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

AKTIVNÍ FILTRY A JEJICH TRANSFORMACE NA DIFERENČNÍ STRUKTURY

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE ZUZANA POLEŠÁKOVÁ
AUTHOR

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

AKTIVNÍ FILTRY A JEJICH TRANSFORMACE NA DIFERENČNÍ STRUKTURY

ACTIVE FILTERS AND THEIR TRANSFORMATION TO FULLY-DIFFERENTIAL STRUCTURES

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE ZUZANA POLEŠÁKOVÁ
AUTHOR

VEDOUCÍ PRÁCE prof. Ing. KAMIL VRBA, CSc.
SUPERVISOR

BRNO 2014

VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav telekomunikací

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Teleinformatika

Studentka: Zuzana Polešáková ***ID:*** 146932
Ročník: 3 ***Akademický rok:*** 2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

Aktivní filtry a jejich transformace na diferenční struktury

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte známá zapojení aktivních filtrů s aktivními prvky s jednoduchým výstupem jako jsou operační zesilovače, transimpedanční zesilovače, OTA zesilovače nebo proudové sledovače. Vybraná zapojení transformujte na filtry s diferenčním vstupem a diferenčním výstupem a podle potřeby užijte aktivní prvky s diferenčním výstupem nebo s větším počtem diferenčních výstupů, jako např. MOTA, MTIA. U zapojení těchto filtrů pracujících v napěťovém nebo proudovém nebo smíšeném módu určete přenosové funkce. Vybrané struktury navržených filtrů podrobte simulacím ve vhodném simulačním prostředí.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] JEŘÁBEK, J.; ŠOTNER, R.; VRBA, K.; KOUDAR, I. Plně diferenční univerzální a řiditelný filtr s proudovými aktivními prvky. Elektrorevue - Internetový časopis (http://www.elektrorevue.cz), 2010, roč. 2010, č. 7, s. 1-6. ISSN: 1213- 1539.
[2] JEŘÁBEK, J.; KOTON, J.; ŠOTNER, R.; VRBA, K. Adjustable band-pass filter with current active elements: two fully-differential and single- ended solutions. ANALOG INTEGRATED CIRCUITS AND SIGNAL PROCESSING, 2013, roč. 74, č. 1, s. 129-139. ISSN: 0925- 1030.
[3] JEŘÁBEK, J.; ŠOTNER, R.; VRBA, K. Fully- Differential Universal Filter with Current Active Elements. In In Proceedings of the 4th International Conference on Circuits, Systems and Signals (CSS'10). WSEAS, 2010. s. 83-86. ISBN: 978-960-474-208- 0.

Termín zadání: 10.2.2014 ***Termín odevzdání:*** 4.6.2014

Vedoucí práce: prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.
Konzultanti bakalářské práce:

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

ABSTRAKT

Bakalářská práce se zabývá transformací nediferenčních aktivních filtrů pracujících v proudovém, napěťovém a smíšeném módu na plně diferenční struktury. Obsahuje stručný teoretický úvod do problematiky kmitočtových filtrů, základní popis grafů signálových toků a shrnutí učiva, které je nezbytné ovládat pro návrh kmitočtových filtrů pomocí grafů signálových toků. Uvádí aktivní prvky použité v navržených filtrech. Praktická část obsahuje pět nediferenčních zapojení (jedno známé zapojení, čtyři nově navržené pomocí grafů signálových toků) jejich transformaci na plně diferenční podobu a výsledky simulací v programu OrCAD či SNAP.

KLÍČOVÁ SLOVA

proudový mód, napěťový mód, smíšený mód, diferenční struktura, nediferenční struktura, aktivní prvek, kmitočtový filtr, OPA, FD-OPA, FD-TIA, BOTA, MOTA, CF, DO-CF, FD-CF, UCC

ABSTRACT

Bachelor thesis is considered with transformation of single–ended frequency filters to fully–differential structures. Theoretical part contains a brief introduction to frequency filters and short summary of important features of signal flow graphs. Active elements, which are used in designed filters, are shown in the third chapter. Practical part of the thesis shows five single-ended filters (one already published, four newly designed) and their transformation to fully-differential structures. Results of simulations in programms OrCAD and SNAP are shown.

KEYWORDS

current mode, voltage mode, mixed mode, differential stucture, non–differential structure, active element, frequency filter, OPA, FD-OPA, TIA, FD–TIA, BOTA, MOTA, CF, DO-CF, FD-CF, UCC

POLEŠÁKOVÁ, Zuzana *Aktivní filtry a jejich transformace na diferenční struktury*: bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2014. 70 s. Vedoucí práce byl prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Aktivní filtry a jejich transformace na diferenční struktury“ 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

Ráda bych poděkovala vedoucímu bakalářské práce prof. Ing. Kamilu Vrbovi, CSc. za odborné vedení, přínosné konzultace a za cenné rady týkající se formální i odborné stránky práce.
Za významnou pomoc jsem zavázána Ing. Janu Jeřábkovi, Ph.D. – za četné konzultace, rady ohledně návrhu filtrů pomocí grafů signálových toků a také se simulacemi v programu OrCAD.
doc. Ing. Jaroslavu Kotonovi, Ph.D. bych ráda poděkovala za úvod do návrhu kmitočtových filtrů, seznámení s návrhovými metodami, užitečné rady a trpělivost.

Brno ....

(podpis autora)

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

PODĚKOVÁNÍ

Výzkum popsaný 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)

MINISTERSTVO ŠKOLSTVÍ, MLÁDEŽE A TĚLOVÝCHOVY

EVROPSKÁ UNIE
EVROPSKÝ FOND PRO REGIONÁLNÍ ROZVOJ
INVESTICE DO VAŠÍ BUDOUCNOSTI

2007–13
OP Výzkum a vývoj pro inovace

OBSAH

SEZNAM OBRÁZKŮ

SEZNAM TABULEK

ÚVOD

Tato práce se zabývá zejména problematikou transformace zapojení kmitočtových filtrů s jednoduchými vstupy a výstupy na plně diferenční strukturu. Navržené obvody pracují v proudovém, napěťovém nebo i smíšeném módu. Okrajově se práce věnuje také návrhu kmitočtových filtrů pomocí grafů signálových toků.

Plně diferenční kmitočtové filtry mají oproti klasickým filtrům s jednoduchými (nediferenčními) výstupy několik výhod a nevýhod, které byly popsány v [2]. Mezi výhody patří větší dynamický rozsah, vyšší potlačení soufázového signálu a snížení harmonického zkreslení. Symetrická struktura umožňuje záměnu vstupních a výstupních svorek, aniž by došlo ke zničení obvodu. Mají také několik nevýhod: je nezbytné použít složitější aktivní prvky s více vstupy či výstupy, zabírají na čipu větší plochu, obsahují více pasivních součástek, což zvyšuje riziko náhodného offsetu, mají vyšší energetickou spotřebu, jejich návrh je komplikovanější. V současnosti se diferenčním strukturám a jejich aplikačnímu potenciálu věnuje velká pozornost.

Proudový, napěťový a smíšený pracovní mód jsou další důležité pojmy, které je třeba objasnit. V proudovém módu se zajímáme o zpracování proudového signálu, v napěťovém o zpracování napěťového. V praktické rovině je rozdíl zejména v tom, že proudový mód vyžaduje složitější aktivní prvky, ale má výrazně jednodušší obvodovou strukturu, zatímco u napěťového módu je to naopak. Pracuje-li obvod ve smíšeném módu, potom v jistých oblastech pracuje s napětím, v jiných potom s proudem. Z různých výstupů odebíráme také různé signálové složky.

Prvky OTA (Operační Transkonduktanční Zesilovač – Operational Transconductance Amplifier) a TIA (Operační Transimpedanční Zesilovač – Operational Transimpedance Amplifier) tvoří rozhraní mezi proudovým a napěťovým módem. Na vstupu OTA je napětí, výstupem je proud. Na vstupu TIA je proud, výstupem je napětí. Vhodným uspořádáním těchto prvků dochází ke změnám módu. Veškeré nově navržené obvody obsahují oba tyto aktivní prvky.

Úkolem je transformovat vybrané obvody pracující v takovém signálovém módu, který je pro daný obvod nejpříznivější, na plně diferenční struktury, určit přenosové funkce, provést kompletní numerický návrh a simulovat vlastnosti těchto obvodů.

1 KLASICKÉ STRUKTURY PASIVNÍCH A AKTIVNÍCH KMITOČTOVÝCH FILTRŮ

Kmitočtové filtry jsou elektrické obvody, které výrazně tlumí požadované kmitočtové složky vstupního signálu, a upravují jeho spektrum dle potřeby aplikací, které pracují se signálem na výstupu filtru.

Kmitočtové filtry lze rozdělit do skupin na základě několika parametrů, podle:

- **filtrovaných kmitočtových složek** (DP, HP, PP. . .),
- **signálové složky, se kterou pracují** (proudový, napěťový či smíšený mód),
- **použitých obvodových prvků** (RC, RLC, LC, ARC, SC. . .).

V této práci je pozornost věnována zejména ARC filtrům, tedy aktivním RC filtrům. Jsou to takové filtry, které kombinují pasivní prvky R a C s libovolnými aktivními prvky (např. OZ, OTA, TIA, CF, . . .). Z hlediska módu je v práci největší pozornost věnována smíšenému módu. A nakonec z pohledu filtrovaných kmitočtů se nejvíce objevují filtry typu DP, PP a HP.

1.1 Terminologie a matematický základ

Kmitočtové filtry popisujeme matematicky pomocí **přenosové funkce** a parametrů f_{m}, mezní kmitočet, popř. ω_{m}, úhlový mezní kmitočet, f_{r}, rezonanční kmitočet, popř. ω_{r}, úhlový rezonanční kmitočet, a Q, činitel jakosti, a graficky pomocí **Bodeova diagramu**.

1.1.1 Přenosová funkce

Přenosová funkce je komplexní funkce [1], která závisí na komplexní proměnné ω $(\omega = 2\pi f)$, p, s nebo Ω. Značí se $\hat{K}$ a je definována jako podíl výstupního a vstupního napětí, tedy

$$\hat{K}(\omega) = \frac{U_2(\omega)}{U_1(\omega)}. \tag{1.1}$$

Rovnice analogicky platí také pro zmíněné komplexní proměnné $\mathbf{p}$, $\hat{s}$ a Ω. Proměnnou $\mathbf{p}$ definujeme

$$\mathbf{p} = \mathrm{j}\omega \ + \sigma, \ \sigma \ = 0. \tag{1.2}$$

Na základě platnosti rovnice 1.1 můžeme předpokládat, že platí

$$\hat{K}(\mathbf{p}) = \frac{U_2(\mathbf{p})}{U_1(\mathbf{p})}. \tag{1.3}$$

Pro návrh filtrů je výhodné normovat komplexní proměnnou $\mathbf{p}$ vzhledem k meznímu kmitočtu, proto

$$\hat{s} = \frac{\mathbf{p}}{\omega_{\mathrm{m}}}, \tag{1.4}$$

$$\hat{K}(\hat{s}) = \frac{U_2(\hat{s})}{U_1(\hat{s})}. \tag{1.5}$$

Dostáváme se k poslední proměnné, tzv. normovanému úhlovému kmitočtu Ω, který definujeme

$$\hat{s} = \frac{\mathbf{p}}{\omega_{\mathrm{m}}} = \frac{\mathrm{j}\omega}{\omega_{\mathrm{m}}} = \frac{\mathrm{j}f}{f_{\mathrm{m}}} = \mathrm{j}\Omega,$$

tedy

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_{\mathrm{m}}}. \tag{1.6}$$

Na základě platnosti rovnic 1.1, 1.3 a 1.5 můžeme za platnou považovat také

$$\hat{K}(\Omega) = \frac{U_2(\Omega)}{U_1(\Omega)}. \tag{1.7}$$

U filtrů druhého a vyššího řádu je nutné s přenosovými funkcemi pracovat tak, aby jejich analýza nebyla příliš komplikovaná. Je také vhodné, aby z těchto přenosových funkcí bylo možné vyčíst parametry, které filtr charakterizují (o nich podrobněji v kapitole 1.1.3). Z těchto praktických důvodů se přenosové funkce uvádí ve tvaru lomené funkce, která má v čitateli i jmenovateli polynom. Musí platit, že polynom ve jmenovateli je vyššího stupně, než polynom v čitateli.

$$\hat{K}(\mathbf{p}) = \frac{\sum_{i=0}^{m} a_i\ \mathbf{p}^i}{\sum_{j=0}^{n} b_j \mathbf{p}^j}\ , n > m. \tag{1.8}$$

Práce se věnuje výhradně filtrům druhého řádu. Polynomiální tvar přenosové funkce filtru druhého řádu je následující:

$$\hat{K}(\mathbf{p}) = \frac{a_2\mathbf{p}^2 + a_1\mathbf{p} + a_0}{b_2\mathbf{p}^2 + b_1\mathbf{p} + b_0}. \tag{1.9}$$

Rovnici lze vhodně upravit tak, aby bylo možné z ní jednoduše vyčíst parametry ω_m a Q. Vydělíme-li rovnici koeficientem b_2, bude ve tvaru

$$\hat{K}(p) = \frac{\frac{a_2\mathbf{p}^2 + a_1\mathbf{p} + a_0}{b_2}}{\mathbf{p}^2 + \mathbf{p}\frac{b_1}{b_2} + \frac{b_0}{b_2}} = \frac{\frac{a_2\mathbf{p}^2 + a_1\mathbf{p} + a_0}{b_2}}{\mathbf{p}^2 + \mathbf{p}\frac{\omega_m}{Q} + \omega_m^2}. \tag{1.10}$$

Vhodnou úpravou vztahu 1.10 získáme dva vůbec nejdůležitější vztahy, které je nezbytné řešit u každého návrhu:

$$\omega_{\mathrm{m}}^2 = \frac{b_2}{b_0} \tag{1.11}$$

$$\mathrm{Q}^2 = \frac{b_0 b_2}{b_1^2} \tag{1.12}$$

1.1.2 Bodeův diagram

Pojmem Bodeův diagram ve skutečnosti označujeme dva grafy, jeden znázorňující modulovou charakteristiku filtru a druhý argumentovou.
Modulová charakteristika je reálnou složkou přenosové funkce [1]. Matematický zápis:

$$K(\omega) = \mathrm{mod}\ \hat{K}(\omega). \tag{1.13}$$

V praxi je výhodné vyjádřit modul přenosové funkce v decibelech. Proto definujeme funkci

$$z(\omega) = 20 \log K(\omega), \tag{1.14}$$

jejíž grafické znázornění tvoří první část Bodeova diagramu.

Argumentová charakteristika je imaginární složkou přenosové funkce, což můžeme zapsat takto:

$$K(\omega) = \arg\ \hat{K}(\omega). \tag{1.15}$$

1.1.3 Mezní kmitočet, rezonanční kmitočet a činitel jakosti

Mezní kmitočet ω_m je definován jako pokles modulu přenosové funkce o 3 dB [1], nebo-li

$$K(\omega_\mathrm{m}) = \frac{1}{\sqrt{2}}. \tag{1.16}$$

Pomocí tohoto parametru popisujeme filtry typu DP a HP.
U filtrů druhého řádu hovoříme o takzvaném činiteli jakosti filtru Q. Z přenosové funkce jej můžeme vyjádřit takto (vycházíme z rovnice 1.10)

$$Q = \frac{\omega_\mathrm{m} b_2}{b_1}. \tag{1.17}$$

Filtr s vyšším činitelem jakosti má strmější přechod z propustného pásma (u dolní propusti pro kmitočty nižší, než ω_m) do nepropustného pásma (u dolní propusti pro kmitočty vyšší, než ω_m).

Filtr typu PP popisujeme třemi typickými kmitočty, dolním mezním kmitočtem $\mathrm{f_d}$, horním mezním kmitočtem $\mathrm{f_h}$ a rezonančním kmitočtem $\mathrm{f_r}$ ($\mathrm{f_0}$). Jeden parametr by nebyl dostačující vzhledem k charakteru jeho přenosové funkce.
Rezonanční kmitočet je takový kmitočet, při kterém modul přenosové funkce $K(\omega)$ dosáhne svého maxima a argument je nulový. $\mathrm{f_d}$ je kmitočet nalevo (v Bodeově diagramu) od rezonančního kmitočtu. Modul přenosové funkce při tomto kmitočtu poklesne o 3 dB proti vrcholu při kmitočtu ω_r. Horní mezní kmitočet lze definovat analogicky k dolnímu meznímu kmitočtu, na rozdíl od druhého zmíněného je ale

v Boděově diagramu napravo od vrcholu.
Pomocí již známých pojmů definujeme nový pojem šířka pásma B, který má matematický význam

$$B = f_\mathrm{h} - f_\mathrm{d}. \tag{1.18}$$

Z praktických důvodů chceme šířku pásma znát v Hz, proto ji počítáme pomocí kmitočtů a ne pomocí úhlových kmitočtů.
Pomocí šířky pásma a rezonančního kmitočtu snadno definujeme činitel jakosti filtru typu PP:

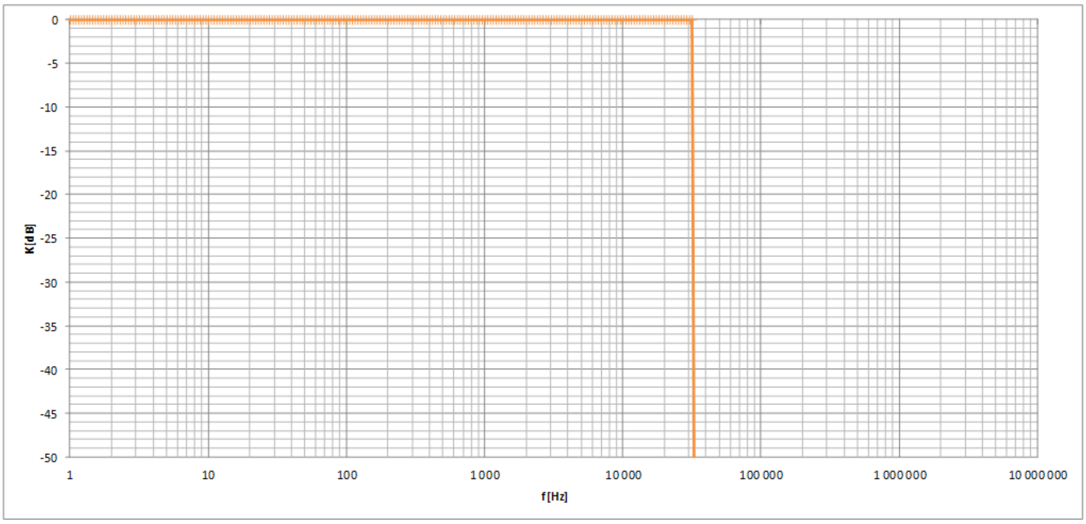
$$Q = \frac{f_\mathrm{r}}{B} \tag{1.19}$$

Čím menší je šířka pásma, tím vyšší je činitel jakosti filtru.

1.2 Filtry podle oblasti filtrovaných kmitočtů

1.2.1 Dolní propust

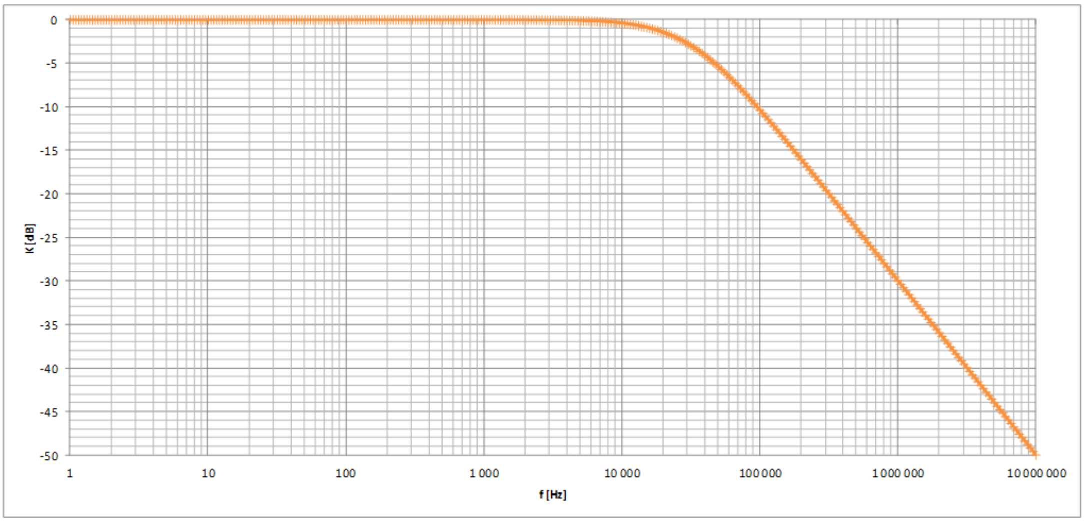
Chceme-li stejnosměrnou složku a nízké kmitočty zachovat a kmitočty vyšší než mezní kmitočet f_m utlumit, použijeme filtr typu DP – dolní propust – Low Pass, známou také jako integrační článek nebo antialiasingový filtr.



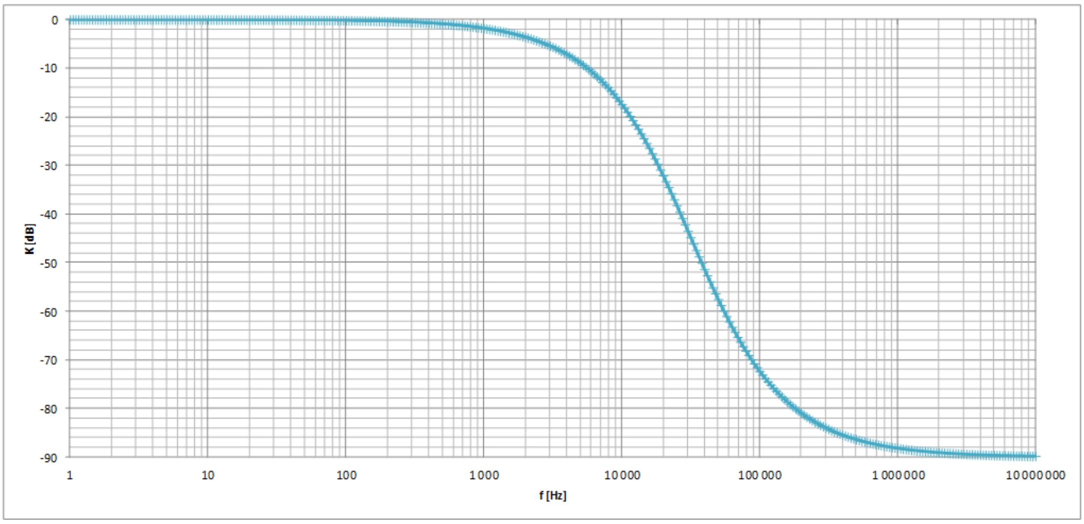
Obr. 1.1: Modulová kmitočtová charakteristika ideální dolní propusti

Obrázek 1.1 znázorňuje modulovou kmitočtovou charakteristiku ideální DP. Bodeho diagram reálné dolní propusti prvního řádu je znázorněn na obrázcích 1.2 (modul) a 1.3 (fáze).

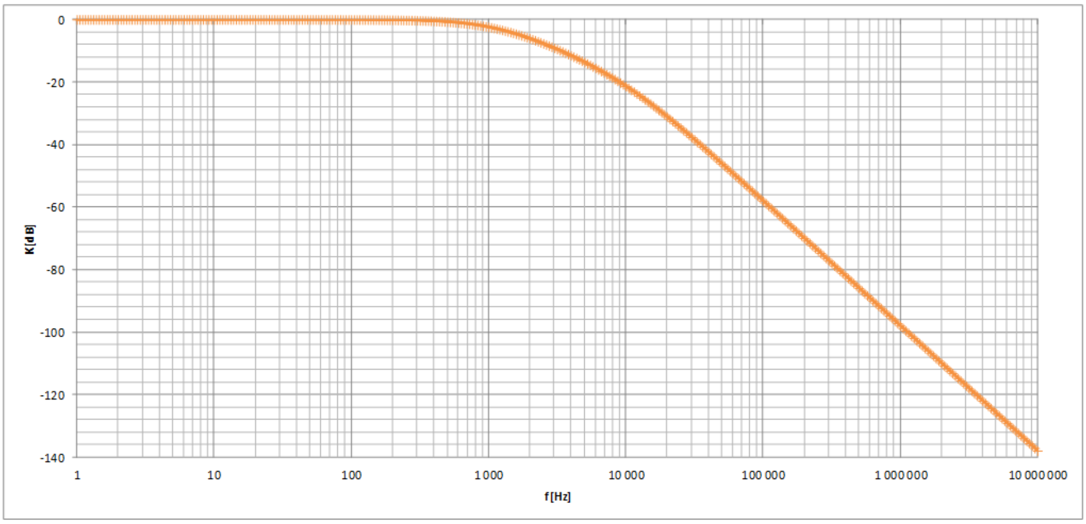
Z obr. 1.2 je patrná důležitá vlastnost filtrů prvního řádu: na kmitočtu 100 kHz je zesílení signálu -10 dB, na kmitočtu 1 MHz je -30 dB. Zesílení klesá 20 dB na dekádu. Na obrázcích 1.4 (modul) a 1.5 (fáze) je znázorněn Bodeho diagram DP druhého řádu o mezním kmitočtu $f_{\mathrm{m}} = 1,16$ kHz. Je patrné, že zesílení filtru druhého řádu klesá 40 dB na dekádu. Na kmitočtu 10 kHz je zesílení rovno -20 dB, zatímco na kmitočtu 100 kHz je to -60 dB. Filtr druhého řádu obsahuje právě dva akumulační prvky. Simulovaný filtr byl sestaven z prvků R,C a L.
DP druhého řádu se více blíží ideální DP. Její obvodová realizace je složitější, než realizace DP prvního řádu, vyžaduje více součástek. Má složitější přenosovou funkci, takže je náročnější také výpočetně. Filtry druhého řádu v praxi používáme. Je možné sestavit i filtry vyšších řádů, které se svým průběhem teoreticky velmi blíží ideálnímu filtru, v praxi však dochází k výraznému zvlnění přenosové funkce. Tato problematika je zdokumentována v textu [1].
Fáze DP druhého řádu se mění od 0° do $-180°$, zatímco u DP prvního řádu se měnila pouze od 0° do $-90°$. Přenosová funkce prvního řádu má jeden pól, který je při návrhu umístěn do oblasti mezního kmitočtu. Funkce druhého řádu obsahuje člen p^2, má tedy dva póly – v případě DP jeden dvojnásobný v oblasti mezního kmitočtu. DP třetího řádu by fázi vstupního signálu posouvala o 0° až $-270°$, DP čtvrtého řádu o 0° až $-360°$...



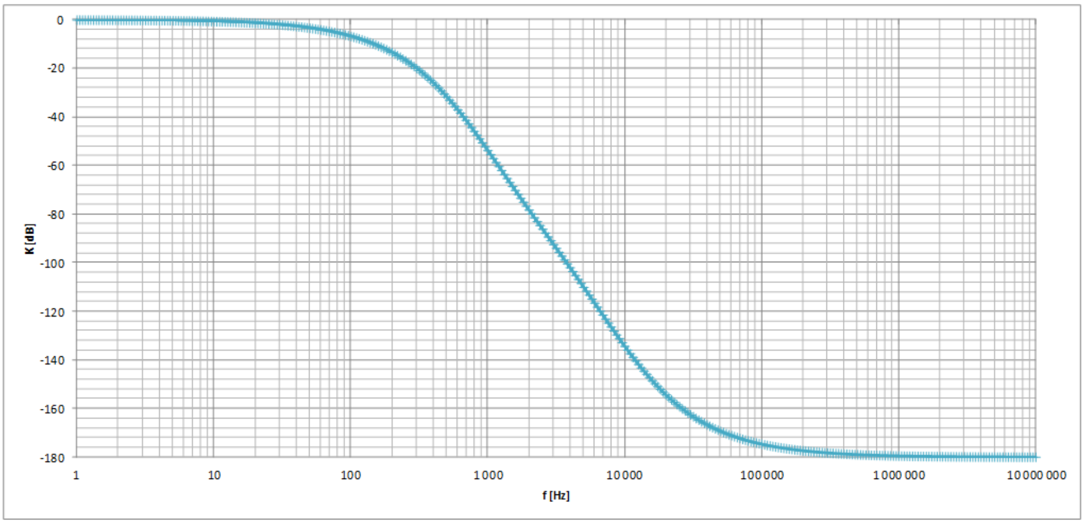
Obr. 1.2: Bodeho diagram dolní propusti prvního řádu – modul



Obr. 1.3: Bodeho diagram dolní propusti prvního řádu – fáze



Obr. 1.4: Bodeho diagram dolní propusti druhého řádu – modul

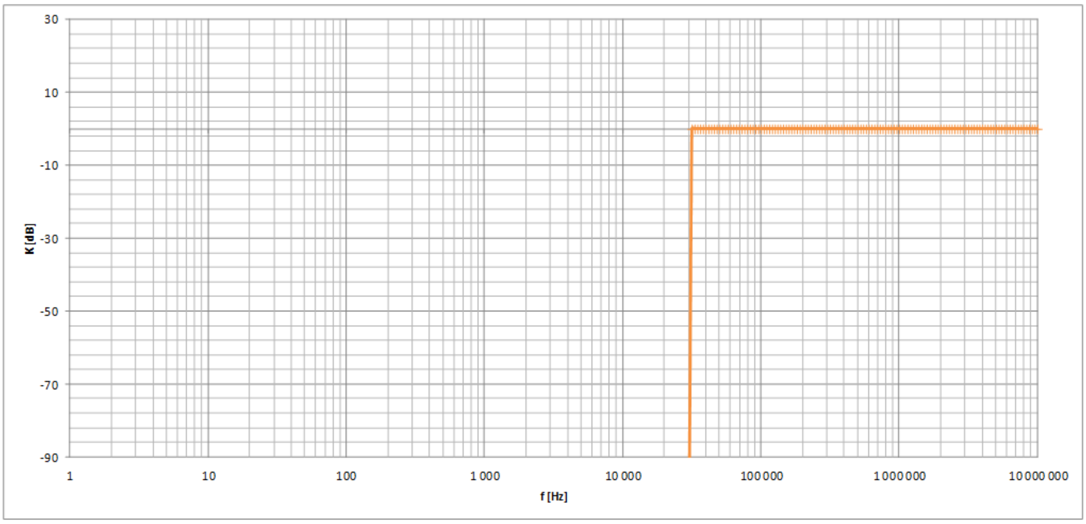


Obr. 1.5: Bodeho diagram dolní propusti druhého řádu – fáze

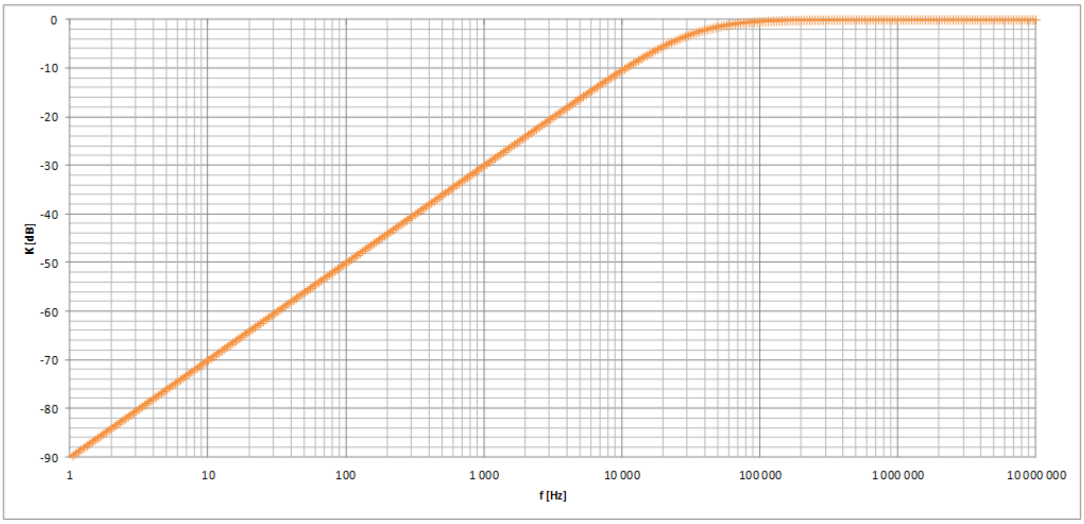
1.2.2 Horní propust

Zejména pro odstranění stejnosměrné složky a nízkých kmitočtů a pro minimální útlum na kmitočtech vyšších než f_{m} použijeme filtr typu HP – horní propust – High Pass. Horní propust je známá také jako derivační článek.

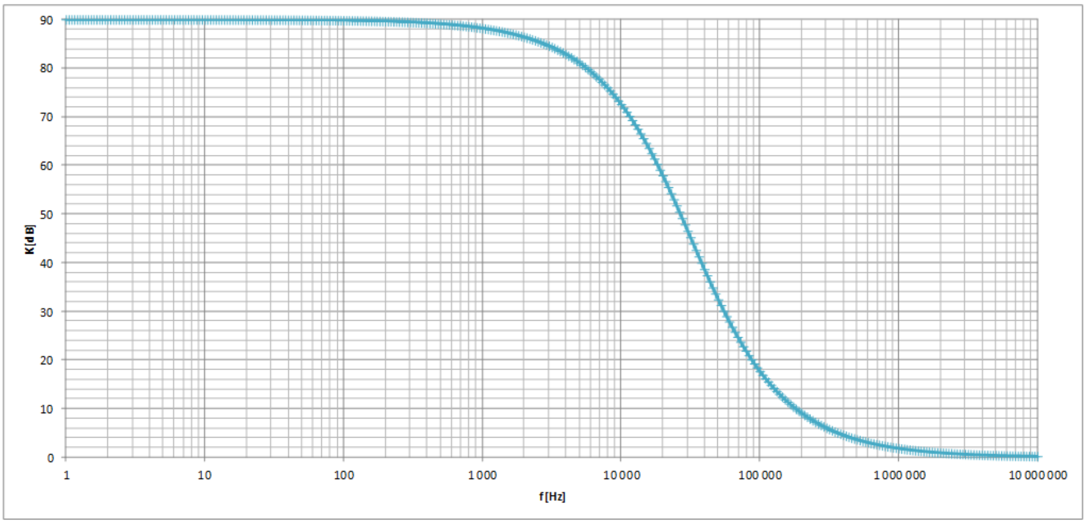
Modulová kmitočtová charakteristika ideální HP je znázorněna na obr. 1.6. Na obrázcích 1.7 a 1.8 je zobrazen Bodeho diagram reálné DP prvního řádu.



Obr. 1.6: Modulová kmitočtová charakteristika ideální horní propusti



Obr. 1.7: Bodeho diagram horní propusti prvního řádu – modul

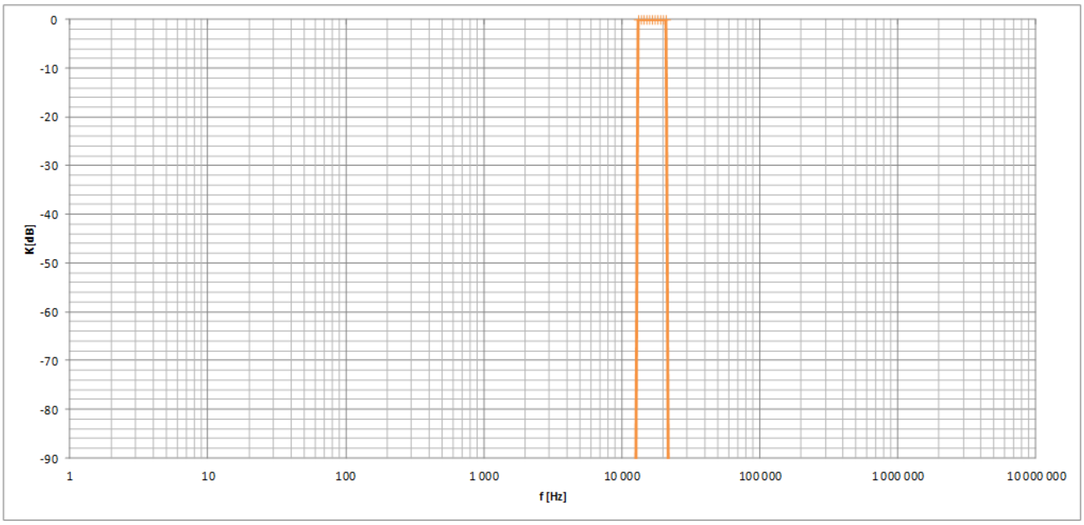


Obr. 1.8: Bodeho diagram horní propusti prvního řádu – fáze

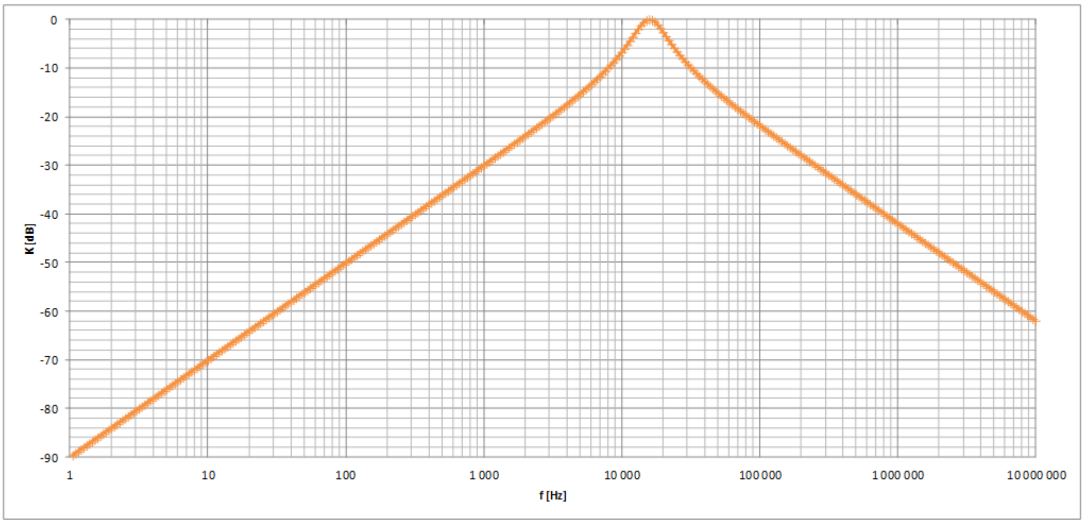
1.2.3 Pásmová propust

Potřebujeme-li ze vstupního signálu získat pouze složky o kmitočtech f, kde $f \in < f_{\mathrm{m_d}},\ f_{\mathrm{m_h}} >$, použijeme filtr typu PP – pásmová propust – Band Pass. Nelze sestavit PP prvního řádu, jsou třeba nejméně dva akumulační prvky. V principu je PP paralelní nebo sériový rezonanční obvod.

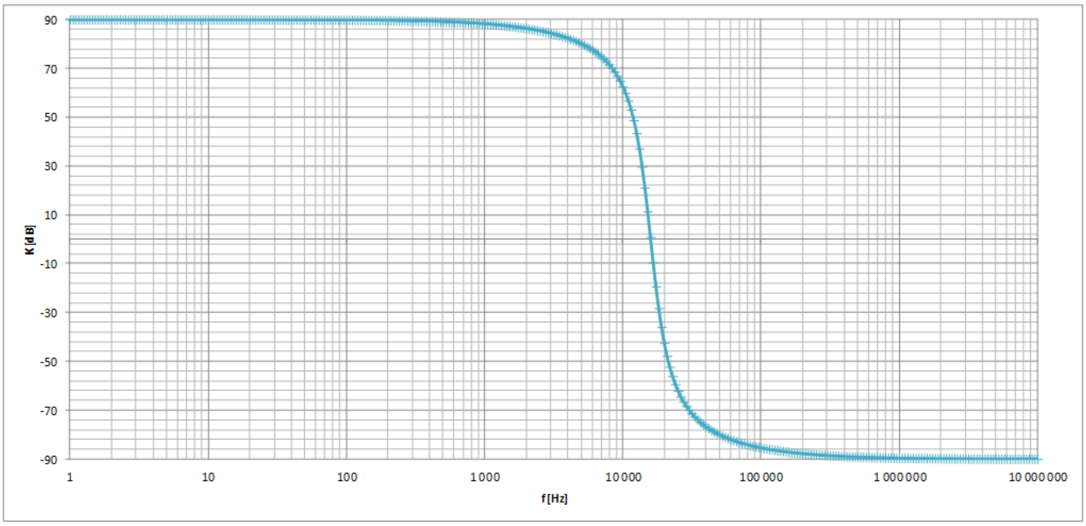
Modulová kmitočtová charakteristika ideální PP je znázorněna na obr. 1.9. Bodeho diagram reálné PP druhého řádu je na obrázcích 1.10 a 1.11.



Obr. 1.9: Modulová kmitočtová charakteristika ideální pásmové propusti



Obr. 1.10: Bodeho diagram pásmové propusti druhého řádu – modul



Obr. 1.11: Bodeho diagram diagram pásmové propusti druhého řádu – fáze

1.2.4 Ostatní

Pokud potřebujeme vypustit kmitočty z intervalu $< f_{\mathrm{m_d}}, f_{\mathrm{m_h}} >$, použijeme filtr typu PP – pásmová zádrž – Band Stop. Tento filtr je možné zkonstruovat pomocí pásmové propusti. Požadujeme, aby výstupní signál neobsahoval kmitočty z intervalu $< f_{\mathrm{m_d}}, f_{\mathrm{m_h}} >$. Vyfiltrujeme je tedy pomocí PP a odečteme od původního signálu.
Pokud chceme zachovat modulové spektrum a pozměnit fázové, použijeme fázovací článek. Tímto filtrem se však práce vůbec nezabývá.

1.3 Filtry členěné podle prvků, pomocí kterých byly realizovány

1.3.1 RC filtry

Tyto filtry jsou pasivní – skládají se pouze z rezistorů a kondenzátorů, což je jejich velkou výhodou[1]. Lze dosáhnout vysokého mezního kmitočtu. Mají však několik zásadních nevýhod: pomocí R a C nelze sestavit všechny typy filtrů, v praxi mají velmi nízký činitel jakosti a nejsou „tvrdým zdrojem napětí“ – přenos je výrazně ovlivněn připojenou zátěží. Filtry vyšších řádů můžeme vytvořit kaskádním řazením těchto filtrů, platí ale, že každý filtr zapojený v kaskádě zatěžuje předchozí filtry.

1.3.2 RLC filtry

Tyto filtry jsou také pasivní. Krom rezistorů a kondenzátorů sestávají ještě z cívek, což přináší několik výhod: lze dosáhnout vyššího činitele, lze realizovat všechny typy filtrů. Řád filtru odpovídá počtu akumulačních prvků (C, L), takže obvod s R, C a L je nejméně druhého řádu. Zásadním nedostatkem těchto filtrů je omezená aplikovatelnost cívky, jejíž podoba pro nízké kmitočty je velmi vzdálená ideálnímu induktoru, má výrazné parazitní vlastnosti, zejména sériový odpor. Mimo jiné jsou takové cívky dosti rozměrné.

1.3.3 ARC filtry

Tyto filtry jsou hledaným řešením v dilematu mezi nízkým činitelem jakosti a nevhodnými induktory [1]. Pomocí aktivních prvků a pasivních rezistorů a kapacitorů dokážeme pokrýt široké kmitočtové spektrum, vytvořit libovolný typ filtru, impedančně oddělit obvodové bloky a docílit toho, že se kaskádně zapojené filtry méně ovlivňují, a zátěž má menší vliv na vlastnosti filtru. Nevýhodou je nutnost napájení aktivních prvků [6].

1.4 Filtry podle pracovního módu

1.4.1 Napěťový mód

Nejobvyklejší aktivní prvek Operační Zesilovač – Operational Amplifier pracuje právě v napěťovém módu [6]. Tento mód má však několik nevýhod, které motivují návrháře pracovat také s módem proudovým. Mezi nevýhody napěťového módu patří nutnost relativně vysokého napájení. V současné době je snaha snížit napájecí napětí, potom je ale neúnosně malý odstupu signálu od šumu.

1.4.2 Proudový mód

Zásadní výhodou proudového módu je fakt, že dokáže pracovat i při nižším napájecím napětí. Jeho nevýhodou je potom to, že vyžaduje použití složitějších a netradičních aktivních prvků.

1.4.3 Smíšený mód

I ve smíšeném módu je možné pracovat s nižším napájecím napětím. Každý mód má své výhody, smíšený mód kombinuje výhody obou, a z takového filtru je možné odebírat napětí nebo proud dle potřeby.

2 ŘEŠENÍ FILTRŮ POMOCÍ GRAFŮ SIGNÁLOVÝCH TOKŮ

Teorii grafů signálových toků vytvořil Samuel Jefferson Mason v roce 1953. Sloužily k popisu lineárních obvodů. Coates tyto grafy zobecnil. V elektrotechnické praxi se používají Mason-Coatesovy grafy (M-C) [6]. Využíváme je k analýze i syntéze kmitočtových filtrů i jiných typů obvodů. Návrh pomocí **GST!** je velmi transparentní a intuitivní, proto je tato metoda praktická a oblíbená.

Graf sestává z křivek (obvykle úseček či kuželoseček) – větví, a bodů – uzlů. Uzly reprezentují proměnnou, větve reprezentují vztahy mezi proměnnými. Každý konec větve musí být připojen k uzlu. Z grafů je možné stanovit přenosovou fukci zapojení.

Analýza obvodu pomocí grafů signalových toků spočívá v přenesení uzlů v obvodu a větví, které reprezentují vztahy mezi nimi, do odpovídajícího abstraktního diagramu. Syntéza je založená na vytvoření grafu dle požadavků na přenosovou funkci. Následuje návrh obvodu na základě grafu signálových toků.

Přenosovou funkci grafu lze vyjádřit rovnicí sestavenou na základě Masonova pravidla [9]:

$$K = \frac{Y}{X} = \frac{1}{\Delta} \sum_{i} P_i \Delta_i. \tag{2.1}$$

X značí vstupní uzel grafu, Y výstupní uzel a P je přenos i-té přímé cesty ze vstupního do výstupního uzlu. Δ reprezentuje determinant grafu, Δ_i potom determinant i-tého grafu – i-tá přímá cesta ve výpočtu i-tého determinantu grafu nefiguruje, všechny její uzly a větve pro jeho výpočet považujeme za neexistující. V případě, že graf bez i-té přímé cesty neexistuje (není spojitý – přímá cesta prochází všemi uzly grafu), potom se za Δ_i dosazuje 1.

Determinant grafu vypočítáme pomocí vztahu

$$\Delta \ = V - \sum_{k} S_1^{(k)} V_1^{(k)} + \sum_{l} S_2^{(l)} V_2^{(l)} - \sum_{m} S_3^{(m)} V_3^{(m)} + \dots \ . \tag{2.2}$$

V … součin **vlastních smyček**,

$S_1^{(k)}$… přenos k-té **orientované smyčky**,

$V_1^{(k)}$… součin všech **vlastních smyček** uzlů, kterých se k-tá smyčka nedotýká, pokud se žádné takové smyčky v grafu nevyskytují, potom $V_1^{(k)} = 1$,

$S_2^{(k)}$… součin přenosů dvou nedotýkajících se **orientovaných smyček** (vybrané l-té dvojice),

$V_2^{(k)}$… součin všech **vlastních smyček** uzlů, kterých se l-tá dvojice smyček nedotýká, pokud se žádné takové smyčky v grafu nevyskytují, potom $V_1^{(k)} = 1$,

$S_3^{(k)}$… součin přenosů tři nedotýkajících se **orientovaných smyček** (vybrané m-té trojice),

$V_3^{(k)}\ldots$ součin všech **vlastních smyček** uzlů, kterých se m-tá trojice smyček nedotýká, pokud se žádné takové smyčky v grafu nevyskytují, potom $V_1^{(k)} = 1$,

Analogicky lze vztah zapsat pro další n-tice smyček, kde $n > 3$, ovšem tak složité grafy jsou méně obvyklé.

Orientované smyčky jsou takové uzavřené smyčky, které sestávají ze dvou a více větví a propojují nejméně dva uzly a začínají a končí v tomtéž uzlu. Přenos této smyčky je dán součinem přenosů všech větví, které smyčku tvoří.

Vlastní smyčky sestávají pouze z jedné větve a jednoho uzlu. Reprezentují impedanci připojenou k napěťovému uzlu.

Determinant M-C grafu (viz 2.2) má význam jmenovatele přenosové funkce obvodu. U filtrů pomocí něj identifikujeme zejména řád, ovšem také mezní kmitočet f_m a činitel jakosti Q. Je to také levá strana charakteristické rovnice CE. Existuje několik pravidel pro to, jak by měla tato rovnice vypadat, aby byly splněny určité vlastnosti filtru. Aby byl filtr stabilní, je nezbytné, aby měly všechny členy kladné znaménko. Člen tvoří 0-tá až n-tá mocnina Laplaceova operátoru $\mathbf{p}$ a koeficient – součin hodnot několika pasivních prvků či parametrů aktivních prvků. Charakteristická rovnice filtru n-tého řádu musí být tvořena nejméně $n + 1$ členy. Požadujeme nejnižší nutný počet členů, aby byl numerický návrh pasivních součástek filtru co nejjednodušší.

Na základě těchto požadavků je možné stanovit jisté parametry grafu, který lze popsat požadovanou přenosovou funkcí. Zabýváme se filtry druhého řádu [9]:

- V grafu existuje právě jedna orientovaná smyčka a dva napěťové uzly, k jednomu či oběma jsou připojeny nejméně dva pasivní prvky (pro filtr druhého řádu je nezbytné zapojit nejméně dva akumulační prvky – obvykle kondenzátory).
- V grafu existují právě dvě orientované smyčky, které se vzájemně dotýkají, a dva napěťové uzly, ke kterým je připojena jedna admitance.

Je žádoucí, aby navržený filtr byl přeladitelný a dovoloval, aby bylo možné nezávisle na sobě měnit mezní kmitočet ω_m a činitel jakosti Q. Pro zahrnutí těchto vlastností byly stanoveny další požadavky na podobu grafu signálových toků [9]:

- Graf sestává ze dvou vzájemně se dotýkajících orientovaných smyček a tří napěťových uzlů, ke kterým je připojena jedna admitance.
- Graf je tvořen třemi orientovanými smyčkami, které mají společný jeden vysokoimpedanční uzel.

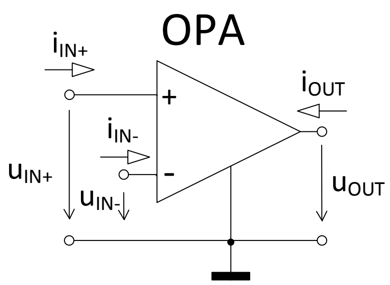
Podrobně tuto tematiku a také tematiku charakteristických rovnic zapojení, kde je činitel jakosti a mezní kmitočet řízen parametry externích pasivních či aktivních prvků, popisuje text [6].

3 VYBRANÉ AKTIVNÍ PRVKY S JEDNODUCHÝM A DIFERENČNÍM VÝSTUPEM

3.1 Operační zesilovač

3.1.1 Operační zesilovač s jednoduchým výstupem

Operační zesilovač (OPA nebo též OZ) je aktivní prvek pracující v napěťovém módu [1]. Je to zdroj napětí řízený napětím. Stále je nejpoužívanějším aktivním prvkem, v současnosti mu však konkurují zejména operační transkonduktanční zesilovače (OTA) a proudové sledovače (CF). Mezi vstupními svorkami ideálního OZ je nulové



Obr. 3.1: Operační zesilovač

napětí, vstupní proudy svorek jsou nulové a napěťové zesílení je nekonečné ($A_\mathrm{V} \rightarrow \infty$):

$$u_\mathrm{D} = u_\mathrm{IN+} - u_\mathrm{IN-} \approx 0, \tag{3.1}$$

$$i_\mathrm{IN+} \approx i_\mathrm{IN-} \approx 0. \tag{3.2}$$

Napěťový přenos operačního zesilovače popisujeme

$$A_\mathrm{V} = \frac{u_\mathrm{OUT}}{u_\mathrm{D}}, \tag{3.3}$$

u_D reprezentuje vstupní diferenční napětí, A_V napěťové zesílení.

Podrobněji je tento prvek popsán v [1]. Zesílení reálného OPA není nekonečné, navíc je kmitočtově závislé. Při návrhu elektronických obvodů se obvykle přímo se zesílením operačního zesilovače bez zpětné vazby nepracuje. Existují dvě základní zapojení s OZ, tzv. invertující a neinvertující zapojení, kde výsledné zesílení zapojení závisí především na externích pasivních prvcích.

3.1.2 Operační zesilovač s diferenčním výstupem

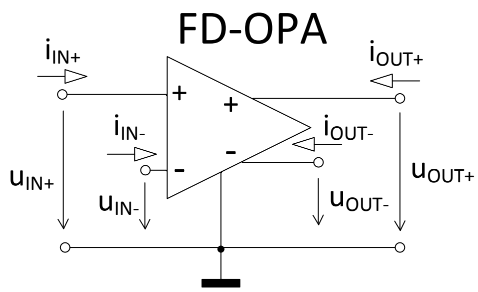
Běžný operační zesilovač má diferenční vstup a jeho výstupní napětí je vztaženo ke společnému vodiči (zemi). Existuje také prvek FD-OPA s diferenčním vstupem i výstupem. Nejlépe rozdíly mezi operačním zesilovačem s jednoduchým a diferenčním výstupem popisují rovnice[10]

$$u_{\mathrm{ID}} = u_{\mathrm{IN+}} - u_{\mathrm{IN-}}, \tag{3.4}$$

$$u_{\mathrm{OD}} = u_{\mathrm{OUT+}} - u_{\mathrm{OUT-}}, \tag{3.5}$$

$$u_{\mathrm{OD}} = A_{\mathrm{V}} u_{\mathrm{ID}}, \tag{3.6}$$

kde u_{ID} reprezentuje vstupní diferenční napětí, u_{OD} výstupní diferenční napětí, A_{V} diferenční napěťové zesílení.



Obr. 3.2: Plně diferenční operační zesilovač

3.2 Operační transimpedanční zesilovač

3.2.1 Operační transimpedanční zesilovač s jednoduchým výstupem

Operační Transimpedanční Zesilovač – Operational Transimpedance Amplifier, neboli TIA se chová jako zdroj napětí řízený proudem. V principu (viz obr. 3.3 b)) sestává z proudového sledovače, výstupním proudem proudového sledovače je řízen zdroj proudu, jehož výstupní proud na výstupní impedanci tvořené odporem $\mathrm{R_T}$ a parazitní kapacitou $\mathrm{C_T}$ vytváří napětí, které odebíráme na výstupu.

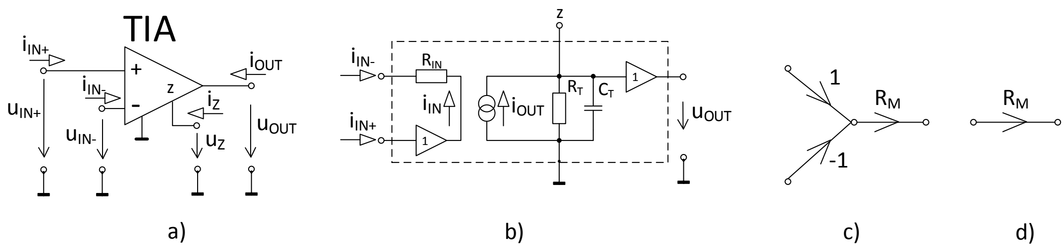
Základním parametrem tohoto aktivního prvku je impedance Z_{m}, která v ideálním případě odpovídá odporu připojenému na vstup z. Značím jej jako R_{m}. V neideálním případě je tento parametr ovlivňen kapacitou $\mathrm{C_T}$ a odporem $\mathrm{R_T}$, je tedy kmitočtově závislý. Obvyklá hodnota R_{T} je přibližně 3 MΩ, obvyklá hodnota $\mathrm{C_T}$ je asi 4,5 pF [8]. Následující rovnice popisují ideální TIA, předpokládáme, že přenosová impedance má charakter odporu a značíme ji R_{m}.

Je-li na vstupu TIA proud i_{IN}, potom pro napětí na výstupu platí vztah:

$$i_{\mathrm{IN}} = i_{\mathrm{IN+}} - i_{\mathrm{IN-}} \tag{3.7}$$

$$u_{\mathrm{OUT}} = i_{\mathrm{IN}} R_{\mathrm{m}} \tag{3.8}$$

Mezi vstupními svorkami ideálního TIA je nulová impedance, tedy $R_{\mathrm{IN}} = 0$, a $R_{\mathrm{T}} \to \infty$. Tyto předpoklady vychází z teorie ideálního zdroje napětí.



Obr. 3.3: a) schématická značka TIA, b) model podle [8], který zahrnuje parazitní vstupní odpor a parazitní kapacitu C_{T}, c) graf signálového toku ideálního TIA s diferenčním vstupem a jednoduchým výstupem, d) graf signálového toku ideálního TIA s uzemněným invertujícím vstupem.

Uvedené zapojení (obr. 3.3 a)) a jeho grafy signálových toků (obr. 3.3 c), obr. 3.3 d)) zjednodušené. Tomuto aktivnímu prvku se věnuje například článek [8], uvádí výrazně složitější modely a jejich grafy signálových toků. Ty jsem ovšem při návrhu obvodů nepoužila.

3.2.2 Transimpedanční operační zesilovač s diferenčním výstupem

Existuje i řešení TIA s diferenčním výstupem. Rozšíření jednoduchého výstupu na diferenční popisuje graf signálových toků (viz obr. 3.4 b)) a následující rovnice:

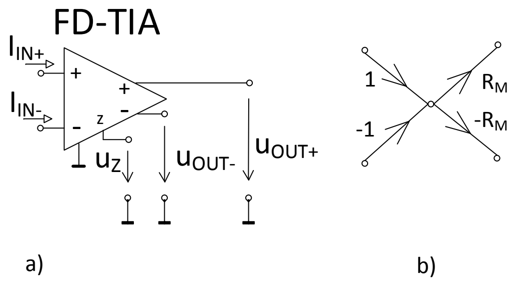
Napětí v prostředním uzlu (v grafu signálových toků) definuje rovnice:

$$u = R_{\mathrm{m}} i_{\mathrm{IN+}} - R_{\mathrm{m}} i_{\mathrm{IN-}} = R_{\mathrm{m}}(i_{\mathrm{IN+}} - i_{\mathrm{IN-}}) = R_{\mathrm{m}} i_{\mathrm{IN}}. \tag{3.9}$$

Pro výstupní napětí potom platí

$$u_{\mathrm{OUT+}} = 0,5u, \tag{3.10}$$

$$u_{\mathrm{OUT-}} = -0,5u. \tag{3.11}$$

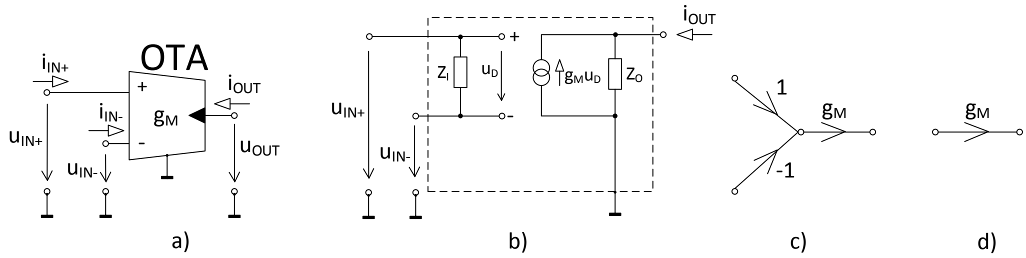


Obr. 3.4: a) schématická značka FD–TIA, b) graf signálových toků ideálního FD–TIA

3.3 Operační Transkonduktanční zesilovač

3.3.1 Operační transkonkuktanční zesilovač s jednoduchým výstupem

Operační Transkonduktanční Zesilovač – Operational Transconductance Amplifier (OTA), je velmi známý a používaný obvodový prvek. Tvoří rozhraní mezi napěťovým a proudovým módem, dobře se kombinuje s prvkem TIA, který tvoří přesně opačný přechod, tedy mezi proudovým a napěťovým módem. Obvykle se navrhují obvody s OTA společně s proudovými sledovači [10].



Obr. 3.5: a) schématická značka OTA, b) model odvozený z [10],c) graf signálových toků ideálního OTA, d) zjednodušení grafu signálových toků ideálního OTA s uzemněnou invertující vstupní svorkou

Chová se jako zdroj proudu řízený napětím. Z modelu neideálního OTA (obr. 3.5 b)) je patrné, že zdroj proudu řízený napětím tvoří základ této struktury. Je-li na vstupní svorky přiveden napěťový signál, zdroj proudu řízený rozdílem vstupních napětí generuje proudový signál. Pro ideální OTA platí $Z_{\mathrm{I}+} \to \infty$, $Z_{\mathrm{I}-} \to \infty$

a $Z_{\mathrm{O}} \rightarrow \infty$.

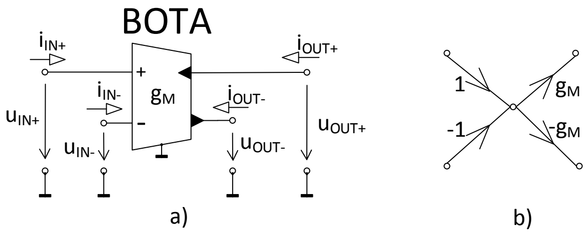
Základním parametrem prvku je transkonduktance g_{m}, která se pohybuje v rozmezí stovek μS až jednotek mS. Matematicky popisujeme funkci prvku rovnicemi

$$u_{\mathrm{D}} = u_{\mathrm{IN+}} - u_{\mathrm{IN-}}, \tag{3.12}$$

$$I_{\mathrm{OUT}} = u_{\mathrm{D}} g_{\mathrm{m}}. \tag{3.13}$$

3.3.2 Operační transkonduktanční zesilovač s diferenčním výstupem

Prvek OTA doplněný diferenčním výstupem je známý jako Operační Transkonduktanční zesilovač s plně diferenčním výstupem – Balanced Operational Transconductance Amplifier (BOTA). Pokud má prvek více diferenčních výstupů, potom je to Operační Transkonduktanční zesilovač s více plně diferenčními výstupy – Multi–output Operational Transconductance Amplifier (MOTA). Zvýšení počtu výstupů lze snadno docílit, jak je uvedeno v literatuře [10].



Obr. 3.6: a) schématická značka BOTA, b) graf signálových toků ideálního BOTA

BOTA popisujeme rovnicemi

$$u_{\mathrm{IN}} = u_{\mathrm{IN+}} - u_{\mathrm{IN-}}, \tag{3.14}$$

$$i_{\mathrm{OUT+}} = 0,5 u_{\mathrm{IN}} g_{\mathrm{m}}, \tag{3.15}$$

$$i_{\mathrm{OUT-}} = -0,5 u_{\mathrm{IN}} g_{\mathrm{m}}. \tag{3.16}$$

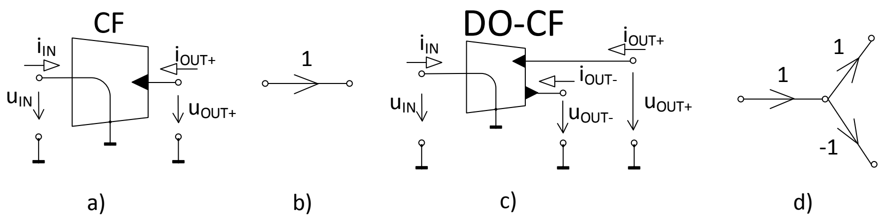
Na obrázku 3.6 b) je znázorněn graf signálových toků, který odpovídá uvedeným rovnicím.

3.4 Proudový sledovač

3.4.1 Proudový sledovač s jednoduchým vstupem a výstupem

Proudový Sledovač – Current Follower (CF), je typickým aktivním prvkem používaným v obvodech pracujících v proudovém módu. Je to zdroj proudu řízený proudem. Návrhu obvodů s těmito prvky se věnují například publikace [2], [3], [10]. Návrh obvodů s proudovými sledovači je relativně jednoduchý, zejména pokud návrhář využívá grafů signálových toků.

Používají se proudové sledovače s jedním i více výstupy (viz obr. 3.7). Proudový sledovač se dvěma výstupy je Double-Output Current Follower (DO-CF).



Obr. 3.7: a) schématická značka CF, b) graf signálových toků ideálního CF, c) DO-CF, d) graf signálových toků ideálního DO-CF

CF lze využít pro oddělení jednotlivých bloků v obvodu, aniž by došlo ke změně přenosové funkce. Toho jsem využila při návrhu obvodu (viz kapitola 5.5), kde proudový sledovač na výstupu zprostředkuje proud kondenzátorem, a zajistí, aby zátěž připojená na tento výstup co nejméně zatěžovala kondenzátor. Zapojení popisují rovnice

$$i_{\mathrm{OUT+}} = i_{\mathrm{IN}}, \tag{3.17}$$

$$i_{\mathrm{OUT-}} = -i_{\mathrm{IN}}. \tag{3.18}$$

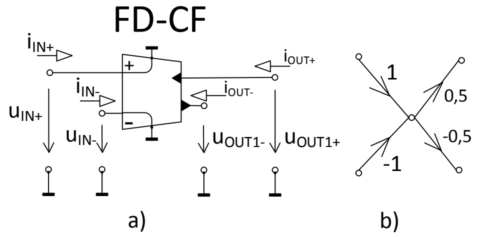
3.4.2 Proudový sledovač s diferenčním vstupem a výstupem

Přenos diferenčního proudového sledovače popisuje graf signálových toků na obrázku 3.8 b). Lze jej popsat rovnicemi

$$i_{\mathrm{IN}} = i_{\mathrm{IN+}} - i_{\mathrm{IN-}}, \tag{3.19}$$

$$i_{\mathrm{OUT+}} = 0,5 i_{\mathrm{IN}}, \tag{3.20}$$

$$i_{\mathrm{OUT-}} = -0,5 i_{\mathrm{IN}}, \tag{3.21}$$

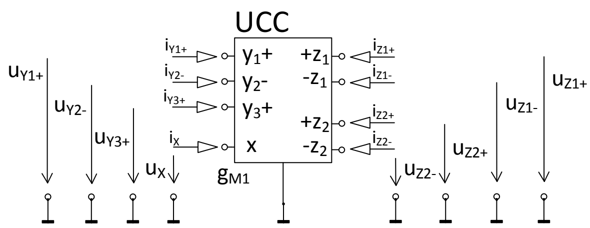


Obr. 3.8: a) Schématická značka CF, b) graf signálových toků ideálního FD–CF.

3.5 Univerzální Proudový konvejor

Proudové konvejory jsou moderní aktivní prvky, jejichž napěťový či proudový přenos je jednotkový a pro správnou funkci a stabilitu zapojení s konvejorem není třeba zavádět zpětnou vazbu [9].

Univerzální proudový konvejor – Universal Current Conveyor (UCC) je univerzální aktivní prvek, pomocí kterého lze realizovat všechny generace proudových konvejorů. Existují tři generace proudových konvejorů a ještě několik variant v rámci každé z nich. Rozdíly spočívají zejména v orientaci vstupních a výstupních proudů a počtu vstupních a výstupních svorek [10].



Obr. 3.9: Univerzální proudový konvejor

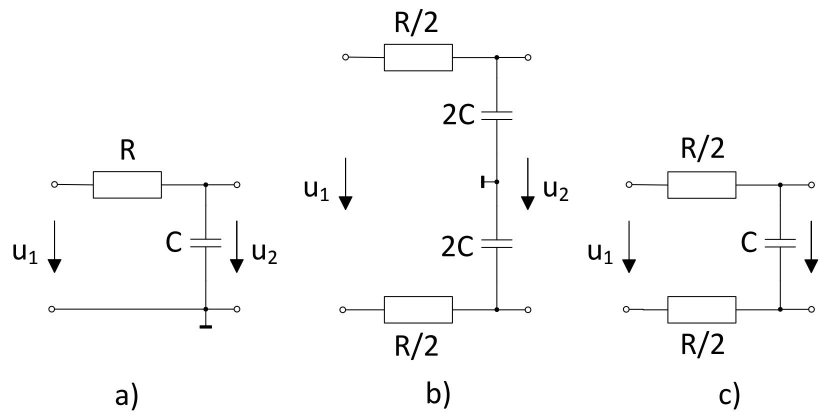
Pro tuto práci má největší význam to, že proudový konvejor lze zapojit jako proudový sledovač nebo operační transkonduktanční zesilovač [10]. V kapitole 5.5 je popsán návrh obvodu, ve kterém je v principu použit BOTA se třemi napěťovými vstupy. Existuje transkonduktanční zesilovač s více diferenčními výstupy, ale operační transkonduktanční zesilovač s více diferenčními vstupy ne. Proto byl tento prvek realizován (UCC).

V programu OrCAD jsou pro potřebu simulací vytvořeny modely neideálních prvků BOTA, MOTA a CF také pomocí UCC. V OrCADu jsou k dispozici modely UCC první a třetí úrovně.

4 METODY NÁVRHU DIFERENČNÍCH STRUKTUR KMITOČTOVÝCH FILTRŮ

4.1 Metoda přímé transformace nediferenční struktury na diferenční

Pro jednodušší struktury tvořené zejména pasivními prvky je vhodné použít přímou metodu transformace obvodu na diferenční, která spočívá v zrcadlení struktury podle osy souměrnosti, tu tvoří zem. Je-li zachována zemní svorky uprostřed, výsledné zapojení obsahuje dvojnásobný počet pasivních prvků. To je nevýhodné zejména proto, že zapojení vyžaduje nejméně dva prvky o stejných hodnotách a parametrech (kapacita, odpor, teplotní a kmitočtová závislost . . .) a to lze v praxi zajistit velmi obtížně. Zemnící svorku je možné vypustit. Toto ilustruje obrázek 4.1. Uvedená transformace vychází z [7] (str. 204, obr. 4.31 b)).

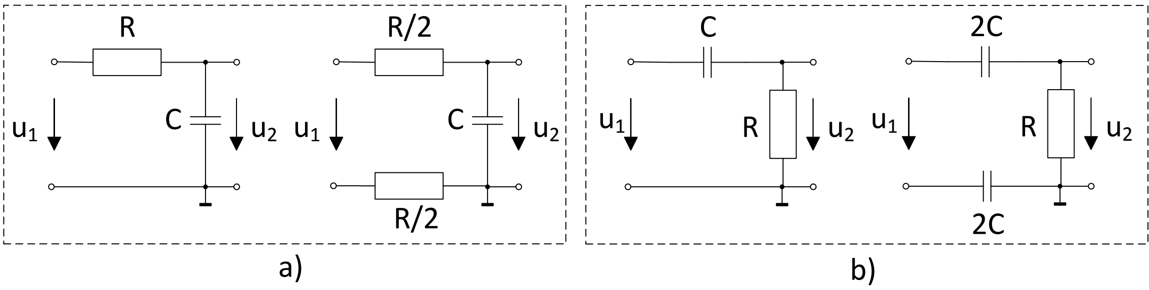


Obr. 4.1: a) nesymetrická HP, b) symetrická HP se zemní svorkou, c) symetrická HP bez zemní svorky.

4.1.1 Transformace podélných prvků

Princip této transformace byl již uveden v obrázku 4.1, podélný prvek je rezistor, příčný prvek je kondenzátor. Je zjevné, že zatímco příčný prvek zůstává beze změny, podélný prvek má jinou výslednou hodnotu. Transformovaný podélný rezistor má poloviční hodnotu, kondenzátor naopak dvojnásobnou, a cívka se transformuje na transformátor, jehož vinutí mají čtvrtinovou indukčnost poloviční cívky [12].

Tranformaci podélného rezistoru ilustruje obrázek 4.2 a), transformaci podélného kondenzátoru 4.2 b), v navrhovaných obvodech se transformace induktoru neobjevila, proto ji neuvádím.

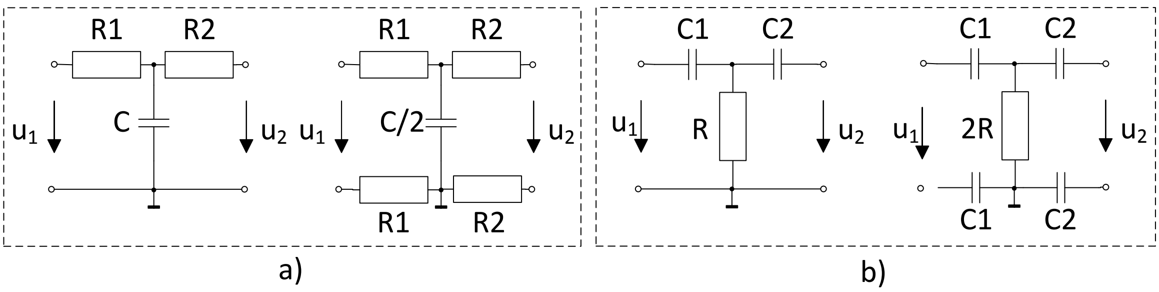


Obr. 4.2: a) transformace podélného rezistoru, b) transformace podélného kondenzátoru.

4.1.2 Transformace příčných prvků

Výsledkem transformace příčných prvků je rovněž schéma s přenosem, který odpovídá přenosu původního schématu, mění se ale hodnoty příčných prvků. Rezistory mají tentokrát dvojnásobnou hodnotu, než v původním schématu, kondenzátory mají naopak poloviční hodnotu, hodnota podélných prvků se nemění. Vinutí vzniklého transformátoru by mělo čtyřnásobnou indukčnost, než původní cívka.

Transformaci znázorňuje obrázek 4.3, modely vychází z [11].

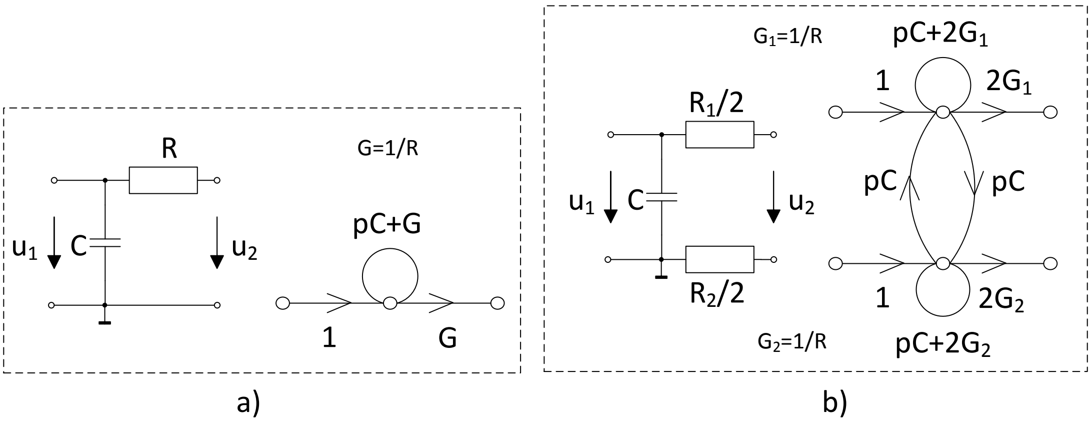


Obr. 4.3: a) transformace příčného rezistoru, b) transformace příčného kondenzátoru.

4.2 Metoda transformace nediferenční struktury na diferenční pomocí grafů signálových toků

Podobně jako u metody přímé transformace je základem této metody zrcadlení – tentokrát grafu signálových toků. Po nezbytné úpravě hodnot pasivních i aktivních prvků je výsledná přenosová funkce grafu plně diferenčního obvodu totožná s přenosovou funkcí grafu obvodu s jednoduchým vstupem a výstupem. Úprava parametrů pasivních prvků se řídí pravidly uvedenými výše (viz transformace příčných (4.1.2) a podélných prvků(4.1.1)). Plně diferenční aktivní prvky a jejich grafy signálových toků byly uvedeny v kapitole Vybrané aktivní prvky s jednoduchým a diferenčním výstupem (3).

Ve srovnání s metodou přímého zrcadlení je tato metoda pracnější a časově náročnější, zároveň je ale spolehlivější a graf signálových toků umožňuje transparentní analýzu výsledného diferenčního obvodu. Tato metoda návrhu byla použita například v [4]. Transformaci pasivních prvků ilustruje obr. 4.4.



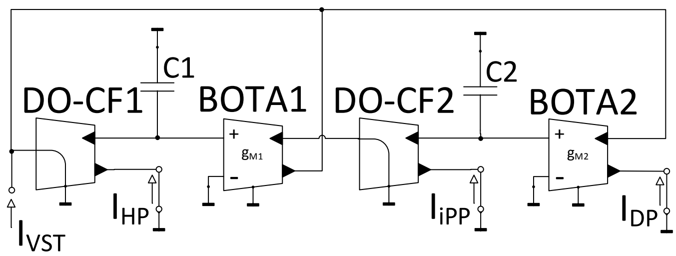
Obr. 4.4: a) nediferenční obvod a **GST!**, b) plně diferenční podoba a **GST!**.

5 TRANSFORMACE VYBRANÝCH NEDIFERENČNÍCH ZAPOJENÍ KMITOČTOVÝCH FILTRŮ

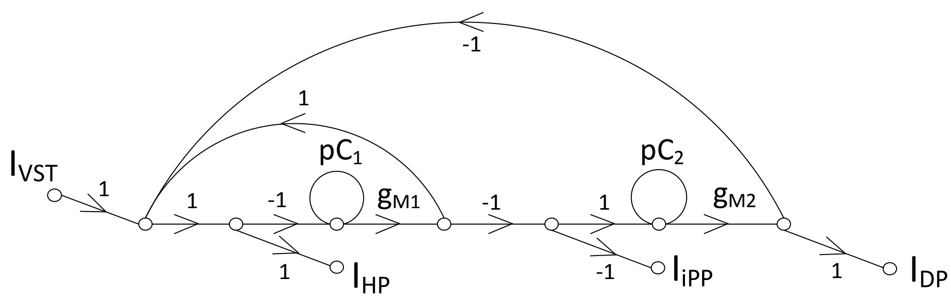
5.1 Známý filtr s dvěmi prvky BOTA a dvěmi CF

5.1.1 Nediferenční struktura

Filtr na obr. 5.1 byl publikován v roce 2010 [5]. Je to kmitočtový filtr pracující v proudovém módu se třemi výstupy: první výstup realizuje HP, druhý iPP a třetí DP. Všechny funkce jsou druhého řádu.



Obr. 5.1: Nediferenční filtr dvěmi BOTA a dvěmi CF převzatý z [5].



Obr. 5.2: Graf signálových toků obvodu na obr. 5.1.

V [5] je uvedena nediferenční a diferenční struktura obvodu, ne však grafy signálových toků. Abych demonstrovala transformační metodu popsanou v kapitole 4.2, vytvořila jsem na základě nediferenční struktury (viz obr. 5.1) její graf signálových toků (viz obr. 5.2).

Vyjedeme-li z rovnice 2.2, můžeme vypočítat determinant grafu (5.2)

$$\Delta \ = \mathbf{p}^2 C_1 C_2 + \mathbf{p} C_2 g_{\mathrm{m1}} + g_{\mathrm{m1}} g_{\mathrm{m2}}. \tag{5.1}$$

Z grafu lze pomocí Masonova pravidla (2.1) také odvodit přenos jednotlivých filtrů. Horní propust má přenosovou funkci

$$\frac{\mathrm{I_{HP}}}{\mathrm{I_{VST}}} = \frac{\mathbf{p}^2 C_1 C_2}{\Delta}. \tag{5.2}$$

Invertující pásmová propust má přenosovou funkci

$$\frac{\mathrm{I_{iPP}}}{\mathrm{I_{VST}}} = -\frac{\mathbf{p} C_1 g_{\mathrm{m1}}}{\Delta}. \tag{5.3}$$

Dolní propust propust má přenosovou funkci

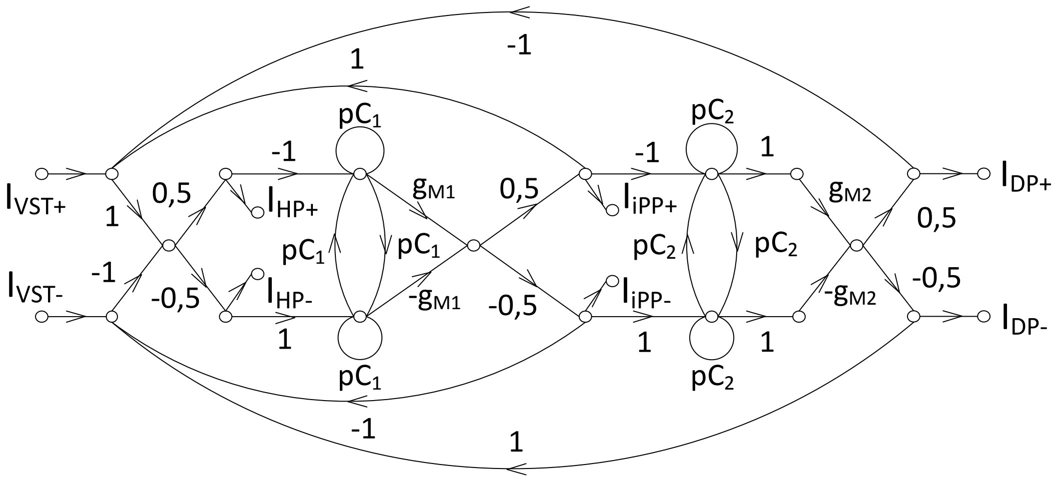
$$\frac{\mathrm{I_{DP}}}{\mathrm{I_{VST}}} = \frac{g_{\mathrm{m1}} g_{\mathrm{m2}}}{\Delta}. \tag{5.4}$$

Přenosové funkce odvozené z grafů odpovídají rovnicím uvedeným v [5].

5.1.2 Plně diferenční struktura

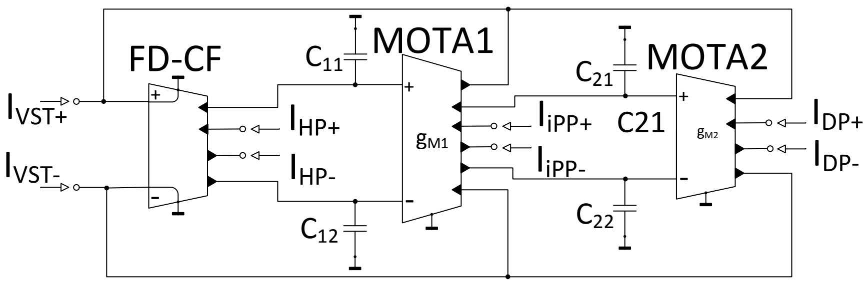
Graf plně diferenční struktury (viz 5.3) vznikl zrcadlením grafu na obr. 5.2. Transformované příčné prvky (kondenzátory) by bylo možné ponechat beze změny, ovšem plovoucí kondenzátor je vždy nevýhodou zapojení. Proto byl každý plovoucí kondenzátor nahrazen dvěma uzemněnými o dvojnásobné kapacitě. Velikosti parametrů aktivních prvků se nezměnily. Aktivní prvky byly nahrazeny plně diferenčními. Pokud by se tak nestalo, na výstupu každého aktivního prvku by měl proud dvojnásobnou velikost a výsledná přenosová funkce by nebyla ekvivalentní s přenosovou funkcí nediferenčního zapojení.

Analýza přenosu jednotlivých smyček a ruční výpočet přenosové funkce je u grafu plně diferenční struktury zbytečně složitý. Zrcadlením grafu se několikanásobně zvýší počet smyček v grafu – například smyček s přenosem $\pm 0,25\mathbf{p}^3 C_1 C_2^2 g_{\mathrm{m1}}$ jsem nalezla osm, zatímco v nediferenčním grafu byla právě jedna odpovídající smyčka s přenosem $-\mathbf{p} C_2 g_{\mathrm{m1}}$. Proto jsem jako nástroj k analýze použila program SNAP. Na obrázku A.1 je uveden model nediferenčního i diferenčního obvodu. Aktivní prvky jsou modelovány pomocí ideálních zdrojů elektrických veličin: proudový sledovač je zdroj proudu řízený proudem – current controled current source (CCCS), nebo-li prvek F, prvek BOTA je již obsažen v knihovně.



Obr. 5.3: Graf signálových toků plně diferenčního obvodu, který vznikl transformací grafu na obr. 5.2.

Výsledné přenosové funkce odpovídají rovnicím 5.2, 5.3, 5.4. Obvod byl podroben simulacím v programu OrCAD autory tohoto zapojení (viz literatura [5]). Zabývala jsem se pouze transformací známého zapojení kmitočtového filtru na diferenční podobu a mým cílem bylo zdokumentovat transformační metodu, proto neuvádím výsledky simulací z programu SNAP.

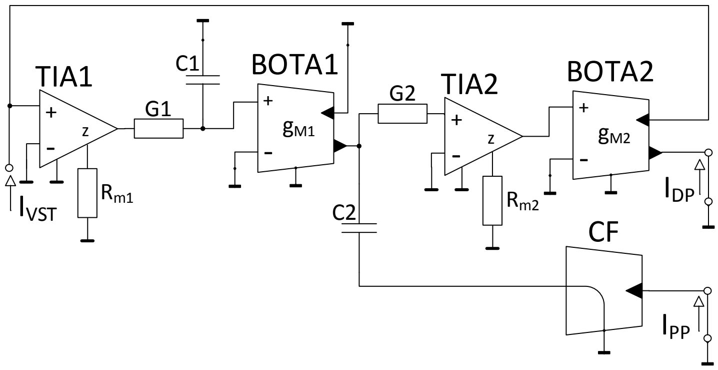


Obr. 5.4: Diferenční filtr odpovídající grafu na obr. 5.3, zapojení převzato z článku [5].

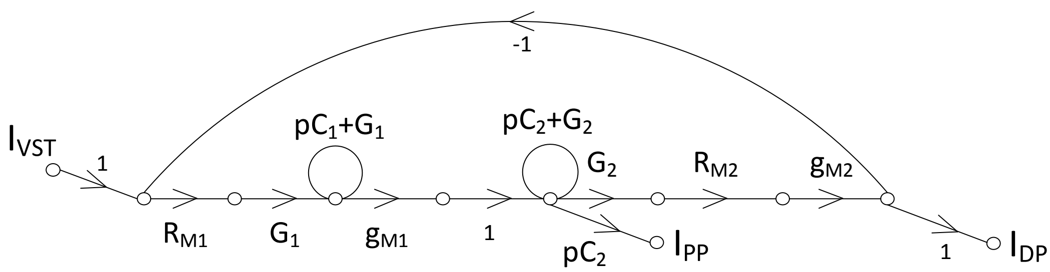
5.2 Filtr se dvěmi prvky TIA, dvěmi BOTA a CF

5.2.1 Nediferenční struktura

Kmitočtový filtr jsem navrhla pomocí grafů signálových toků. Řídila jsem se poučkou 2, graf signálových toků tedy sestává právě z jedné orientované smyčky (viz 5.6). Byly použity dva aktivní prvky BOTA, dva TIA, jeden CF, dva kondenzátory a dva rezistory. Ve srovnání s obvodem uvedeným v kapitole 5.1 je přenosová funkce filtru složitější. Po vhodných úpravách hodnot pasivních prvků je však možné řídit jeho mezní kmitočet nezávisle na činiteli jakosti. Obvod realizuje filtry typu DP a PP.



Obr. 5.5: Nediferenční filtr se dvěmi BOTA, TIA a jedním CF.



Obr. 5.6: Graf signálových toků struktury na obrázku 5.5.

Dle pravidel pro práci s grafy 4.2 byl stanoven determinant grafu

$$\Delta \ = \mathbf{p}^2 C_1 C_2 + \mathbf{p}(C_1 G_2 + C_2 G_1) + G_1 G_2 + G_1 G_2 R_{\mathrm{m1}} R_{\mathrm{m2}} g_{\mathrm{m1}} g_{\mathrm{m2}}. \tag{5.5}$$

Funkce je na první pohled relativně složitá. Za předpokladu, že

$$\begin{aligned} C_1 &= C_2 = C, \\ G_1 &= G_2 = G, \\ R_{\mathrm{m1}} &= R_{\mathrm{m2}} = R_{\mathrm{m}}, \\ g_{\mathrm{m1}} &= g_{\mathrm{m2}} = g_{\mathrm{m}}, \end{aligned} \tag{5.6}$$

se rovnice zjednoduší na tvar

$$\Delta \;= \mathbf{p}^2 C^2 + 2\mathbf{p}\; CG + G^2(1 + R_{\mathrm{m}}^2 g_{\mathrm{m}}^2). \tag{5.7}$$

Nyní můžeme vyjádřit mezní kmitočet a činitel jakosti:

$$\omega_{\mathrm{m}}^2 = \frac{G^2(1 + R_{\mathrm{m}}^2 g_{\mathrm{m}}^2)}{C^2}, \tag{5.8}$$

$$Q^2 = \frac{C^2 G^2(1 + R_{\mathrm{m}}^2 g_{\mathrm{m}}^2)}{(2\;CG)^2} = \frac{(1 + R_{\mathrm{m}}^2 g_{\mathrm{m}}^2)}{4}. \tag{5.9}$$

Odtud úpravou přejdeme k rovnicím

$$Q = \frac{1}{2}\sqrt{1 + R_{\mathrm{m}}^2 g_{\mathrm{m}}^2}, \tag{5.10}$$

$$\omega_{\mathrm{m}} = \frac{G}{C} 2Q. \tag{5.11}$$

Je patrné, že mezní kmitočet je možné řídit nezávisle na činiteli jakosti pomocí prvků G a C.

Návrh konkrétních hodnot pasivních součástek a parametrů aktivních součástek nechává několik stupňů volnosti. Kompletní návrh filtru s mezním kmitočtem 1 MHz ($\omega_{\mathrm{m}} = 2\pi 10^6$) a činitelem jakosti $Q = 0,7071$ by mohl vypadat například takto:

Vhodnou úpravou rovnice 5.10 vznikne rovnice

$$\sqrt{4Q^2 - 1} = R_{\mathrm{m}} g_{\mathrm{m}}. \tag{5.12}$$

Je patrné, že jeden z těchto parametrů je nutné zvolit. Zvolíme-li například $R_{\mathrm{m}} = 10\ \mathrm{k}\Omega$, potom $g_{\mathrm{m}} = 0,1$ mS.

Vhodnou úpravou rovnice 5.11 vznikne rovnice

$$\frac{G}{C} = \frac{\omega_{\mathrm{m}}}{2Q}. \tag{5.13}$$

Pro zadané hodnoty platí, že $G/C \approx 4\,500\,000$. Zvolíme-li hodnotu $C = 100$ pF, potom $G = 0,45$ mS. Přenosová funkce dolní propusti je

$$K_{\mathrm{I}} = \frac{\mathrm{I}_{\mathrm{DP}}}{\mathrm{I}_{\mathrm{VST}}} = \frac{R_{\mathrm{m1}} R_{\mathrm{m2}} g_{\mathrm{m1}} g_{\mathrm{m2}} G_1 G_2}{\Delta}, \tag{5.14}$$

po úpravě dle 5.6

$$\frac{\mathrm{I_{DP}}}{\mathrm{I_{VST}}} = \frac{R_\mathrm{m}^2 g_\mathrm{m}^2 G^2}{\Delta}. \tag{5.15}$$

Přenosová funkce pásmové propusti je

$$\frac{\mathrm{I_{PP}}}{\mathrm{I_{VST}}} = \frac{\mathbf{p} R_\mathrm{m1} g_\mathrm{m1} C_2 G_1}{\Delta}, \tag{5.16}$$

po úpravě dle 5.6

$$\frac{\mathrm{I_{PP}}}{\mathrm{I_{VST}}} = \frac{\mathbf{p} R_\mathrm{m} g_\mathrm{m} C G}{\Delta}. \tag{5.17}$$

Provedla jsem simulace v programu SNAP (viz. příloha B) s ideálními obvodovými prvky. Tato simulace abstraktní a teoretická a pro realizaci obvodu by bylo třeba provést simulace s neideálními prvky. Obvod je však složitý a nepraktický, simulacím s neideálními prvky byla podrobena až jeho zjednodušená varianta uvedená v kapitole 5.3.

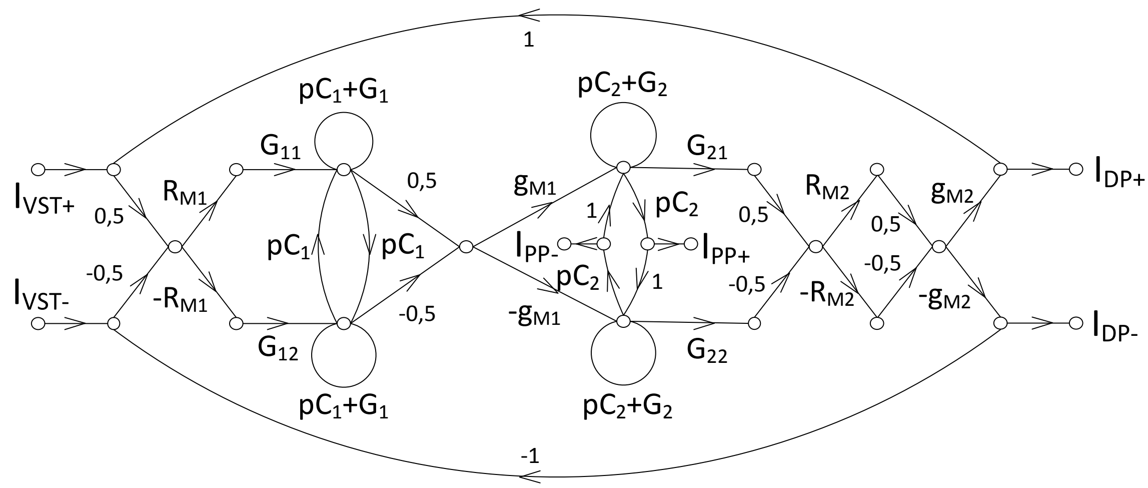
Tab. 5.1: Hodnoty součástek G a C, $Q = 0,7071$, $R_\mathrm{m} = 10$ kΩ a $g_\mathrm{m} = 0,1$ mS.

f_m [MHz]	C [pF]	G [mS]	G/C
1	100	0,45	4 500 000
0,75	100	0,225	2 225 000
0,5	100	0,331	3 331 000

5.2.2 Plně diferenční struktura

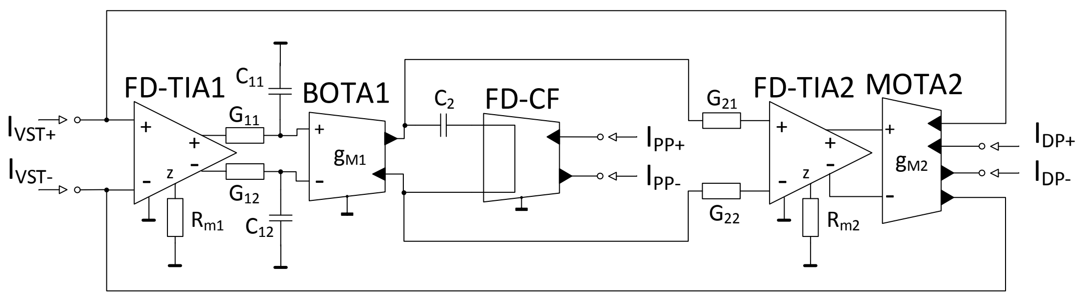
Strukturu popsanou v kapitole 5.2.1 jsem pomocí transformační metody uvedené v kapitole 4.2 transformovala na plně diferenční (viz obr. 5.7).

Přenosové funkce obvodů na obrázcích 5.5 a 5.8 jsou dle teoretických předpokladů i simulací z programu SNAP zcela. Model zapojení z programu SNAP je na obr. A.2. Výsledky simulace jsou uvedeny na obr. B.1 (DP) a obr. B.2 (PP). Uvedeny jsou pouze jednou, protože pro plně diferenční i nediferenční strukturu jsou zcela shodné. Parametry použitých pasivních prvků jsou uvedeny v titulku grafů.



Obr. 5.7: Graf signálových toků diferenční struktury transformované z 5.6.

Je nezbytné zvolit správně hodnoty použitých součástek. Vodivosti G_1 a G_2 (viz rovnice 5.6) mají stejnou hodnotu $G_1 = G_2 = G$. Vodivosti G_{11}, G_{12}, G_{21} a G_{22} mají rovněž stejnou hodnotu, a to $2G$. Kapacita C_1 zůstává beze změny. Kapacita kondenzátoru C_2 by zůstala beze změny (viz 4.1.2), ovšem C_2 by byl plovoucí. Aby byla výsledná kapacita ekvivalentní, jeden kondenzátor je nahrazen dvěma s dvojnásobnou kapacitou. Parametry aktivních prvků se nemění, ale plně diferenční výstupy mají poloviční přenos– pokud bychom zkoumali výstupní funkci například na kladné výstupní svorce proti zemi, byl by přenos poloviční.

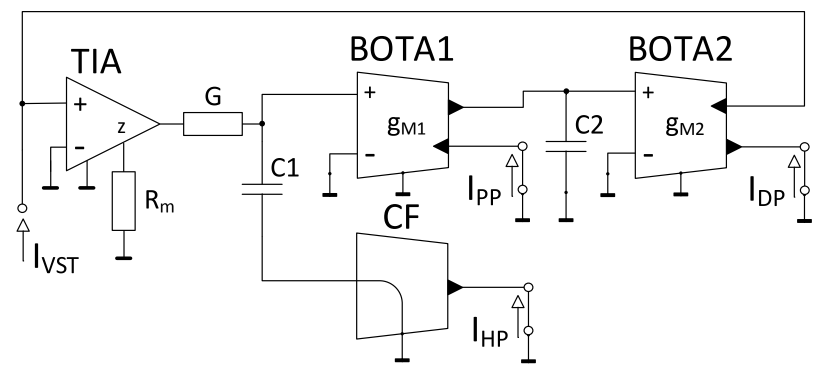


Obr. 5.8: Diferenční aktivní filtr dle grafu na obr. 5.7.

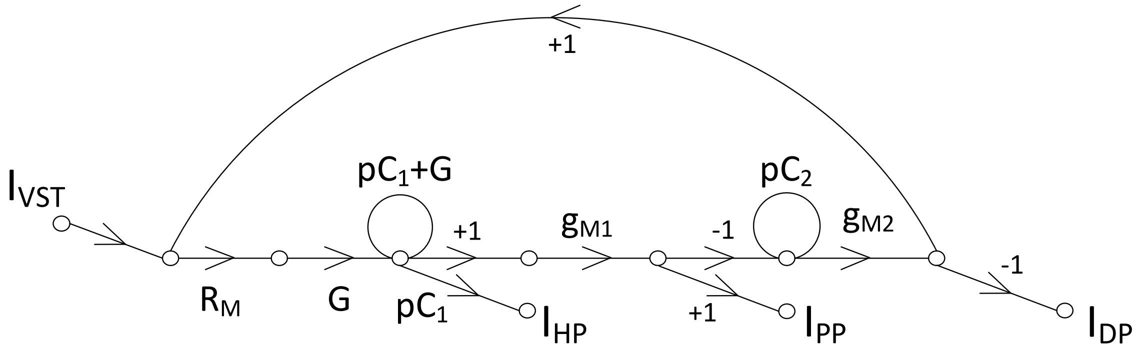
5.3 Filtr s prvky TIA, dvěmi BOTA a CF

5.3.1 Nediferenční struktura

Optimalizací grafu signálových toků obvodu diskutovaného v kapitole 5.2 jsem navrhla úspornější filtr (viz 5.9) : byl ušetřen jeden aktivní a jeden pasivní prvek a přibyla nová funkce – horní propust. Vznikl obvod, který realizuje přenosové funkce typu horní, pásmová a dolní propust druhého řádu. Existuje také varianta, kdy se vypustí horní propust. Potom obvod realizuje pouze PP a DP, ale ušetříme další aktivní prvek – proudový sledovač. Realizace horní propusti je poněkud problematická, výstup přes plovoucí kondenzátor je spíše teoretickou možností. Vstup i všechny výstupy jsou proudové.



Obr. 5.9: Nediferenční filtr s TIA, dvěmi BOTA a CF



Obr. 5.10: **GST!** struktury na obr. 5.9

Obvod je možné modifikovat. U nediferenční varianty nelze měnit znaménko u prvku TIA, lze ale měnit znaménko u obou BOTA. Pokud se změní znaménko pouze u jednoho, filtr bude nestabilní, pokud se ale změní u obou, potom filtr realizuje iPP a DP. V reálném obvodu změna znaménko obnáší záměnu invertujícího a neinvertujícího výstupu BOTA. Je-li HP invertující či ne lze ovlivnit volbou výstupu proudového sledovače. Tato změna neovlivňuje zbytek obvodu.

Dle pravidel pro práci s grafy (viz kapitola 4.2) byl stanoven determinant grafu

$$\Delta = \mathbf{p}^2 C_1 C_2 + \mathbf{p} C_2 G + R_\mathrm{m} G g_\mathrm{m1} g_\mathrm{m2}. \tag{5.18}$$

Přenosová funkce horní propusti je

$$\frac{\mathrm{I_{HP}}}{\mathrm{I_{VST}}} = \frac{\mathbf{p}^2 C_1 C_2 G R_\mathrm{m}}{\Delta}, \tag{5.19}$$

přenosová funkce pásmové propusti je

$$\frac{\mathrm{I_{PP}}}{\mathrm{I_{VST}}} = \frac{\mathbf{p} C_2 G R_\mathrm{m} g_\mathrm{m1}}{\Delta}, \tag{5.20}$$

přenosová funkce dolní propusti je

$$\frac{\mathrm{I_{DP}}}{\mathrm{I_{VST}}} = \frac{G R_\mathrm{m} g_\mathrm{m1} g_\mathrm{m2}}{\Delta}. \tag{5.21}$$

V této podobě nelze nezávisle na sobě řídit ani mezní kmitočet, ani činitel jakosti. Specifikem tohoto filtru je také zesílení u HP a PP. Aby filtr nezesiloval, je nezbytné dodržet tyto podmínky: $R_\mathrm{m}.G = 1$, $R_\mathrm{m}.g_\mathrm{m1} = 1$, odtud $G = g_\mathrm{m1} = g$, $g = \frac{1}{R_\mathrm{m}}$. Po úpravě:

$$\omega_\mathrm{m}^2 = \frac{1}{R_\mathrm{m} C_1} \frac{g_\mathrm{m2}}{C_2}, \tag{5.22}$$

$$\mathrm{Q}^2 = R_\mathrm{m} C_1 \frac{g_\mathrm{m2}}{C_2}. \tag{5.23}$$

Je možné přejít k formální úpravě: $R_\mathrm{m} C_1 = \mathrm{A}$, $\frac{g_\mathrm{m2}}{C_2} = \mathrm{B}$, potom:

$$\omega_\mathrm{m}^2 = \frac{\mathrm{B}}{\mathrm{A}}, \tag{5.24}$$

$$\mathrm{Q}^2 = \mathrm{AB}. \tag{5.25}$$

B požadujeme co největší, A co nejmenší. Ani v této situaci ovšem nelze měnit činitel jakosti a mezní kmitočet nezávisle na sobě. Je možné docílit nezávislé změny mezního kmitočtu na činiteli jakosti. Pokud $C_1 = C_2 = C$, potom platí:

$$f_\mathrm{m} = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{g_\mathrm{m2}}{R_\mathrm{m}}}, \tag{5.26}$$

$$\mathrm{Q} = \sqrt{R_\mathrm{m} g_\mathrm{m2}}. \tag{5.27}$$

Tímto se výrazně zjednodušil návrh, nyní potřebujeme znát pouze parametry C, R_m a g_m2. Vzorový návrh pro zadání Q = 1 (mezní kmitočet lze měnit):

$$R_\mathrm{m} = 1\ \mathrm{k\Omega}, g_\mathrm{m2} = 1\ \mathrm{mS}, \mathrm{Q} = \sqrt{R_\mathrm{m} g_\mathrm{m2}} = \sqrt{1000.0,001} = \sqrt{1} = 1.$$

$$g_\mathrm{m1} = G = \frac{1}{R_\mathrm{m}} = 1\ \mathrm{mS},$$

Tab. 5.2: Mezní kmitočet v závislosti na parametru C.

f_m [MHz]	C [pF]
1,061	150
0,723	220
0,589	270

5.3.2 Plně diferenční struktura

Dle metod popsaných v kapitole 4.2 byl ozrcadlen a upraven graf z obr. 5.10. Výsledný diferenční graf je uveden na obr. 5.11, diferenční struktura vytvořená na základě tohoto grafu potom na obr. 5.12.

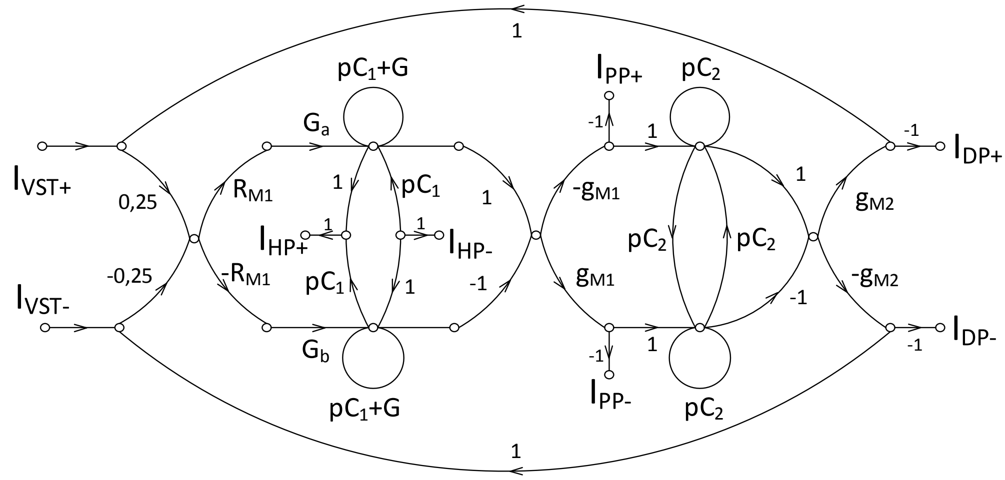
Aby byly přenosové funkce totožné s funkcemi popsanými v kapitole 5.3, je třeba upravit hodnoty obvodových prvků: g_m1 a g_m2 zůstávají beze změny. Parametr R_m bude mít čtvrtinovou hodnotu. Kondenzátory budou mít dvojnásobnou hodnotu. Vodivosti G_a a G_b budou dvojnásobné, takže rezistory R_a a R_b budou poloviční.

Návrh je zcela totožný s návrhem nediferenčního zapojení, je nutné ale počítat s tím, že minimální hodnota R_m, které lze dosáhnout, je náhle 4x větší než pro nediferenční zapojení. Analogicky platí pro kondenzátory, že nyní je minimální dosažitelná kapacita poloviční a pro rezistory, že minimální dosažitelná rezistivita je dvojnásobná ve srovnání s nediferenčním zapojením.

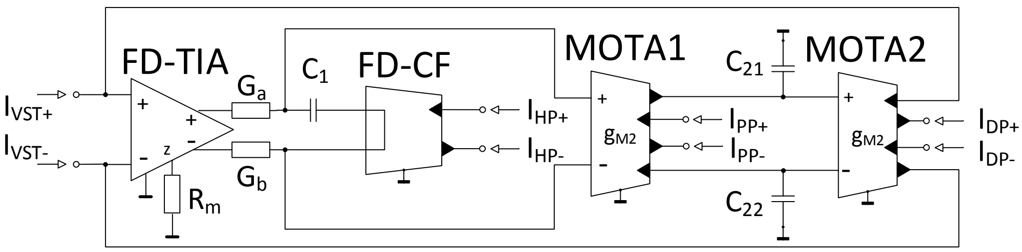
Model obou struktur v programu SNAP je uveden na obrázku A.3.

5.3.3 Simulace

Obvody z kapitol 5.3.1 a 5.3.2 byly podrobeny simulacím v programu OrCAD. Obvody byly nejprve simulovány s modely ideálních aktivních prvků – výsledky odpovídají simulacím z programu SNAP a jsou v znázorněny přerušovanou čarou světlé barvy. Tmavé plné čáry reprezentují výsledky simulace s modely aktivních prvků třetího řádu s parazitními vlastnostmi. Pro srovnání nediferenční a diferenční struktury jsou grafy uvedeny vedle sebe pro jednotlivé funkce, nejprve simulace nediferenčního zapojení, poté diferenčního.



Obr. 5.11: Graf signálových toků diferenčního filtru na obr. 5.12.



Obr. 5.12: Diferenční filtr se dvěmi MOTA, jedním FD-TIA a FD-CF.

Z výsledků je patrné, že nediferenční a diferenční zapojení mají poněkud jiné vlastnosti. Zatímco v nediferenčním zapojení HP funguje správně (viz obr. ??), zásadní problém nastal v plně diferenčním zapojení (viz obr. ??). Je zjevné, že diferenční výstup přes dva plovoucí kondenzátory je v praxi zcela nepoužitelný.

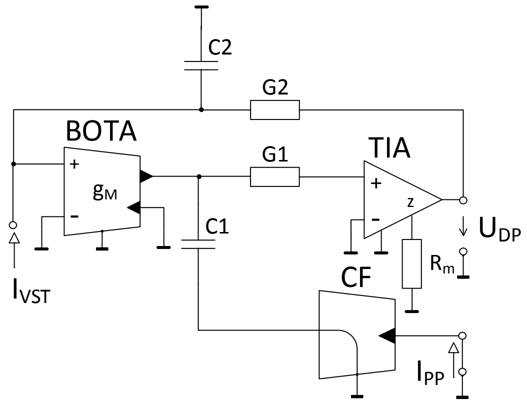
U PP (nediferenční: ??, diferenční: ??) a DP (nediferenční: ??, diferenční: ??) lze říci, že výsledná funkce se více blíží ideální použijeme-li plně diferenční zapojení, ovšem parazitní nuly se v přenosu projeví na kmitočtu přibližně o 10 MHz nižším než u nediferenčního zapojení. Pokud by požadované toleranční schéma bylo například útlum -3 dB v propustném a -40 dB v nepropustném pásmu, s rezervou by je splnily oba filtry.

Simulace jsou přiloženy ve zvláštní složce s názvem simulace_kap_5.3.zip.

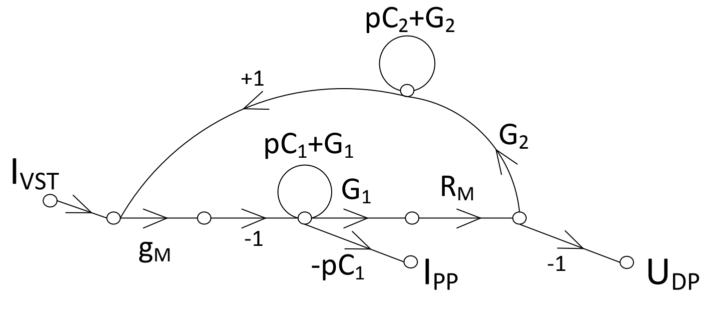
5.4 Filtr s prvky TIA, BOTA a CF

5.4.1 Nediferenční struktura

Hlavní výhodou tohoto filtru je jeho jednoduchost. Realizuje dolní a pásmovou propust druhého řádu. Pokud považujeme výstup přes plovoucí kondenzátor za teoretickou možnost, potom pouze dolní propust. Pro PP platí, že výstup i vstup je proudový. DP je specifická tím, že na vstupu zapojení je proud, my ale odebíráme napětí.



Obr. 5.13: Jednoduchý nediferenční filtr s prvky TIA, BOTA a CF.



Obr. 5.14: Graf signálových toků struktury na obr. 5.13.

Z grafu signálových toků a z přenosových funkcí je patrné, že bez úprav nelze nezávisle na sobě řídit ani činitel jakosti ani mezní kmitočet. Vlastností filtru je také to, že bez vhodných úprav přenosové funkce má nenulové zesílení. Tomu je při návrhu nutné věnovat pozornost. Tyto komplikace jsou daní za jednoduchost zapojení.

Vyjdeme-li z grafu signálových toků, je zjevné, že u nediferenční varianty nelze obvod snadno modifikovat, protože změna znaménka BOTA by způsobila nestabilitu filtru a znaménko parameru R_m je neměnné. Nezávisle je možné ovlivnit pouze to, bude-li DP invertovaná či ne.

Determinant grafu je

$$\Delta = \mathbf{p}^2 C_1 C_2 + \mathbf{p}(C_2 G_1 + C_1 G_2) + G_1 G_2 (1 + R_\mathrm{m} g_\mathrm{m}), \tag{5.28}$$

$$\frac{\mathrm{I}_\mathrm{PP}}{\mathrm{I}_\mathrm{VST}} = \frac{\mathbf{p} C_1 g_\mathrm{m}}{\Delta} \tag{5.29}$$

$$\frac{\mathrm{U}_\mathrm{DP}}{\mathrm{I}_\mathrm{VST}} = \frac{G_1 R_\mathrm{m} g_\mathrm{m}}{\Delta} \tag{5.30}$$

Nechceme-li se zabývat zesílením zapojení, potom existují tři varianty úprav přenosové funkce tak, aby bylo možné řídit mezní kmitočet nezávisle na činiteli jakosti. Pokud $G_1 = G_2$:

$$\omega_\mathrm{m} = G\sqrt{\frac{1 + g_\mathrm{m} R_\mathrm{m}}{C_1 C_2}}, \tag{5.31}$$

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2 (1 + g_\mathrm{m} R_\mathrm{m})}}{C_1 + C_2}. \tag{5.32}$$

Pokud $C_1 = C_2$:

$$\omega_\mathrm{m} = \frac{1}{C}\sqrt{(1 + g_\mathrm{m} R_\mathrm{m}) G_1 G_2}, \tag{5.33}$$

$$Q = \frac{\sqrt{G_1 G_2 (1 + g_\mathrm{m} R_\mathrm{m})}}{G_1 + G_2}. \tag{5.34}$$

Pokud $G_1 = G_2$ a $C_1 = C_2$:

$$\omega_\mathrm{m} = \frac{G}{C}\sqrt{(1 + g_\mathrm{m} R_\mathrm{m})}, \tag{5.35}$$

$$Q = \frac{1}{2}\sqrt{(1 + g_\mathrm{m} R_\mathrm{m})}. \tag{5.36}$$

Pokud je prioritou aby zapojení nezesilovalo, je nezbytné splnit podmínky $C_1 g_\mathrm{m} = C_1 G_2 + C_2 G_1$ a $R_\mathrm{m} g_\mathrm{m} = G_2(1 + R_\mathrm{m} g_\mathrm{m})$. Podrobně jsem se zabývala zejména podmínkou pro nulové zesílení DP v propustném pásmu (druhá uveden) a experimentálně jsem zjistila, že dodržet tuto podmínku by bylo příliš složité. Také by to bylo za cenu velmi omezeného rozsahu činitele jakosti Q, byl by omezen prakticky jen na hodnotu $Q = 0,505$.

Výrazně praktičtější je splnit pouze první podmínku, která v praxi zaručí nulové zesílení PP v propustném pásmu. Pokud platí $G_1 = G_2$ a $C_1 = C_2$, potom podmínka zní: $g_\mathrm{m} = 2G$ nebo také $G = \frac{1}{2} g_\mathrm{m}$. Návrhové vztahy:

$$Q = \frac{1}{2}\sqrt{(1 + g_\mathrm{m} R_\mathrm{m})}, \quad f_\mathrm{m} = \frac{g_\mathrm{m}}{4\pi\, C}\sqrt{(1 + g_\mathrm{m} R_\mathrm{m})}.$$

Zesílení dolní propusti lze vyjádřit takto:

$$K = \frac{G_1 R_\mathrm{m} g_\mathrm{m}}{G_1 G_2 (1 + g_\mathrm{m} R_\mathrm{m})} = \frac{R_\mathrm{m} g_\mathrm{m}}{G(1 + g_\mathrm{m} R_\mathrm{m})}. \tag{5.37}$$

Vzorový návrh, požadavek $Q = 0,7071$:

$$Q = \frac{1}{2}\sqrt{(1 + g_\mathrm{m} R_\mathrm{m})} = \frac{1}{2}\sqrt{1 + 0,001.1000} = 0,7071\ (-),$$

$$G = \frac{g_\mathrm{m}}{2} = \frac{0,001}{2} = 0,0005\ \mathrm{S},$$

$$K = \frac{R_\mathrm{m} g_\mathrm{m}}{G(1 + g_\mathrm{m} R_\mathrm{m})} = \frac{1000.0,001}{0,001(1 + 0,001.1000)} = 1000\ (-),$$

$$K_\mathrm{dB} = 20 \log_{10}\ k = 20 \log_{10} 1000 = 60\ \mathrm{dB}.$$

Tab. 5.3: Mezní kmitočet v závislosti na parametru C.

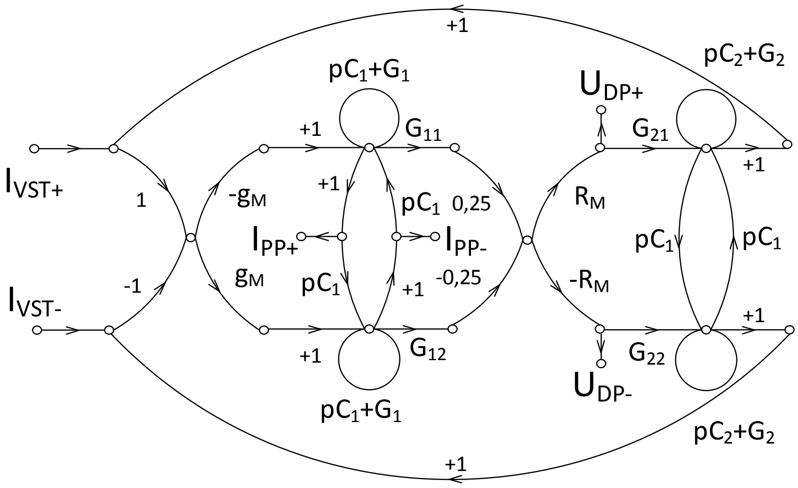
f_m [MHz]	C [pF]
11,25	10
1,125	100
0,1125	1000

5.4.2 Plně diferenční struktura

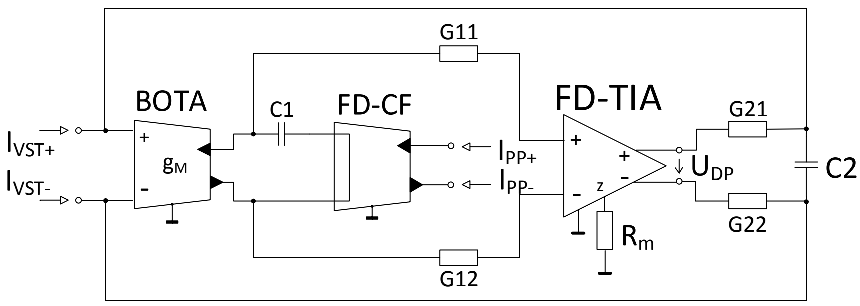
Plně diferenční graf uvedený na obrázku 5.15 vznikl zrcadlením grafu na obr. 5.14. Bylo nezbytné upravit některé hodnoty prvků v obvodu. Přenosový odpor prvku FD-TIA je čtvrtinový proti nediferenčnímu TIA. Vnitřní vodivosti obou MOTA odpovídají vodivostem BOTA v nediferenčním zapojení. Kapacita kondenzátoru $C1$ se nezměnila. Velikost vodivostí je dvojnásobná, rezistory jsou tedy poloviční.

Ze simulace vyšlo najevo, že pokud je veličinou na výstupu napětí, není možné kondenzátor $C2$ rozdělit na dva o dvojnásobné velikosti. To funguje pouze pokud je odebíranou veličinou proud.

Model diferenční i nediferenční strukturyv programu SNAP je uveden na obr. A.4.



Obr. 5.15: Graf signálových toků diferenčního obvodu na obr. 5.16.



Obr. 5.16: Diferenční filtr s aktivními prvky MOTA, FD-TIA a FD-CF.

5.4.3 Simulace

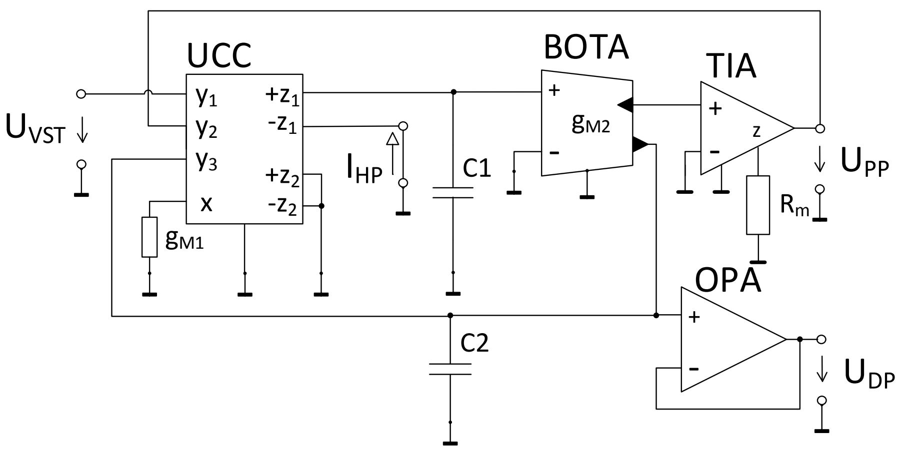
Podobně jako v kapitole 5.3.3 byly simulovány obvody tentokrát z kapitol 5.4.1 a 5.4.2. Z obrázku **??** je patrné, že výstup přes plovoucí kondenzátory je nerealizovatelný. ve srovnání s obvodem popsaným v kapitole 5.3 je patrné, že výsledky simulací se více blíží ideálním průběhům. To je dáno menším počtem použitých aktivních prvků – zásadní výhoda jednoduchého zapojení. Průběhy u diferenčního zapojení DP jsou tentokrát téměř totožné s ideálními průběhy (viz **??**).

Simulace jsou přiloženy ve zvláštní složce s názvem simulace_kap_5.4.zip.

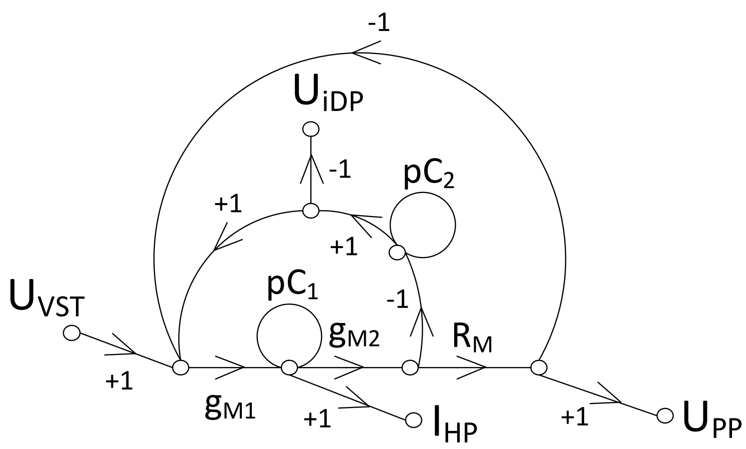
5.5 Filtr s prvky UCC, BOTA, TIA a OPA

5.5.1 Nediferenční struktura

Relativně jednoduchý filtr, který realizuje funkce HP, PP a iDP druhého řádu sestává ze čtyř aktivních a dvou pasivních prvků. Lze ušetřit jeden aktivní prvek pokud není třeba funkce DP. Zda-li je HP invertující či ne lze snadno ovlivnit záměnou výstupu prvku UCC, z použitelných čtyř jsou totiž využity pouze dva.



Obr. 5.17: Nediferenční filtr s aktivními prvky UCC, BOTA a TIA a OPA.



Obr. 5.18: Graf signálových toků struktury na obr. 5.17

Obvod lze v nediferenční podobě modifikovat pouze záměnou invertujících a neinvertujících výstupů u BOTA i CCV. u TIA je napěťový přenos vždy kladný a změna znaménka pouze u BOTA nebo pouze UCC by způsobila nestabilitu filtru. Modifikace obvodu tedy nemá praktický význam, protože se změní pouze polarita u HP a tu je možno měnit nezávisle na zbytku obvodu volbou invertující či neinvertující výstupní svorky UCC.

Dle pravidel pro práci s grafy 4.2 byl stanoven determinant grafu a přenosové funkce

$$\Delta = \mathbf{p}^2 C_1 C_2 + \mathbf{p} R_\mathrm{m} C_2 g_\mathrm{m1} g_\mathrm{m2} + g_\mathrm{m1} g_\mathrm{m2}, \tag{5.38}$$

$$\frac{\mathrm{I_{DP}}}{\mathrm{U_{VST}}} = \frac{\mathbf{p}^2 C_1 C_2 g_\mathrm{m1}}{\Delta} \tag{5.39}$$

$$\frac{\mathrm{U_{PP}}}{\mathrm{U_{VST}}} = \frac{\mathbf{p} R_\mathrm{m} C_2 g_\mathrm{m1} g_\mathrm{m2}}{\Delta} \tag{5.40}$$

$$\frac{\mathrm{U_{DP}}}{\mathrm{U_{VST}}} = \frac{-g_\mathrm{m1} g_\mathrm{m2}}{\Delta} \tag{5.41}$$

Je patrné, že u iDP a PP je v přenosném pásmu jednotkový přenos, zatímco u HP je zesílení rovno g_m1. Podmínka $g_\mathrm{m1} = 1$ pro nulové zesílení je nesplnitelná, proto je nezbytné brát toto zesílení jako parametr a korigovat jej například zesilovačem se zesílením $A = \frac{1}{g_\mathrm{m1}}$.

Mezní kmitočet a činitel jakosti:

$$f_\mathrm{m} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{g_\mathrm{m1} g_\mathrm{m2}}{C_1 C_2}}, \tag{5.42}$$

$$Q = \frac{1}{R_\mathrm{m}}\sqrt{\frac{C_1}{C_2 g_\mathrm{m1} g_\mathrm{m2}}}. \tag{5.43}$$

Pomocí parametru R_m lze řídit činitel jakosti Q nezávisle na mezním kmitočtu. Po úpravě $C_1 = C_2 = C$ lze nezávisle na sobě řídit oba parametry:

$$f_\mathrm{m} = \frac{1}{2\pi C}\sqrt{g_\mathrm{m1} g_\mathrm{m2}}, \tag{5.44}$$

$$Q = \frac{1}{R_\mathrm{m}}\sqrt{\frac{1}{g_\mathrm{m1} g_\mathrm{m2}}}. \tag{5.45}$$

Praktická úprava rovnic 5.44 a 5.45 pro snazší návrh:

$$g_\mathrm{m1} g_\mathrm{m2} = A^2, \quad C = \frac{A}{2\pi f_\mathrm{m}}, \; R_\mathrm{m} = \frac{1}{QA}$$

Vzorový návrh pro simulace v programu OrCAD:

$$A = \sqrt{g_\mathrm{m1} g_\mathrm{m2}} = \sqrt{0,001.0,001} = 0,001$$

Tab. 5.4: Mezní kmitočet v závislosti na parametru C.

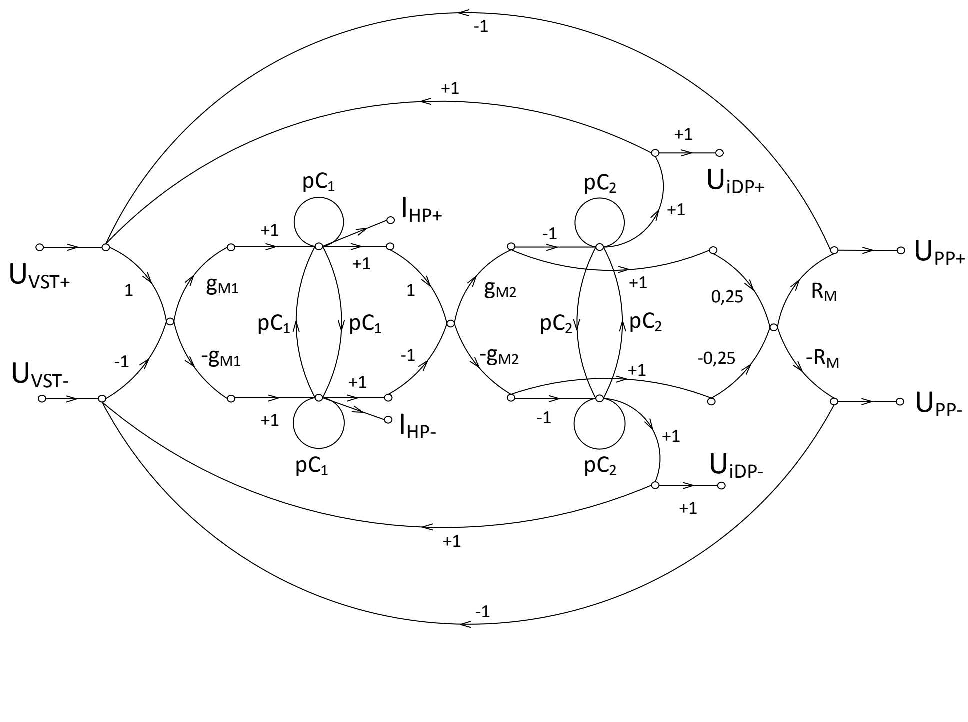
f_{m} [MHz]	C [pF]
10,61	15
1,061	150
0,1061	1500

Tab. 5.5: Činitel jakosti v závislosti na parametru R_{m}.

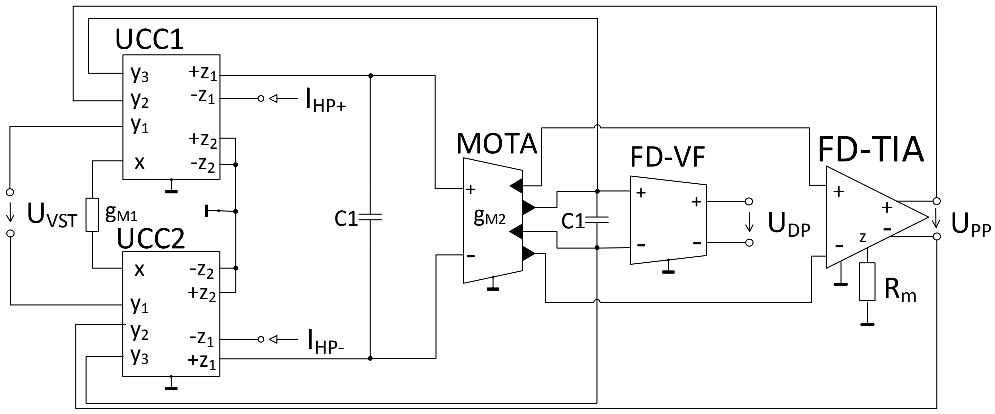
Q [-]	R_{m} [kΩ]
0,5	2
0,707	1,414
1,414	0,707

5.5.2 Plně diferenční struktura

Výsledek zrcadlení grafu signálových toků nediferenčního zapojení (viz 5.18) dle pravidel v kapitole 4 je zobrazen na obr. 5.19 a výsledný diferenční obvod vytvořený na základě tohoto grafu na obr. 5.20.



Obr. 5.19: Graf signálových toků plně diferenčního obvodu na obr. 5.20.



Obr. 5.20: Diferenční filtr s aktivními prvky UCC, MOTA, FD-TIA a FD-VF.

přenosový odpor aktivního prvku FD-TIA je čtvrtinový proti nediferenční variantě. Ostatní parametry zůstávají beze změny.

V nediferenčním zapojení jsou využity všechny tři vstupy a dva výstupy prvku UCC, v diferenční podobě je tedy třeba šest vstupů a nejméně čtyři výstupy. Nalézt ekvivalentní aktivní prvek je prakticky nemožné, proto byly zapojeny dva nediferenční UCC tak, aby se výsledné zapojení chovalo jako diferenční.

Prvek FD-VF je pouze abstrakcí plně diferenčního napěťového sledovače, který by měl tvořit výstup pro DP. Plně diferenční operační zesilovač má nekonečné zesílení a není možné jej zapojit bez zpětné vazby tak, jak je naznačeno v obrázku. Výstup je možné realizovat pomocí dvou operačních zesilovačů zapojených jako sledovače, potom by ale výstup byl dvakrát zesílený (+3dB).

Model obou diferenční i nediferenční struktury v programu SNAP je uveden v příloze na obr. A.5.

5.5.3 Simulace

Byly simulovány obvody tentokrát z kapitol 5.5.1 a 5.5.2. Abstraktní prvek FD-VF byl simulován jako ideální.

U nediferenčních filtrů všech typů jsou na vyšších kmitočtech patrné překmity asi +3dB i v přenosném pásmu. u diferenčních filtrů k tomuto jevu nedochází, u těch naopak dochází k útlumu 2-4 dB a na vyšších kmitočtech je mezní kmitočet až o 5 MHz nižší, než vypočtený.

Simulace jsou přiloženy ve zvláštní složce s názvem simulace_kap_5.5.zip.

6 ZÁVĚR

Byla zpracována teoretická část sestávající z úvodu do problematiky kmitočtových filtrů, seznámení s grafy signálových toků a některými pravidly pro návrh filtrů touto metodou, popisu nediferenčních i plně diferenčních aktivních prvků, které byly použity v navržených obvodech, a metod transformace nediferenčních struktur na plně diferenční.

Pro ilustraci byla nejprve provedena transformace známého filtru s prvky BOTA a CF. V literatuře již byla zveřejněna jeho nediferenční i diferenční podoba. Proces transformace je podrobně zdokumentován. Dále jsem v práci uvedla čtyři nově navržené filtry, které byly po vzoru známého obvodu dle metod pro transformaci transformovány na plně diferenční. Uveden je jejich podrobný matematický popis, popis pomocí grafů signálových toků a simulace v programech SNAP a OrCAD.

Navržená zapojení dosud nebyla realizována a proměřena, v tomto ohledu dává do budoucna práce prostor pro rozšíření.

LITERATURA

[1] FILKA, M. a kolektiv *Diplomní semináře – telekomunikace*, Brno: Ediční středisko VUT, 1989.

[2] JEŘÁBEK, J., ŠOTNER, R., VRBA, K., KOUDAR, I. Plně diferenční univerzální a řiditelný filtr s proudovými aktivními prvky. Elektrorevue - Internetový časopis, 2010, roč. 2010, č. 7, s. 1-6. ISSN: 1213-1539. Dostupné z URL: <`http://www.elektrorevue.cz`>.

[3] JEŘÁBEK, J., KOTON, J., ŠOTNER, R., VRBA, K. Adjustable band-pass filter with current active elements: two fully-differential and single-ended solutions. In *ANALOG INTEGRATED CIRCUITS AND SIGNAL PROCESSING*, 2012, roč. 74, č. 1, s. 129-139. ISSN: 0925-1030.

[4] JEŘÁBEK, J., ŠOTNER, R., VRBA, K. Fully-Differential Universal Filter with Current Active Elements. In *Proceedings of the 4th International Conference on Circuits, Systems and Signals (CSS'10)*, WSEAS, 2010.s.83-86. ISBN: 978-960-474-208-0.

[5] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Design of Fully Differential Filters with Basic Active Elements working in the current mode. Elektrorevue - Internetový časopis, 2010, roč. 2010, č. 87, s. 1-5. ISSN: 1213-1539. Dostupné z URL: <`http://www.elektrorevue.cz`>.

[6] KOTON, J., VRBA, K. Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů. Elektrorevue - Internetový časopis[online]. Roč. 2008, č. 26 [cit. 2013-11-25]. Dostupné z URL:<`http://www.elektrorevue.cz`>. ISSN 1213-1539.

[7] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. Přenosové vlastnosti a charakteristiky základních typů filtrů. In *Kmitočtové filtry*. 1. vyd. Praha: BEN, 2002. Kapitola 2.1.1, s. 50-53.

[8] BIOLEK, D. Řešení obvodů s transimpedančními operačními zesilovači pomocí grafů signálových toků. [online]. 1994, s. 6 [cit. 10.11.2013]. Studijní materiály. Dostupné z URL: <`http://user.unob.cz/biolek/veda/articles/EDS94_1.pdf`>.

[9] KOTON, J. Aplikace proudových a napěťových konvejorů v nefiltračních obvodech. Brno, 2013. Habilitační práce. VUT – Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací.

[10] JEŘÁBEK, J. Kmitočtové filtry s proudovými aktivními prvky. Brno, 2011. Disertační práce. VUT – Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací.

[11] Polášek, L. Návrh řiditelných diferenčních filtrů s proudovými aktivními prvky. Brno, 2010. Diplomová práce. VUT – Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací.

[12] Kubánek, D. *Teoretický návrh ADSL Splitterů*, Brno, 2003, 119s.

[13] Zeman, V. Kmitočtové filtry s transimpedančními zesilovači a proudovými konvejory. Brno, 2003. Disertační práce. VUT – Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

f_m mezní kmitočet

f_r rezonanční kmitočet

ω_m úhlový mezní kmitočet

ω_r úhlový rezonanční kmitočet

Q činitel jakosti

DP dolní propust – Low Pass

HP horní propust – High Pass

PP pásmová propust – Band Pass

PP pásmová zádrž – Band Stop

OPA Operační Zesilovač – Operational Amplifier

OZ Operační Zesilovač – Operational Amplifier

OTA Operační Transkonduktanční Zesilovač – Operational Transconductance Amplifier

TIA Operační Transimpedanční Zesilovač – Operational Transimpedance Amplifier

CF Proudový Sledovač – Current Follower

VF Napěťový Sledovač – Voltage Follower

BOTA Operační Transkonduktanční zesilovač s plně diferenčním výstupem – Balanced Operational Transconductance Amplifier

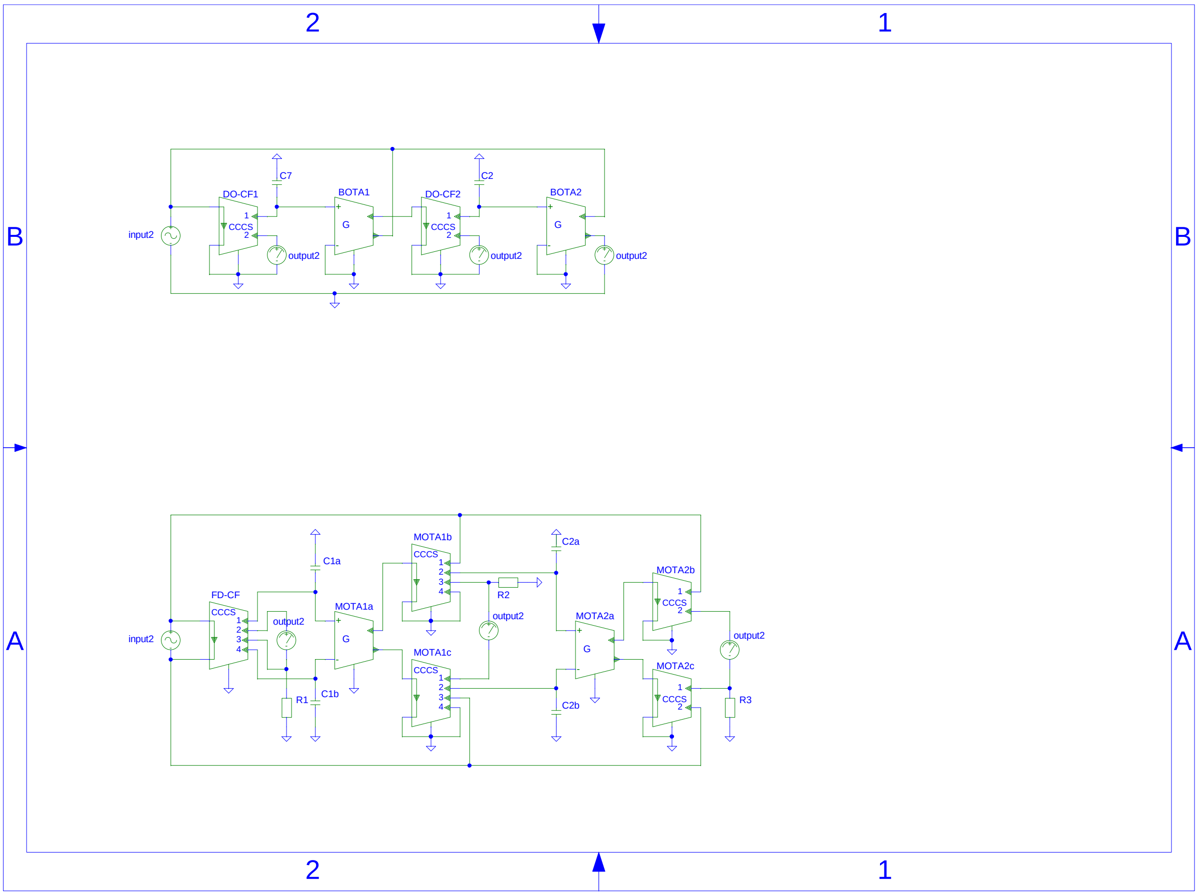
MOTA Operační Transkonduktanční zesilovač s více plně diferenčními výstupy – Multi–output Operational Transconductance Amplifier

UCC Univerzální proudový konvejor – Universal Current Conveyor

SEZNAM PŘÍLOH

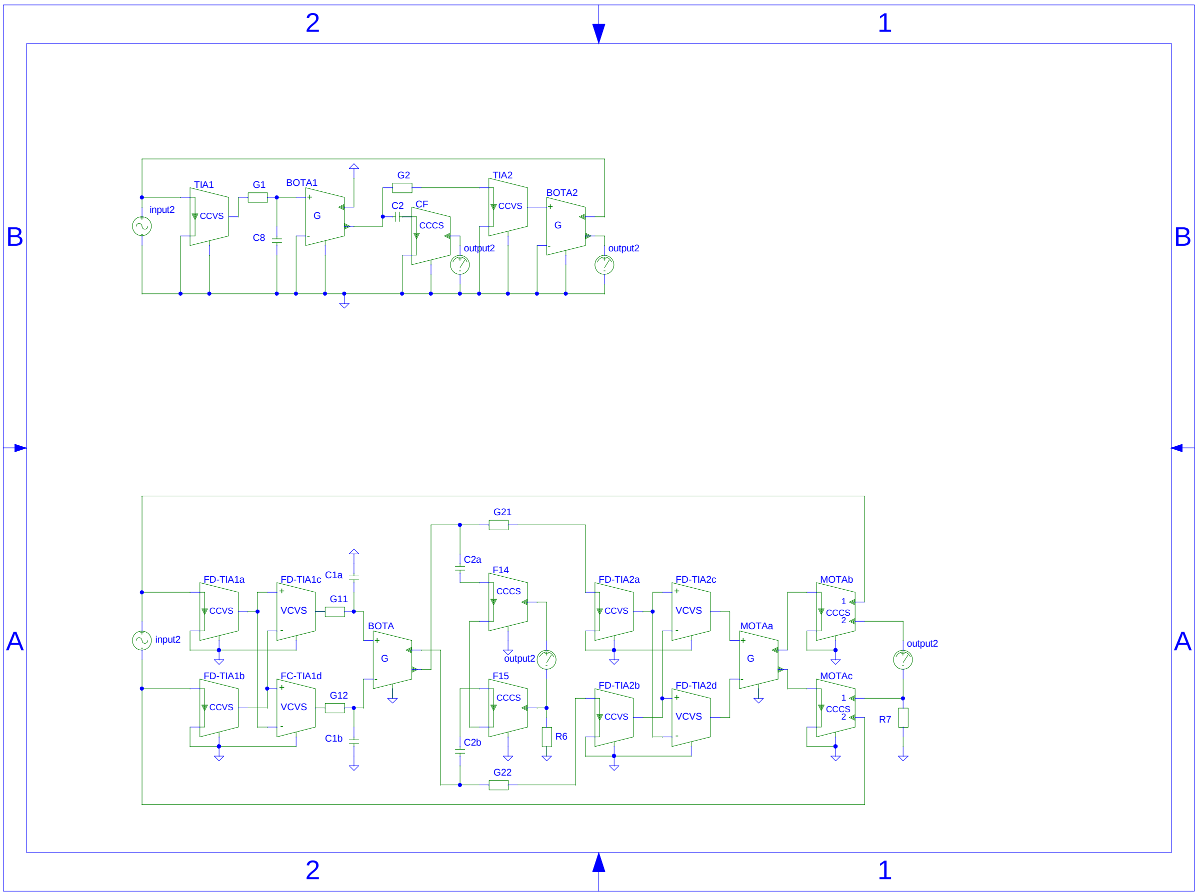
A MODELY V PROGRAMU SNAP

A.1 Model obvodů z kapitoly 5.1



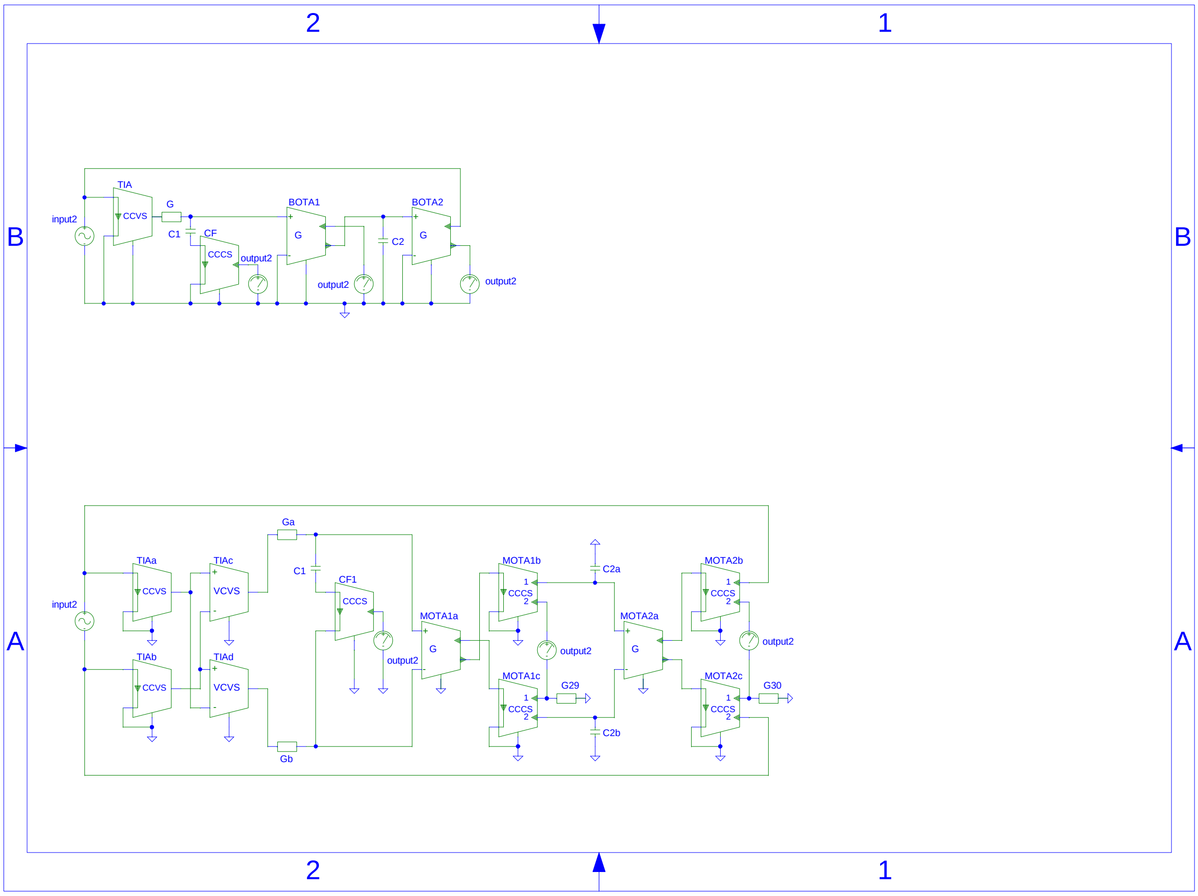
Obr. A.1: Nediferenční filtr s aktivními prvky BOTA a DO-CF, plně diferenční filtr s prvky BOTA, MOTA a FD-CF.

A.2 Model obvodů z kapitoly 5.2



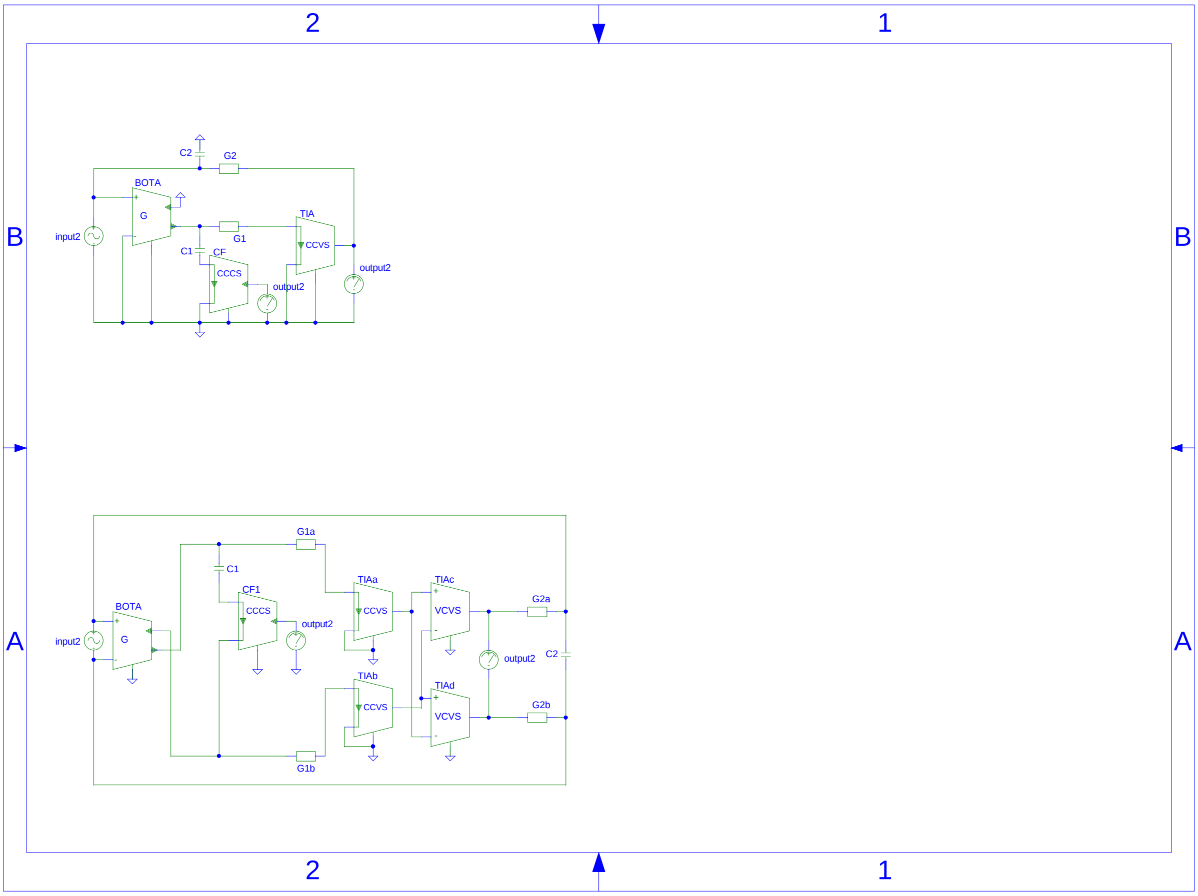
Obr. A.2: Nediferenční filtr s aktivními prvky BOTA, TIA a CF, diferenční filtr s prvky BOTA, FD-TIA a FD-CF

A.3 Model obvodů z kapitoly 5.3



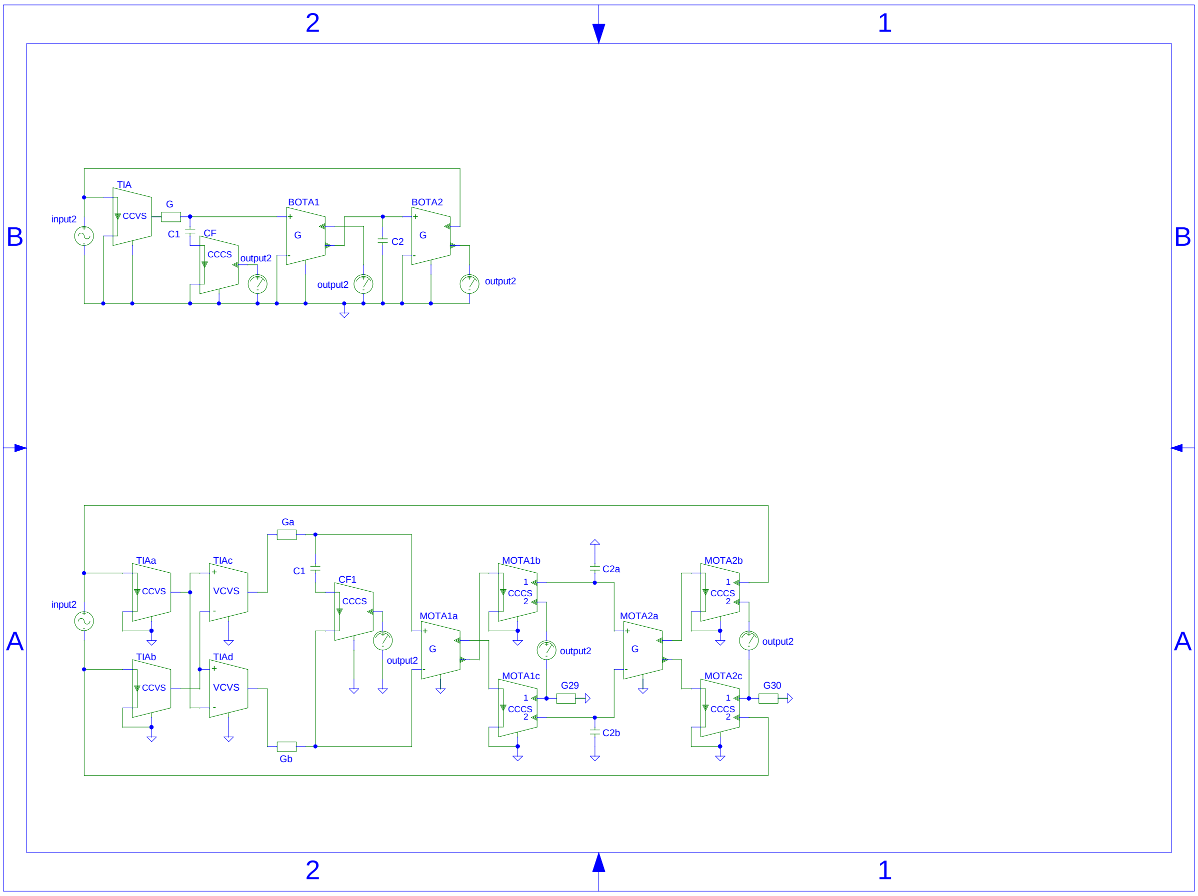
Obr. A.3: Nediferenční a plně diferenční kmitočtový filtr s aktivními prvky BOTA, TIA a CF, v diferenční podobě potom MOTA, FD-TIA a FD-CF

A.4 Model obvodů z kapitoly 5.4



Obr. A.4: Nediferenční a plně diferenční kmitočtový filtr s aktivními prvky BOTA, TIA a CF, v diferenční podobě potom BOTA, FD-TIA a FD-CF

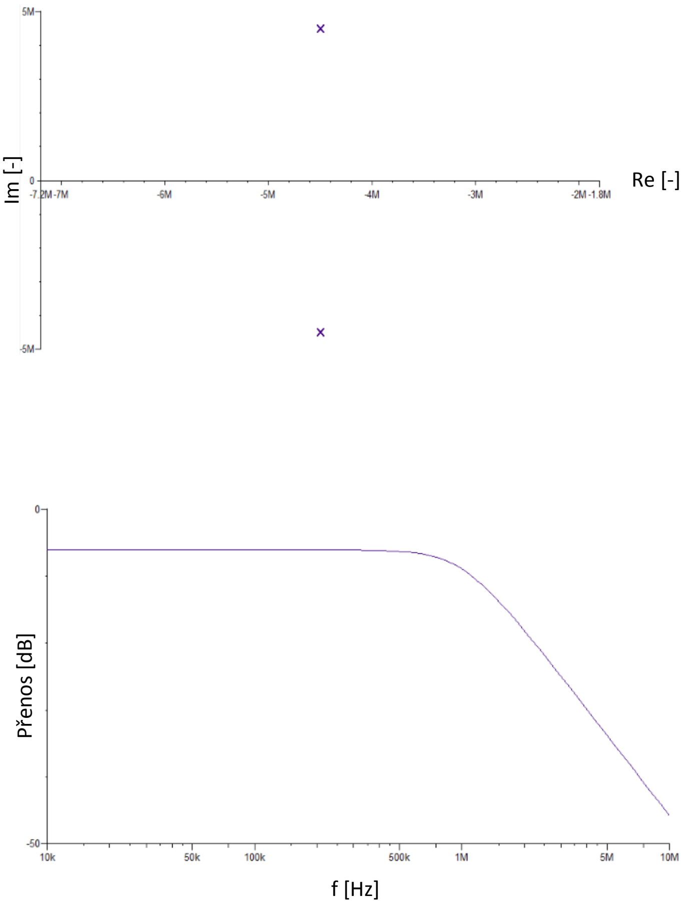
A.5 Model obvodů z kapitoly 5.5



Obr. A.5: Nediferenční a plně diferenční kmitočtový filtr s aktivními prvky UCC, BOTA, TIA a CF, v diferenční podobě potom UCC, MOTA, FD-TIA a FD-CF

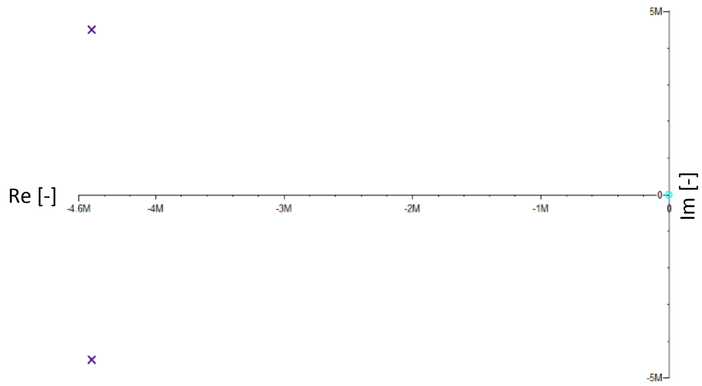
B SIMULACE

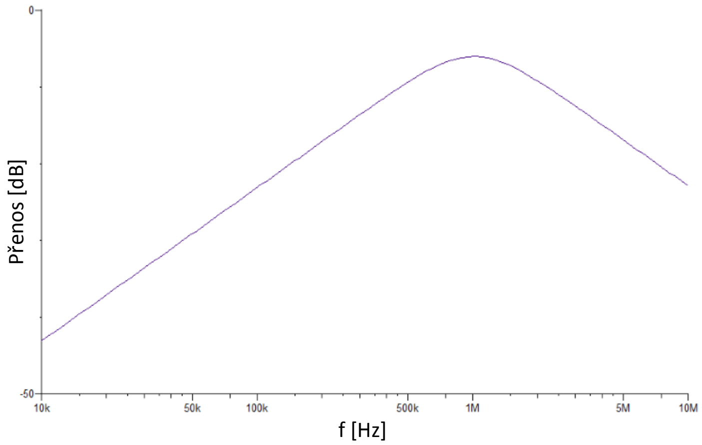
B.1 Simulace dolní propusti z kapitoly 5.2



Obr. B.1: Kmitočtový filtr typu dolní propust, $f_\mathrm{m} = 1$ MHz, $Q = 0{,}7071$.

B.2 Simulace pásmové propusti z kapitoly 5.2





Obr. B.2: Kmitočtový filtr typu pásmová propust, $f_\mathrm{r} = 1$ MHz, $f_\mathrm{D} = 526$ kHz, $f_\mathrm{H} =$ 1,934 MHz, $B = 1,408$ MHz, $Q =$ 0,7102.