na Obr.2.2a, zjednodušený graf signálových toků popisující obvod je na Obr.2.2b, následuje zapojení pomocí prvků UVC, zesilovače a CCII na Obr.2.1c



Obr.2.2: a) Schematický model DACA, b) M-C graf DACA, c) Náhradní zapojení pomocí UVC, zesilovače a CCII použité při experimentálním měření

3 Metody návrhu kmitočtových filtrů

3.1 Návrh pomocí úplné admitanční sítě

K navrhování kmitočtových filtrů se s oblibou používá teorie autonomních obvodů, která byla popsána v [10]. Autonomní obvod je ve skutečnosti struktura pasivních a aktivních prvků, jenž se nebudí žádným zdrojem signálu na vstupu, ani nesnímá proudovou a napěťovou odezvu na výstupu. Jediné, co je na obvodu na obvodech známo, je jeho charakteristická rovnice. Tato rovnice je ve skutečnosti determinant admitanční matice analyzované struktury a udává, jaký řád filtru je možno realizovat pomocí vybraného autonomního obvodu

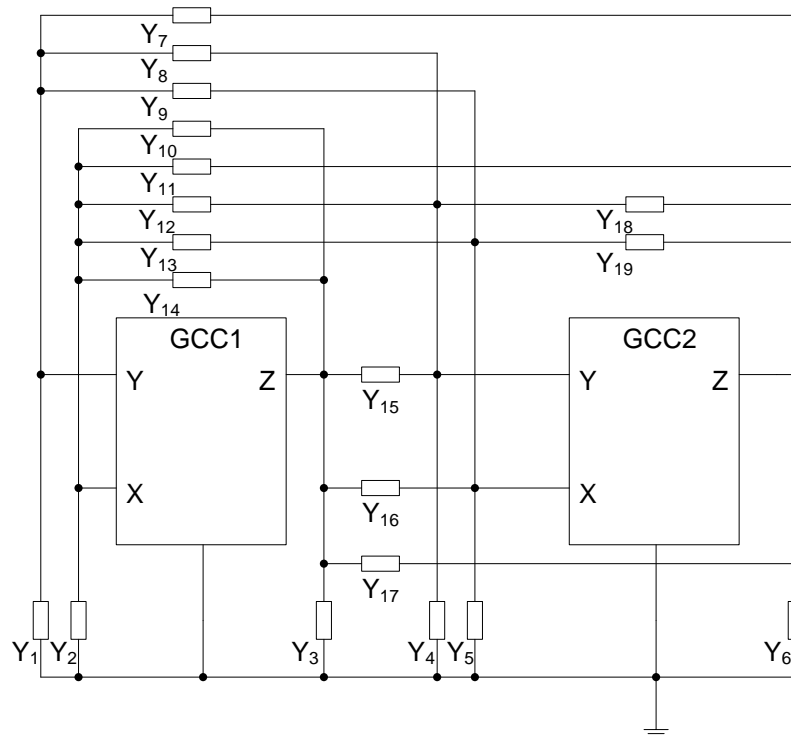
Řešení spočívá v nalezení vhodného postupu pro sestavení vhodné struktury autonomních obvodů. Jednou z možností je využití zkušeného návrháře, který bude navrhovat ve většině případů intuitivně. Analýza spočívá v připojení úplné admitanční sítě ke zvolenému počtu aktivních prvků a tak obvod budit. Tím lze získat různé variace obvodů. Tato metoda má ovšem značnou nevýhodu a to, že při velkém množství aktivních prvků se časová náročnost řešení značně prodlužuje.

Nejdříve se sestaví úplná admitanční síť, jenž se bude budit zvoleným počtem aktivních prvků. Z této admitanční sítě následně vzniká postupným zjednodušováním množina autonomních obvodů s určeným počtem pasivních prvků. Je zde snaha získat takový obvod, který bude mít co možná největší počet uzemněných pasivních prvků z důvodu jednodušší realizace. Následně jsou obvody analyzovány a dále selektovány. Cílem je nalézt takové struktury, které budou mít co možná nejbohatší přenosové funkce jako jsou například multifunkční či univerzální kmitočtové filtry.

Úplná admitanční síť je složena z $n(m-1)$ uzlů, kde n je počet aktivních prvků, m počet bran aktivního prvku. Je-li zapojen patřičný aktivní prvek do takového schématu, dojde k částečné redukci admitancí, jenž jsou právě zastoupeny aktivním prvkem. Takové schéma je prezentováno v [10].

Zapojí-li se do úplné admitanční sítě jeden aktivní prvek, je pak možno navrhnout kmitočtové filtry druhého řádu. Výsledné zapojení však ve většině případů realizuje jen jednu použitelnou přenosovou funkci, přičemž je snaha, aby navržené filtry byly multifunkční, nebo ještě lépe univerzální. Jedná se o filtry, které mohou realizovat přenosové funkce DP, HP, PP, PZ, FČ a byly by schopny pracovat v proudovém, napěťovém, nejlépe smíšeném módu. Tyto

filtry se navrhují s použitím nejméně dvou aktivních prvků. Příklad úplné admitanční sítě se dvěma aktivními prvky je zobrazen na Obr. 3.1.



Obr.3.1: Úplná admitanční síť se dvěma aktivními prvky GCC

Navrženou úplnou admitanční sít' s určitým počtem a typem aktivního prvku lze použít k návrhu autonomního obvodu. Tento autonomní obvod je určen pomocí počtu uzemněných, či neuzemněných prvků. Pokud je obvod sestaven s minimálním počtem pasivních prvků, má to vliv na jeho citlivostní charakteristiky. Proto je také doporučeno omezit se při návrhu obvodů se dvěma aktivními prvky pouze na čtyři prvky pasivní. Další výhodou omezení počtu pasivních prvků je následná jednoduchost numerického návrhu.

Postup pro nalezení variace autonomních obvodů získaných z úplné admitanční sítě je následující:

- Určení dvojpólů a součinů koeficientů použitého aktivního prvku pro žádoucí tvar charakteristické rovnice (to spočívá v sestavení charakteristické rovnice s využitím všech mocnin Laplaceova operátoru p , tj. od p^0 až po p^n , kde n je řád filtru).
- Podle režimu, kdy obvodu jsou buzeny buď proudově, kdy uzly jsou napojeny na proudové zdroje a snímá se proudová odezva ve větvích, nebo napětově, kdy jsou do větví napojeny napětové zdroje a napětová odezva je snímána v uzlech. V následně získané přenosové funkci je výhodné vhodně zvolit součiny koeficientů v čitateli.

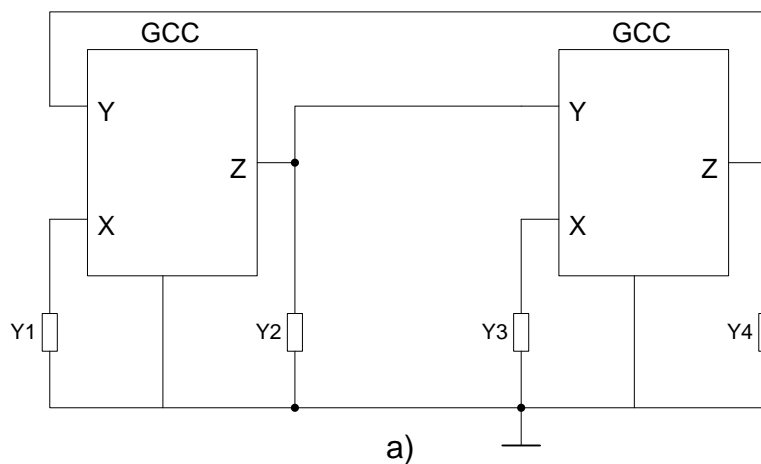
- Volba koeficientů zobecněného aktivního prvku pro konkrétní řešení splňující námi realizovaný součin v čitateli přenosové funkce, viz předchozí bod.
- Nahrazení zobecněného aktivního prvku vybraným aktivním prvkem.

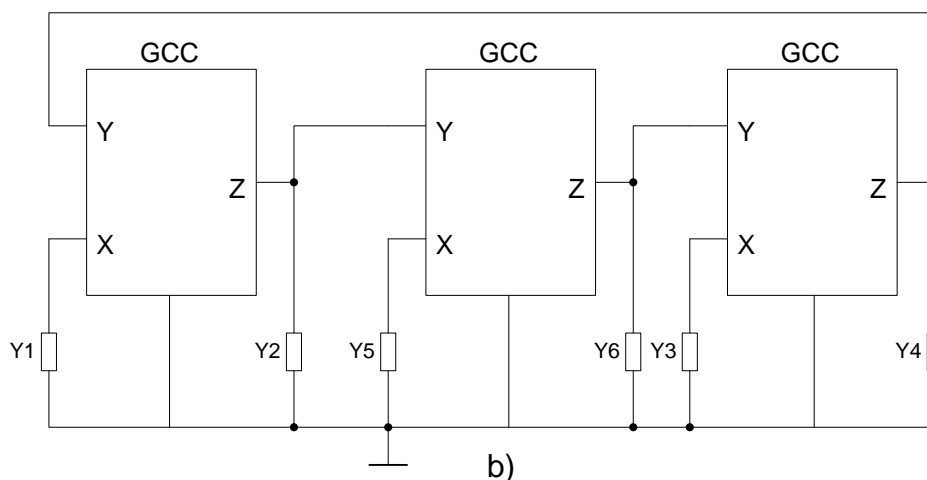
3.2 Způsob rozšiřování autonomních obvodů

Tato metoda návrhu [10] se používá k návrhu kmitočtových filtrů většinou vyššího řádu než druhého. Kmitočtové filtry druhého řádu se s oblibou realizují pomocí autonomních obvodů viz. výše. Pokud jsou požadavky na vyšší řád filtru, není efektivní realizovat návrh pomocí úplné admitanční sítě, protože tento systém prvků by musel být doplněn o další aktivní či pasivní součástky. To by se výrazně podepsalo na době potřebné k numerickému návrhu.

Při návrhu se používají již nalezené autonomní obvody, které se rozšíří o potřebný počet prvků (pasivní, nebo aktivní). Řešení spočívá v navýšení řádu filtru tak, že rozšíří výchozí struktury o další uzel nezávislého napětí. V podstatě se jedná o to, že jednotlivé aktivní prvky nesmí mít vzájemně propojeny napřímo napěťové či proudové vstupy. Takto se výrazně zjednoduší návrh filtračních obvodů vyššího řádu.

Příklad výchozího autonomního obvodu se dvěma aktivními prvky je uveden na Obr. 3.2a. Z této struktury je možno odvodit několik dalších obvodů za pomoci metody rozšiřování. Takto realizované filtry byly třetího řádu, Obr.3.2b.





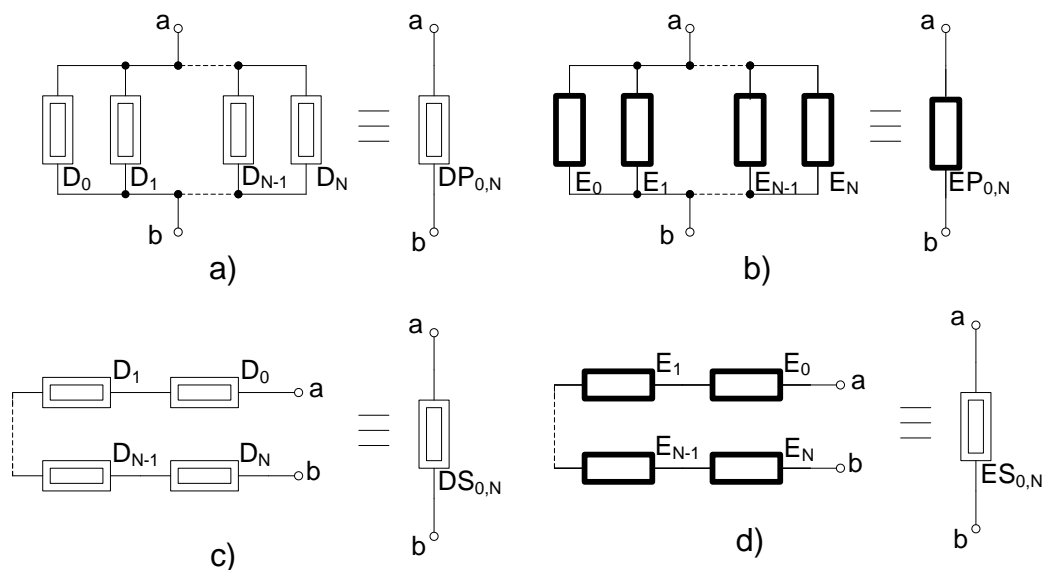
Obr.3.2: a) Původní autonomní obvod, b) Rozšířený autonomní obvod

3.3 Návrh kmitočtových filtrů se syntetickými prvky vyšších řádů

V historii se využívalo syntetických imitančních prvků [10], převážně k návrhu klasických induktorů. Tyto součástky jsou ovšem pro nízké kmitočty fyzicky velké a příliš drahé. Proto se používají pouze pro návrh kmitočtových filtrů pracujících na vyšších kmitočtech. Pokud je obvod realizován v integrované podobě, je realizace induktoru na polovodičové struktuře náročná. Z tohoto důvodu je zbytečné pracovat se syntetickými prvky.

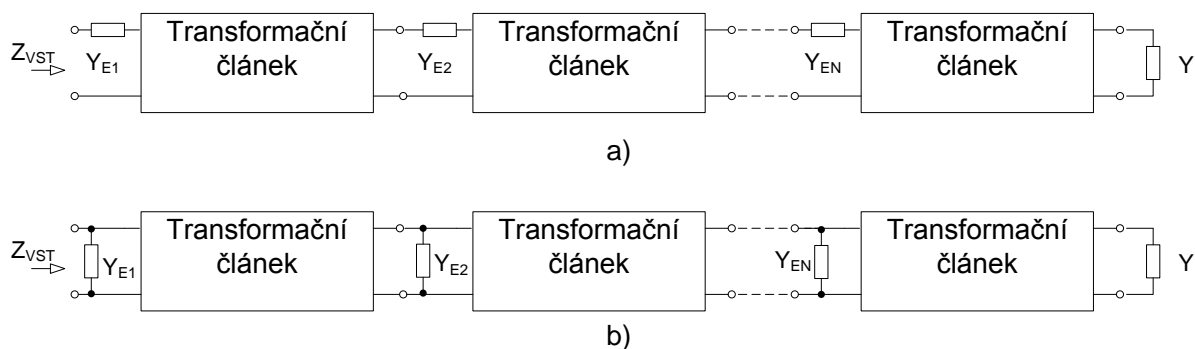
Při návrhu je možné definovat syntetické prvky vyšších řádů. Není nutné se omezovat jen na realizaci syntetických induktorů nebo frekvenčně závislých negativních rezistorů. Syntetické prvky vyšších řádů je možno zapojit do kmitočtově závislých děličů napětí či proudu, a tak sestavit filtry námi zadaného řádu. Když je syntetický prvek možno považovat za pasivní prvek, potom za pomoci přidružené transformace [10] se dají realizovat kmitočtové filtry, které budou pracovat jak v proudovém, tak i napěťovém módu. Princip této transformace spočívá v prohození vstupních a výstupních bran navrženého zapojení. Pokud je žádoucí, aby při realizaci filtr pracoval v napěťovém módu, je nezbytné obvod impedančně přizpůsobit.

Pro vyšší řád filtru se syntetickými prvky jsou obvody tvořeny sériovým nebo paralelním zapojením základních dvojpólů typu D a E. Symetrické elementární dvojpóly s imitancemi vyšších řádů lze popsat čtyřmi způsoby a to DP, EP, DS, ES, které jsou zobrazeny na Obr. 3.3. Následné dělení spočívá v uzemnění nebo neuzemnění obvodu.



Obr.3.3: Syntetické dvojpóly a) DP, b) EP, c) DS, d) ES [10]

Syntetické prvky musí z důvodů stability kmitočtového filtru [10], ve kterém jsou využity, obsahovat základní dvojpóly typu D, E v rozmezí všech řádů. To znamená od nejnižších až po nejvyšší (tj. 0 – N-tého řádu). Použitím transformačních článků je docíleno navýšení řádu imitance připojením na výstupní bránu, jak je zobrazeno na Obr.3.4. Uvedené struktury se od sebe liší počtem pasivních prvků v obvodu, jak je zřejmé z Obr.3.4.



Obr.3.4: Obecná realizace pomocí syntetických prvků a) pro sériové kombinace, b) pro paralelní kombinace [10]

Návrh a realizace syntetického prvku jsou založeny na obecných vstupních impedancích obvodu. Je také možné využít autonomních obvodů, obsahujících jeden nebo více aktivních prvků, sloužící k vyhledání vhodného transformačního článku. Použitím transformačních článků, které jsou zobrazeny na Obr.8a lze realizovat sériové syntetické

prvky DS a ES. Přičemž paralelní syntetické prvky DP a EP je možno realizovat použitím transformačních článků zobrazených na Obr.3.4b.

3.4 Grafy signálových toků

3.4.1 Obecný návrh M-C grafů:

Grafy signálových [1] toků byly původně navrženy panem Masonem roku 1953 pro popis a řešení lineárních obvodů. Později se objevily Coatesovy grafy. Pro analýzu elektrických a elektronických obvodů se s oblibou používá kombinace těchto dvou těchto typů grafů. Nazýváme je jako tzv. Masonovy – Coatesovy grafy (M – C grafy) [1].

Jednotlivé metody grafů signálových toků jsou založeny na speciální reprezentaci rovnic a na speciálních metodách jejich řešení.

Jedná se především o grafové metody, jež jsou založeny podobně jako maticové na admitančním popisu obvodů. Následovně se budeme zabývat grafovou reprezentací metody uzlových napětí. Postup návrhu je velice podobný řešení obvodů pomocí matic. Nejdříve si vymežíme veškeré neznámé obvodové veličiny. Z toho důvodu, abychom věděli, kolik rovnic je nutno sestavit. Další krok spočívá v sestavení daných rovnic podle stanovených postupů. Pokud ovšem používáme grafové metody, sestavujeme graf obvodu přímo ze schématu. U všech uzlů vyznačíme symboly obvodových veličin, jimiž jsou reprezentovány, např.: pomocná napětí, uzlové proudy,... Jednotlivé vztahy mezi veličinami, které obvykle vyjadřujeme rovnicemi, jsou vyznačovány v grafech jako orientované cesty mezi jednotlivými uzly (větve, neorientovanými smyčkami). Veškeré větve a neorientované smyčky mají své přenosy. Tyto přenosy jsou odvozeny od příslušných obvodových veličin v rovnicích pro tyto veličiny. Využíváme-li grafy založené na modifikované metodě uzlových napětí, jsou pravidla pro jejich sestavení přímo ze schématu obvodu velice podobná pravidlům, které se využívají pro sestavení maticových rovnic metodu uzlových napětí. Nakonec řešíme soustavu rovnic většinou s cílem získání konkrétní obvodové funkce. Pokud zjišťujeme výsledek přímo z grafu, nazýváme tento úkon jako vyhodnocení grafu. Jedná se o obecné pravidlo, vyhodnocující topologii grafu. Pomocí Crameriova (Masonova) pravidla [1] získáme jednoduše a bez jakýchkoli mezivýpočtů vzorec pro výpočet hledané obvodové veličiny:

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

Δ je tzv. determinant grafu. Vyhodnocuje se podle předpisu:

$$(3.2)$$

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

Kde: V je součin všech neorientovaných vlastních smyček v grafu, $S_1^{(k)}$ přenos orientované smyčky (k -té v pořadí), $V_1^{(k)}$ součin všech hlavních smyček uzlů, kterých se k -tá smyčka nedotýká, $S_2^{(l)}$ součin přenosů dvou nedotýkajících se smyček a $V_2^{(l)}$ je součin všech vlastních smyček uzlů, kterých se l -tá smyčka nedotýká. Pokud se smyčka nebo k -tá přímá cesta dotýká všech uzlů, pak součin V respektive Δ_k je identicky roven jedné. Δ_i je determinant části grafu, která se dotýká i -té přímé cesty.

Levá strana charakteristické rovnice CE je ve skutečnosti determinantem M-C grafu [10]. Tvar této funkce určuje chování zkoumaného systému. Z důvodů stability musí mít takto navrhovaný kmitočtový filtr n -tého řádu ve jmenovateli přenosové funkce všechny členy kladné, a zároveň se musí skládat alespoň z $n+1$ členů.

U všech metod návrhu je žádoucí, aby počet členů byl vždy nejnižší nutný z důvodu následné jednoduchosti numerického návrhu pasivních prvků. Snahou je nalézt základní vstupní podmínky pro výsledný M-C graf do kterého jsou už zapojeny aktivní prvky. Tyto podmínky už musí být realizovatelné navrženým kmitočtovým filtrem, a to i s minimálním počtem pasivních prvků. Existují podmínky pro realizaci kmitočtových filtrů (druhého řádu), které když jsou splněny, tak je zaručena realizovatelnost celého systému.

- V grafu existuje pouze jedna orientovaná smyčka a dva napěťové uzly, ke kterým jsou připojeny dva a více pasivních prvků.
- V grafu existují dvě vzájemně se dotýkající orientované smyčky a dva napěťové uzly, ke kterým je připojena jen jedna admitance.

Aktivní prvky jsou v systému kmitočtových filtrů použity jako oddělovací členy sloužící k separaci dílčích pasivních struktur [10]. U takto navrženého filtru se pak v grafu nemusí nacházet orientované smyčky a determinant se skládá ze součinu přenosů vlastních smyček. Tento způsob se používá k realizaci filtrů pomocí kaskádního řazení. Je možné stanovit do vstupních podmínek, vedle požadavku na počet členů, i požadavky na změnu činitele jakosti Q nezávisle na kmitočtu f_0 , nebo vzájemnou nezávislost Q na f_0 . Charakteristická rovnice s možností změny jakosti Q nezávisle na kmitočtu f_0 je:

$$CE = p^2 C_1 C_2 + p C_1 G_3 + G_1 G_2 = 0 \quad (3.3)$$

nebo

$$CE = p^2 C_1 C_2 G_3 + p C_1 G_1 G_2 + G_1 G_2 G_3 = 0 \quad (3.4)$$

V těchto charakteristických rovnicích je možno měnit činitele jakostí Q parametrem vodivosti G_3 .

Charakteristická rovnice se vzájemnou nezávislostí Q na f_0 je:

$$CE = p^2 C_1 C_2 G_5 + p C_1 G_1 G_2 + G_2 G_3 G_4 = 0 \quad (3.5)$$

V této charakteristické rovnici je možno měnit činitel jakosti Q parametrem vodivosti G_1 . Charakteristický kmitočet f_0 je ovlivňován parametry G_2 a G_3 za podmínky, že G_2 se bude rovnat G_3 .

Filtry navrhované pomocí výše uvedených CE (3,4) musí splňovat podmínky tvaru M-C grafu.

- V grafu existují právě dvě navzájem se dotýkající orientované smyčky a tři napěťové uzly, ke kterým je připojena jedna admitance.
- V grafu existuje jeden vysokoimpedanční uzel a tři vzájemně se dotýkající orientované smyčky, které tímto uzlem prochází.

3.4.2 Výhody použití M-C grafů:

- Jednoduchá pravidla pro sestavení M-C grafu rovnou ze schématu obvodu
- Jednoduchá struktura grafu
- Jednoduchá pravidla pro vyhodnocování grafu
- Grafy umožňují vyhodnocování napěťových i proudových přenosů

3.4.3 Postup sestavování M-C grafu přímo ze schématu

- Nejdříve vyznačíme ve schématu čísla uzlů a očíslijeme je (kromě referenčního uzlu).
- Zakreslíme uzly odpovídající uzlovým napětím. Jedná se o uzly případných budících proudů a uzly napěťové.
- V grafu vyznačíme neorientované smyčky na napěťových uzlech. Přenosy smyčky jsou součtem admitancí příslušných uzlů.
- Dále zakreslíme orientované větve z případných proudových uzlů do uzlů napěťových, jež jsou obrazem napájecích uzlů. Tyto větve označíme přenosem 1.
- Nakonec vytvoříme větve propojující příslušné napěťové uzly a vyznačíme jejich přenosy. Přenosy jsou dána součty admitancí zapojených mezi popisovanou dvojicí uzlů.

4 Diferenční kmitočtové filtry

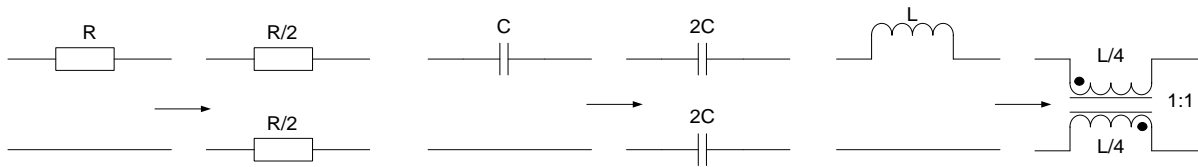
4.1 Popis diferenčních kmitočtových filtrů

Diferenční kmitočtové filtry [12] jsou obvody disponující dvěma diferenčními vstupy a dvěma diferenčními výstupy, přičemž nosný signál je dán rozdílem signálu na těchto vstupech, respektive výstupech. Diferenční obvody jsou symetrické, a tudíž i vizuálně velice snadno rozeznatelné. V případě proudového módu vyžadujeme proudový diferenční prvek, jakým je např. DACA popisovaný v kap. 2.2. Díky symetrickým vstupům a výstupům je prvek DACA možné použít jako osu symetrie obvodu. To vyplývá z metody samotného návrhu, viz dále, kdy se pasivní prvky zrcadlí a prvky aktivní jsou převedeny z nerozdílové podoby na podobu rozdílovou (diferenční). Hlavní výhody Diferenčních struktur, oproti strukturám nediferenčním, je procentuelní zvýšení potlačení soufázového signálu, zkvalitnění přenosu, zvýšení dynamického rozsahu, snížení harmonického zkreslení signálu a omezení efektů výkonového zesílení. Naopak mezi nevýhody patří z důvodu své relativní složitosti plocha, kterou zabírají na křemíkovém substrátu, vyšší energetická náročnost a složitější návrh struktur [11], [12]. Rozdílové struktury jsou nepostradatelné u obvodů se smíšenou signálovou strukturou, kde se využívají k redukci interferenci a šumu z číslicových obvodů. Další využití nachází u filtrace signálu na symetrickém vedení, kde oddělují telefonní a datovou komunikaci.

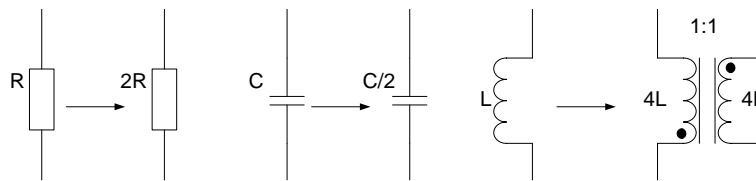
4.2 Návrh diferenčních filtrů pomocí transformace podélných a příčných struktur

Při transformaci podélné struktury na diferenční jde v podstatě o zrcadlení struktury, kdy jsou změněny pouze hodnoty pasivních prvků, které leží v podélné větvi [11]. Hodnoty příčných prvků ani pozice prvků samotných zůstává nezměněná. Hodnoty kapacitorů, nacházejících se v podélné větvi se zvětší na dvojnásobek, hodnoty rezistorů nacházejících se v podélné větvi se zmenší dvojnásobně, a induktory v podélné větvi jsou nahrazeny transformátory s vzájemně opačným vinutím, kde počty závitů se budou rovnat, Obr.4.1. Pokud jsou transformovány příčné struktury na diferenční, jsou změněny pouze hodnoty pasivních prvků, které leží v příčné větvi. Hodnoty podélných ani pozice jsou opět neměnné. Hodnoty kapacitorů, nacházejících se v podélné větvi se zmenší dvojnásobně, hodnoty rezistorů, nacházejících se v podélné větvi se zvětší dvojnásobně a induktory v podélné větvi

jsou nahrazeny transformátory s vzájemně opačným vinutím, kde počty závitů se budou rovnat, Obr.4.2.



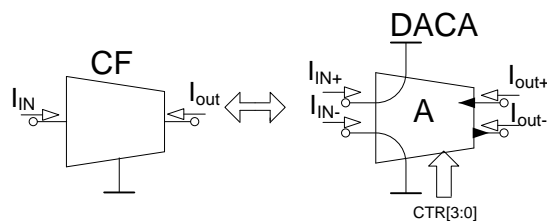
Obr.4.1: Transformace podélných struktur rezistorů, kapacitorů a indukčností na struktury diferenční [11]



Obr.4.2: Transformace příčných struktur rezistorů, kapacitorů a indukčností na struktury diferenční [11]

4.3 Návrh plně diferenčních aktivních prvků

Pod pojmem plně diferenční aktivní prvek [12] se rozumí prvek, který má jak diferenční vstupy, tak i diferenční výstupy. Přičemž výsledný nosný signál je určen diferencí vstupních, respektive výstupních signálů. Diferenční prvek lze získat úpravou prvku nediferenčního a to tak, aby dokázal zpracovávat rozdílové napětí. Například symetrický prvek DACA byl vytvořen pomocí obyčejného proudového sledovače (Current Follower), přidáním jedné vstupní a jedné výstupní svorky pro získání symetrie prvku, jak je zobrazeno na Obr.4.3.



Obr.4.3: Proudový sledovač a z něj získaný prvek pro diferenční struktury [12]

4.4 Použité simulační modely aktivních prvků DACA a MO-CF

Simulace byly prováděny s několika typy makromodelů aktivních prvků uvedených v [13]. Bylo simulováno s využitím modelů, jak s ideálními vlastnostmi, tak i s modely, jejichž parametry jsou obohaceny pasivními strukturami, které simulují impedanční vlastnosti vstupních a výstupních svorek. Modely jsou realizovány pouze pomocí pasivních prvků a ideálně řízených zdrojů. Jelikož použité modely obsahují také kapacitní a indukční prvky, jedná se o modely třetího řádu. S těmito makromodely byly simulovány obvody v kapitole 5. Poskytují pouze omezenou přesnost a jsou pro tento typ simulace (AC) zcela postačující.

V kapitole 6 jsou kromě výsledků simulace také výsledky experimentálního měření, pro které bylo nezbytné používat struktury z Obr.2.1c a Obr.2.2c. Vnitřní simulační modely aktivních jsou dostupné např. v [14].

5 Návrh filtrů pomocí grafů signálových toků

5.1 Vlastní návrh filtračního obvodu s nezávislou změnou Q a f_0

Ze všeho nejdříve je nutno určit vstupní požadavky a cíle návrhu. Tvar CE byl stanoven:

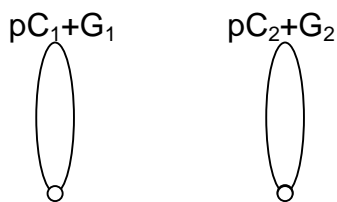
$$CE = p^2 C_1 C_2 + p C_2 G_1 A_1 A_2 + G_1 G_2 A_2 A_3 \quad (5.1)$$

Za předpokladu, že $A_2 = A_3 = A_{23}$, je možno přeladovat mezní kmitočet f_0 závisle na činiteli jakosti Q . Parametrem A_1 , lze nezávisle na f_0 měnit činitel jakosti Q , jak vyplývá z následujících vztahů.

$$f_0 = \frac{A_{23}}{2\pi} \sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} [\text{Hz}] \quad (5.2)$$

$$Q = \frac{1}{A_1} \sqrt{\frac{C_1 G_2}{C_2 G_1}} [-] \quad (5.3)$$

Samotný návrh filtru je možno provést za pomoci několika integračních článků a aktivních prvků. Potom bude graf obsahovat několik smyček, které je nutno sestavit tak, aby vznikla požadovaná charakteristická rovnice, která bude determinantem grafu. Nejprve jsou sestaveny dvě nedotýkající se vlastní smyčky, které jsou naznačeny na Obr.5.1

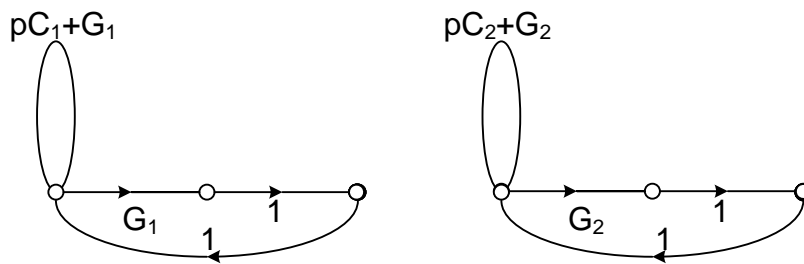


Obr.5.1: Dvě samostatné vlastní smyčky

Determinant grafu na Obr.5.1 je roven:

$$\Delta = V = p^2 C_1 C_2 + p C_1 G_2 + p C_2 G_1 + G_1 G_2 \quad (5.4)$$

Je nutné eliminovat některé členy determinantu. To se provede zavedením nedotýkajících se smyček, Obr.5.2

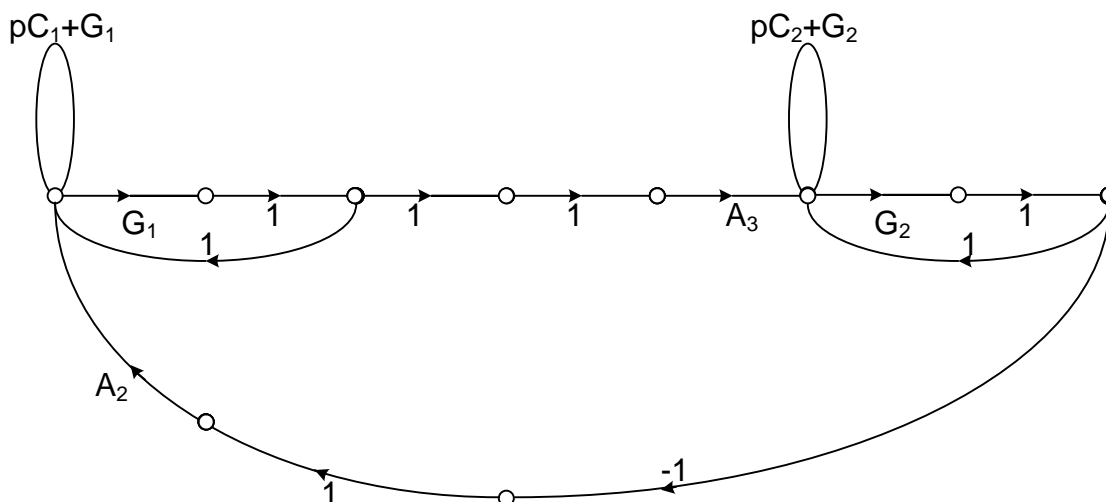


Obr.5.2: Dva nedotýkající se integrační články

Determinant grafu na Obr.5.2 je roven:

$$\Delta = p^2 C_1 C_2 \quad (5.5)$$

Další člen charakteristické rovnice je přidán vhodným zavedením hlavní smyčky. Jak je ukázáno na Obr.5.3

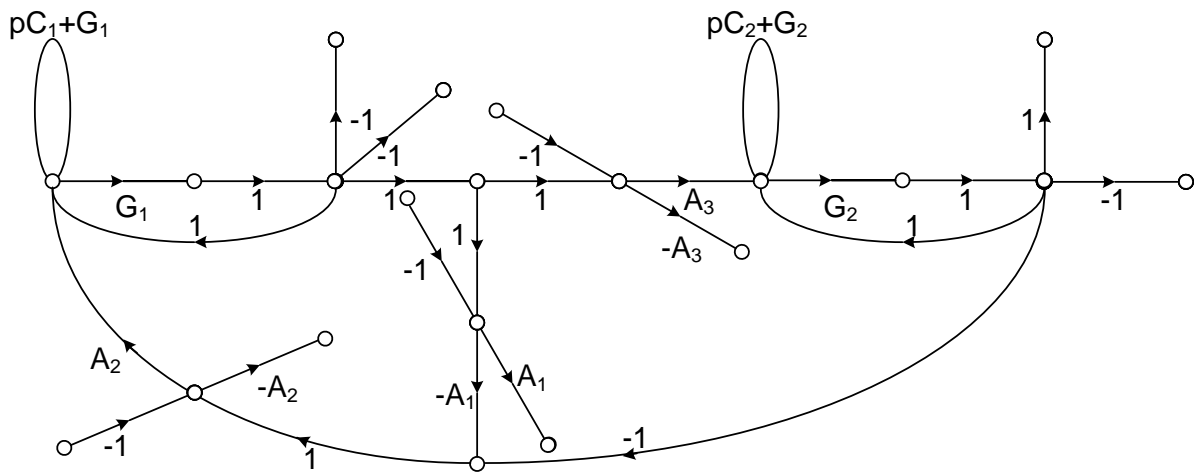


Obr.5.3: graf obvodu s hlavní smyčkou

Determinant grafu na Obr.5.3 je roven:

$$\Delta = p^2 C_1 C_2 + G_1 G_2 A_2 A_3 \quad (5.6)$$

Do obvodu je zanesena poslední smyčka, která vytvoří první mocninu p a tím se návrh ukončí. Ve výsledném grafu jsou zobrazeny i nevyužité svorky aktivních prvků MO-CF a DACA M-C graf je naznačen na Obr.5.4

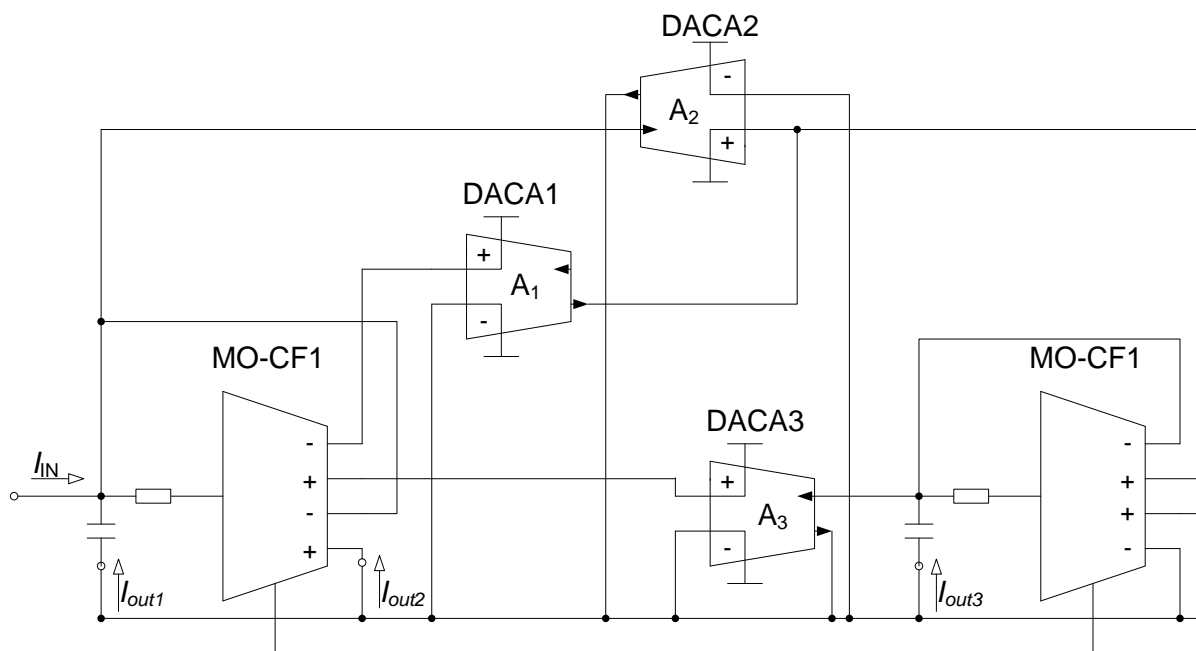


Obr.5.4: M-C graf navrženého přeladitelného filtru

Determinant grafu na Obr.5.4 je roven

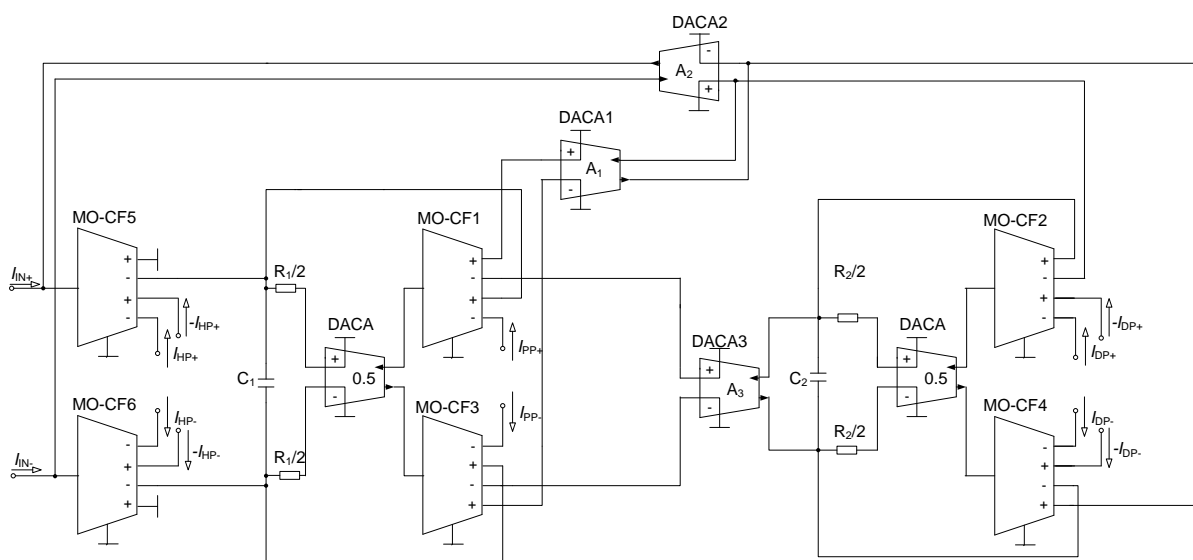
$$\Delta = p^2 C_1 C_2 + p C_2 G_1 A_1 A_2 + G_1 G_2 A_2 A_3 \quad (5.7)$$

Z výsledného M-C grafu bylo odvozeno schéma zapojení kmitočtového filtru, Obr.5.5, do kterého bylo zaznačeno možné umístění vstupního budícího proudu a výstupní smyčky.



Obr.5.5: Schéma zapojení navrženého univerzálního kmitočtového filtru se třemi říditelnými DACA prvky

Zapojení prezentované na Obr.5.5 lze za pomoci výše uvedených pokynů převést na kmitočtový filtrační obvod pracující s rozdílovými signály. Do obvodu je nutno dodat dalších vícevýstupových proudových sledovačů pro navýšení počtu větvení jak z důvodu zmiňovaného zrcadlení, tak z důvodu získání vhodného proudového výstupu pro snímání přenosové funkce. Takto navržený obvod je zobrazen na Obr.5.6



Obr.5.6: Schéma zapojení výsledného plně diferenčního univerzálního filtru se třemi říditelnými DACA prvky

Pokud se bude obvod budít do vyznačených vstupů a proudové odezvy budou odebírány z vyznačených výstupů, potom výsledné přenosové funkce budou následující:

$$K_{HP} = \frac{p^2 C_1 C_2}{CE} \quad (5.8)$$

$$K_{iHP} = -\frac{p^2 C_1 C_2}{CE} \quad (5.9)$$

$$K_{PP} = \frac{p C_2 G_1}{CE} \quad (5.10)$$

$$K_{DP} = \frac{G_1 G_2 A_3}{CE} \quad (5.11)$$

$$K_{iDP} = -\frac{G_1 G_2 A_3}{CE} \quad (5.12)$$

$$K_{PZ} = \frac{p^2 C_1 C_2 + G_1 G_2 A_3}{CE} \quad (5.13)$$

$$K_{iPZ} = -\frac{p^2 C_1 C_2 + G_1 G_2 A_3}{CE} \quad (5.14)$$

$$K_{iF\check{c}} = \frac{-p^2 C_1 C_2 + p C_2 G_1 - G_1 G_2 A_3}{CE} \quad (5.15)$$

5.2 Numerický návrh filtru

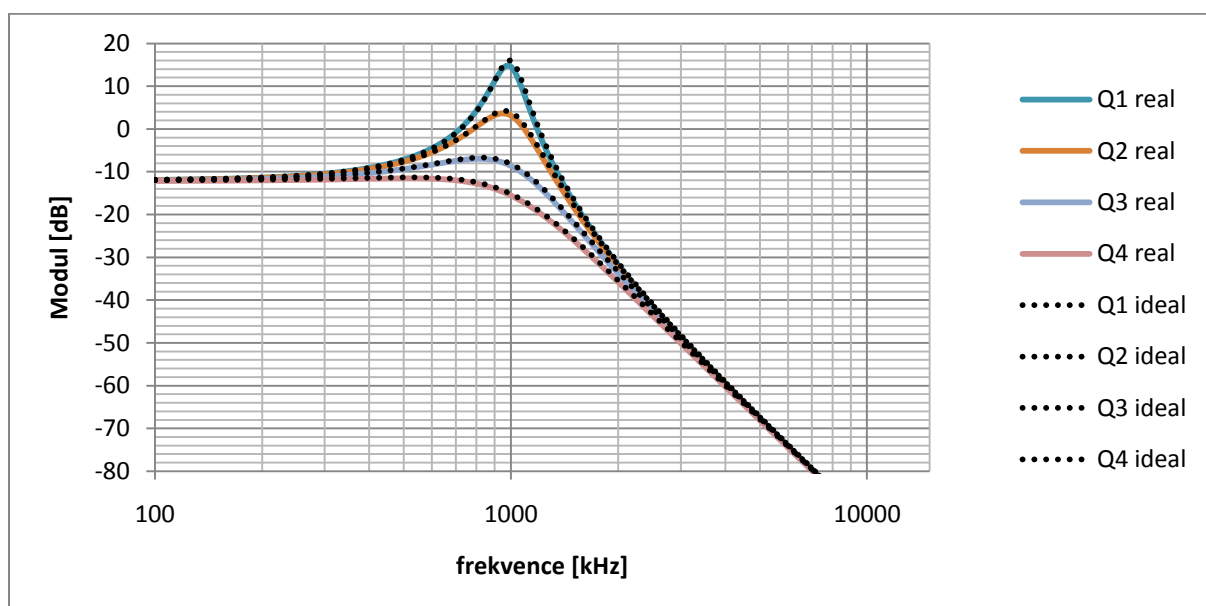
V této části návrhu je cílem stanovit parametry filtru, které umožňují dosažení požadovaného mezního kmitočtu a činitele jakosti filtru. Výchozí hodnoty přenosu DACA byly stanoveny na $A_1 = 0,5$; $A_{23} = 0,5$; hodnoty $f_0 = 1\text{MHz}$, $Q = 10$. Hodnoty krokování pro koeficienty $A_1 = [0,5 ; 1 ; 2 ; 3]$ a $A_{23} = [0,5 ; 1 ; 2 ; 4]$. Hodnoty kondenzátorů $C_1 = C_2 = C = 100\text{pF}$. Potom hodnoty odporů byly spočteny podle vztahů:

$$R_1 = \frac{A_1 A_{23} Q}{2\pi f_0 C} = 3979\Omega \quad (5.16)$$

$$R_2 = \frac{1}{Q^2 A_1^2 G_1} = 159\Omega \quad (5.17)$$

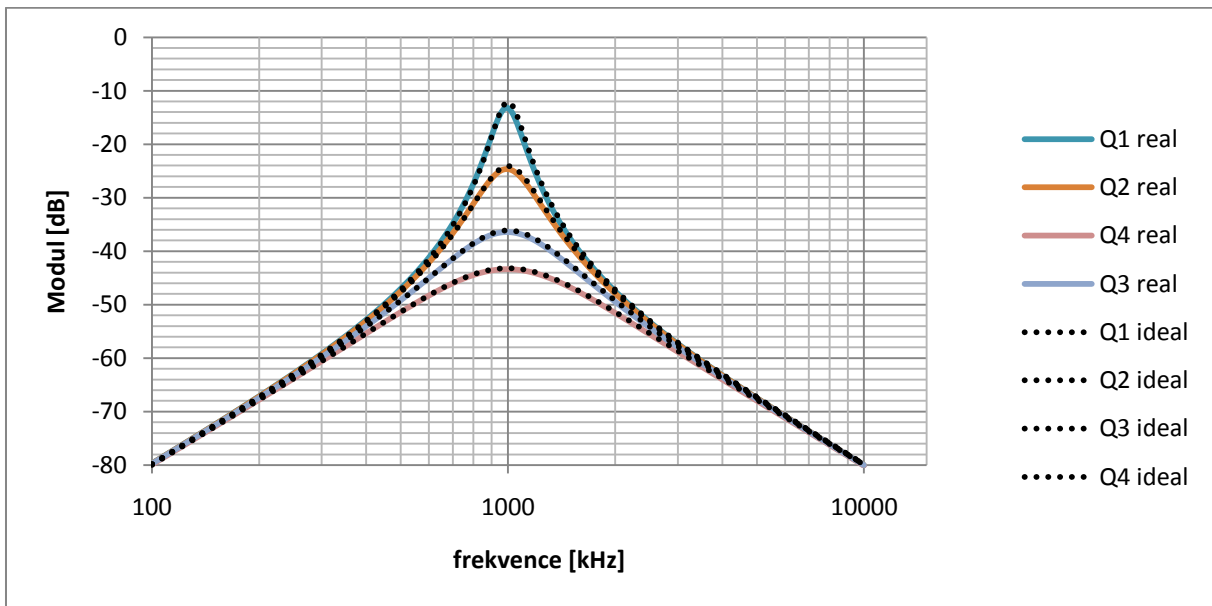
5.3 Presentace výsledků simulace obvodu s třemi říditelnými aktivními prvky

Elementární funkčnost navržených zapojení byla ověřena pomocí simulací nejdříve programem Snap. Posléze byly získány grafy charakteristik všech obvodů v programu OrCAD. Simulace byly prováděny s makromodely aktivních prvků viz kapitola 4.4. V každém grafu jsou vyneseny čtyři ideální průběhy, které jsou znázorněny tečkovaně, a čtyři realističtější průběhy, které jsou vyneseny spojitě a barevně. Na Obr.5.7-14 jsou vyneseny charakteristiky typu DP, HP, PP a PZ ve kterých se mění činitel jakosti filtru, nebo mezní kmitočet.



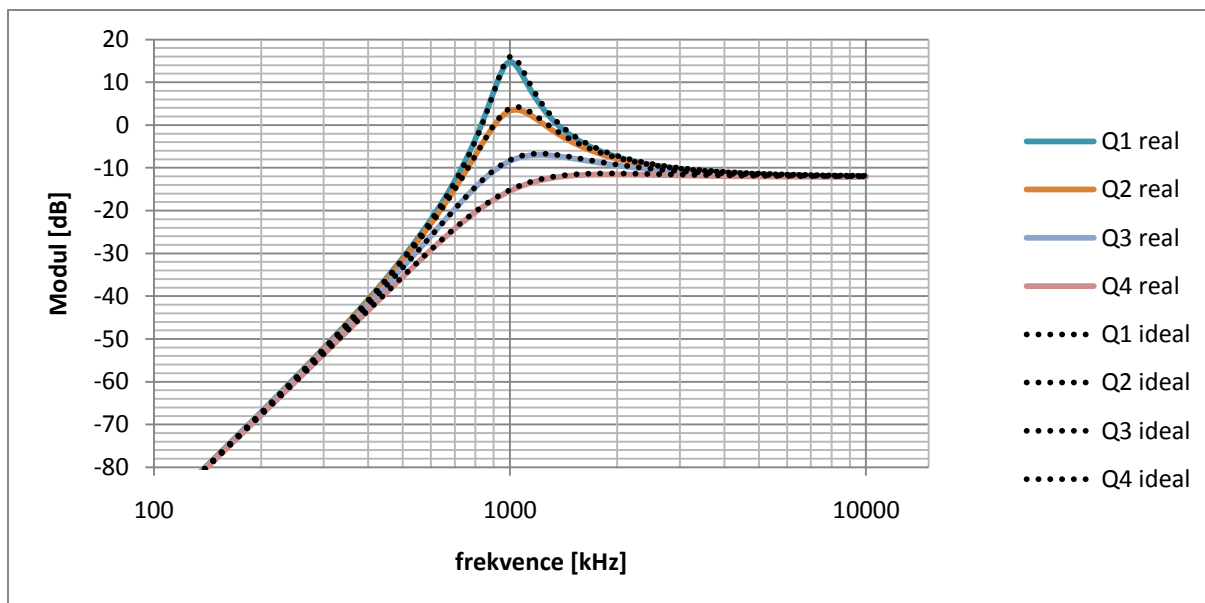
Obr.5.7: Charakteristika DP pro všechny krokované činitele jakosti obvodu se dvěma říditelnými aktivními prvky

Modulová kmitočtová charakteristika dolní propusti byla simulována s následujícími parametry: hodnoty přenosu DACA byly stanoveny na $A_1 = 0,5$; $A_{23} = 0,5$; hodnoty $f_0 = 1\text{MHz}$, $Q = 10$. Hodnoty krokování pro koeficient $A_1 = [0,5 ; 1 ; 2 ; 3]$. Hodnoty kondenzátorů $C_1 = C_2 = C = 100\text{pF}$ a odporů $R_1 = 3979\Omega$, $R_2 = 159\Omega$. Z výsledného grafu je patrná klesající tendence nastaveného činitele jakosti $Q = [10; 5; 2,5; 1,667]$ s rostoucím koeficientem zesílení A_1 .



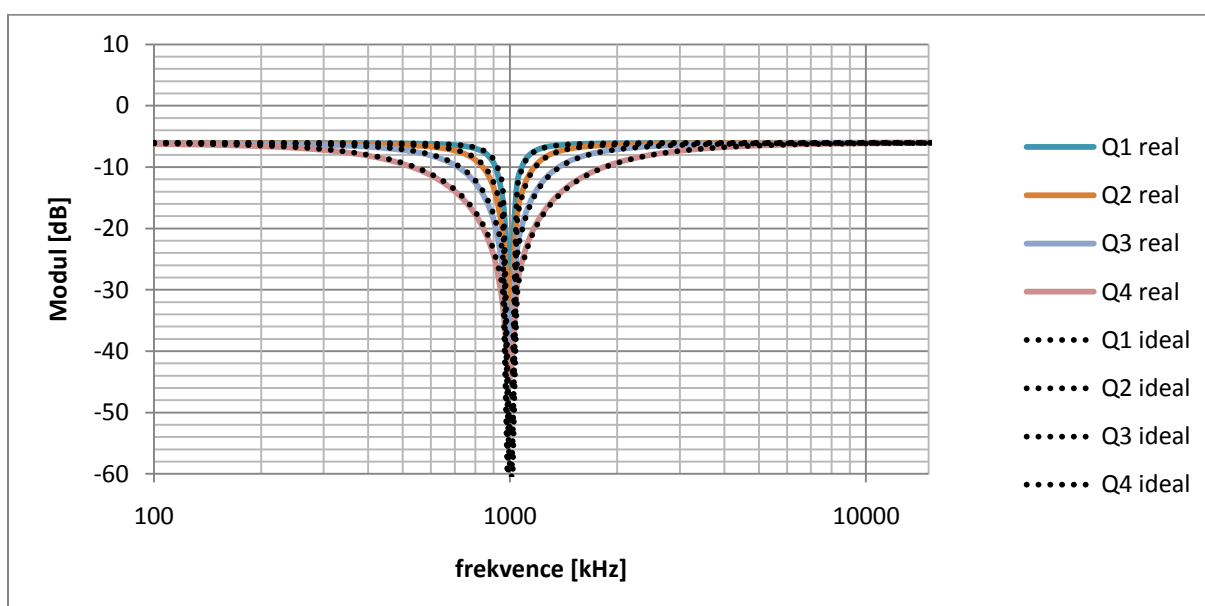
Obr.5.8: Charakteristika PP pro všechny krokované činitele jakosti obvodu se třemi říditelnými aktivními prvky

Modulová kmitočtová charakteristika pásmové propusti byla simulována s následujícími parametry: hodnoty přenosu DACA byly stanoveny na $A_1 = 0,5$; $A_{23} = 0,5$; hodnoty $f_0 = 1\text{MHz}$, $Q = 10$. Hodnoty krokování pro koeficient $A_1 = [0,5 ; 1 ; 2 ; 3]$. Hodnoty kondenzátorů $C_1 = C_2 = C = 100\text{pF}$ a odporů $R_1 = 3979\Omega$, $R_2 = 159\Omega$. Z výsledného grafu je patrná klesající tendence nastaveného činitele jakosti $Q = [10; 5; 2,5; 1,667]$ s rostoucím koeficientem zesílení A_1 .



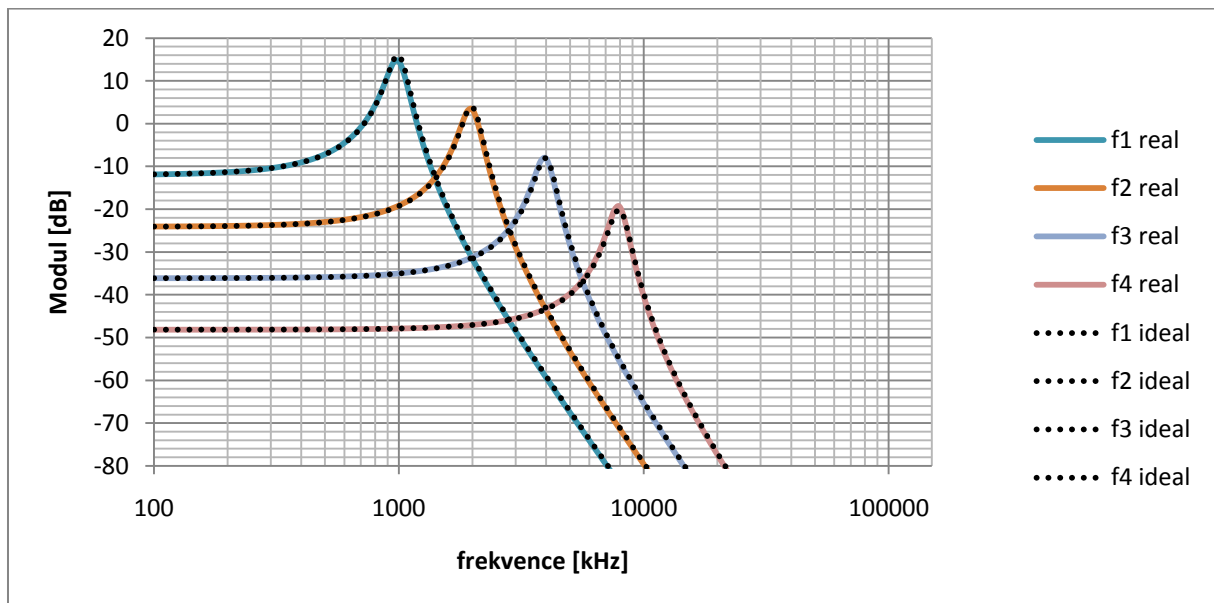
Obr.5.9: Charakteristika HP pro všechny krokované činitele jakosti obvodu se třemi říditelnými aktivními prvky

Modulová kmitočtová charakteristika horní propusti byla simulována s následujícími parametry: hodnoty přenosu DACA byly stanoveny na $A_1 = 0,5$; $A_{23} = 0,5$; hodnoty $f_0 = 1\text{MHz}$, $Q = 10$. Hodnoty krokování pro koeficient $A_1 = [0,5 ; 1 ; 2 ; 3]$. Hodnoty kondenzátorů $C_1 = C_2 = C = 100\text{pF}$ a odporů $R_1 = 3979\Omega$, $R_2 = 159\Omega$. Z výsledného grafu je patrná klesající tendence nastaveného činitele jakosti $Q = [10; 5; 2,5; 1,667]$ s rostoucím koeficientem zesílení A_1 .



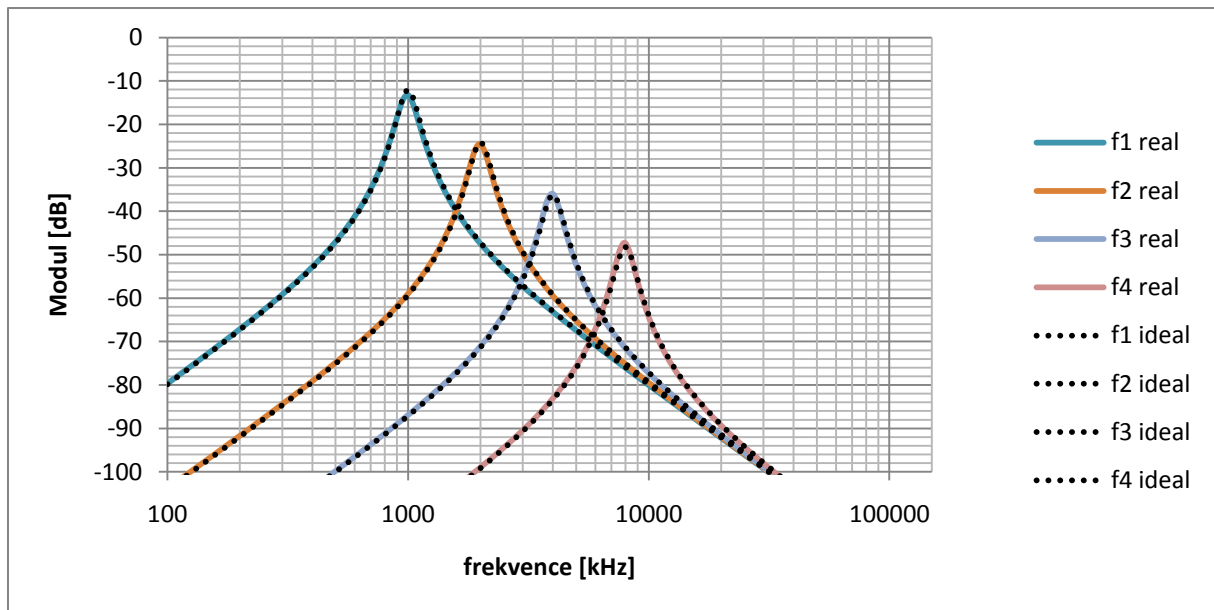
Obr.5.10: Charakteristika PZ pro všechny krokované činitele jakosti obvodu se třemi říditelnými aktivními prvky

Modulová kmitočtová charakteristika pásmové zadržky byla simulována s následujícími parametry: hodnoty přenosu DACA byly stanoveny na $A_1 = 0,5$; $A_{23} = 0,5$; hodnoty $f_0 = 1\text{MHz}$, $Q = 10$. Hodnoty krokování pro koeficient $A_1 = [0,5 ; 1 ; 2 ; 3]$. Hodnoty kondenzátorů $C_1 = C_2 = C = 100\text{pF}$ a odporů $R_1 = 3979\Omega$, $R_2 = 159\Omega$. Z výsledného grafu je patrná klesající tendence nastaveného činitele jakosti $Q = [10; 5; 2,5; 1,667]$ s rostoucím koeficientem zesílení A_1 .



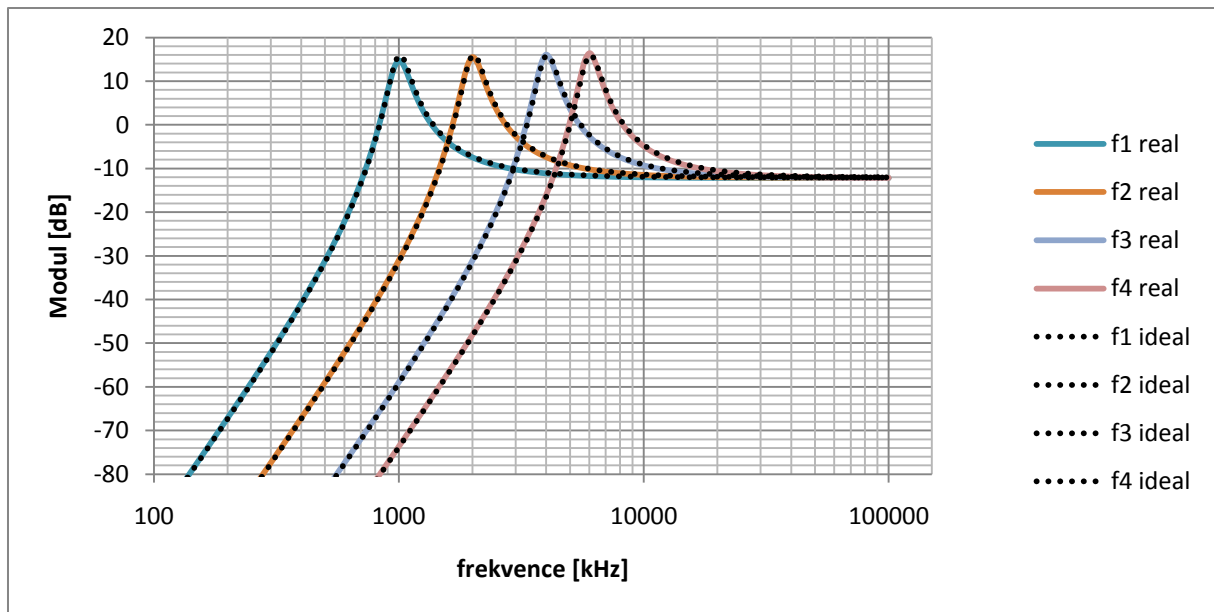
Obr.5.11: Charakteristika DP pro všechny krokované mezní kmitočty obvodu se třemi říditelnými aktivními prvky

Modulová kmitočtová charakteristika dolní propusti byla simulována s následujícími parametry: hodnoty přenosu DACA byly stanoveny na $A_1 = 0,5$; $A_{23} = 0,5$; hodnoty $f_0 = 1\text{MHz}$, $Q = 10$. Hodnoty krokování pro koeficient $A_{23} = [0,5 ; 1 ; 2 ; 4]$. Hodnoty kondenzátorů $C_1 = C_2 = C = 100\text{pF}$ a odporů $R_1 = 3979\Omega$, $R_2 = 159\Omega$. Z výsledného grafu je patrná rostoucí tendence nastaveného mezního kmitočtu $f_0 = [10^6; 2 \cdot 10^6; 4 \cdot 10^6; 8 \cdot 10^6;]$ s rostoucím koeficientem zesílení A_{23} . Zároveň s rostoucím mezním kmitočtem klesá přenos filtru v propustném pásmu, což vychází z tvaru charakteristické rovnice. Filtr by byl v praxi těžko použitelný.



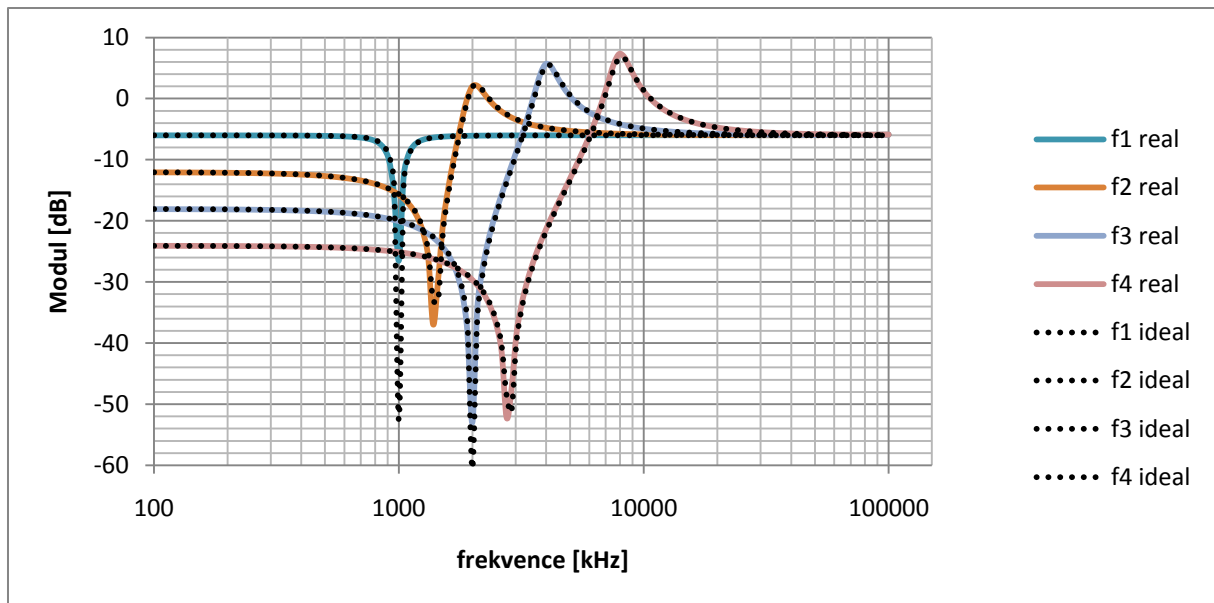
Obrázek 5.12: Charakteristika PP pro všechny krokované mezní kmitočty obvodu se třemi říditelnými aktivními prvky

Modulová kmitočtová charakteristika pásmové propusti byla simulována s následujícími parametry: hodnoty přenosu DACA byly stanoveny na $A_1 = 0,5$; $A_{23} = 0,5$; hodnoty $f_0 = 1\text{MHz}$, $Q = 10$. Hodnoty krokování pro koeficient $A_{23} = [0,5 ; 1 ; 2 ; 4]$. Hodnoty kondenzátorů $C_1 = C_2 = C = 100\text{pF}$ a odporů $R_1 = 3979\Omega$, $R_2 = 159\Omega$. Z výsledného grafu je patrná rostoucí tendence nastaveného mezního kmitočtu $f_0 = [10^6; 2 \cdot 10^6; 4 \cdot 10^6; 8 \cdot 10^6;]$ s rostoucím koeficientem zesílení A_{23} . Zároveň s rostoucím mezním kmitočtem klesá přenos filtru v propustném pásmu, což vychází z tvaru charakteristické rovnice. Filtr by byl v praxi těžko použitelný.



Obr.5.13: Charakteristika HP pro všechny krokované mezní kmitočty obvodu se třemi říditelnými aktivními prvky

Modulová kmitočtová charakteristika horní propusti byla simulována s následujícími parametry: hodnoty přenosu DACA byly stanoveny na $A_1 = 0,5$; $A_{23} = 0,5$; hodnoty $f_0 = 1\text{MHz}$, $Q = 10$. Hodnoty krokování pro koeficient $A_{23} = [0,5 ; 1 ; 2 ; 3]$. Hodnoty kondenzátorů $C_1 = C_2 = C = 100\text{pF}$ a odporů $R_1 = 3979\Omega$, $R_2 = 159\Omega$. Z výsledného grafu je patrná rostoucí tendence nastaveného mezního kmitočtu $f_0 = [10^6; 2 \cdot 10^6; 4 \cdot 10^6; 6 \cdot 10^6;]$ s rostoucím koeficientem zesílení A_{23} . Zároveň s rostoucím mezním kmitočtem klesá přenos filtru v propustném pásmu, což vychází z tvaru charakteristické rovnice. Filtr by byl v praxi těžko použitelný.



Obr.5.14: Charakteristika HP pro všechny krokované mezní kmitočty obvodu se třemi říditelnými aktivními prvky

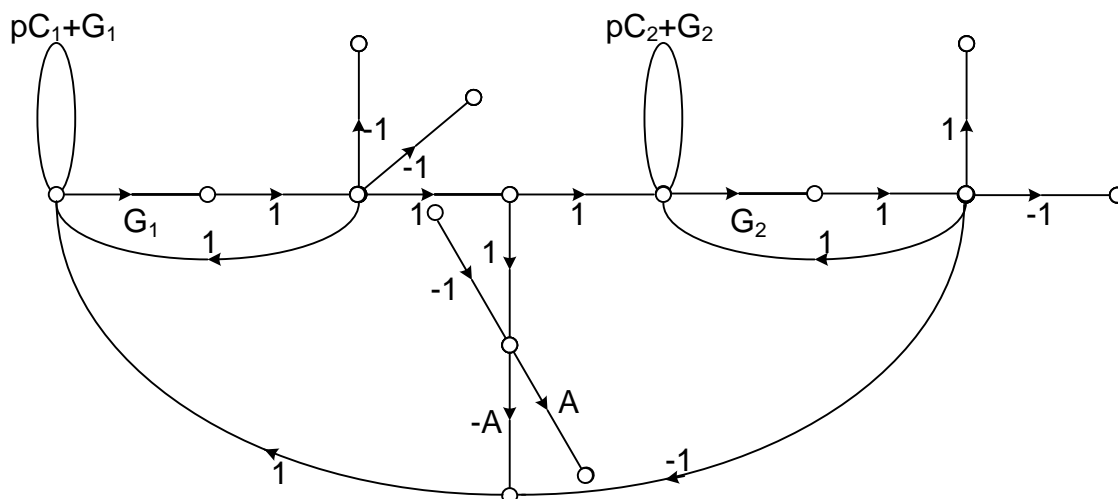
Modulová kmitočtová charakteristika pásmové zadržky byla simulována s následujícími parametry: hodnoty přenosu DACA byly stanoveny na $A_1 = 0,5$; $A_{23} = 0,5$; hodnoty $f_0 = 1\text{MHz}$, $Q = 10$. Hodnoty krokování pro koeficient $A_{23} = [0,5 ; 1 ; 2 ; 4]$. Hodnoty kondenzátorů $C_1 = C_2 = C = 100\text{pF}$ a odporů $R_1 = 3979\Omega$, $R_2 = 159\Omega$. Z výsledného grafu je patrná rostoucí tendence nastaveného mezního kmitočtu $f_0 = [10^6; 2 \cdot 10^6; 4 \cdot 10^6; 8 \cdot 10^6;]$ s rostoucím koeficientem zesílení A_{23} . Zároveň s rostoucím mezním kmitočtem klesá přenos filtru v propustném pásmu, což vychází z tvaru charakteristické rovnice. Filtr by byl v praxi těžko použitelný.

Vzhledem k tvaru přenosové funkce a změnám zesílení DACA by byl fázovací členek jen těžko použitelný, a proto zde není uvedena modulová kmitočtová charakteristika.

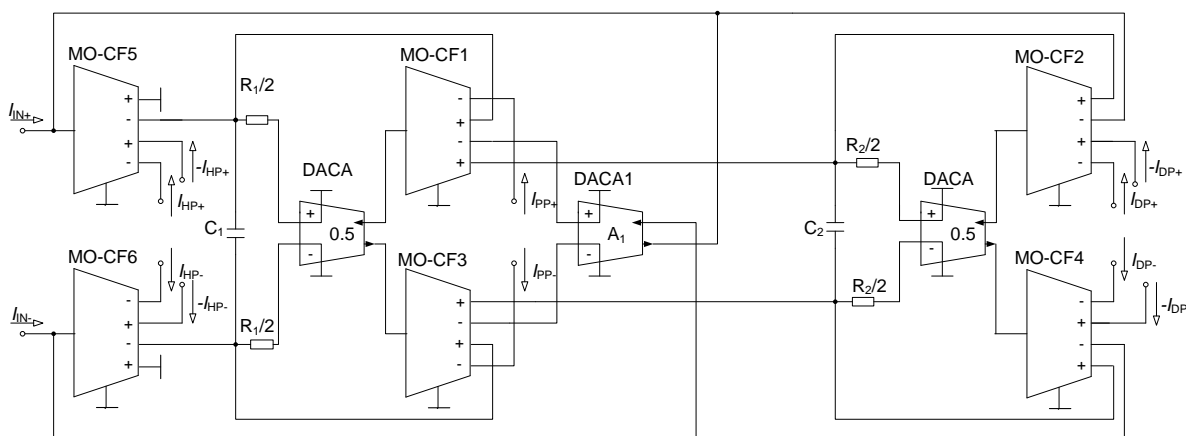
5.4 Navržený filtr s přeladitelným činitelem jakosti

Analogicky výše uvedenému návrhu byly postupně navrženy a odsimulovány i další dva kmitočtové filtry. Činitel jakosti prvního z nich je možno řídit pomocí koeficientu zesílení A . M-C graf nediferenční varianty obvodu je zobrazen na Obr.5.15. a schéma plně diferenčního univerzálního kmitočtového filtru na Obr.5.16 Činitel jakosti lze zvětšovat nepřímou úměrou hodnoty koeficientu A , přičemž je změna jakosti filtru měněna nezávisle na mezním kmitočtu f_0 . To vše vyplývá z přenosové funkce:

$$CE = p^2 C_1 C_2 + Ap C_2 G_1 + G_1 G_2 \quad (5.18)$$



Obr.5.15: M-C graf navrženého plně diferenčního univerzálního kmitočtového filtru s jedním říditelným DACA prvkem



Obr.5.16: Navržený plně diferenční univerzální kmitočtový filtr s jedním říditelným DACA prvkem

Pokud se bude obvod buzen do vyznačených vstupů a proudové odezvy budou odebrány z vyznačených výstupů, potom výsledné přenosové funkce budou následující:

$$K_{HP} = \frac{p^2 C_1 C_2}{CE} \quad (5.19)$$

$$K_{iHP} = -\frac{p^2 C_1 C_2}{CE} \quad (5.20)$$

$$(5.21)$$

$$K_{PP} = \frac{pC_2G_1A}{CE}$$

$$K_{DP} = \frac{G_1G_2}{CE} \quad (5.22)$$

$$K_{iDP} = -\frac{G_1G_2}{CE} \quad (5.23)$$

$$K_{PZ} = \frac{p^2C_1C_2 + G_1G_2}{CE} \quad (5.24)$$

$$K_{iF\check{C}} = \frac{-p^2C_1C_2 + pC_2G_1A - G_1G_2}{CE} \quad (5.25)$$

Počáteční podmínky byly stanoveny takto: $f_0 = 1\text{MHz}$, $Q = 10$, $A = 0,5$. Hodnoty krokování pro koeficient $A = [0,5 ; 1 ; 2 ; 4]$. Hodnoty kondenzátorů $C_1 = C_2 = C = 100\text{pF}$. Potom hodnoty odporů byly spočteny podle vztahů:

$$R_1 = \frac{AQ}{2\pi f_0 C} = 7,96\text{k}\Omega \quad (5.26)$$

$$R_2 = \frac{1}{Q^2 A^2 G_1} = 318\Omega \quad (5.27)$$

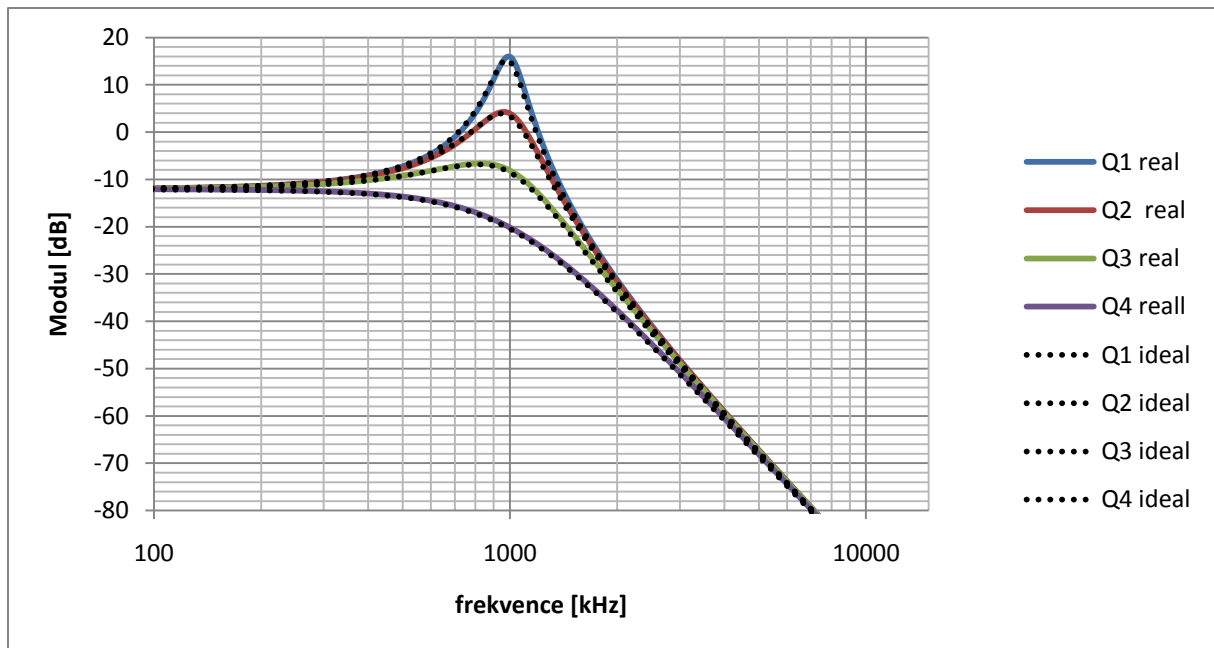
Přičemž se vycházelo z rovnic:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{G_1G_2}{C_1C_2}} [\text{Hz}] \quad (5.28)$$

$$Q = \frac{1}{A} \sqrt{\frac{C_1G_2}{C_2G_1}} [-] \quad (5.29)$$

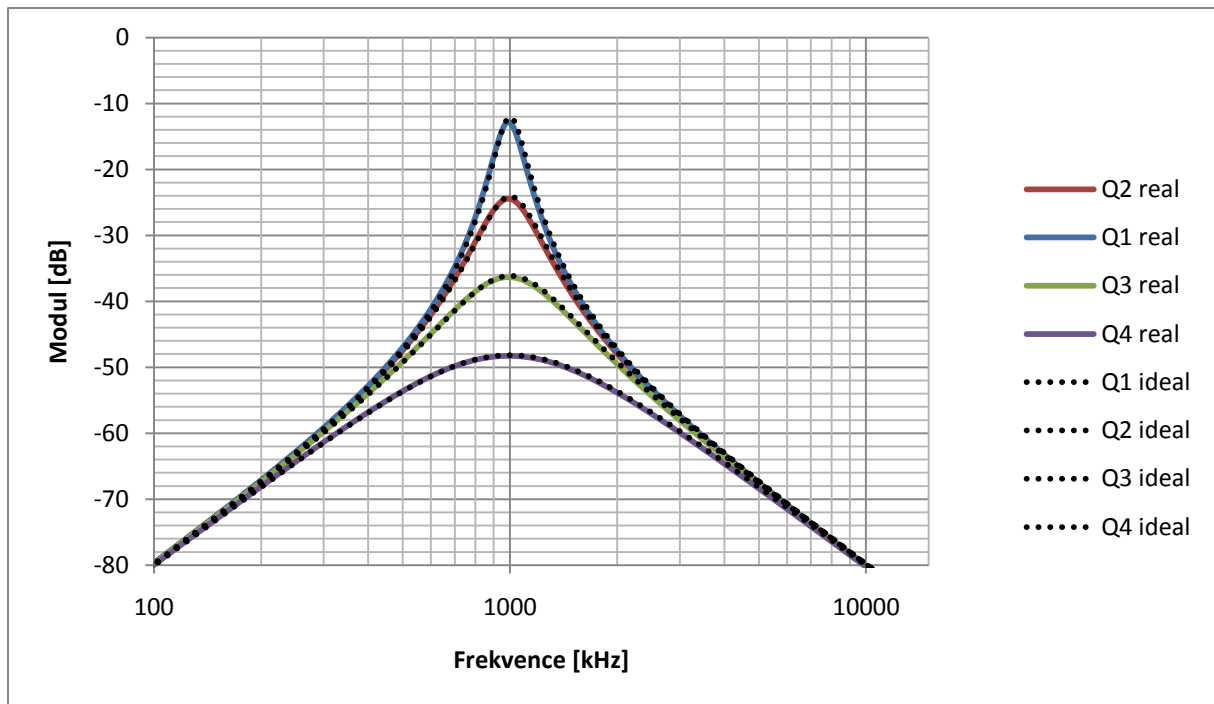
5.5 Prezentace výsledů simulace obvodu s jedním říditelným aktivním prvkem

Výsledky simulací navrženého obvodu Simulace byly prováděny s makromodely aktivních prvků viz kapitola 4.4. Na Obr.5.17-20 jsou vyneseny charakteristiky typu DP, HP, PP a PZ, ve kterých se mění činitel jakosti filtru.



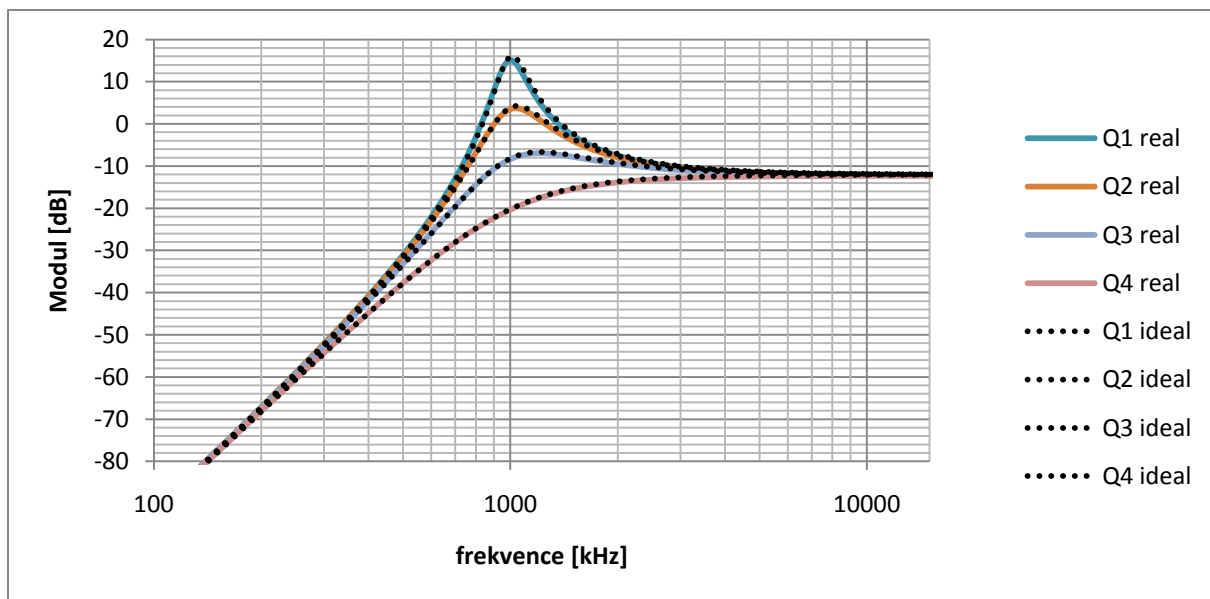
Obr.5.17: Charakteristika DP pro všechny krokované činitele jakosti obvodu s jedním říditelným aktivním prvkem

Modulová kmitočtová charakteristika dolní propusti byla simulována s následujícími parametry: hodnota přenosu DACA byla stanovena na $A = 0,5$; hodnoty $f_0 = 1\text{MHz}$, $Q = 10$. Hodnoty krokování pro koeficient $A = [0,5; 1; 2; 4]$. Hodnoty kondenzátorů $C_1 = C_2 = C = 100\text{pF}$ a odporů $R_1 = 7,96\text{k}\Omega$, $R_2 = 318\Omega$. Z výsledného grafu je patrná klesající tendence nastaveného činitele jakosti $Q = [10; 5; 2,5; 1,25]$ s rostoucím koeficientem zesílení A .



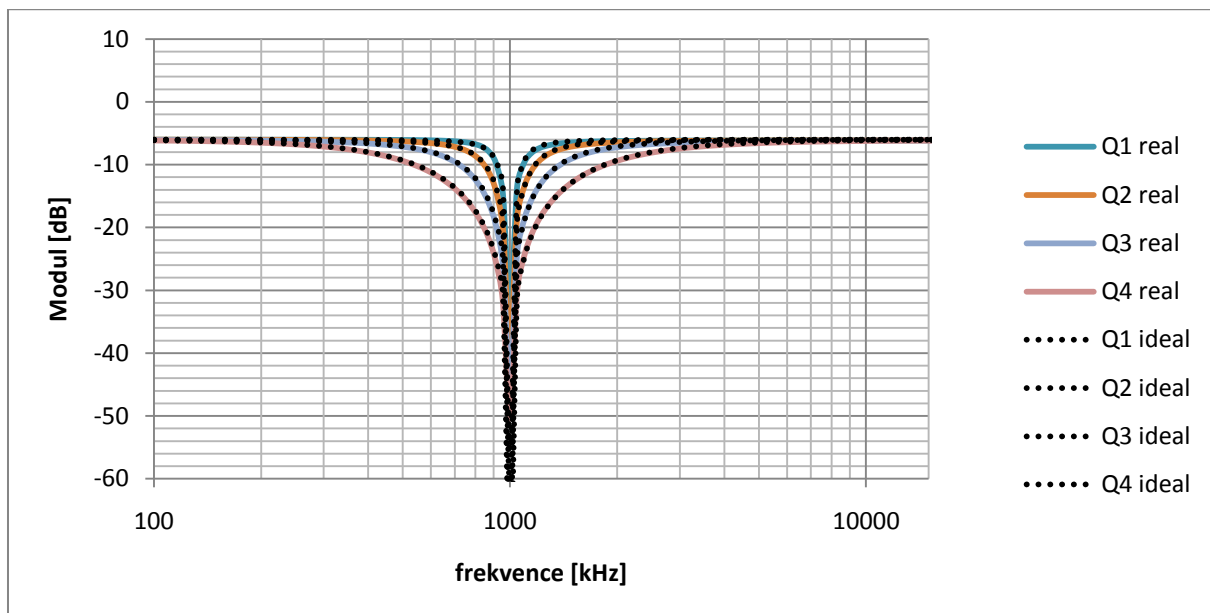
Obr.5.18: Charakteristika PP pro všechny krokované činitele jakosti obvodu s jedním říditelným aktivním prvkem

Modulová kmitočtová charakteristika pásmové propusti byla simulována s následujícími parametry: hodnota přenosu DACA byla stanovena na $A = 0,5$; hodnoty $f_0 = 1\text{MHz}$, $Q = 10$. Hodnoty krokování pro koeficient $A = [0,5; 1; 2; 4]$. Hodnoty kondenzátorů $C_1 = C_2 = C = 100\text{pF}$ a odporů $R_1 = 7,96\text{k}\Omega$, $R_2 = 318\Omega$. Z výsledného grafu je patrná klesající tendence nastaveného činitele jakosti $Q = [10; 5; 2,5; 1,25]$ s rostoucím koeficientem zesílení A .



Obr.5.19: Charakteristika HP pro všechny krokované činitele jakosti obvodu s jedním říditelným aktivním prvkem

Modulová kmitočtová charakteristika horní propusti byla simulována s následujícími parametry: hodnota přenosu DACA byla stanovena na $A = 0,5$; hodnoty $f_0 = 1\text{MHz}$, $Q = 10$. Hodnoty krokování pro koeficient $A = [0,5; 1; 2; 4]$. Hodnoty kondenzátorů $C_1 = C_2 = C = 100\text{pF}$ a odporů $R_1 = 7,96\text{k}\Omega$, $R_2 = 318\Omega$. Z výsledného grafu je patrná klesající tendence nastaveného činitele jakosti $Q = [10; 5; 2,5; 1,25]$ s rostoucím koeficientem zesílení A .



Obr.5.20: Charakteristika PZ pro všechny krokované činitele jakosti obvodu s jedním říditelným aktivním prvkem

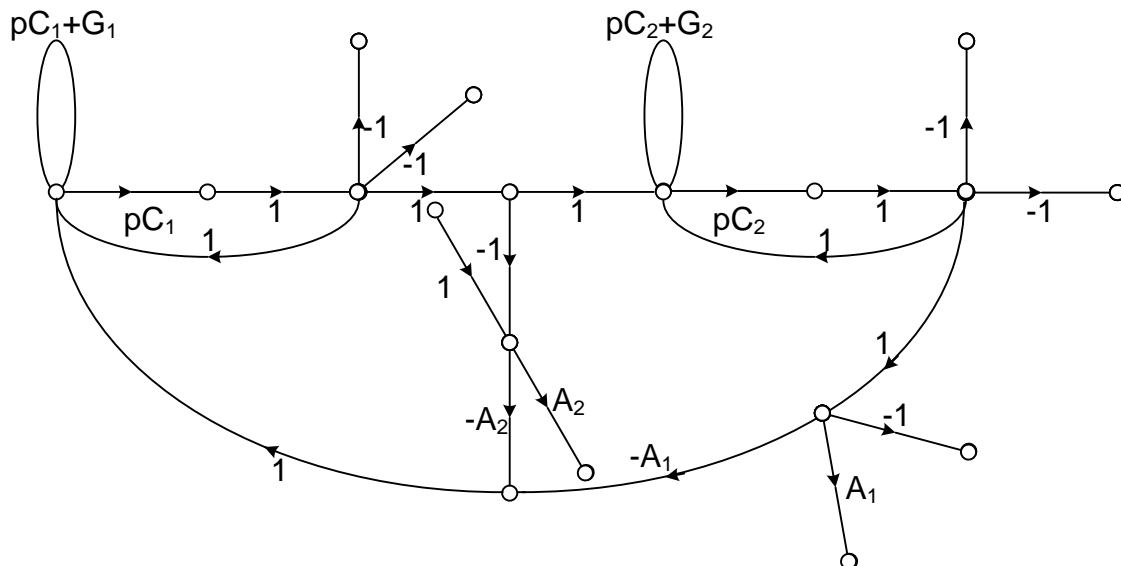
Modulová kmitočtová charakteristika pásmové zadržky byla simulována s následujícími parametry: hodnota přenosu DACA byla stanovena na $A = 0,5$; hodnoty $f_0 = 1\text{MHz}$, $Q = 10$. Hodnoty krokování pro koeficient $A = [0,5 ; 1 ; 2 ; 4]$. Hodnoty kondenzátorů $C_1 = C_2 = C = 100\text{pF}$ a odporů $R_1 = 7,96\text{k}\Omega$, $R_2 = 318\Omega$. Z výsledného grafu je patrná klesající tendence nastaveného činitele jakosti $Q = [10; 5; 2,5; 1,25]$ s rostoucím koeficientem zesílení A .

Z důvodu útlumu modulové kmitočtové charakteristiky pásmové propusti byla modulová charakteristika fázovacího článku příliš zdeformovaná na to, aby ji bylo možno využít. Z tohoto důvodu nejsou uvedeny modulové, fázové ani zpožďovací kmitočtové charakteristiky fázovacího článku.

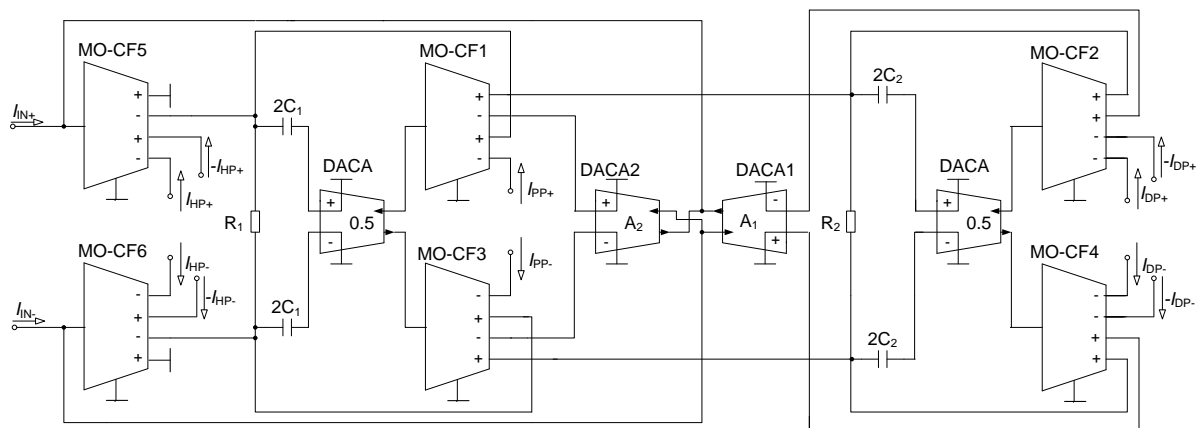
5.6 Navržený filtr s přeladitelným činitelem jakosti a mezním kmitočtem

Další simulovaný obvod je možno řídit pomocí koeficientů $A_1 = A_2 = A$. Kdy krokováním koeficientu A je docíleno plynulé změny činitele jakosti Q , závisle na mezním kmitočtu f_0 . M-C graf nediferenční varianty obvodu je zobrazen na Obr.5.21 a schéma plně diferenčního univerzálního kmitočtového filtru na Obr.5.22. Charakteristická rovnice obvodu je následující:

$$CE = A_1 p^2 C_1 C_2 + A_2 p C_1 G_2 + G_1 G_2 \quad (5.30)$$



Obr.5.21: M-C graf navrženého plně diferenčního univerzálního kmitočtového filtru se dvěma říditelnými DACA prvky



Obr.5.22: Navržený plně diferenční univerzální kmitočtový filtr se dvěma říditelnými DACA prvky

Pokud bude obvod buzen do vyznačených vstupů a proudové odezvy budou odebrány z vyznačených výstupů, potom výsledné přenosové funkce budou následující:

$$K_{HP} = \frac{p^2 C_1 C_2 A_1}{CE} \quad (5.31)$$

$$K_{iHP} = -\frac{p^2 C_1 C_2 A_1}{CE} \quad (5.32)$$

$$K_{PP} = \frac{p C_1 G_2 A_2}{CE} \quad (5.33)$$

$$K_{DP} = \frac{G_1 G_2}{CE} \quad (5.34)$$

$$K_{iDP} = -\frac{G_1 G_2}{CE} \quad (5.35)$$

$$K_{PZ} = \frac{p^2 C_1 C_2 A_2 + G_1 G_2}{CE} \quad (5.36)$$

$$K_{iF\check{C}} = \frac{-p^2 C_1 C_2 A_1 + p C_2 G_1 A_2 - G_1 G_2}{CE} \quad (5.37)$$

Počáteční podmínky byly stanoveny takto: $f_0 = 1\text{MHz}$, $Q = 10$, $A = 0,5$. Je potřeba stanovit podmínku $A_1 = A_2 = A$. Hodnoty krokování pro koeficient $A = [0,5 ; 1 ; 2 ; 3]$. Hodnoty odporů $R_1 = R_2 = R = 100\Omega$. Potom hodnoty kapacitorů byly spočteny podle vztahů:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_0 A R Q} = 318\text{pF} \quad (5.38)$$

$$C_2 = Q^2 A C_1 = 15,9\text{nF} \quad (5.39)$$

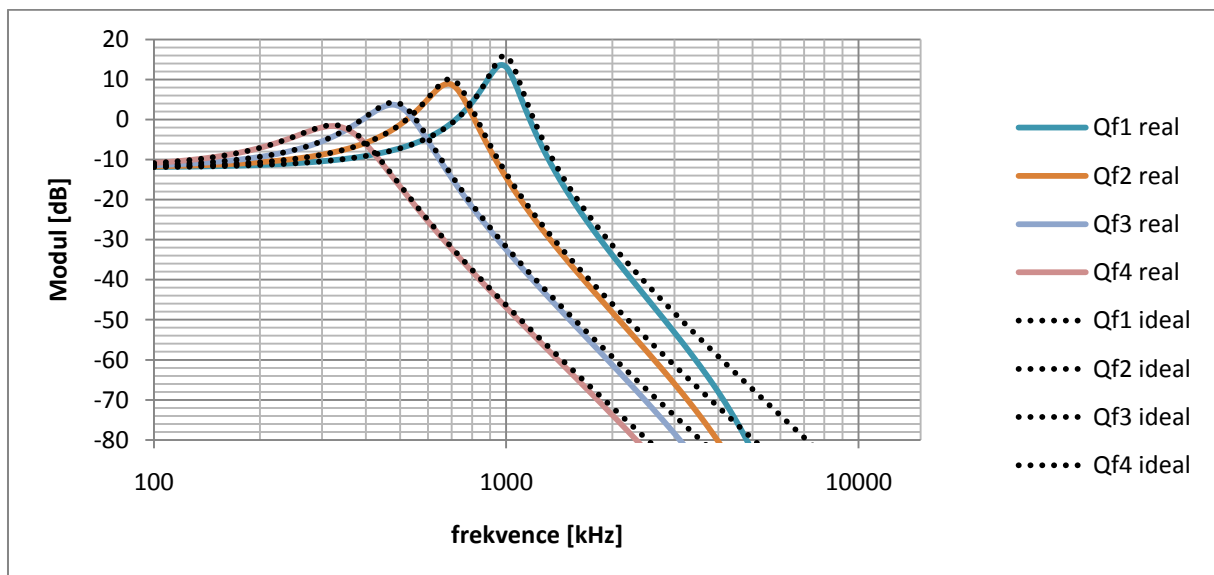
Přičemž se vycházelo z rovnic:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{G_1 G_2}{A C_1 C_2}} [\text{Hz}] \quad (5.40)$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_2}{A C_1}} [-] \quad (5.41)$$

5.7 Prezentace výsledů simulace obvodu s jedním říditelným aktivním prvkem

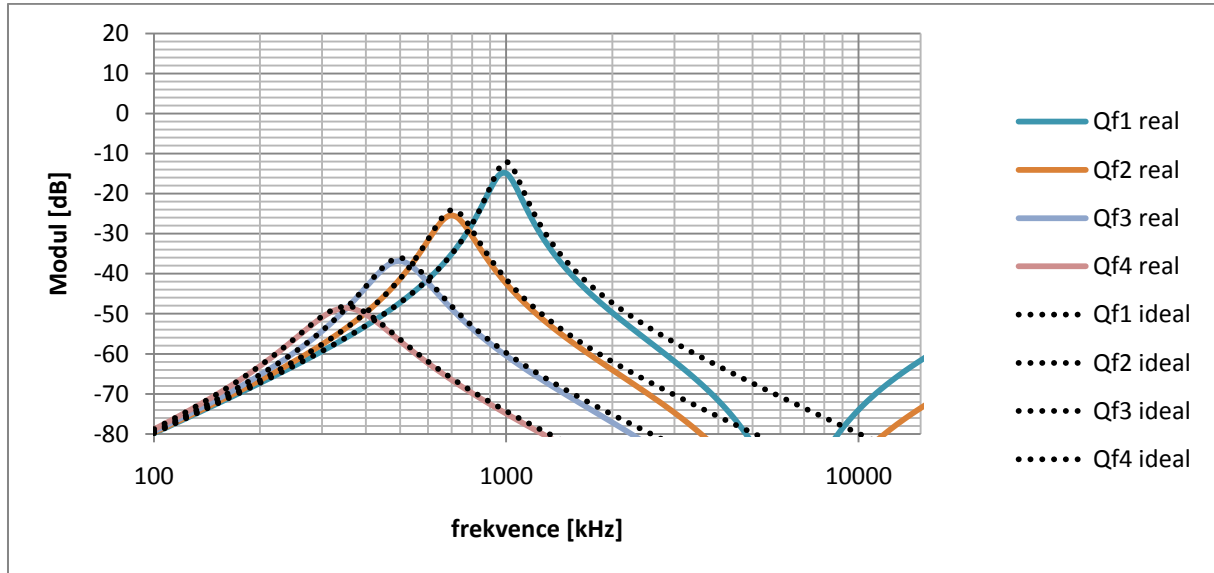
Výsledky simulací navrženého obvodu Simulace byly prováděny s makromodely aktivních prvků viz. kapitola 4.4. Na Obr.5.23-26 jsou vyneseny charakteristiky typu DP, HP, PP a PZ, ve kterých se mění činitel jakosti spolu s mezním kmitočtem filtru.



Obr.5.23: Charakteristika DP pro všechny krokované mezní kmitočty obvodu se dvěma říditelnými aktivními prvky

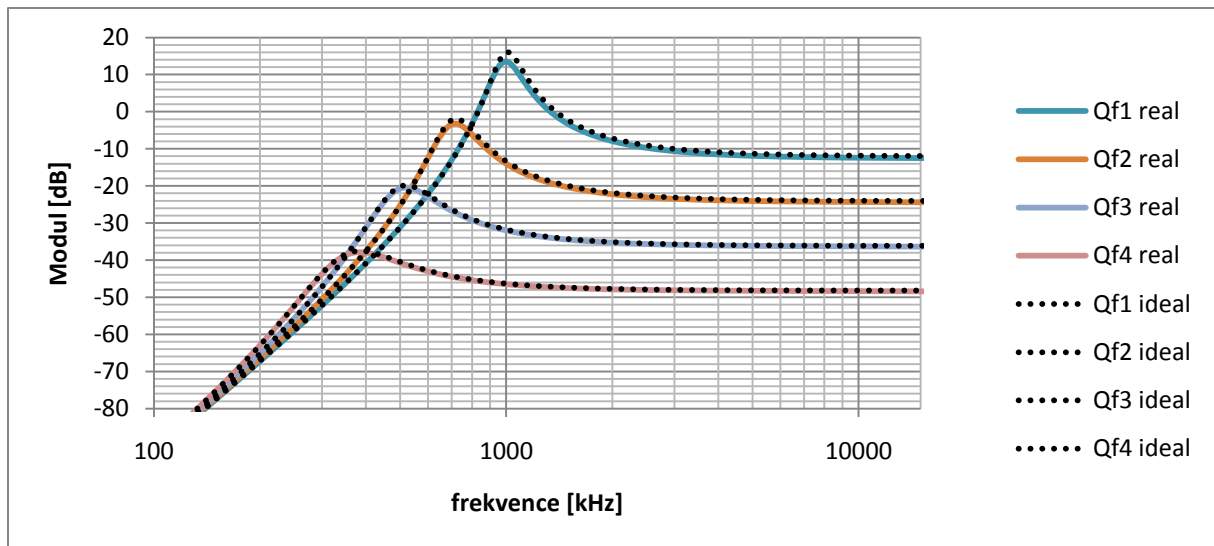
Modulová kmitočtová charakteristika dolní propusti byla simulována s následujícími parametry: hodnoty přenosu DACA byly stanoveny na $A_1 = 0,5$; $A_2 = 0,5$; hodnoty $f_0 = 1\text{MHz}$, $Q = 10$. Hodnoty krokování pro koeficient $A_{23} = [0,5; 1; 2; 3]$. Hodnoty kondenzátorů $C_1 = 318\text{pF}$, $C_2 = 15,9\text{nF}$ a odporů $R_1 = R_2 = 100\Omega$. Z výsledného grafu je patrná klesající tendence jak nastaveného mezního kmitočtu, tak nastaveného činitele jakosti s rostoucími koeficienty zesílení A_1 a A_2 . Zároveň s klesajícím mezním kmitočtem $f_0 \approx [10^6\text{Hz}; 7 \cdot 10^5\text{Hz}; 5 \cdot 10^5\text{Hz};$

$4 \cdot 10^5 \text{ Hz}$] a činitelem jakosti $Q \approx [10; 7; 5; 2]$ klesá přenos filtru v propustném pásmu, což vychází z tvaru charakteristické rovnice. V průběhu dochází k odchylce reálných a ideálních průběhů. Výraznější odchylka nastává až okolo -60 dB , z toho vyplývá, že ji můžeme zanedbat. Užití filtru je na zvážení.



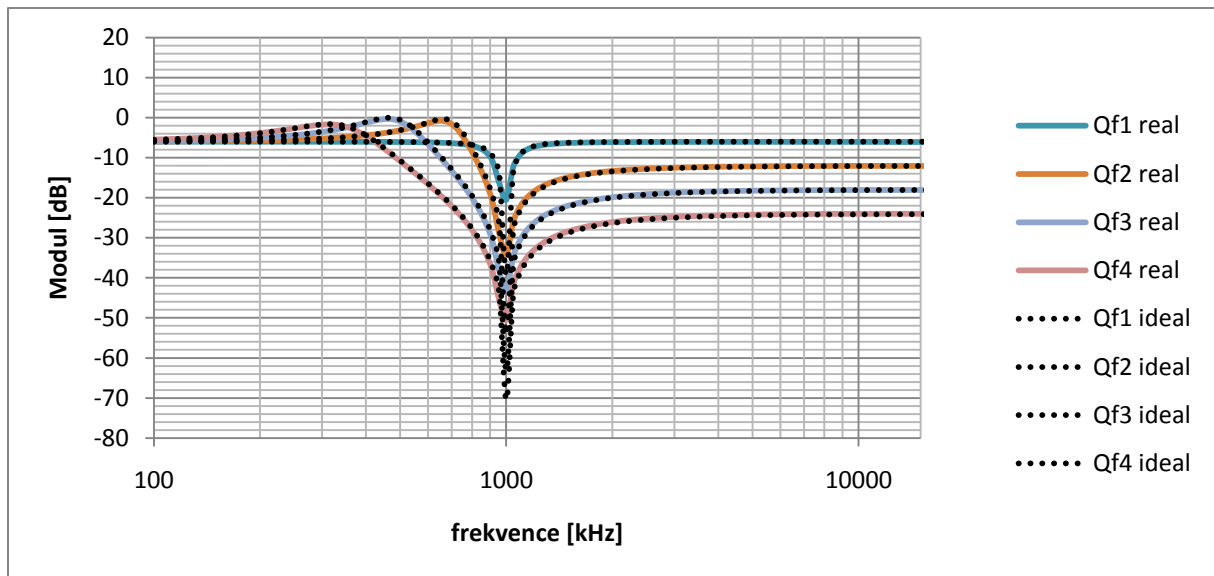
Obr.5.24: Charakteristika PP pro všechny krokované mezní kmitočty obvodu se dvěma říditelnými aktivními prvky

Modulová kmitočtová charakteristika pásmové propusti byla simulována s následujícími parametry: hodnoty přenosu DACA byly stanoveny na $A_1 = 0,5$; $A_2 = 0,5$; hodnoty $f_0 = 1 \text{ MHz}$, $Q = 10$. Hodnoty krokování pro koeficient $A_{23} = [0,5; 1; 2; 3]$. Hodnoty kondenzátorů $C_1 = 318 \text{ pF}$, $C_2 = 15,9 \text{ nF}$ a odporů $R_1 = R_2 = 100 \Omega$. Z výsledného grafu je patrná klesající tendence jak nastaveného mezního kmitočtu, tak nastaveného činitele jakosti s rostoucími koeficienty zesílení A_1 a A_2 . Zároveň s klesajícím mezním kmitočtem $f_0 \approx [10^6 \text{ Hz}; 7 \cdot 10^5 \text{ Hz}; 5 \cdot 10^5 \text{ Hz}; 4 \cdot 10^5 \text{ Hz}]$ a činitelem jakosti $Q \approx [10; 7; 5; 2]$ klesá přenos filtru v propustném pásmu, což vychází z tvaru charakteristické rovnice. V průběhu dochází k odchylce reálných a ideálních průběhů. Výraznější odchylka nastává až okolo -60 dB , z toho vyplývá, že ji můžeme zanedbat. Užití filtru je na zvážení.



Obr.5.25: Charakteristika HP pro všechny krokované mezní kmitočty obvodu se dvěma říditelnými aktivními prvky

Modulová kmitočtová charakteristika horní propusti byla simulována s následujícími parametry: hodnoty přenosu DACA byly stanoveny na $A_1 = 0,5$; $A_2 = 0,5$; hodnoty $f_0 = 1\text{MHz}$, $Q = 10$. Hodnoty krokování pro koeficient $A_{23} = [0,5; 1; 2; 3]$. Hodnoty kondenzátorů $C_1 = 318\text{pF}$, $C_2 = 15,9\text{nF}$ a odporů $R_1 = R_2 = 100\Omega$. Z výsledného grafu je patrná klesající tendence jak nastaveného mezního kmitočtu, tak nastaveného činitele jakosti s rostoucími koeficienty zesílení A_1 a A_2 . Zároveň s klesajícím mezním kmitočtem $f_0 \approx [10^6\text{Hz}; 7 \cdot 10^5\text{Hz}; 5 \cdot 10^5\text{Hz}; 4 \cdot 10^5\text{Hz}]$ a činitelem jakosti $Q \approx [10; 7; 5; 2]$ klesá přenos filtru v propustném pásmu, což vychází z tvaru charakteristické rovnice. Užití filtru je na zvážení.



Obr.5.26: Charakteristika PZ pro všechny krokované mezní kmitočty obvodu se dvěma říditelnými aktivními prvky

Modulová kmitočtová charakteristika pásmové zadržky byla simulována s následujícími parametry: hodnoty přenosu DACA byly stanoveny na $A_1 = 0,5$; $A_2 = 0,5$; hodnoty $f_0 = 1\text{MHz}$, $Q = 10$. Hodnoty krokování pro koeficient $A_{23} = [0,5 ; 1 ; 2 ; 3]$. Hodnoty kondenzátorů $C_1 = 318\text{pF}$, $C_2 = 15,9\text{nF}$ a odporů $R_1 = R_2 = 100\Omega$. Z výsledného grafu je patrná klesající tendence jak nastaveného mezního kmitočtu, tak nastaveného činitele jakosti s rostoucími koeficienty zesílení A_1 a A_2 . Zároveň s klesajícím mezním kmitočtem $f_0 \approx [10^6\text{Hz}; 7 \cdot 10^5\text{Hz}; 5 \cdot 10^5\text{Hz}; 4 \cdot 10^5\text{Hz}]$ a činitelem jakosti $Q \approx [10; 7; 5; 2]$ klesá přenos filtru v propustném pásmu, což vychází z tvaru charakteristické rovnice. V průběhu dochází k odchylce reálných a ideálních průběhů. Výraznější odchylka nastává až okolo -60dB . Z toho vyplývá, že ji můžeme zanedbat. Užití filtru je na zvážení.

Z důvodu útlumu modulové kmitočtové charakteristiky pásmové propusti byla modulová charakteristika fázovacího článku příliš zdeformovaná na to, aby ji bylo možno využít. Z tohoto důvodu nejsou uvedeny modulové, fázové ani zpožďovací kmitočtové charakteristiky fázovacího článku.

6 Návrh plně diferenčních kmitočtových filtrů pomocí M-C grafů

V předchozí kapitole byly prezentované zapojení navržené pomocí grafů signálových toků. Tyto obvody ovšem nebyly plně diferenční. Proto bylo nutné provést transformaci a vložit diferenční prvky (DACA, MOCF), aby bylo docíleno plné symetrie. V této kapitole bude prezentován přímý návrh pomocí Grafů signálových toků.

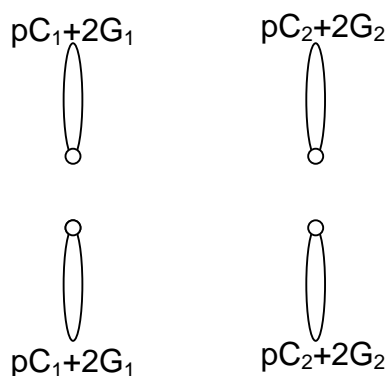
6.1 Vlastní návrh plně diferenčního kmitočtového filtru

Ze všeho nejdříve je nutno určit vstupní požadavky a cíle návrhu. Tvar CE byla stanovena:

$$CE = p^2 C_1 C_2 + p C_1 G_2 + G_1 G_2 \quad (6.1)$$

Z charakteristické rovnice je patrné, že navrhovaný frekvenční filtr nebude na rozdíl od předchozích filtračních obvodů říditelný. Tato skutečnost je zapříčiněna ryze praktickými důvody. Navržené schéma bude přehlednější. Přenos prvku DACA byl stanoven: $A = 0,5$.

Samotný návrh filtru je sestaven podle výše uvedených pravidel. Nejprve jsou sestaveny čtyři nedotýkající se vlastní smyčky, které jsou naznačeny na Obr.6.1

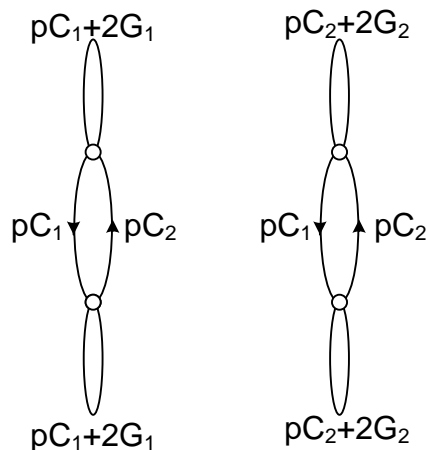


Obr.6.1: Čtyři samostatné vlastní smyčky

Determinant grafu na Obr.6.1 je roven:

$$\Delta = V = p^4 C_1^2 C_2^2 + 4p^3 C_1^2 C_2 G_2 + 4p^3 C_2^2 C_1 G_1 + 16p^2 C_1 C_2 G_1 G_2 + 16p G_2^2 C_1 G_1 + 4p^2 C_2^2 G_1^2 + 16p G_1^2 C_2 G_2 + 16G_1^2 G_2^2 \quad (6.2)$$

Je nutné eliminovat některé členy determinantu. To se provede zavedením nedotýkajících se smyček, Obr.6.2

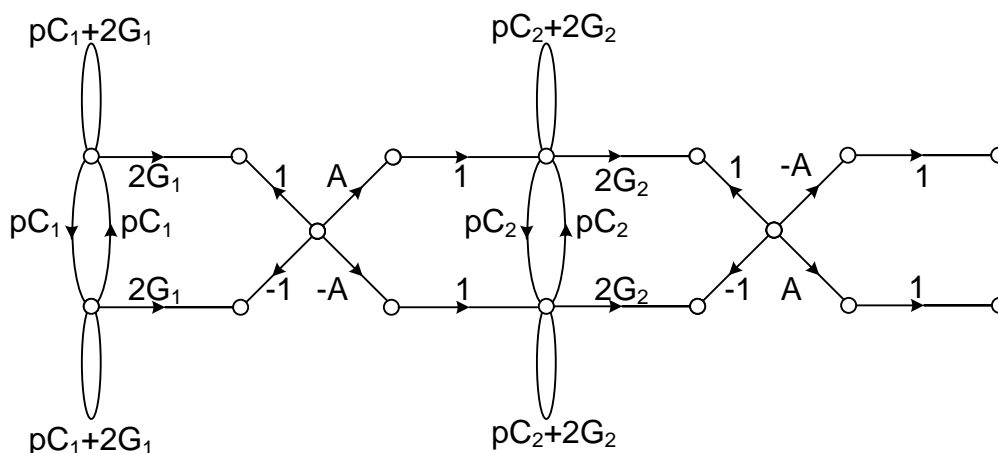


Obr.6.2: Dva nedotýkající se symetrické integrační články

Determinant grafu na Obr.6.2 je roven:

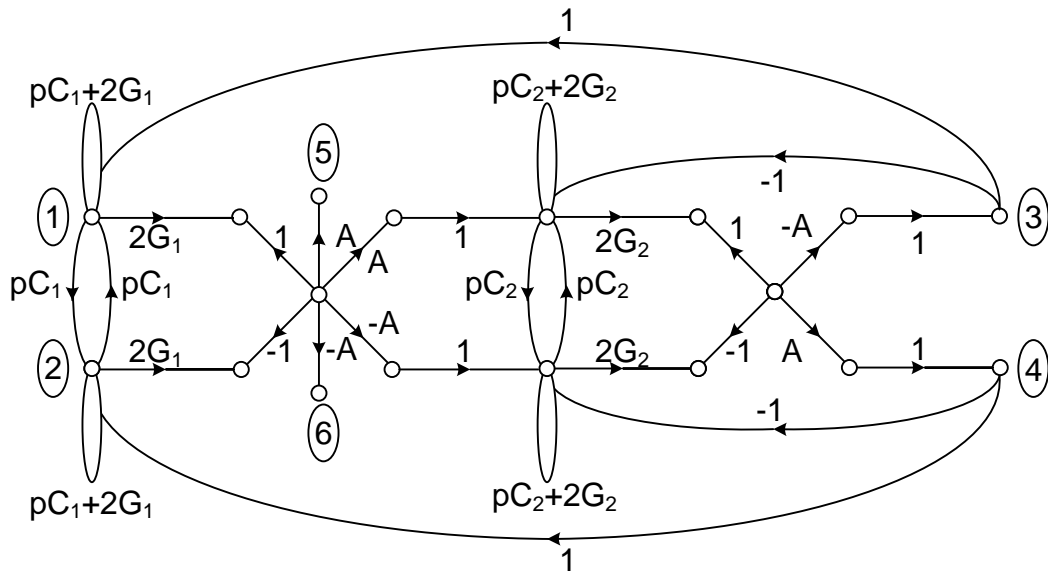
$$\Delta = 16p^2 C_1 C_2 G_1 G_2 + 16p G_2^2 C_1 G_1 + 16p G_1^2 C_2 G_2 + 16G_1^2 G_2^2 \quad (6.3)$$

V následujícím kroku je vhodné doplnit základ grafu o přímé cesty, které jsou v tuto chvíli tvořeny vodivostmi $2G$ a diferenčními prvky $DACA$. Rozšířené schéma je zobrazeno na Obr.6.3



Obr.6.3: Základ M-C grafu rozšířený o přímé cesty

Jelikož přidáním těchto přímých cest nedošlo k vytvoření žádných smyček, nedošlo ani ke změně determinantu grafu. Pro získání zadané charakteristické rovnice CE je nezbytné obohatit obvod o další smyčky tak, aby došlo k následnému vykrácení nežádoucích členů. Tímto způsobem byl odvozen celkový graf, který je zobrazen na Obr.6.4

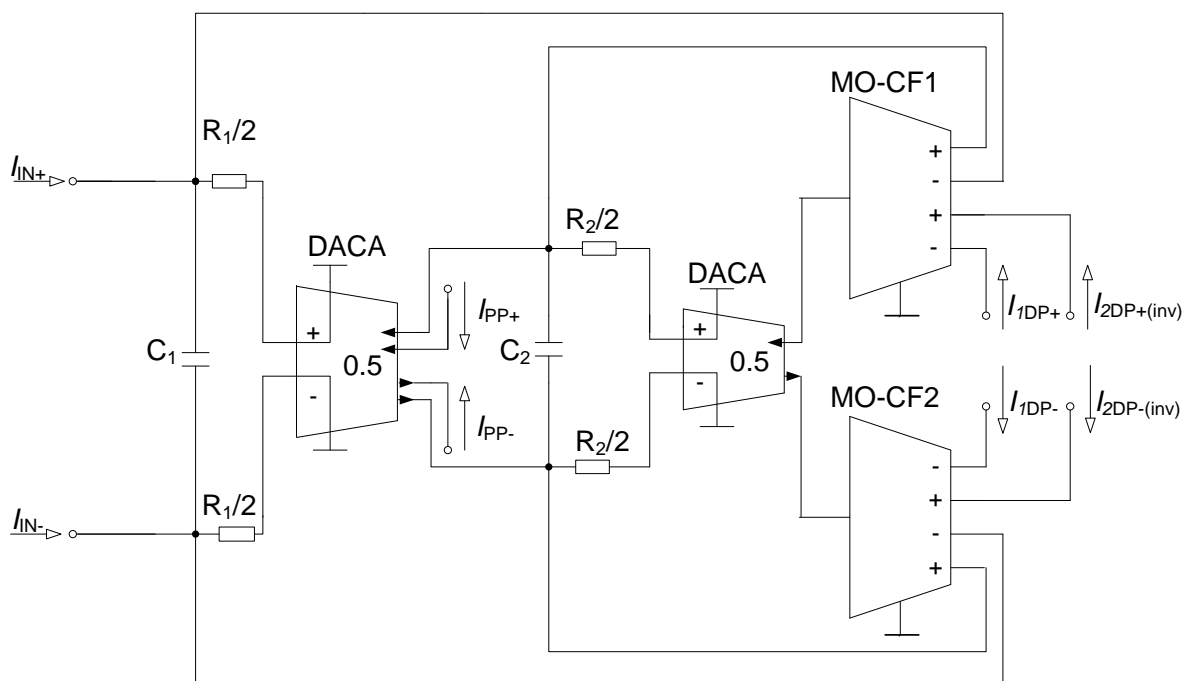


Obr.6.4: Celkový M-C graf navrženého diferenčního kmitočtového filtru

Determinant grafu na Obr.6.4 je roven:

$$\Delta = 16p^2 C_1 C_2 G_1 G_2 + 16p G_2^2 C_1 G_1 + 16G_1^2 G_2^2 \quad (6.4)$$

Z grafu jsou číselně vyznačeny diferenční vstupy (1,2) a diferenční výstupy pro dolní propusti (3,4) a pásmovou propust (5,6). Získaný obvod se skládá z přenosů 22 smyček, které jsou vynásobeny přenosy vlastních smyček, kterých se přímo nedotýkají a 6 přenosů dvou vzájemně se nedotýkajících smyček, které jsou vynásobeny přenosy vlastních smyček, kterých se přímo nedotýkají. Z výsledného M-C grafu bylo odvozeno schéma zapojení diferenčního kmitočtového filtru Obr.6.5, do kterého bylo zaznačeno možné umístění vstupního budícího proudu a výstupní smyčky.



Obr.6.5: Schéma zapojení navrženého plně diferenčního filtru

Přenosové funkce pro dolní propusti byly získány z osmi přímých cest vedoucích od zvoleného vstupu ke zvolenému výstupu, respektive jejich přenosem vynásobeným vlastními smyčkami, kterých se samotná přímá cesta nedotýká. Pro získání přenosové funkce pásmové propusti bylo zapotřebí vypočítat pouze dvě, respektive čtyři přímé cesty, ovšem každá z těchto cest měla rozdílný subdeterminant Δ_i zbytku obvodu. Výsledkem byly přenosy ze všech vstupů do všech výstupů pro danou funkci. Na které byl aplikován následující vzorec [15]

$$T = 0,5 \left[\left(\frac{I'_{1OUT}}{I_{1IN}} - \frac{I'_{2OUT}}{I_{1IN}} \right) - \left(\frac{I''_{1OUT}}{I_{2IN}} - \frac{I''_{2OUT}}{I_{2IN}} \right) \right] \quad (6.5)$$

Jedná se o vzorec pro výpočet symetrické přenosové funkce pomocí dílčích přenosů, kde první člen rovnice reprezentuje přenos přímé cesty z prvního stupu do prvního výstupu, druhý člen rovnice reprezentuje přenos přímé cesty z prvního stupu do druhého výstupu, třetí člen rovnice reprezentuje přenos přímé cesty z druhého stupu do prvního výstupu, a čtvrtý člen rovnice reprezentuje přenos přímé cesty z druhého stupu do druhého výstupu.

Pokud bude obvod buzen do vyznačených vstupů a proudové odezvy budou odebrány z vyznačených výstupů, potom výsledné přenosové funkce budou následující:

$$K_{PP} = \frac{I_{PP+} - I_{PP-}}{I_{IN+} - I_{IN-}} = \frac{pC_2G_1}{CE} \quad (6.6)$$

$$K_{DP} = \frac{I_{DP+} - I_{DP-}}{I_{IN+} - I_{IN-}} = \frac{G_1 G_2}{CE} \quad (6.7)$$

$$K_{iDP} = \frac{I_{DP+} - I_{DP-}}{I_{IN+} - I_{IN-}} = -\frac{G_1 G_2}{CE} \quad (6.8)$$

6.2 Numerický návrh konstruovaného filtru

Je nutno stanovit požadovaný mezní kmitočet a činitel jakosti filtru. Hodnoty byly stanoveny: $f_0 = 100\text{kHz}$, $Q = 0,707$. Hodnoty kondenzátorů $C_1 = C_2 = C = 820\text{pF}$. Potom hodnoty odporů byly spočteny podle vztahů:

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi f_0 C} = 1372\Omega \quad (6.9)$$

$$R_1 = \frac{R_2}{Q^2} = 2745\Omega \quad (6.10)$$

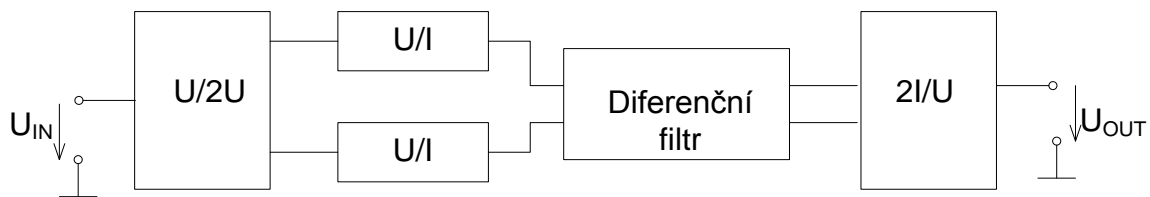
6.3 Simulace konstruovaného filtru

Navržené diferenční zapojení, tak jak bylo prezentováno výše, bylo simulováno nejdříve v programu SNAP, kde byla ověřena správnost tvaru přenosových funkcí obvodu. Posléze bylo schéma překresleno do simulačního softwaru OrCAD, kde byl za pomoci předem připravených modelů DACA a UCC obvod simulován. V simulaci bylo použito dvou variant prvků DACA a UCC. První varianty měly vlastnosti, které se blížily ideálním. Druhé varianty byly obohaceny o aditivní parazitní vlastnosti, které měly reprezentovat reálné vlastnosti součástek [14]. Výsledky simulací jsou zpracovány v do grafu a prezentovány na Obr.50.

6.4 Fyzická realizace navrženého symetrického filtru

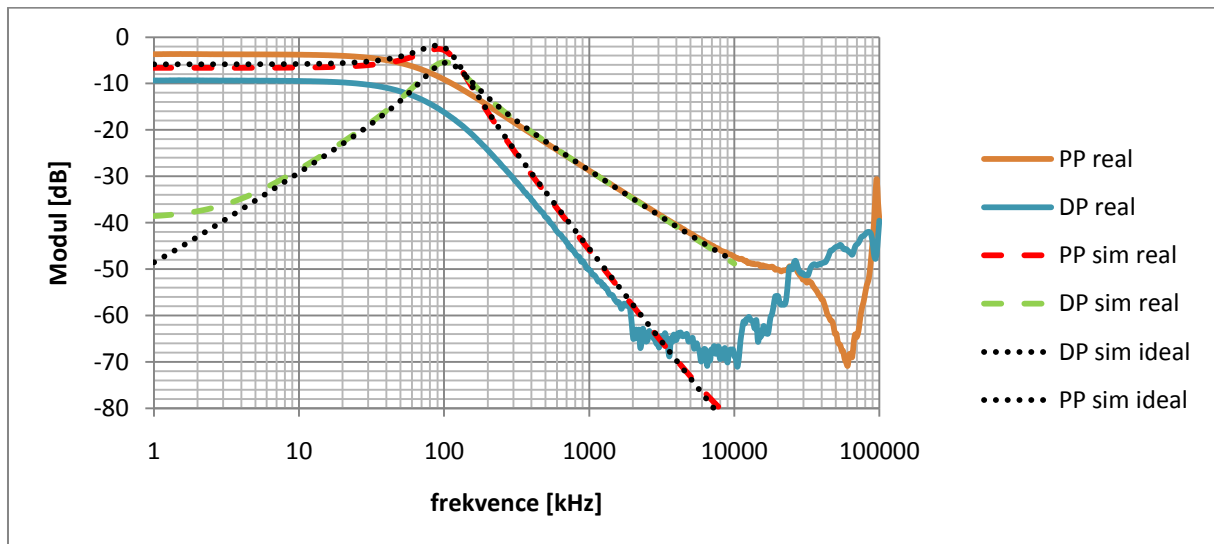
Po ověření funkčnosti v simulačních programech bylo přistoupeno k samotné realizaci obvodu. Nejprve byla navržena deska plošných spojů v programu Eagle. Při návrhu bylo nezbytné dodržovat požadavky pro nezbytnou kompatibilitu na pracovišti dostupnými DACA moduly, které nebyly realizovány jako diskretní součástky. Jako výstup z programu Eagle byly získány dvě šablony, které jsou uvedeny v přílohách.

Takto navržená deska byla vytvořena a osazena v laboratořích Ústavu Telekomunikací. Při odladování byla zjištěna závada (zkrat napájení na zem) na desce, která byla způsobena nepřesností technologie výroby. Po odstranění této závady byla ověřena řádná funkčnost navrženého filtru pomocí diferenčních převodníků a obvodového analyzátoru Agilent 4395A. Principiální schéma zapojení měřícího systému je zobrazeno na Obr.6.6



Obr.6.6: Principiální schéma měřící soustavy

U navrženého symetrického SIMO filtru byly měřeny modulové kmitočtové charakteristiky pro následující přenosové funkce: pásmová propust, dolní propust neinvertující a dolní propust invertující. Charakteristiky byly změřeny pro úroveň řídicího napětí prvků DACA, které činilo 0,5V. Výsledné modulové kmitočtové charakteristiky jsou zobrazeny na Obr.6.7



Obr.6.7: Modulová kmitočtová charakteristika navrženého diferenčního kmitočtového filtru

V grafu je možno vidět modulové kmitočtové charakteristiky pásmové a dolní propusti. Tečkovaně jsou vyneseny charakteristiky získané simulacemi s pomocí ideálních DACA a UCC prvků navrženého obvodu. Čárkovaně jsou vyneseny charakteristiky získané simulacemi s pomocí DACA a UCC prvků s aditivními parazitními vlastnostmi navrženého obvodu. Plnými čarami jsou vyneseny naměřené charakteristiky konstruovaného filtru. Rozdíly mezi jednotlivými průběhy jsou patrné. Simulované charakteristiky jsou v případě DP i PP srovnatelné. Rozdíl mezi simulovanými a změřenými charakteristikami je převážně způsoben realizací DACA prvků, které byly realizovány pomocí UVC, zesilovače

a CCII. Parazitní vlastnosti těchto DACA modulů, UCC realizujících MO-CF a samotných diferenčních převodníků měřícího ústrojí se podepsaly na výsledných změřených modulových kmitočtových charakteristikách.

Tyto nežádoucí vlivy by bylo možno omezit vyrobením DACA a MO-CF prvků jako diskretních součástek.

7 Závěr

Diplomová práce se zabývá dvěma typy návrhů diferenčních kmitočtových filtrů. První z metod je nepřímá pomocí metody grafů signálových toků. Nejdříve byly stanoveny počáteční podmínky, na základě kterých se postupně vytvářely M-C grafy tří obvodů. Tyto tři obvody, respektive jejich charakteristické rovnice, se lišily možnostmi řízení mezních kmitočtů a činitelů jakostí. Jednou se zajímavých vlastností návrhu za pomoci M-C grafů je fakt, že i při shodných počátečních podmínkách není zaručeno, že opakovaným sestavováním grafů dojde ke stejným obvodovým strukturám. Existuje zpravidla více možností zakreslení grafů obvodu. Záleží na tom, kolik filtračních funkcí bude mít obvod k dispozici. Dalším krokem bylo překreslení M-C grafů do podoby elektronických obvodů, jejichž přenosové funkce byly otestovány v simulačním programu SNAP. Jakmile byla funkčnost obvodů zkontrolována, byl obvod převeden do diferenční podoby pomocí transformací, jak samotných obvodových struktur, tak i použitých prvků (aktivních, či pasivních). Takto získané obvody byly opět podrobeny testům v programu SNAP a po té byly simulovány za pomoci ideálních i realističtějších modelů v simulačním programu OrCAD. Navržené kmitočtové filtry jsou multifunkční, umožňují realizovat funkce typu DP, PP, HP, PZ a FČ.

Druhá z metod je přímý návrh diferenčních kmitočtových filtrů pomocí metody grafů signálových toků, kdy byl po zadání vstupních parametrů sestaven plně diferenční M-C graf podle Masonova pravidla. Takto sestavený symetrický graf symbolizuje symetrický filtrační obvod, který už není třeba nijak upravovat či transformovat. Obvod byl pouze překreslen z podoby M-C grafu do podoby elektronického obvodu. Takto sestavený obvod byl podroben simulacím v programu SNAP, kde proběhla symbolická analýza, která měla pouze kontrolní charakter. Obvody navržené touto metodou, pokud se dodrží stanovené postupy, jsou spolehlivé ve svém principu funkčnosti. Princip je zřejmý z podstaty návrhu, kdy jako výstupem metody návrhu je nebo jsou přenosové funkce navrhovaného obvodu v symbolické podobě. Přesně tak, jak jsou prezentovány i v programu SNAP. Navržený kmitočtový filtr SIMO umožňuje realizovat funkce typu DP inverující, DP neinverující a PP. Nejprve byla snaha navrhnout univerzální filtrační obvod. Ten ovšem vyžaduje užití nejméně tří DACA prvků a k dispozici byly na pracovišti pouze dva DACA moduly. Dalším z důvodů zjednodušení obvodu byla neúměrně velká náročnost výpočtu, která by byla způsobena větším počtem smyček, prodloužením přímých cest a vložením minimálně jednoho dalšího DACA prvku, který reprezentuje osový střed obvodu a zvyšuje počet přímých cest.

Navržený obvod SIMO byl posléze fyzicky realizován a úspěšně změřen za pomoci symetrických převodníků napětí na proudy a proudů na napětí. Výsledné vyhodnocení výsledků měření a výsledků simulací jsou vyneseny do grafu a rozebrány výše.

Na základě provedených výpočtů lze vyvézt závěr, že přímý návrh plně diferenčních filtračních obvodů pomocí grafů signálových toků je proveditelný v té podobě, v jaké byl prezentován. Tato metoda přináší obecné výhody metody návrhů pomocí M-C grafů bez nutnosti transformace obvodu či jakýchkoliv principiálních úprav, ovšem za cenu jediné a zásadní nevýhody, tj. výpočetní náročnosti. Ta stoupla v porovnání s nepřímou metodou návrhu několikanásobně. Problém výpočetní náročnosti by bylo možno eliminovat vytvořením výpočetního softwaru. Bez využití automatických prostředků jsou výrazně omezeny možnosti využití přímé metody návrhu plně symetrických kmitočtových filtrů.

Seznam literatury

- [1] BIOLEK, D. *Řešíme elektronické obvody aneb kniha o jejich analýze*. Praha: BEN Technická literatura, 2004. s. 1-520. ISBN:80-7300-125-X.
- [2] JEŘÁBEK, J.; VRBA, K. *Návrh přeladitelného kmitočtového filtru s proudovými aktivními prvky za pomoci metody grafu signálových toků*. Elektrevue - Internetový časopis (<http://www.elektrevue.cz>), 2009, roč. 2009, č. 41, s. 1-7. ISSN: 1213- 1539.
- [3] VRBA.K.: *Analogová technika*. Skripta FEKT VUT, s.1-105.
- [4] BEČVÁŘ D., VRBA K.: *Univerzální proudový konvektor*. Elektrevue - Internetový časopis (<http://www.elektrevue.cz>), 2000, roč. 2000, č. 7, s. 1-1.
- [5] ŠEBESTA V., SMÉKAL Z.: *Signály a soustavy*. Skripta FEKT VUT, 167 stran.
- [7] JEŘÁBEK J., VRBA K. *Filters Based on Active Elements with Current Mirrors and Inverters*. Int Trans on Communication and Signal Processing, 2006, roč. 8, č. 1, s. 1-8.
- [8] JEŘÁBEK, J.,VRBA, K. *Říditelný univerzální filtr s vícevýstupovými proudovými sledovači*. Elektrevue - Internetový časopis (<http://www.elektrevue.cz>), 2008, roč. 2008,č. 35, s.1-9.
- [9] KUBANEK, D., VRBA, K. *State-Variable Higher-Order Filters with Differential Input/Output Current Followers*. Int Transaction on Computer Science and Engineering, 2008, roč. 49, č. 1, s. 186-196.
- [10] KOTON, J.; VRBA, K. *Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů*. Elektrevue - Internetový časopis (<http://www.elektrevue.cz>), 2008, roč. 2008, č. 26, s. 1-17. ISSN: 1213-1539.
- [11] KUBÁNEK, D. *Teoretický návrh ADSL Splitterů. Studijní zpráva pro STROM telecom*. Ústav telekomunikací, FEKT, VUT v Brně, 2003. 119 pages.
- [12] JEŘÁBEK, J. *Kmitočtové filtry s proudovými aktivními prvky*. Pojednání o disertační práci. Ústav telekomunikací, FEKT, VUT v Brně, 2009. 25 pages.
- [13] JEŘÁBEK, J., VRBA, K.: *Návrh přeladitelného kmitočtového filtru s proudovými aktivními prvky za pomoci metody grafu signálových toků*. Elektrevue - Internetový časopis (<http://www.elektrevue.cz>), roč. 2009, č. 42, s. 1-7. ISSN: 1213-1539.
- [14] ŠPONAR, R.; VRBA, K. *“Measurements and behavioral modeling of modern conveyors,”* Int J Computer Science and Network Security, Vol. 2006, No. 6, pp. 57-65, 2006.
- [15] JEŘÁBEK, J., VRBA, K.: *Návrh plně diferenčních filtračních struktur pomocí grafů*

signálových toků, Elektrevue - Internetový časopis (<http://www.elektrevue.cz>),
roč. 2010, ISSN: 1213-1539.

Seznam použitých zkratek

DP	- dolní propust
HP	- horní propust
PP	- pásmová propust
PZ	- pásmová zádrž
LP	- anglická zkratka pro dolní propust (Low – Pass filter)
HP	- anglická zkratka pro horní propust (High – Pass filter)
BP	- anglická zkratka pro pásmovou propust (Band – Pass filter)
BR	- anglická zkratka pro pásmovou zádrž (Band – Reject filter)
Ki	-anglická zkratka pro proudové zesílení
CC	- proudový konvektor (Current Conveyor)
UCC	- univerzální proudový konvektor (Universal Current Conveyor)
UVC	- univerzální napěťový konvektor (Universal Voltage Conveyor)
ω_0	- úhlový kmitočet
p	- Laplaceův operand
f_0	- mezní kmitočet
Q	-činitel jakosti filtru
MO-CF	-více-výstupový proudový sledovač (Multiple-Output Current Follower)
DACA	-digitálně řízený proudový zesilovač (Digitally Adjustable Current Amplifier)
CE	-charakteristická rovnice
Δ	-determinant grafu
GAIN	-zesilovač
DPS	-deska plošného spoje
TOP	-vrchní strana
BUTTOM	-spodní strana

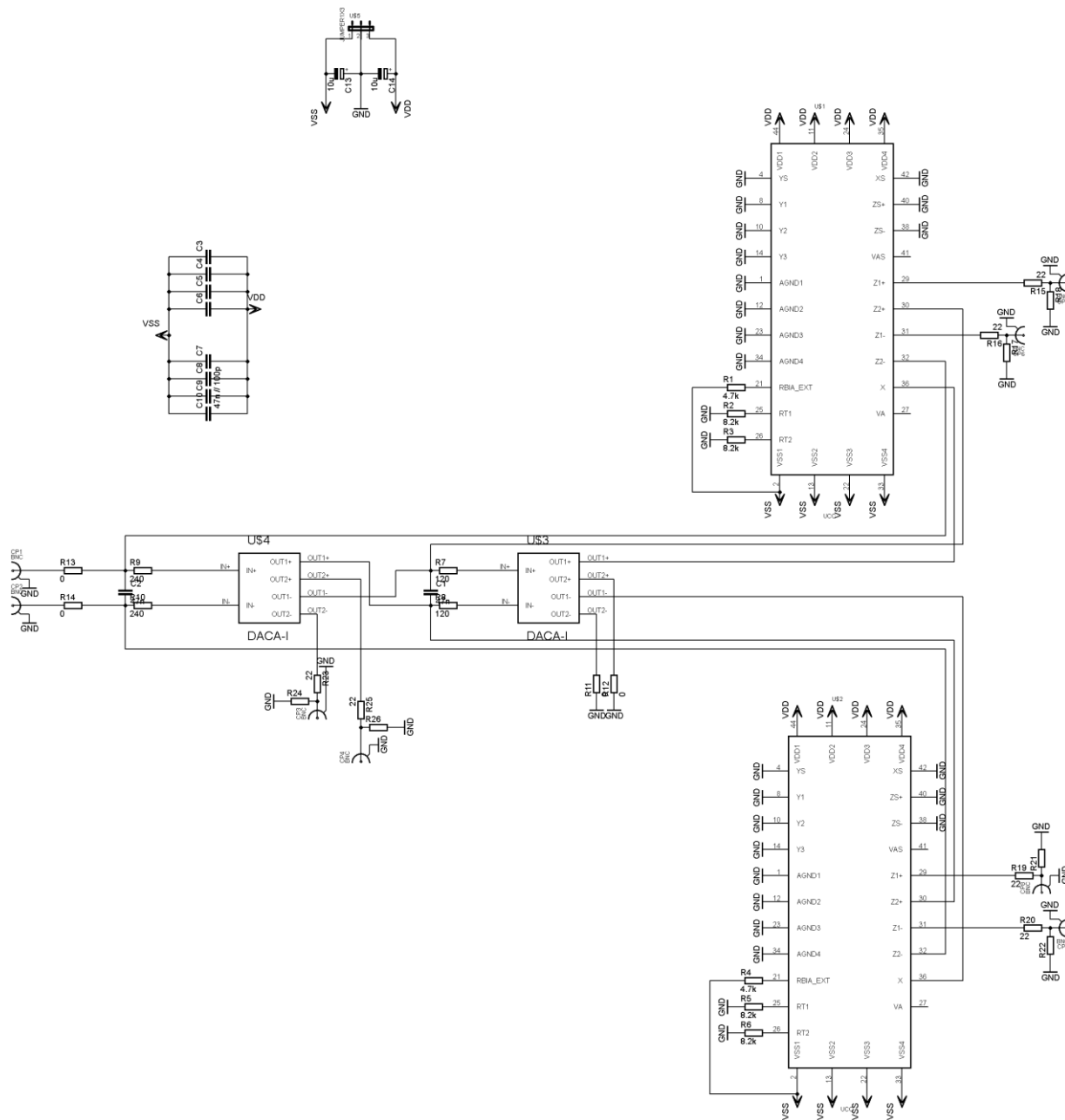
Seznam příloh

Příloha 1: Schéma navrženého obvodu z programu Eagle

Příloha 2: Layout navrženého obvodu z programu Eagle

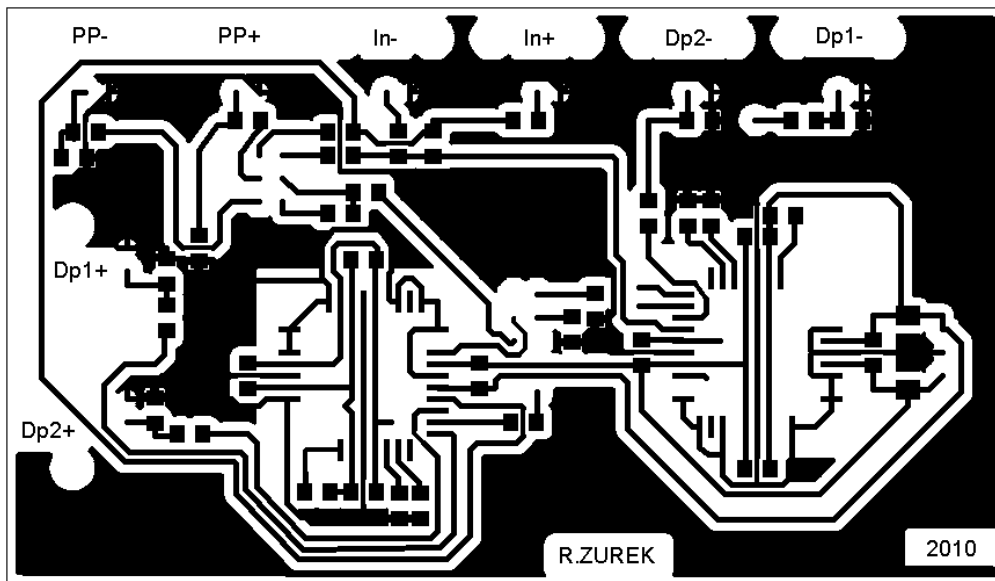
Příloha 3: Fotografie realizovaného obvodu

Příloha 1

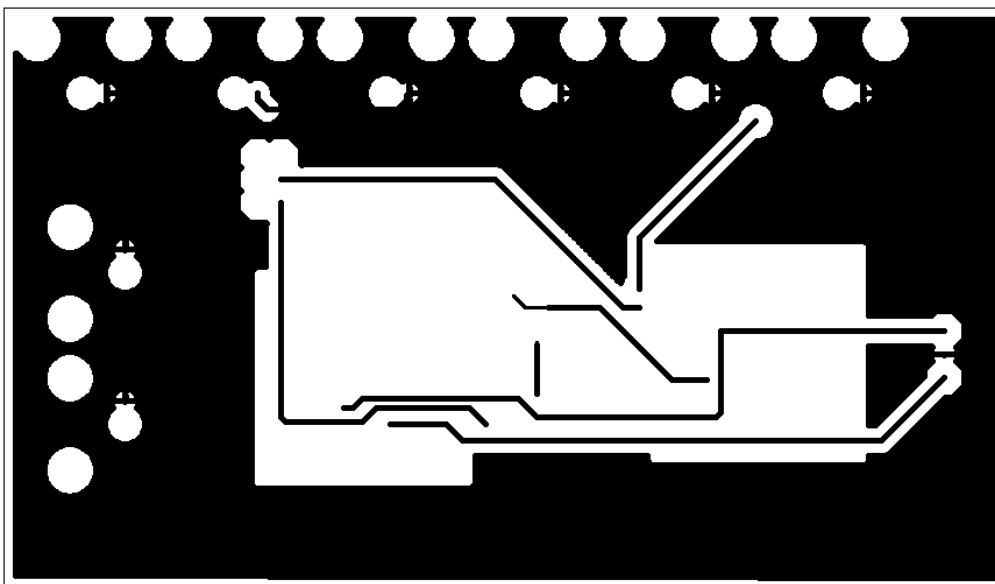


Obr.P-1: Schéma zapojení z programu Eagle

Příloha 2

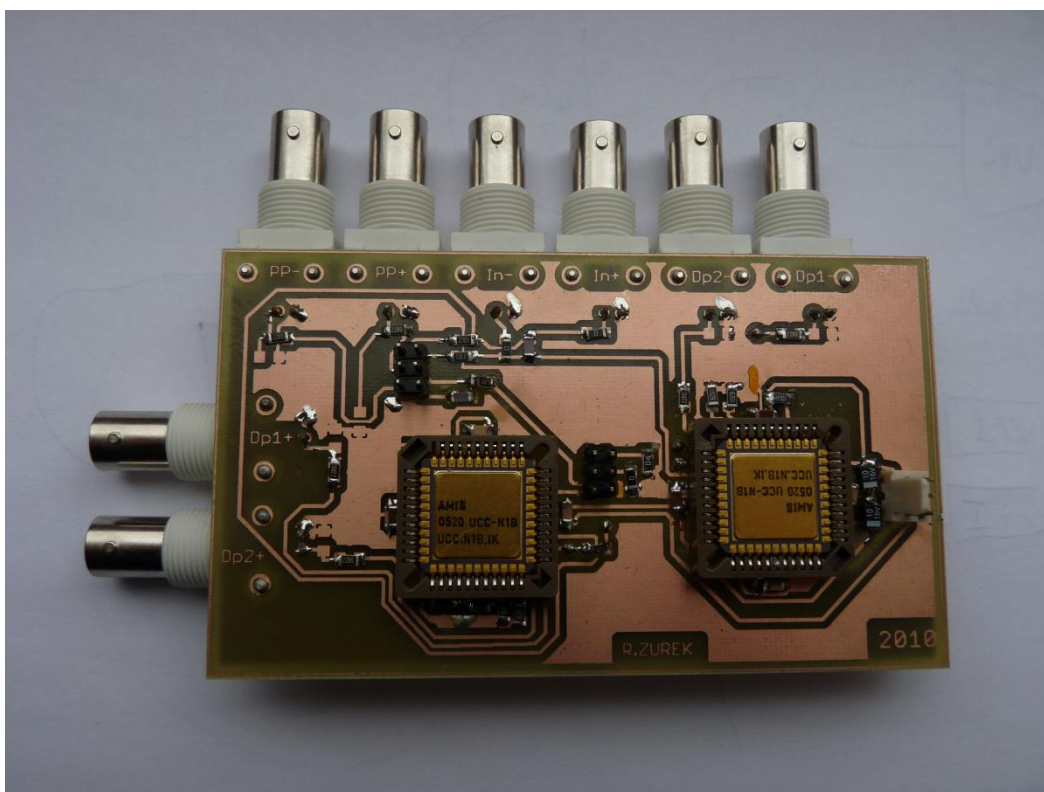


Obr.P-2: Šablona navržené horní strany DPS (TOP)

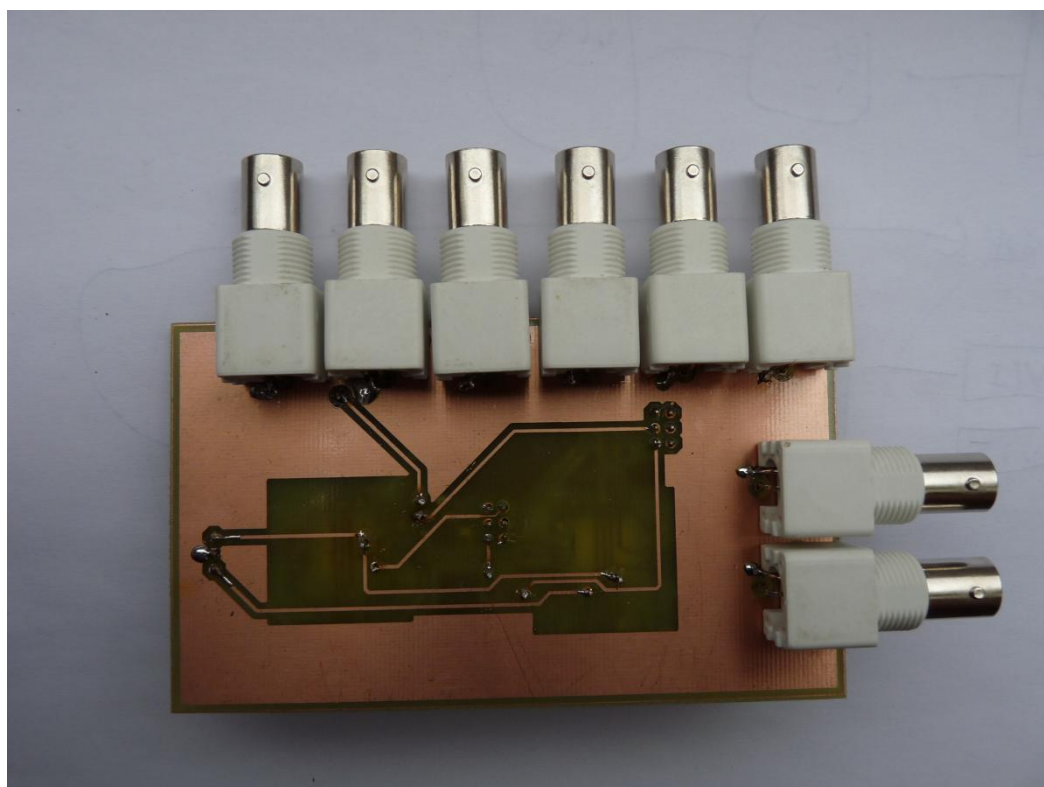


Obr.P-3: Šablona navržené spodní strany DPS (BUTOM)

Příloha 3



Obr.P-4:Fotografie navržené DPS (TOP)



Obr.P-5:Fotografie navržené DPS (BUTOM)