



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

# KMITOČTOVÉ FILTRY S NETRADIČNÍ KOMBINACÍ AKTIVNÍCH PRVKŮ

FREQUENCY FILTERS WITH UNTRADITIONAL COMBINATION OF ACTIVE ELEMENTS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

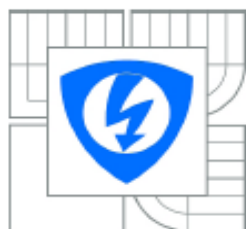
JAROSLAV FILGAS

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

ING. JAN JEŘÁBEK

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav telekomunikací

## Bakalářská práce

bakalářský studijní obor  
Teleinformatika

**Student:** Jaroslav Filgas  
**Ročník:** 3

**ID:** 106192  
**Akademický rok:** 2009/2010

### NÁZEV TÉMATU:

**Kmitočtové filtry s netradiční kombinací aktivních prvků**

### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte problematiku analogových kmitočtových filtrů v literatuře, zejména pak struktury pracující s netradičními aktivními prvky a v proudovém módu. V rámci bakalářské práce se zaměřte na návrh takových filtrů, u kterých bude využita netradiční kombinace aktivních prvků, a tyto obvody budou pracovat v proudovém módu. Jako aktivní prvky uvažujte např. proudové sledovače, proudové zesilovače, transkonduktanční prvky, operační zesilovače, proudové a napěťové konvejory. Vlastnosti navržených zapojení ověřte simulacemi za pomoci dostupných modelů v OrCadu.

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

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

**Termín zadání:** 29.1.2010

**Termín odevzdání:** 2.6.2010

**Vedoucí práce:** Ing. Jan Jeřábek

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

### UPOZORNĚNÍ:

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

# ANOTACE

Bakalářská práce pojednává o teorii a návrhu analogových kmitočtových filtrů druhého řádu, které pracují v proudovém módu a využívají netradiční kombinace aktivních prvků. Filtry jsou navrženy s využitím metody autonomních obvodů. Aktivní prvky použité při návrhu jsou proudový sledovač MO-CF, proudový zesilovač DACA, zobecněné proudové zrcadlo a invertor GCMI, transkonduktanční zesilovač BOTA, invertující proudový konvektor první a třetí generace ICCI/CCIII a univerzální napěťový konvektor UVC. Navržené filtry pracují výhradně v proudovém módu a jejich ideální a reálné modely jsou ověřeny v simulačním prostředí OrCadu.

Práce je strukturovaná do pěti kapitol včetně závěru. První kapitola uvádí obecné vlastnosti kmitočtových filtrů, typy filtračních funkcí, typy filtrů a důležité obecné vztahy. Ve druhé kapitole se věnují teorii použitých aktivních prvků, ve třetí pak metodám návrhu a čtvrtá obsahuje vlastní navržené filtry včetně jejich přenosových funkcí a výsledků ověření jejich funkčnosti v simulačním prostředí.

## KLÍČOVÁ SLOVA

Kmitočtový filtr, proudový mód, aktivní prvek, proudový zesilovač, proudový sledovač, proudový a napěťový konvektor, proudové zrcadlo, invertor.

# **ABSTRACT**

The Bachelor's thesis deals with the theory and designing of analog frequency filters of the second order, which operate in current mode and use the untraditional combination of active elements. The filters are designed by means of the autonomous circuits. Active elements used in the design is Multiple Output Current Follower MO-CF, Digitally Controlled Current Amplifier DACA, Generalized Current Mirror and Inverters GCMI, Balanced Operational Transconductance Amplifier BOTAs, Inverting Current Conveyor 1<sup>st</sup> and 3<sup>rd</sup> Generation ICCI/ICCI and Universal Voltage Conveyor UVC. The proposed filters work in current mode and their ideal and real models are verified in the simulation environment OrCad.

The thesis is structured into five chapters including the conclusion. The first chapter gives the general characteristics of the frequency filters, types of filter functions, types of filters and general equations. The second chapter is devoted to the theory of the active elements. The third chapter is about methods of designing and the fourth includes custom designed filters, including their transfer functions and the results verify their functionality in the simulation environment.

# **KEYWORDS**

Frequency filter, current mode, active element, current amplifier, current follower, current and voltage conveyor, current mirror, inverter.

FILGAS, J. *Kmitočtové filtry s netradiční kombinací aktivních prvků: bakalářská práce*. Brno: FEKT VUT v Brně, 2010. 54 s. Vedoucí práce Ing. Jan Jeřábek.

## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Kmitočtové filtry s netradiční kombinací aktivních prvků“ 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 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 práce Ing. Janu Jeřábkovi za velmi užitečnou metodickou pomoc a cenné rady při zpracování bakalářské práce.

V Brně dne .....

.....  
podpis autora

# Obsah

<b>Seznam tabulek.....</b>	<b>2</b>
<b>Úvod.....</b>	<b>13</b>
<b>1 Kmitočtové filtry.....</b>	<b>14</b>
1.1 Typy filtračních funkcí.....	14
1.1.1 Dolní propust.....	14
1.1.2 Horní propust.....	15
1.1.3 Pásmová propust.....	16
1.1.4 Pásmová zádrž.....	17
1.2 Typy filtrů.....	19
1.2.1 Pasivní filtry.....	19
1.2.2 Aktivní filtry.....	19
1.3 Přenosová funkce.....	20
1.4 Charakteristická rovnice.....	21
<b>2 Aktivní prvky.....</b>	<b>22</b>
2.1 Vícevýstupový proudový sledovač MO-CF.....	22
2.2 Řiditelný proudový zesilovač DACA.....	22
2.3 Zobecněné proudové zrcadlo a invertor GCMI.....	23
2.4 Transkonduktanční zesilovač BOTA.....	24
2.5 Invertující proudový konvektor první generace ICCI+.....	24
2.6 napěťový konvektor DCVC+/-.....	25
<b>3 Metody návrhu.....</b>	<b>27</b>
3.1 Pomocí autonomního obvodu.....	27
<b>4 Návrh filtrů.....</b>	<b>28</b>
4.1 Kmitočtový filtr s kombinací prvků DACA a MO-CF.....	28
4.2 První kmitočtový filtr s kombinací prvků DACA a GCMI.....	32
4.3 Kmitočtový filtr s kombinací prvků BOTA a ICCI+.....	38
4.4 Kmitočtový filtr s kombinací prvků DACA a ICCIII+.....	42
4.5 Kmitočtový filtr s kombinací prvků DACA a UVC.....	45



<b>Závěr.....</b>	<b>52</b>
<b>Literatura.....</b>	<b>54</b>
<b>Seznam použitých veličin, symbolů a zkratk .....</b>	<b>55</b>
<b>Seznam příloh .....</b>	<b>58</b>

## Seznam obrázků

Obr. 1.1: Dolní propust RC prvního řádu – RC článek .....	14
Obr. 1.3: Horní propust RC prvního řádu.....	15
Obr. 1.2: Přenosová charakteristika dolní propusti .....	15
Obr. 1.5: Pasivní pásmová propust RC prvního řádu.....	16
Obr. 1.4: Přenosová charakteristika horní propusti .....	16
Obr. 1.7: Schéma pasivní pásmové zádrže RC prvního řádu .....	17
Obr. 1.6: Přenosová charakteristika pásmové propusti .....	17
Obr. 1.8: Přenosová charakteristika pásmové zádrže.....	18
Obr. 1.9: Blokové schéma přenosové funkce.....	20
Obr. 2.1: a) Schematická značka prvku MO-CF, b) UCC zapojen jako MO-CF.....	22
Obr. 2.2: Schematická značka prvku DACA.....	23
Obr. 2.3: Schematická značka GCMI.....	23
Obr. 2.4: Schematická značka prvku BOTA .....	24
Obr. 2.5: Schematická značka ICCI+ .....	25
Obr. 2.6: Napěťový konvejer DCVC+/-: a) schematická značka, b) realizace pomocí UVC .....	26
Obr. 4.1: Autonomní obvod filtru s DACA a MO-CF .....	28
Obr. 4.2: Výsledné zapojení filtru s reálnými pasivními prvky .....	29
Obr. 4.3: Modulová kmitočtová charakteristika prvního filtru ve funkci PP .....	31
Obr. 4.4: Modulová kmitočtová charakteristika prvního filtru ve funkci invertující HP .....	32
Obr. 4.5: Autonomní obvod filtru s prvky DACA a GCMI .....	33
Obr. 4.6: Výsledné zapojení druhého filtru .....	34
Obr. 4.7: Modulová kmitočtová charakteristika druhého filtru ve funkci invertující DP .....	35
Obr. 4.8: Modulová kmitočtová charakteristika druhého filtru ve funkci invertující PP .....	36
Obr. 4.9: Modulová kmitočtová charakteristika druhého filtru ve funkci PP .....	36
Obr. 4.10: Modulová kmitočtová charakteristika druhého filtru ve funkci HP.....	37
Obr. 4.13: Autonomní obvod filtru s BOTA a ICCI+ .....	38
Obr. 4.14: Obvod po nahrazení admitancí pasivními prvky .....	39
Obr. 4.15: Modulová kmitočtová charakteristika třetího filtru ve funkci invertující HP .....	40
Obr. 4.16: Modulová kmitočtová charakteristika třetího filtru ve funkci invertující DP s možností přeladění pomocí transkonduktance .....	40
Obr. 4.17: Modulová kmitočtová charakteristika třetího filtru ve funkci PP .....	41
Obr. 4.18: Autonomní obvod filtru s prvky DACA a ICCIII+ .....	42
Obr. 4.19: Výsledné zapojení filtru s reálnými pasivními prvky .....	43
Obr. 4.20: Modulová kmitočtová charakteristika čtvrtého filtru ve funkci HP.....	44
Obr. 4.21: Modulová kmitočtová charakteristika čtvrtého filtru ve funkci DP.....	44

Obr. 4.22: Autonomní obvod filtru s prvky DACA a UVC .....	45
Obr. 4.23: Výsledné zapojení filtru s reálnými pasivními prvky .....	47
Obr. 4.24: Modulová kmitočtová charakteristika pátého filtru ve funkci invertující DP – první varianta .....	49
Obr. 4.25: Modulová kmitočtová charakteristika pátého filtru ve funkci invertující PP – první varianta .....	49
Obr. 4.26: Modulová kmitočtová charakteristika pátého filtru ve funkci invertující HP – druhá varianta .....	50
Obr. 4.27: Modulová kmitočtová charakteristika pátého filtru ve funkci invertující PP – druhá varianta .....	50

## SEZNAM TABULEK

Tab. 4.1: Možnosti stanovení pasivních prvků a typy filtrů.....	29
Tab. 4.2: Hodnoty pasivních prvků .....	31
Tab. 4.3: Možnosti stanovení pasivních prvků druhého zapojení .....	33
Tab. 4.4: Hodnoty pasivních prvků druhého obvodu .....	35
Tab. 4.6: Volba pasivních prvků .....	38
Tab. 4.7: Hodnoty pasivních prvků pro obvod s BOTA a ICCI+ .....	39
Tab. 4.8: Možnosti stanovení pasivních prvků.....	42
Tab. 4.9: Hodnoty pasivních prvků pro obvod s DACA a ICCIII+ .....	43
Tab. 4.10: Volba pasivních prvků .....	46
Tab. 4.11: Hodnoty pasivních prvků pro obvod s DACA a UVC.....	48

## ÚVOD

V oblasti elektroniky a elektrotechniky je často potřeba ze spektra zpracovávaného signálu přenést pouze určité pásmo, zbytek potlačit. K tomuto účelu se používají kmitočtové filtry. Jde o lineární obvody, dvojbrany, které v určitém pásmu kmitočtů propouštějí jen některé složky spektra. Toto pásmo se nazývá propustné. Mimo něj jsou složky potlačeny v tzv. nepropustném pásmu.

Kmitočtové filtry se skládají z pasivních prvků, jako jsou rezistor, kapacitor a induktor (pasivní filtry), nebo z kombinací rezistoru či kapacitoru s aktivním prvkem (aktivní filtry). Aktivním prvkem může být například operační zesilovač, tranzistor, konvektor aj. V praxi se častěji využívají aktivní filtry, jelikož je u nich nastavení nebo přeladění parametrů daleko jednodušší.

Původně se filtry provozovali výhradně v napěťovém módu, ale neustálé zlepšování parametrů a technologií integrovaných obvodů má za následek také snížení napájecích napětí a spotřeby energie. Z toho vyplývá také snižování úrovní zpracovávaných signálů a nežádoucí snížení odstupu signálu od šumu. Při použití obvodu v proudovém módu se vliv těchto nežádoucích vlastností snižuje a mimo jiné se zlepšují další parametry obvodů. Například lze dosáhnout větší šířky pásma.

V této práci se budu zabývat návrhem několika kmitočtových filtrů v proudovém módu, které budou využívat aktivní prvky.

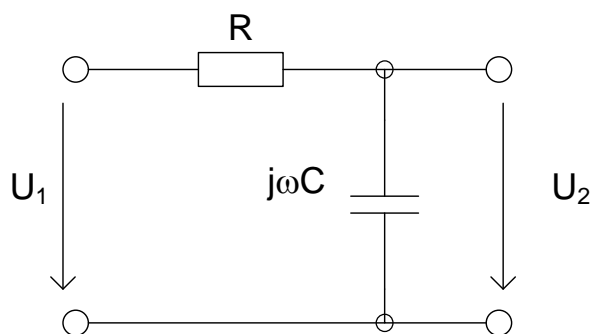
# 1 KMITOČTOVÉ FILTRY

## 1.1 TYPY FILTRAČNÍCH FUNKCÍ

Existuje pět základních typů filtračních funkcí, které je možné kmitočtovými filtry realizovat. Jsou to dolní propust DP, horní propust HP, pásmová propust PP, pásmová zadrž PZ a filtrační článek FC. Nejdůležitější z nich popisují v dalším textu.

### 1.1.1 DOLNÍ PROPUST

Prvním z typů filtrační funkce je dolní propust (DP). Tento obvod se využívá k propouštění nízkých a potlačení vysokých kmitočtů signálu. Typickým příkladem DP je RC článek na Obr. 1.1. V tomto případě jde o filtr prvního řádu, který je realizován pomocí dvou pasivních prvků, z nichž jeden je akumulární – kapacitor [11].

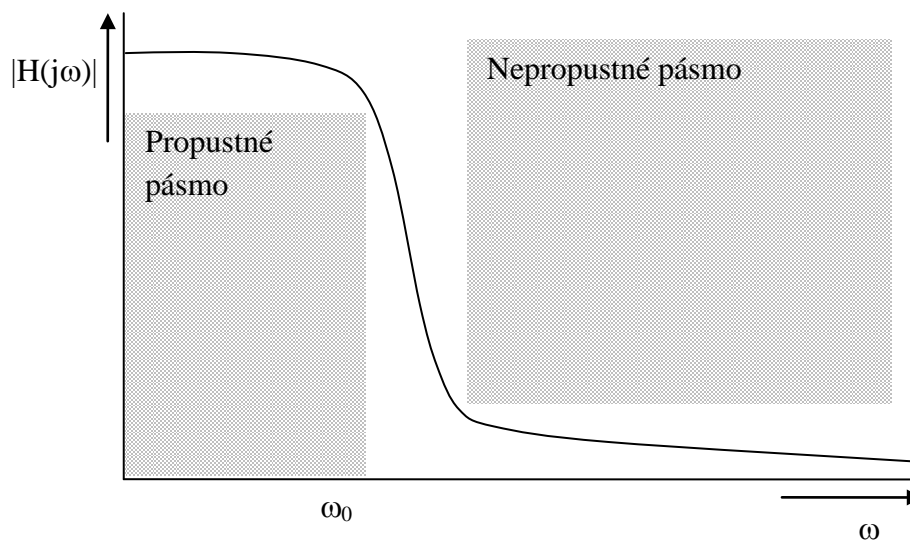


**Obr. 1.1: Dolní propust RC prvního řádu – RC článek**

Přenosová funkce RC článku se určí jako poměr komplexních napětí:

$$\begin{aligned} \bar{K}(\omega) &= \frac{\bar{U}_2(\omega)}{\bar{U}_1(\omega)} = \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2} = \frac{1/(j\omega C)}{R + 1/(j\omega C)} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \\ &= \frac{1}{1 + j\omega RC} \cdot \frac{1 - j\omega RC}{1 - j\omega RC} = \frac{1}{1 + (\omega RC)^2} - j \frac{\omega RC}{1 + (\omega RC)^2} = \\ &= \text{Re } \bar{K}(\omega) + j \text{Im } \bar{K}(\omega) \end{aligned} \quad , \quad (1.1)$$

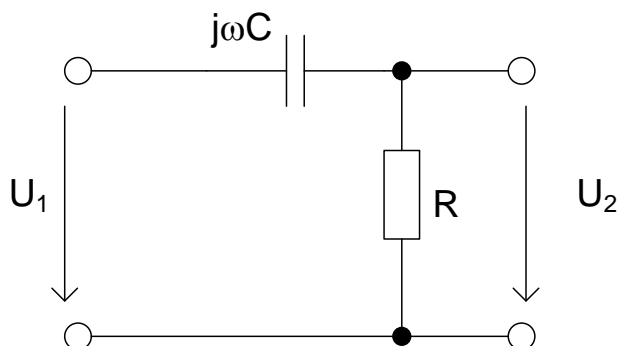
Přenosová charakteristika dolní propusti je na Obr. 1.2.



**Obr. 1.2: Přenosová charakteristika dolní propusti**

### 1.1.2 HORNÍ PROPUST

Dalším typem filtru je horní propust (HP), která propouští vysoké a potlačuje nízké kmitočty signálu. Základní schéma je na Obr. 1.3.

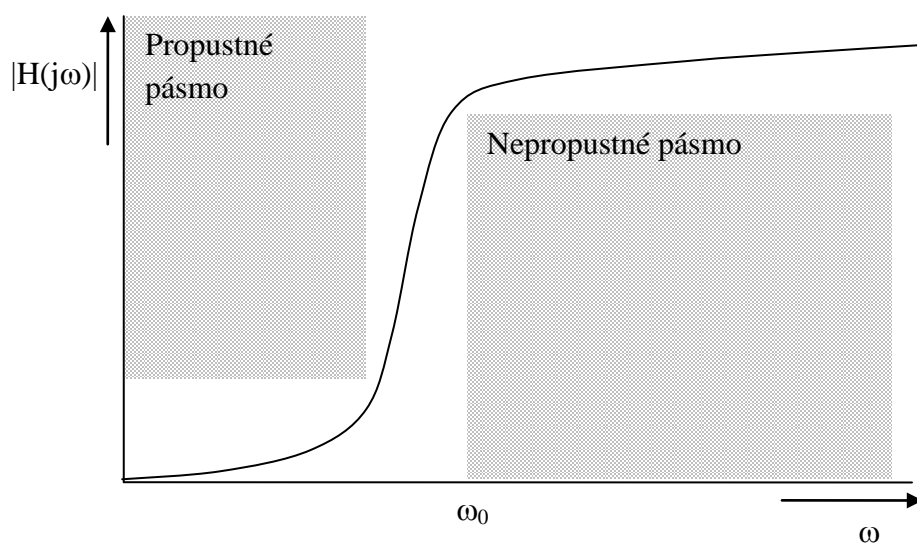


**Obr. 1.3: Horní propust RC prvního řádu**

Přenosová funkce je ve tvaru:

$$\bar{K}(\omega) = \frac{\bar{U}_2(\omega)}{\bar{U}_1(\omega)} = \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2} = \frac{R}{1/(j\omega C) + R} = \frac{1}{1 + 1/(j\omega RC)} \quad , \quad (1.2)$$

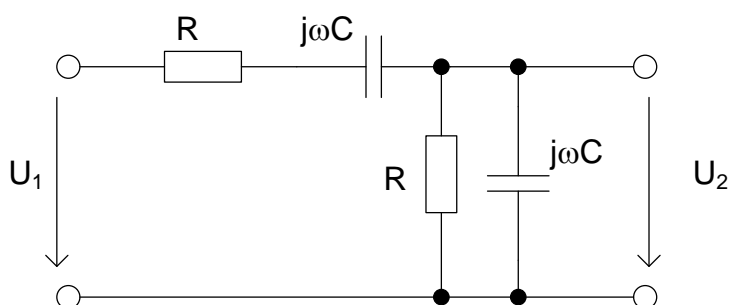
Přenosová charakteristika horní propusti je na Obr. 1.4



Obr. 1.4: Přenosová charakteristika horní propusti

### 1.1.3 PÁSMOVÁ PROPUST

Pokud kaskádně seřadíme dolní a horní propust RC prvního řádu [11], dostaneme pásmovou propust prvního řádu – jedna z mnoha možností řazení prvků je na Obr. 1.5.



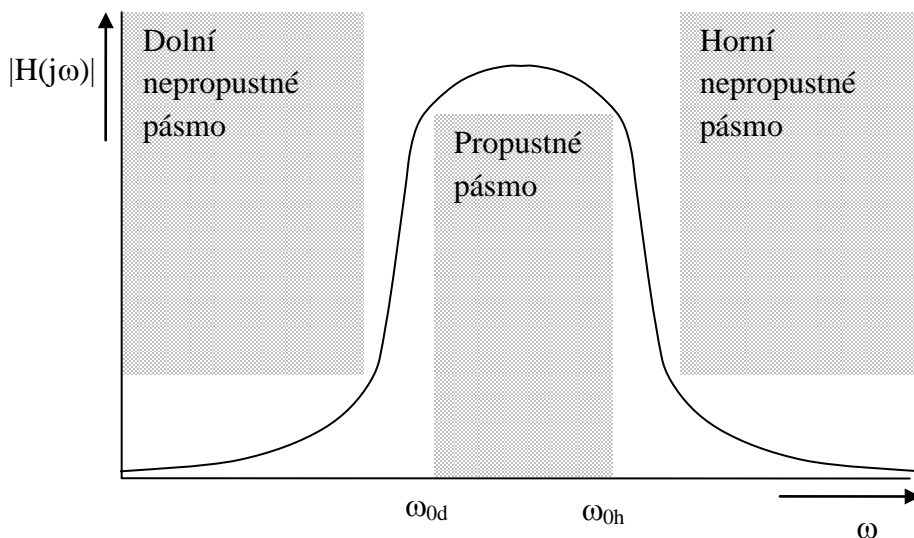
Obr. 1.5: Pasivní pásmová propust RC prvního řádu

Přenosová funkce má tvar:

$$\begin{aligned} \bar{K}(\omega) &= \frac{\bar{U}_2(\omega)}{\bar{U}_1(\omega)} = \frac{\frac{1}{1/\bar{Z}_3 + 1/\bar{Z}_4}}{\frac{1}{1/\bar{Z}_3 + 1/\bar{Z}_4} + \bar{Z}_1 + \bar{Z}_2} = \frac{\frac{1}{1/R + j\omega C}}{\frac{1}{1/R + j\omega C} + R + \frac{1}{j\omega C}} = \\ &= \frac{j\omega RC}{(j\omega RC + 1)^2 + j\omega RC} \end{aligned} \quad , \quad (1.3)$$



Přenosová charakteristika horní propusti je na Obr. 1.6.

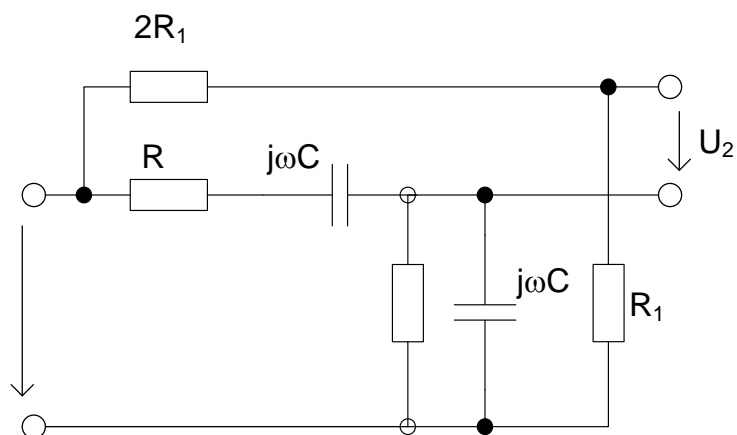


**Obr. 1.6: Přenosová charakteristika pásmové propusti**

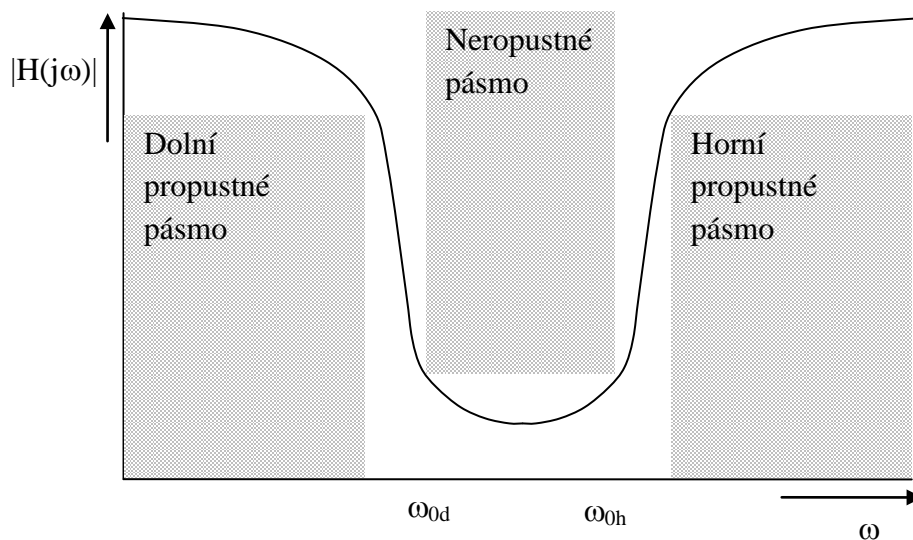
#### 1.1.4 PÁSMOVÁ ZÁDRŽ

Filtr, který realizuje funkci pásmové zádrže, se využívá například v případě potřeby odfiltrovat signály určitého kmitočtového pásma. Tehdy je potřeba, aby jeho činitel přenosu byl na rezonančním kmitočtu roven nule a přitom měl pro nízké a vysoké kmitočty konstantní hodnotu [11].

Takovou funkci lze získat přidáním děliče do pásmové propusti. Ten má zabezpečit kmitočtově nezávislé napětí, které se rovná napětí na výstupu propusti při rezonanci. Schéma pásmové propusti je na Obr. 1.7, její přenosová charakteristika pak na Obr. 1.8.



**Obr. 1.7: Schéma pasivní pásmové zádrže RC prvního řádu**



**Obr. 1.8: Přenosová charakteristika pásmové zadržky**

Přenosová funkce má podle [11] tvar:

$$\bar{K}(\Omega) = \frac{\bar{U}_2}{\bar{U}_1} = \frac{1}{3} \cdot \frac{1 - \Omega^2}{1 - \Omega^2 + 3j\Omega}, \quad (1.4)$$

kde  $\Omega$  je normovaný úhlový kmitočet a platí  $j\Omega = \frac{jf}{f_m} = \frac{j\omega}{\omega_m} = \bar{s} = \frac{\bar{p}}{\omega_m}$ .

## 1.2 TYPY FILTRŮ

Filtry se podle použitých součástek dělí na pasivní a aktivní.

### 1.2.1 PASIVNÍ FILTRY

Dosud jsem uváděl právě pasivní filtry, které se skládají pouze z pasivních prvků – rezistorů, induktorů a kapacitorů. Díky použití těchto prvků nelze dosáhnout v propustném pásmu většího zesílení, než 1. Pomocí pasivních filtrů lze realizovat všechny základní funkce – DP, HP, PP, PZ i FČ – a to prvního i druhého řádu. Některá zapojení těchto filtrů jsem uvedl v předchozí kapitole jako vzorové pro konkrétní filtrační funkce – DP je na Obr. 1.1, HP na Obr. 1.3, PP na Obr. 1.5 a PZ na Obr. 1.7.

### 1.2.2 AKTIVNÍ FILTRY

Z výše uvedeného vyplývá, že aktivní filtry jsou realizovány kombinací pasivních prvků R a C a aktivních prvků. Použití induktorů není žádoucí z hlediska nízkých kmitočtů, kdy by bylo zapotřebí velmi vysoké indukčnosti, realizovatelné pouze velkou součástkou. Jako aktivní prvky se nejčastěji používají operační zesilovače. Dále je možné použít tranzistor nebo také transkonduktanční zesilovač, dále se používají napět'ové a proudové konvejory.

Filtry mohou pracovat v napět'ovém, proudovém nebo smíšeném módu, podle toho, jaké využijeme vstupy/výstupy. Z dlouhodobého výzkumu v analogových integrovaných obvodech je patrné, že proudový mód má oproti napět'ovému nejrůznější výhody. V proudovém módu je možné dosáhnout větší šířky frekvenčního pásma, velkou rychlost, velký dynamický rozsah a v neposlední řadě také jednodušší struktury obvodu [3][11][12].

### 1.3 PŘENOSOVÁ FUNKCE

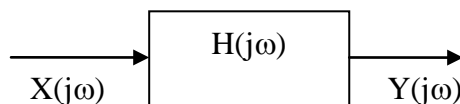
Pomocí přenosové funkce jsme schopni vyjádřit vztah mezi vstupní a výstupní částí obvodu. Ve filtrech patří přenosová funkce k nejdůležitějším vlastnostem. Přenosová funkce filtru se vstupem  $X$  a výstupem  $Y$  bude mít tvar ,

(1.5),

$$H(p) = \frac{Y}{X} , \quad (1.5)$$

kde  $X$  je vstupní a  $Y$  výstupní veličina.

Funkci reprezentuje také Obr. 1.9.



**Obr. 1.9: Blokové schéma přenosové funkce**

Tvar rovnice pro proudový mód má tvar:

$$H(p) = \frac{I_{out}}{I_{in}} , \quad (1.6)$$

kde  $I_{in}$  je vstupní a  $I_{out}$  výstupní proud obvodu.

Napětový mód by byl vyjádřen místo proudy napětím.

Chceme – li vyjádřit přenosovou funkci graficky, použijeme tzv. Bodeho diagram, kde se modul přenosové funkce vyjadřuje v decibelech [12]:

$$H(p) = 20 \log H(p) , \quad (1.7)$$

Při přechodu z propustného do nepropustného pásma a naopak se modulová charakteristika změní o 3 dB oproti maximální hodnotě přenosu. Tuto vlastnost můžeme pozorovat při úhlovém kmitočtu, jemuž odpovídá mezní úhlová frekvence  $\omega_0$ . Ta je vyjádřena vztahem (1.8) [12]:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 , \quad (1.8)$$

kde  $f_0$  je mezní frekvence.

## 1.4 CHARAKTERISTICKÁ ROVNICE

Tato rovnice charakterizuje autonomní obvod, o kterém se zmíním později. V základu vyjadřuje chování obvodu a v podstatě je to jmenovatel přenosové funkce značený  $D$ . Pro filtry druhého řádu platí charakteristická rovnice ve tvaru:

$$D = b_0 + pb_1 + p^2b_2, \quad (1.9)$$

kde  $b_0, b_1, b_2$  jsou reálné kladné koeficienty.

Aby byl filtr stabilní, musí charakteristická rovnice obsahovat všechny tři členy  $p^0, p^1, p^2$  a zároveň tyto musejí být kladné. Této skutečnosti využíváme při návrhu obvodu pro umístění pasivních prvků.

Při výpočtu skutečných hodnot pasivních prvků vycházíme z rovnic pro výpočet kvality jakosti (1.10) a mezní frekvence (1.11), kam dosadíme koeficienty  $b_x$ .

$$Q = \frac{\sqrt{b_0b_2}}{b_1}, \quad (1.10)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{b_0}{b_2}}, \quad (1.11)$$

kde  $Q$  je kvalita jakosti,  $\omega_0$  úhlový kmitočet a  $f_0$  mezní kmitočet filtru.

## 2 AKTIVNÍ PRVKY

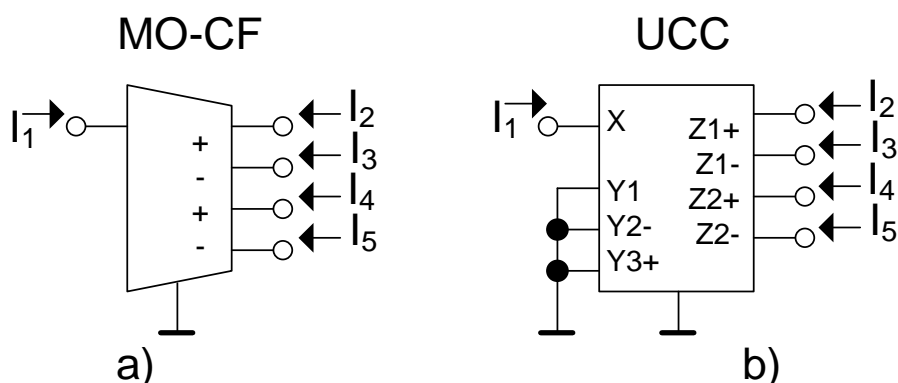
### 2.1 VÍCEVÝSTUPOVÝ PROUDOVÝ SLEDOVAČ MO-CF

Tento prvek má dva kladné a dva záporné proudové výstupy a jeden proudový vstup. Jeho schematická značka je na Obr. 2.1a. Charakterizují ho tyto vztahy:

$$I_1 = I_2 = I_4, \quad -I_1 = I_3 = I_5, \quad (2.1), (2.2)$$

kde  $I_1$  je proud na vstupu,  $I_2$  a  $I_4$  jsou proudy kladně a  $I_3$ ,  $I_5$  záporně orientované.

Jelikož MO-CF (Multiple Output Current Follower) není jako reálný prvek dostupný, je možné ho realizovat pomocí obvodu UCC (Univerzálního proudového konvejeoru) [4]. Zapojení UCC jako MO-CF je možné provést podle Obr. 2.1 b) a v programu OrCad, jenž budu využívat k návrhu filtrů, je prvek označován MCMI [7].



Obr. 2.1: a) Schematická značka prvku MO-CF, b) UCC zapojen jako MO-CF

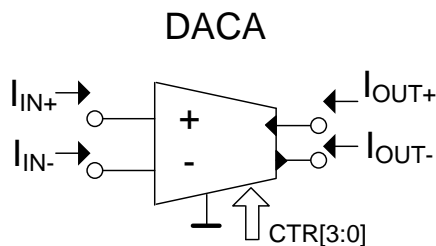
### 2.2 ŘIDITELNÝ PROUDOVÝ ZESILOVAČ DACA

Prvek DACA (Digitally Adjustable Current Amplifier) byl vyvinut na Ústavu telekomunikací VUT v Brně a jeho původní označení bylo DCCA (Digitally Controlled Current Amplifier) [10]. Jeho schematická značka je na Obr. 2.2.

Charakteristické rovnice mají tvar:

$$I_{OUT+} = A_I (I_{IN+} - I_{IN-}), \quad I_{OUT-} = -A_I (I_{IN+} - I_{IN-}), \quad (2.3), (2.4)$$

kde  $A_I$  je proudové zesílení a  $I_{INX}$ ,  $I_{OUTX}$  jsou proudy tekoucí do vstupů a výstupů.



**Obr. 2.2: Schématická značka prvku DACA**

Digitální řízení proudového zesílení je zajištěno čtyřbitovou sběrnicí CTR [3:0], přičemž zesílení je dáno následujícími vztahy:

$$K = D_3 2 \cdot 10^{-3} + D_2 1 \cdot 10^{-3} + D_1 0,5 \cdot 10^{-3} + D_0 0,25 \cdot 10^{-3} + 0,125 \cdot 10^{-3}, \quad (2.5)$$

$$A_I = 24 \cdot 10^{-3} \cdot K, \quad (2.6)$$

kde  $K$  je koeficient pro výpočet zesílení,  $D_x$  jsou bity nastavované směrnicí a  $A_I$  je zesílení, které požadujeme.

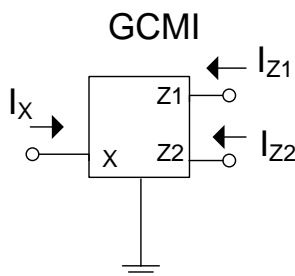
### 2.3 ZOBECNĚNÉ PROUDOVÉ ZRCADLO A INVERTOR GCMI

Dalším prvkem vyvinutým na Ústavu telekomunikací VUT je GCMI (Generalized current Mirror and Invertor). Pracuje čistě v proudovém módu, čili jeho vstupy i výstupy jsou proudové. Funkci GCMI popisují rovnice [6]:

$$I_{Z1} = a \cdot I_X, \quad I_{Z2} = b \cdot I_X, \quad (2.7), (2.8)$$

kde  $a$  a  $b$  jsou přenosové koeficienty, které mohou nabývat hodnot -1 nebo 1.

Schematická značka GCMI je na Obr. 2.3.



**Obr. 2.3: Schématická značka GCMI**

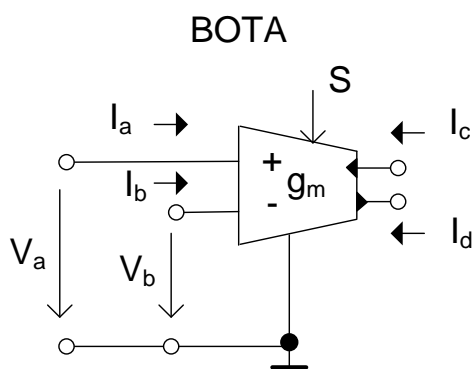
## 2.4 TRANSKONDUKTANČNÍ ZESILOVAČ BOTA

Tento napětím řízený zdroj proudu pracuje buď s konstantní nebo nastavitelnou transkonduktancí  $g_m$ . Funguje ve smíšeném módu a vychází z prvku OTA, oproti kterému má navíc jeden vstup s opačným směrem proudu [5].

Prvek charakterizuje tento vztah:

$$I_c = I_d = S(V_a - V_b), \quad (2.9)$$

kde  $S$  je nastavitelná strmost a  $I_x$  jsou výstupní proudy.



**Obr. 2.4:** Schematická značka prvku BOTA

## 2.5 INVERTUJÍCÍ PROUDOVÝ KONVEJOR PRVNÍ GENERACE ICCI+

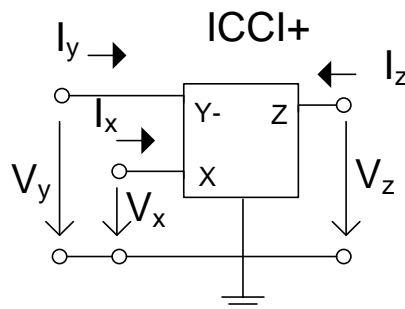
Se snižováním napájecího napětí z důvodů snížení spotřeby [11] a také možnosti napájet z baterií se obvody stávají méně odolné proti nežádoucímu šumu. Díky použití proudového nebo smíšeného režimu lze snížit odstup signálu od šumu a to umožňují například proudové konvejory.

ICCI+ je invertující proudový konvektor první generace, jehož funkci lze popsat maticovou rovnicí:

$$\begin{bmatrix} V_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & 0 \\ \beta & 0 & 0 \\ \gamma & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_x \\ V_y \\ V_z \end{bmatrix}, \quad (2.10)$$

přičemž hodnoty koeficientů jsou pro ICCI+  $\alpha=-1$ ,  $\beta=1$ ,  $\gamma=1$ .





Obr. 2.5: Schematická značka ICCL+

## 2.6 NAPĚŤOVÝ KONVEJOR DCVC+/-

Jedná se o napěťový konvektor s rozdílovými proudovými vstupy (Differential Current Voltage Conveyor, DCVC) [1][2]. Jsou definovány tři typy DCVC se dvěma výstupy, pro které platí maticová rovnice:

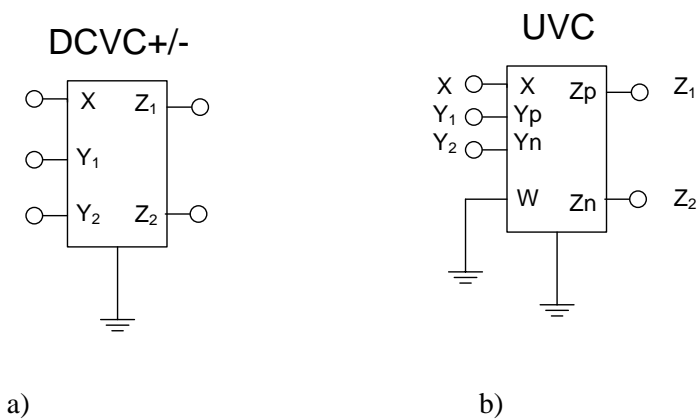
$$\begin{bmatrix} I_x \\ U_{y1} \\ U_{y2} \\ U_{z1} \\ U_{z2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \gamma_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \gamma_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_x \\ I_{y1} \\ I_{y2} \\ I_{z1} \\ I_{z2} \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

kde platí:  $\gamma_1 = \gamma_2 = 1$  pro DCVC+/-;  $\gamma_1 = \gamma_2 = -1$  pro DCVC-/-;  $\gamma_1 = 1, \gamma_2 = -1$  pro DCVC+/-.

Prvek DCVC může být realizován pomocí aktivního prvku označovaného jako UVC. Schématická značka napěťového konvejeoru DCVC+/- je na Obr. 2.6a, realizace pomocí univerzálního napěťového konvejeoru UVC je na Obr. 2.6b. Univerzální napěťový konvektor UVC obsahuje jeden napěťový vstup x, dva rozdílové proudové vstupy  $y_1$  a  $y_2$  a určitý počet invertujících a neinvertujících napěťových výstupů z. Napětí ze svorky x je přenášeno na výstupní svorky z s kladným či záporným znaménkem. Rozdíl proudů na vstupních svorkách y je přiváděn na vstup x. Vlastnosti UVC jsou popsány maticovou rovnicí (2.12) a vlastnosti DCVC+/- maticovou rovnicí (2.13).

$$\begin{bmatrix} I_x \\ I_w \\ U_{y+} \\ U_{y-} \\ U_{z+} \\ U_{z-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_x \\ U_w \\ I_{y+} \\ I_{y-} \\ I_{z+} \\ I_{z-} \end{bmatrix}, \quad (2.12)$$

$$\begin{bmatrix} I_x \\ U_y \\ U_{z1} \\ U_{z2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_x \\ I_y \\ I_{z1} \\ I_{z2} \end{bmatrix}, \quad (2.13)$$



Obr. 2.6: Napěťový konvejer DCVC+/-: a) schematická značka, b) realizace pomocí UVC

## 3 METODY NÁVRHU

### 3.1 POMOCÍ AUTONOMNÍHO OBVODU

Při návrhu pomocí autonomního obvodu využíváme úplné admitanční sítě, kterou připojíme k aktivnímu prvku [8] [6]. Poté se snažíme najít funkční zapojení.

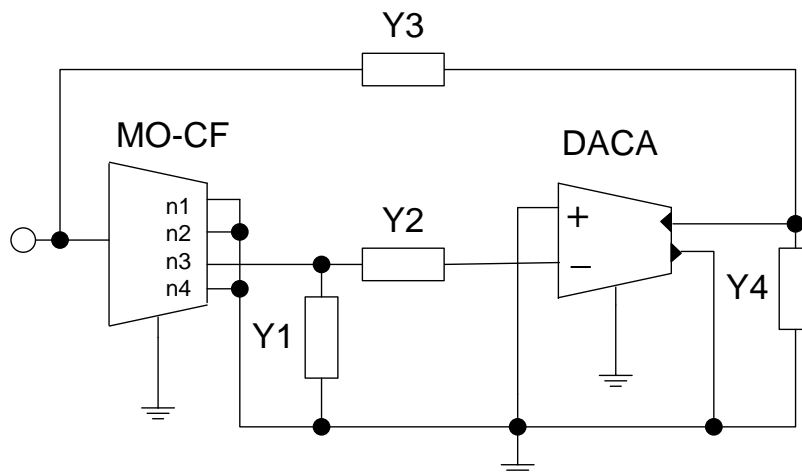
Detailní postup je popsán lze nalézt ve velkém množství literatury [9]. Já jej shrnu do několika bodů:

1. K úplné admitanční síti obsahující pouze obecné pasivní admitance připojíme aktivní prvek a poté postupně zjednodušíme síť.
2. Nalezneme charakteristickou rovnici autonomního obvodu, kterou následně zjednodušíme vhodnou volbou koeficientů, zesílení apod.
3. Zároveň musíme dbát na dodržení jedné z podmínek stability, která říká, že členy rovnice musejí být kladné.
4. Poté nahradíme obecné admitance pasivními prvky tak, aby byla dodržena další podmínka stability a byl splněn řád požadované funkce - viz kapitola 1.4.
5. Dále umístíme vstupní a výstupní brány tak, že proudové vstupy zapojíme do uzlu, proudové výstupy do smyčky. Různou kombinací vstupů a výstupů můžeme dosáhnout různých filtračních funkcí obvodu a dostaneme tak multifunkční filtr.
6. Vypočítáme skutečné hodnoty pasivních prvků a na tyto hodnoty nastavíme prvky v realizačním programu – například OrCad.
7. Nakonec simulujeme filtrační funkce.

## 4 NÁVRH FILTRŮ

### 4.1 KMITOČTOVÝ FILTR S KOMBINACÍ PRVKŮ DACA A MO-CF

Jako první návrh jsem zvolil kombinaci prvku DACA a MO-CF. Výsledkem je obvod, který funguje jako aktivní filtr druhého řádu se čtyřmi pasivními a dvěma aktivními prvky. Schéma jeho autonomního obvodu lze vidět na Obr. 4.1.



**Obr. 4.1: Autonomní obvod filtru s DACA a MO-CF**

Tento autonomní obvod má charakteristickou rovnici ve tvaru:

$$D = Y_1 Y_3 + Y_1 Y_4 + Y_2 Y_3 + Y_2 Y_3 A n_3 + Y_2 Y_4 = 0, \quad (4.1)$$

kde  $Y_x$  jsou obecné admitance a  $A$  je zesílení prvku DACA a  $n_x$  jsou přenosové koeficienty.

Pokud v rovnici (4.1) položíme  $A = 1$  a  $n_3 = 1$ , pak se tato zjednoduší:

$$D = Y_1 Y_3 + Y_1 Y_4 + 2Y_2 Y_3 + Y_2 Y_4 = 0, \quad (4.2)$$

Nyní za admitance dosadím skutečné prvky. Ty volím podle potřeby tak, abych dostal výslednou rovnici ve tvaru (1.9). Existují celkem 4 možnosti, jak toho dosáhnout. Shrnuty jsou v následující tabulce, přičemž každá varianta představuje jinou funkci na výstupu obvodu. Vstup a výstup obvodu je patrný z Obr. 4.2 níže.

**Tab. 4.1: Možnosti stanovení pasivních prvků a typy filtrů**

Var.	$Y_1$	$Y_2$	$Y_3$	$Y_4$
1.	$G_1$	$pC_1$	$pC_2$	$G_2$
2.	$pC_1$	$G_1$	$G_2$	$pC_2$
3.	$pC_1$	$G_1$	$pC_2$	$G_2$
4.	$G_1$	$pC_1$	$G_2$	$pC_2$

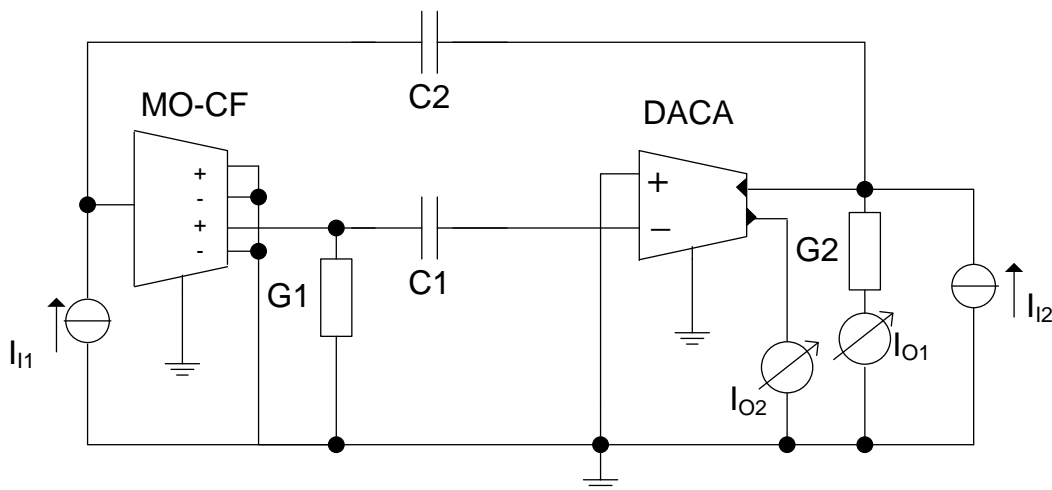
Pro další analýzu volím první variantu.

Výsledná charakteristická rovnice má tvar:

$$D = G_1 G_2 + p(G_1 C_2 + G_2 C_1) + 2p^2 C_1 C_2 = 0, \quad (4.3)$$

což odpovídá obecnému tvaru charakteristické rovnice filtrů druhého řádu (1.9).

Po nahrazení obecných admitancí reálnými prvky přejde obvod na strukturu znázorněnou na Obr. 4.2.

**Obr. 4.2: Výsledné zapojení filtru s reálnými pasivními prvky**

Přenosové funkce tohoto filtru mají tvar:

$$\frac{I_{O1}}{I_{I1}} = \frac{pC_1 G_2}{D}, \quad (PP) \quad (4.4)$$

$$\frac{I_{02}}{I_{12}} = -\frac{p^2 C_1 C_2}{D} \quad (\text{inv. HP}) \quad (4.5)$$

V případě volby pasivních prvků dle varianty 3., resp. 4. z Tab. 4.1 má přenosová funkce tvar (4.6) pro DP, resp. (4.7) pro HP:

$$\frac{I_0}{I_I} = \frac{G_1 G_2}{G_1 G_2 + p(2G_1 C_2 + G_2 C_1) + p^2 C_1 C_2}, \quad (4.6)$$

$$\frac{I_0}{I_I} = \frac{p^2 C_1 C_2}{G_1 G_2 + p(G_1 C_2 + 2G_2 C_1) + p^2 C_1 C_2}, \quad (4.7)$$

Nadále budu vycházet ze zapojení, které realizuje funkci PP, čili podle první varianty z Tab. 4.1.

Nyní zbývá vypočítat skutečné hodnoty pasivních prvků pro mezní kmitočet 1 MHz a činitel jakosti 0,707. K výpočtu byly zvoleny hodnoty kapacitorů 100 pF. K výpočtu použiji vztahů (1.10) a (1.11).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{\sqrt{G_1 G_2}}{2C_1 C_2} \Rightarrow G_1 = \frac{8\pi^2 f_0^2 C^2}{G_2}, \quad (4.8)$$

$$Q = \frac{\sqrt{G_1 G_2 2C_1 C_2}}{G_1 C_2 + G_2 C_1} = \frac{\sqrt{2G_1 G_2}}{G_1 + G_2}, \quad (4.9)$$

Po dosazení za  $G_1$  do rovnice (4.9) dostaneme vztah:

$$Q = \frac{G_2 (\pi f_0 C)}{8\pi^2 f_0^2 C^2 + G_2}, \quad (4.10)$$

Po jednoduché úpravě dostávám kvadratickou rovnici, do které následně dosadím zvolené hodnoty:

$$G_2^2 - \frac{4\pi f C}{Q} G_2 + 8\pi^2 f^2 C^2 = 0$$

$$G_2^2 - \frac{4\pi \cdot 1 \cdot 10^6 \cdot 100 \cdot 10^{-12}}{0,707} G_2 + 8\pi^2 (1 \cdot 10^6)^2 (100 \cdot 10^{-12})^2 = 0$$

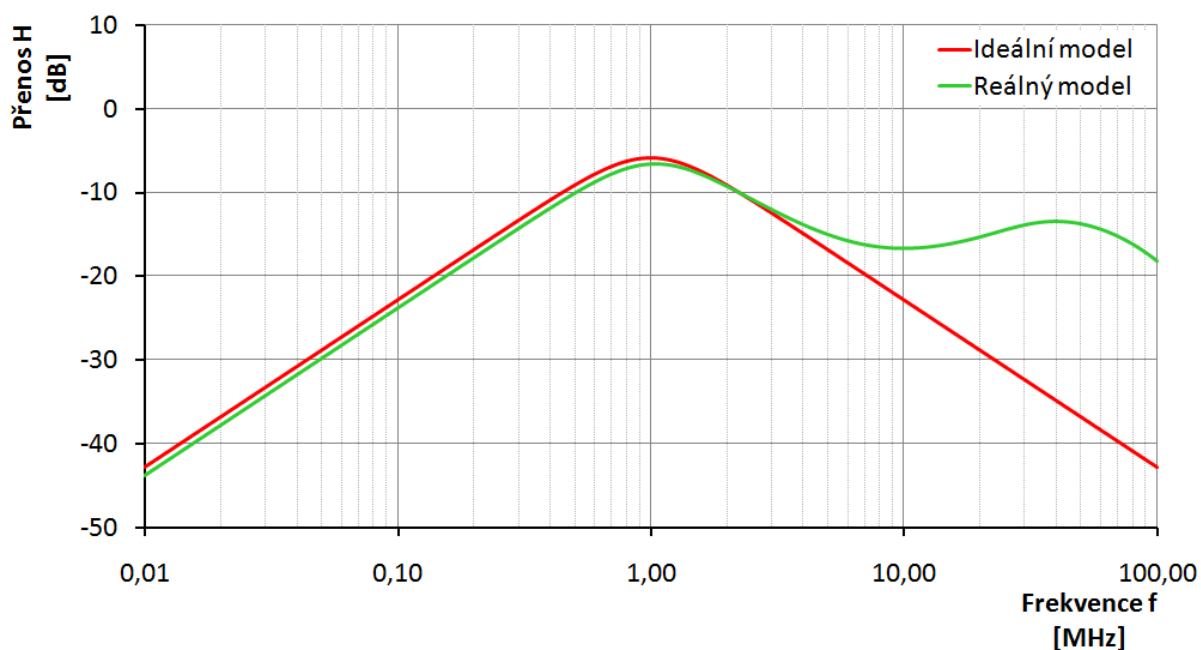
Výpočtem této rovnice dostanu dvě hodnoty  $G_2$ , ze kterých zvolím jednu a dopočítám  $G_1$ . Poté vyjádřím  $R_1$  a  $R_2$ . Hodnoty jsou shrnuty v následující tabulce:

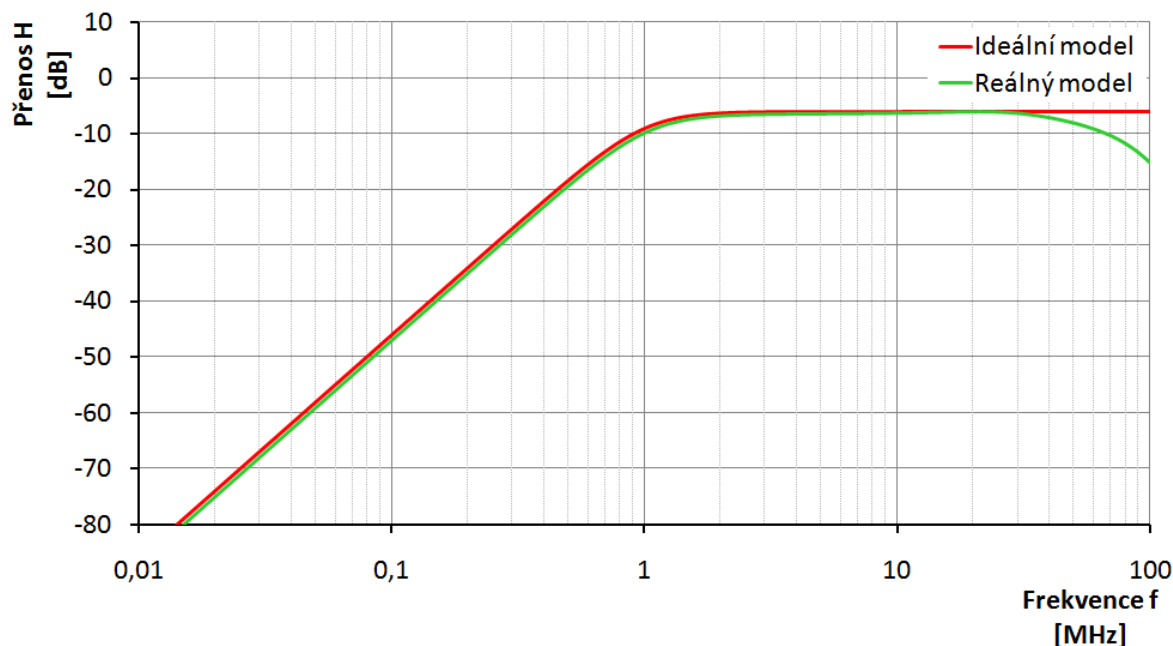
**Tab. 4.2: Hodnoty pasivních prvků**

Var.	$G_1$ [mS]	$R_1$ [ $\Omega$ ]	$G_2$ [mS]	$R_2$ [ $\Omega$ ]	$C_1, C_2$ [pF]	$f_0$ [MHz]	$Q$ [-]
1.	$8,739 \cdot 10^{-1}$	1144,2	$9,035 \cdot 10^{-1}$	1106,9	100	1	0,707
2.	$9,035 \cdot 10^{-1}$	1106,9	$8,739 \cdot 10^{-1}$	1144,2	100		

Podobným způsobem by bylo možné vypočítat i hodnoty pro zapojení obvodu realizujícího funkci HP a DP, to jsem však již do práce nezahrnul.

Výsledky simulace zapojení z Obr. 4.2 s ideálním a reálným modelem filtru jsou uvedeny na Obr. 4.3.

**Obr. 4.3: Modulová kmitočtová charakteristika prvního filtru ve funkci PP**



**Obr. 4.4: Modulová kmitočtová charakteristika prvního filtru ve funkci invertující HP**

Z předcházejících grafů lze vidět, že navrhnutý obvod skutečně pracuje jako pásmová propust (Obr. 4.3) a invertující horní propust (Obr. 4.4). Oba filtry zeslabují signál o 6,5 dB.

U pásmové propusti je v ideálním modelu mezní frekvence filtru 1 MHz při útlumu 20 dB na dekádu. U reálného modelu je mezní frekvence téměř 1 MHz a útlum na dekádu činí 20 dB, ovšem pouze v dolním nepropustném pásmu. Z grafu reálného průběhu je patrné značné zkreslení přibližně od kmitočtu 3 MHz. Toto je způsobeno především reálnou vstupní impedancí proudových vstupů aktivních prvků.

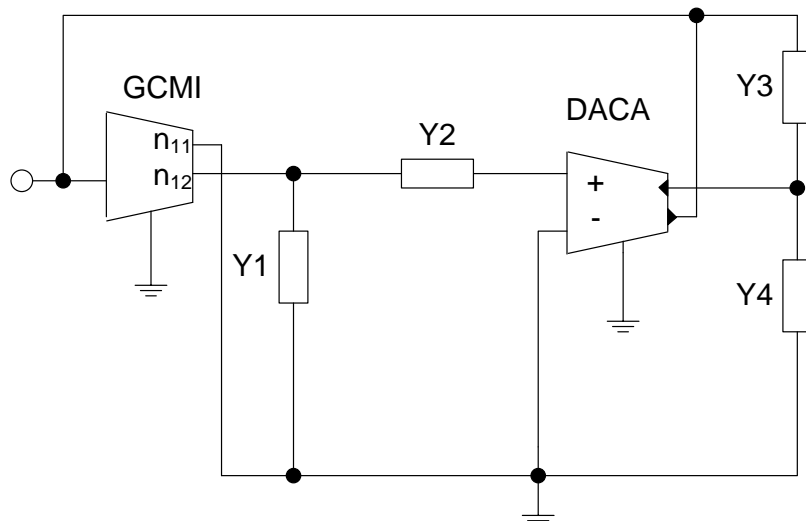
Invertující horní propust má v reálném modelu podobné vlastnosti jako v ideálním. Vykazuje útlum 40 dB na dekádu a mezní frekvence je 1 MHz. Kmitočty nad 30 MHz sice výrazně potlačuje, ale pro většinu praktických případů to není zásadní problém.

Zapojení filtru v této podobě není v praxi příliš dobře použitelné, jelikož přímé propojení proudových vstupů přes kondenzátory zpravidla na vysokých kmitočtech nefunguje dle teoretických předpokladů.

## 4.2 PRVNÍ KMITOČTOVÝ FILTR S KOMBINACÍ PRVKŮ DACA A GCMI

Jako druhou analyzovanou kombinaci aktivních prvků jsem zvolil prvky DACA a GCMI. První navržený autonomní obvod je na Obr. 4.5.





**Obr. 4.5: Autonomní obvod filtru s prvky DACA a GCMC**

Charakteristická rovnice tohoto zapojení je:

$$D = Y_1 Y_3 + Y_1 Y_4 + Y_2 Y_3 + Y_2 Y_4 + Y_2 Y_4 n_{12} A = 0, \quad (4.11)$$

kde  $Y_x$  jsou obecné admitance,  $A$  je zesílení prvku DACA a  $n_{xx}$  jsou přenosové koeficienty prvku GCMC.

Pokud v rovnici položíme  $A = 1$ ,  $n_{11} = 1$  a  $n_{12} = -1$ , pak se rovnice zjednoduší (GCMC je zapojeno jako invertující):

$$D = Y_1 Y_3 + Y_1 Y_4 + Y_2 Y_3 = 0, \quad (4.12)$$

Dále postupuji stejně jako v předchozím návrhu, čili volím pasivní prvky tak, abych dostal tvar (1.9).

**Tab. 4.3: Možnosti stanovení pasivních prvků druhého zapojení**

Var.	$Y_1$	$Y_2$	$Y_3$	$Y_4$
1.	$pC_1$	$G_1$	$G_2$	$pC_2$
2.	$G_1$	$pC_1$	$pC_2$	$G_2$

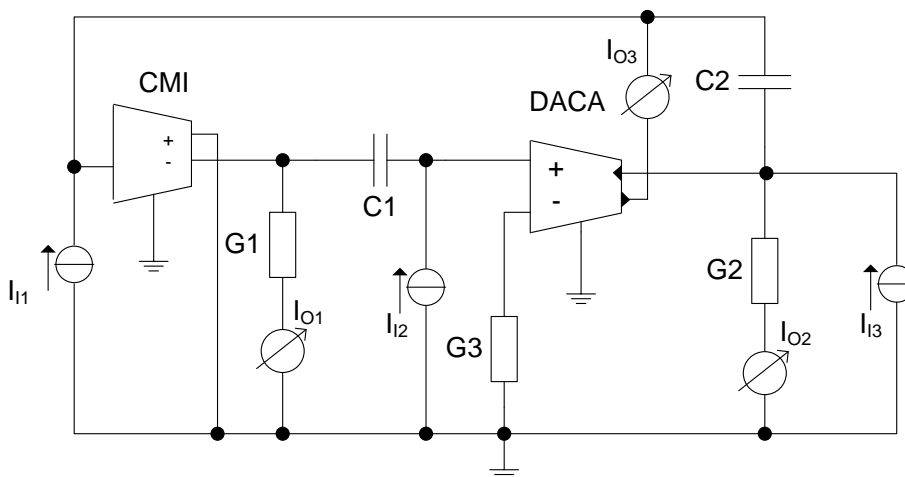
Pro další analýzu jsem zvolil druhou variantu.

Výsledná charakteristická rovnice má tvar:

$$D = G_1 G_2 + p G_1 C_2 + p^2 C_1 C_2 = 0, \quad (4.13)$$

což odpovídá obecnému tvaru charakteristické rovnice filtru druhého řádu (1.9).

Po nahrazení obecných admitancí pasivními prvky přejde obvod na strukturu znázorněnou na Obr. 4.6.



**Obr. 4.6: Výsledné zapojení druhého filtru**

Přenosové funkce tohoto zapojení mají tvar:

$$\frac{I_{O1}}{I_{I2}} = -\frac{G_1 G_2}{D}, \quad (\text{inv. DP}) \quad (4.14)$$

$$\frac{I_{O1}}{I_{I3}} = -\frac{p C_2 G_1}{D}, \quad (\text{inv. PP}) \quad (4.15)$$

$$\frac{I_{O2}}{I_{I1}} = \frac{p C_1 G_2}{D}, \quad (\text{PP}) \quad (4.16)$$

$$\frac{I_{O3}}{I_{I3}} = \frac{p^2 C_1 C_2}{D} \quad (\text{HP}) \quad (4.17)$$

kde  $I_{OX}$  jsou výstupní a  $I_{IX}$  vstupní snímané proudy.

Nyní zbývá vypočítat skutečné hodnoty pasivních prvků pro mezní kmitočet 1 MHz, činitel jakosti 0,707 a hodnoty kapacitorů 100 pF. K výpočtu použijí vztahů (1.10) a (1.11).

$$G_1 = \frac{2\pi f_0 C_1}{Q} = 8,887 \cdot 10^{-4} \Rightarrow R_1 = 1125\Omega$$

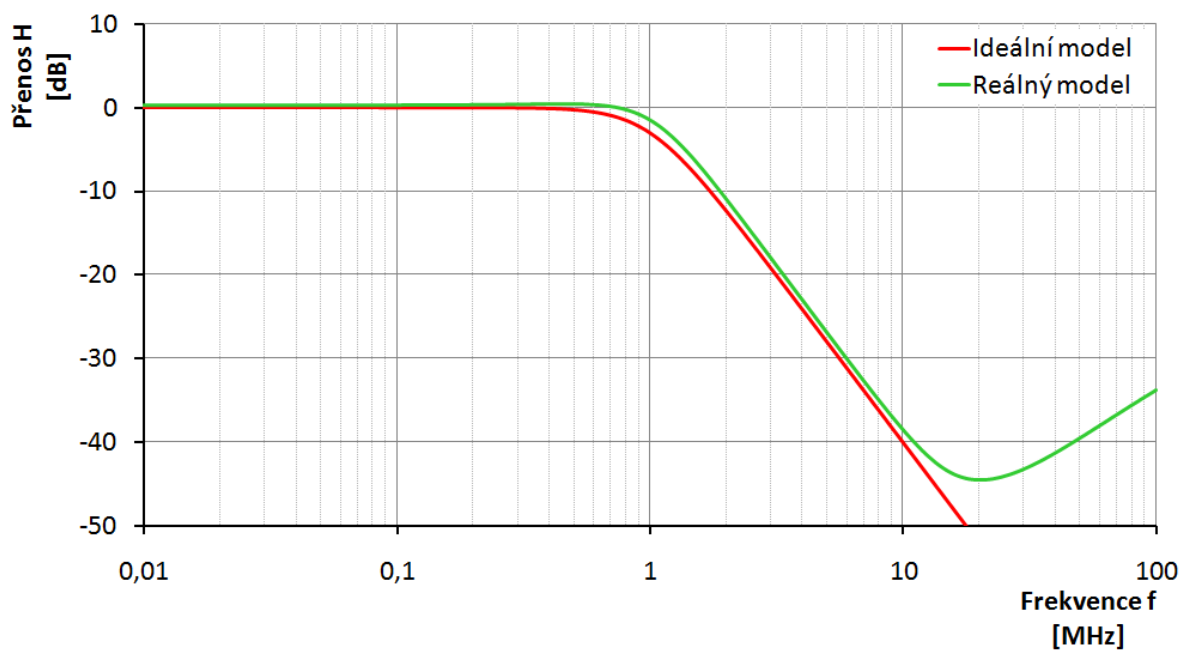
$$G_2 = Q2\pi f_0 C_2 = 4,4422 \cdot 10^{-4} \Rightarrow R_2 = 2251\Omega$$

Výsledky jsou zaznamenány v Tab. 4.4.

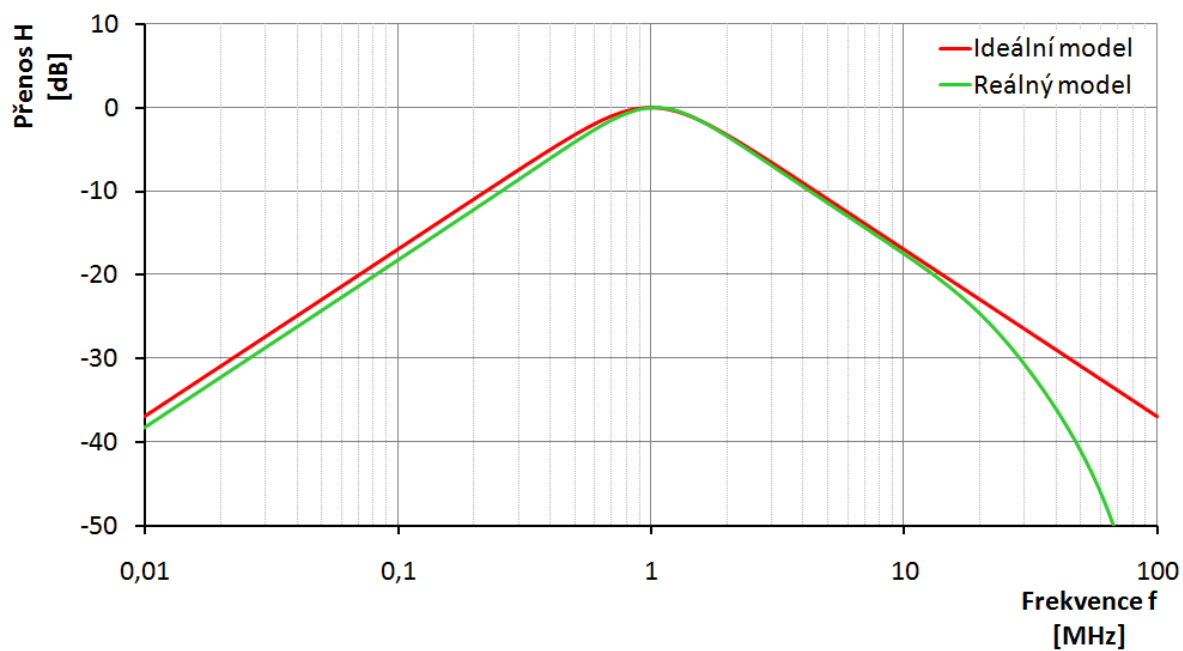
**Tab. 4.4: Hodnoty pasivních prvků druhého obvodu**

$G_1$ [mS]	$R_1$ [ $\Omega$ ]	$G_2$ [mS]	$R_2$ [ $\Omega$ ]	$C_1, C_2$ [pF]	$f_0$ [MHz]	$Q$ [-]
0,889	1125	0,444	2251	100	1	0,707

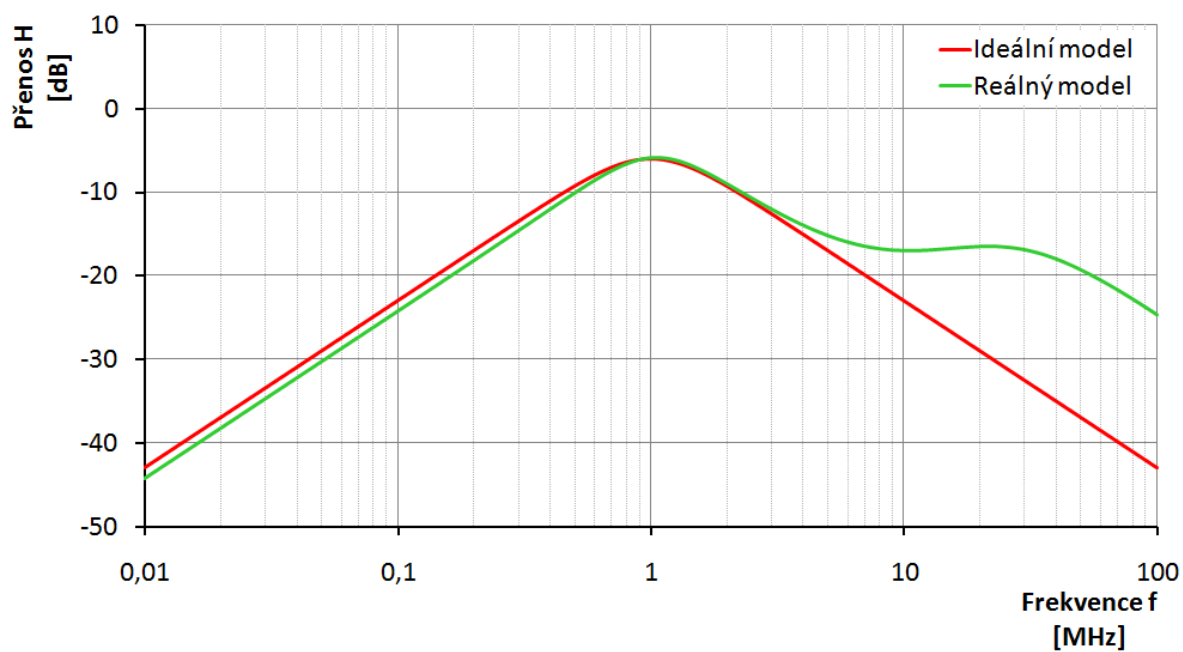
Výsledky simulace zapojení z Obr. 4.6 s ideálním a reálným modelem filtru jsou uvedeny na Obr. 4.7, Obr. 4.8, Obr. 4.9 a Obr. 4.10.



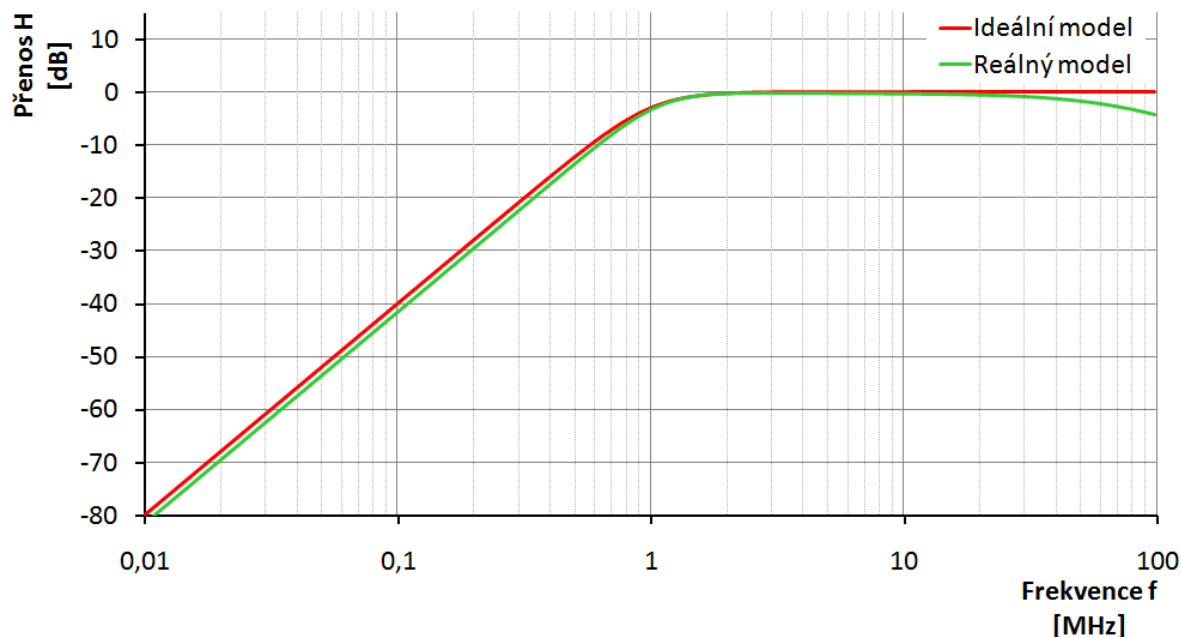
**Obr. 4.7: Modulová kmitočtová charakteristika druhého filtru ve funkci invertující DP**



Obr. 4.8: Modulová kmitočtová charakteristika druhého filtru ve funkci invertující PP



Obr. 4.9: Modulová kmitočtová charakteristika druhého filtru ve funkci PP



**Obr. 4.10: Modulová kmitočtová charakteristika druhého filtru ve funkci HP**

Z grafu dolní propusti (Obr. 4.7) lze vidět, že u ideálního průběhu je mezní kmitočet 1 MHz, což odpovídá vlastnostem DP. U reálného průběhu je při poklesu o 3 dB mezní frekvence 1,12 MHz. Ideální průběh vykazuje útlum 40 dB na dekádu, reálný přibližně také. Od kmitočtu vyššího než 10 MHz je u reálného průběhu značné zkreslení. To je způsobeno reálnou impedancí na neinvertujícím vstupu a výstupu prvku DACA.

Invertující pásmová propust (Obr. 4.8) má v zapojení s reálnými prvky mezní kmitočet 1 MHz a od přibližně 13 MHz dochází ke zvýšení útlumu, které je od 30 MHz ještě výraznější a dále se zvětšuje. To je způsobeno především reálnou vstupní impedancí neinvertujícího vstupu prvku DACA, jenž se po připojení kapacitní zátěže na vysokých kmitočtech chová jinak, než na nízkých.

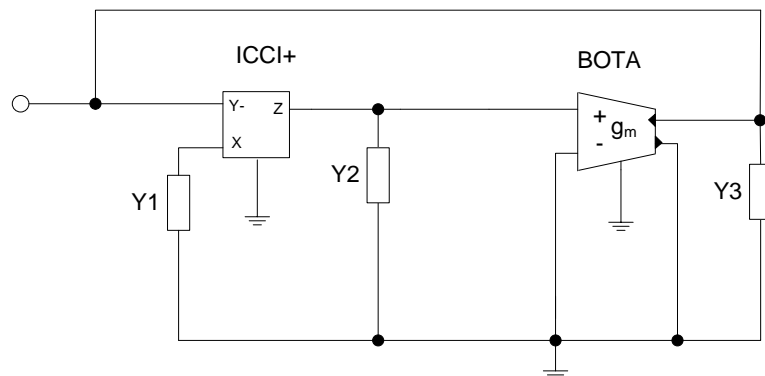
Neinvertující pásmová propust (Obr. 4.9) má mezní kmitočet také 1 MHz. Ke zkreslení dochází tentokrát už při 3 MHz a dále se zvětšuje od 10 MHz. Zkreslení je v tomto případě způsobeno na vstupu x prvku GCMi jeho reálnou impedancí.

Reálný model horní propusti vykazuje útlum 40 dB na dekádu a mezní frekvence je 1 MHz. Od 30 MHz sice dochází ke zvýšení útlumu, ale na těchto kmitočtech to většinou tolik nevadí. Navíc zeslabení není tak silné – až do 100 MHz nepřekročí 4 dB.

Filtry typu invertující DP, invertující PP a neinvertující HP jsou v reálných modelech dobře použitelné. Do přibližně 30 MHz vykazují shodné vlastnosti jako ideální modely.

### 4.3 KMITOČTOVÝ FILTR S KOMBINACÍ PRVKŮ BOTA A ICCI+

Dalším návrhem bych chtěl dosáhnout pomocí kombinace transkonduktančního zesilovače BOTA a invertujícího proudového konvejeru první generace ICCI+ říditelných vlastností filtru. Například možnosti přeladění jakosti či mezní frekvence. Navržený autonomní obvod tohoto filtru je na Obr. 4.11.



**Obr. 4.11: Autonomní obvod filtru s BOTA a ICCI+**

Charakteristická rovnice tohoto zapojení je:

$$D = Y_1 g_m + Y_1 Y_2 + Y_2 Y_3 = 0, \quad (4.18)$$

kde  $Y_x$  jsou obecné admitance a  $g_m$  je transkonduktance (přenosová vodivost).

Dále postupuji stejně jako v předchozích případech a volím pasivní prvky tak, abych dostal rovnici (1.9). Tomu odpovídají prvky podle Tab. 4.5.

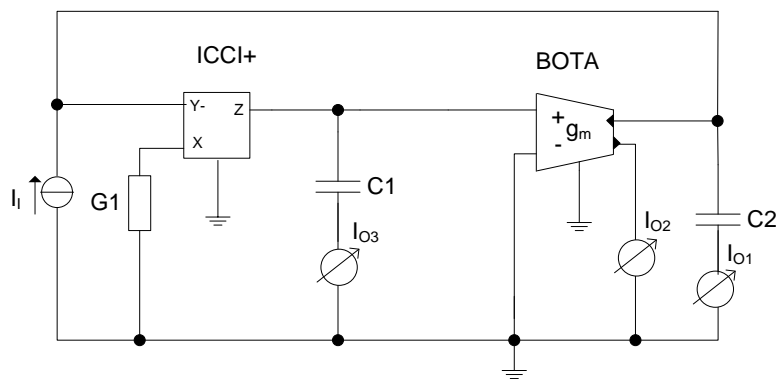
**Tab. 4.5: Volba pasivních prvků**

Var.	$Y_1$	$Y_2$	$Y_3$
1.	$G_1$	$pC_1$	$pC_2$

Pro další analýzu volím první variantu. Výsledná charakteristická rovnice má tvar:

$$D = G_1 g_m + pC_1 G_1 + p^2 C_1 C_2 = 0, \quad (4.19)$$

Po nahrazení obecných admitancí reálnými prvky přejde obvod na strukturu znázorněnou na Obr. 4.12.



**Obr. 4.12: Obvod po nahrazení admitancí pasivními prvky**

Přenosové funkce tohoto zapojení mají tvar:

$$\frac{I_{o1}}{I_i} = -\frac{p^2 C_1 C_2}{D}, \quad (\text{inv. HP}) \quad (4.20)$$

$$\frac{I_{o2}}{I_i} = -\frac{G_1 g_m}{D}, \quad (\text{inv. DP}) \quad (4.21)$$

$$\frac{I_{o3}}{I_i} = \frac{p C_1 G_1}{D}, \quad (\text{PP}) \quad (4.22)$$

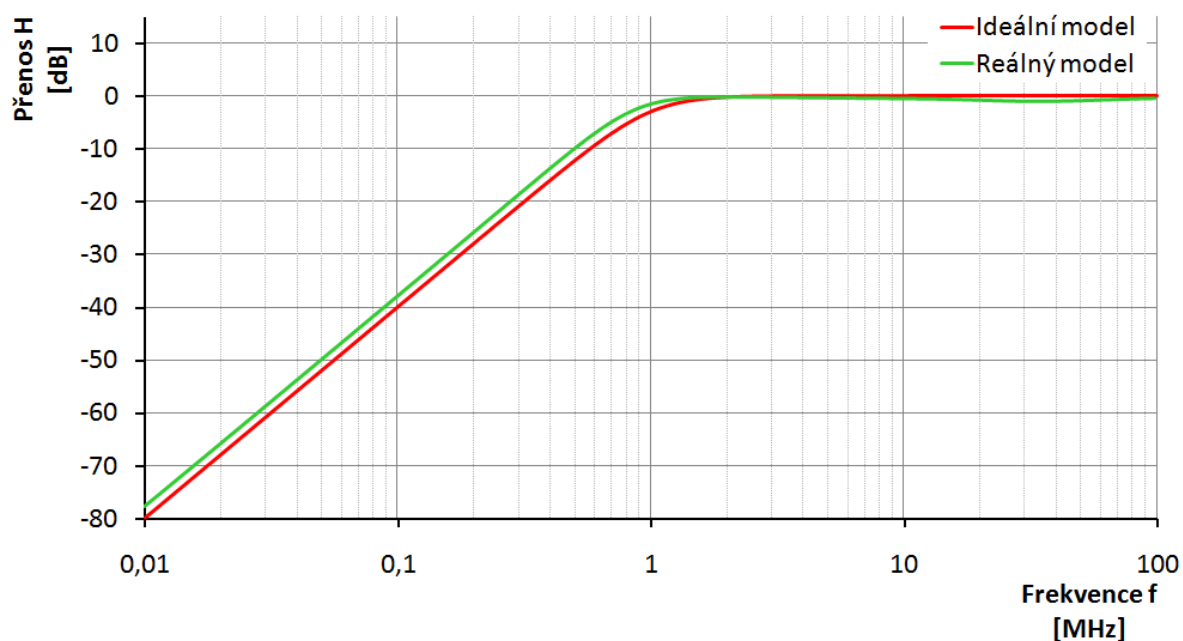
kde  $I_{oX}$  jsou výstupní a  $I_{iX}$  vstupní snímané proudy.

Dále postupujeme podle známých pravidel. Hodnoty pasivních součástí a dalších parametrů filtrů jsou shrnuty v Tab. 4.6:

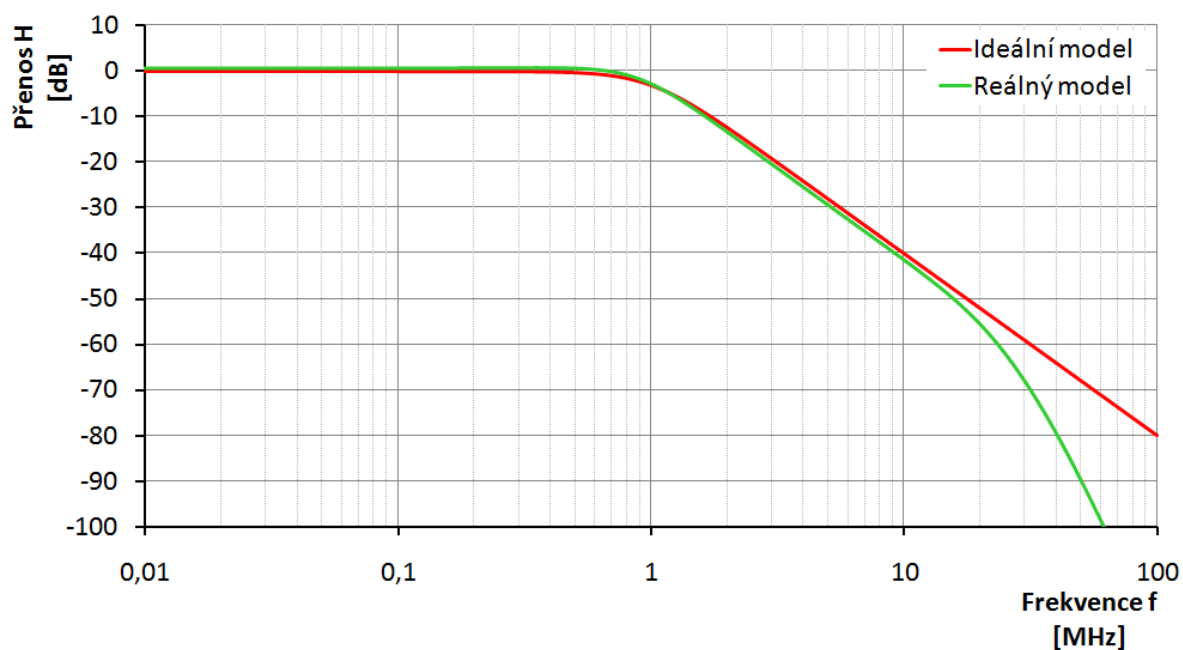
**Tab. 4.6: Hodnoty pasivních prvků pro obvod s BOTa a ICCI+**

$G_1$ [mS]	$R_1$ [ $\Omega$ ]	$g_m$ [mS]	$C_1, C_2$ [pF]	$f_0$ [MHz]	$Q$ [-]
0,888	1125	0,444	100	1	0,707

Výsledky simulace zapojení z Obr. 4.12 s ideálním a reálným modelem jsou uvedeny na Obr. 4.13, Obr. 4.14 a Obr. 4.15.

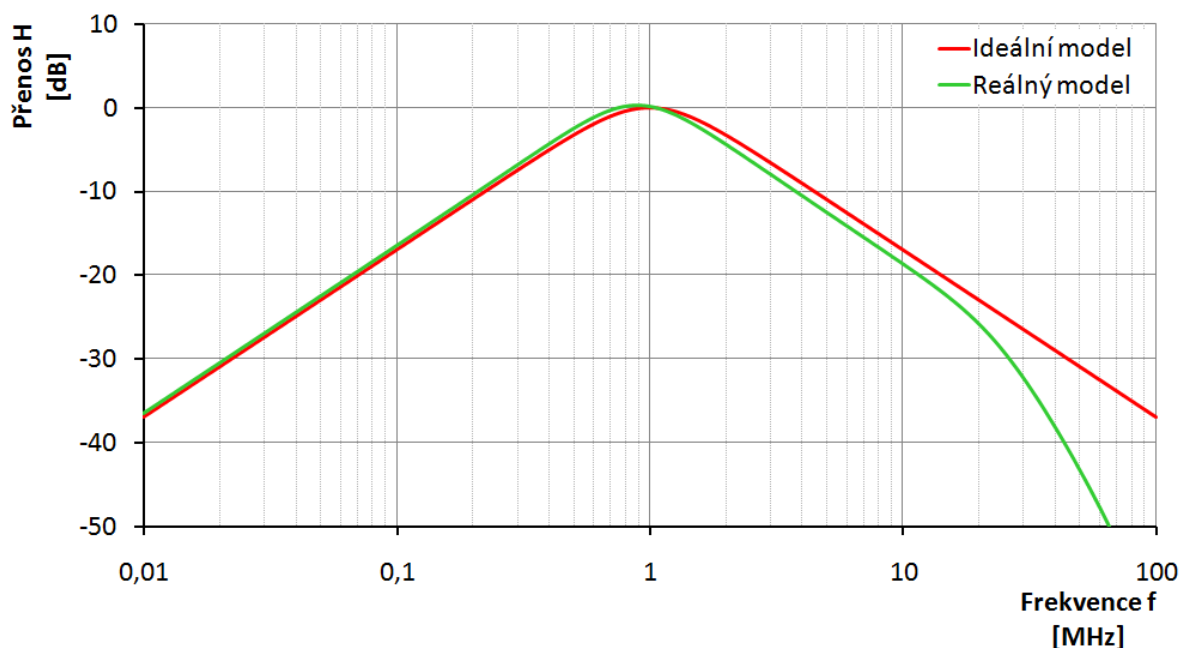


Obr. 4.13: Modulová kmitočtová charakteristika třetího filtru ve funkci invertující HP



Obr. 4.14: Modulová kmitočtová charakteristika třetího filtru ve funkci invertující DP s možností přeladění pomocí transkonduktance





**Obr. 4.15: Modulová kmitočtová charakteristika třetího filtru ve funkci PP**

Simulace v programu OrCad ukázala grafy typu invertující horní propust (Obr. 4.13), invertující dolní propust s možností přeladění pomocí transkonduktance (Obr. 4.14) a pásmovou propust (Obr. 4.15).

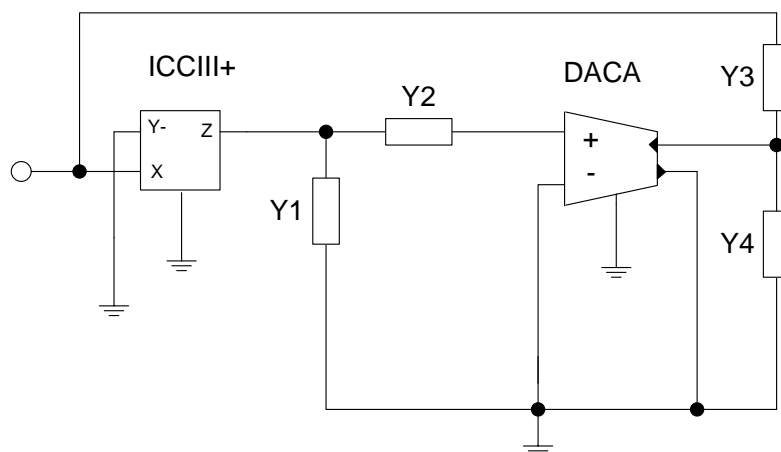
Invertující horní propust s reálnými prvky má mezní kmitočet 845 kHz a útlum charakteristiky je 40 dB na dekádu. Snížíme – li kapacitu kondenzátor  $C_2$  na 80 pF, je mezní kmitočet 1 MHz při zachování útlumu. Tento filtr vykazuje dobré vlastnosti vzhledem k ideálnímu průběhu. Pouze na kmitočtech od 10 MHz do 90 MHz se mírně zvyšuje útlum z 0 dB až na 1,2 dB.

Invertující dolní propust vykazuje v reálném modelu od nízkých kmitočtů mírné zesílení na rozdíl od ideálního modelu. Mezní frekvence je asi 700 kHz, jelikož reálný model vykazuje od 300 kHz strmější průběh. Útlum na dekádu je v nepropustném pásmu stejný, jako u ideálního modelu, čili 40 dB na dekádu. Avšak reálná charakteristika vykazuje od cca 16 MHz vyšší útlum než ideální.

Pásmová propust reálného modelu vykazuje v dolním nepropustném pásmu přibližně stejné vlastnosti, jako ideální model – čili útlum 20 dB na dekádu. Mezní kmitočet je však posunut na cca 890 kHz a v nepropustném pásmu je pak reálná charakteristika strmější, od 18 MHz se pak zvyšuje útlum.

#### 4.4 KMITOČTOVÝ FILTR S KOMBINACÍ PRVKŮ DACA A ICCIII+

Následující návrh bude využívat prvky říditelného proudového zesilovače DACA a invertujícího proudového sledovače třetí generace ICCIII+. Navržený autonomní obvod je na Obr. 4.16 a jak je vidět, je uspořádán v podstatě stejně, jako předchozí obvod s prvky ICCI+ a BOTA. Prvek DACA není na rozdíl od BOTA řízený transkonduktancí, ale je možné nastavit jeho zesílení.



**Obr. 4.16: Autonomní obvod filtru s prvky DACA a ICCIII+**

Charakteristická rovnice tohoto zapojení je:

$$D = Y_1 Y_3 + Y_1 Y_4 + Y_2 Y_3 + Y_2 Y_4 - Y_2 Y_3 A = 0, \quad (4.23)$$

kde  $Y_x$  jsou obecné admitance a  $A$  je zesílení prvku DACA.

Pokud položíme  $A=1$ , dostanu jednodušší rovnici:

$$D = Y_1 Y_3 + Y_1 Y_4 + Y_2 Y_4 = 0, \quad (4.24)$$

Dále volím pasivní prvky tak, abych dostal rovnici (1.9). Tomu odpovídají prvky podle Tab. 4.7.

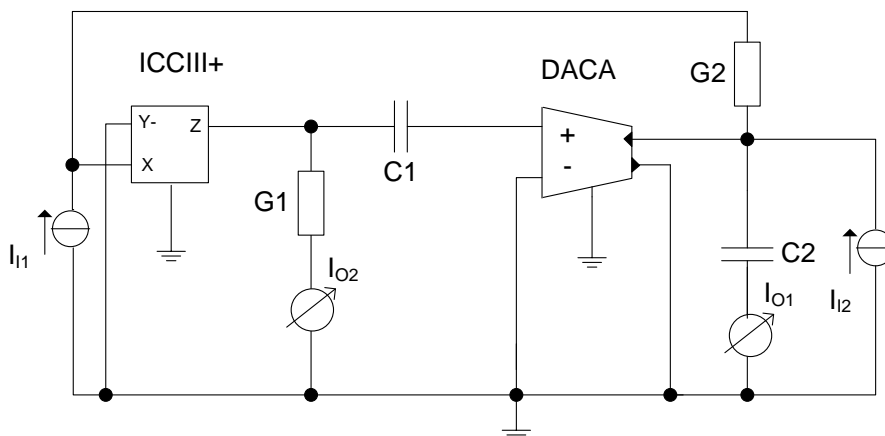
**Tab. 4.7: Možnosti stanovení pasivních prvků**

Var.	$Y_1$	$Y_2$	$Y_3$	$Y_4$
1.	$G_1$	$pC_1$	$G_2$	$pC_2$
2.	$G_1$	$pC_1$	$pC_2$	$G_2$
3.	$pC_1$	$G_1$	$pC_2$	$G_2$

Pro další analýzu volím první variantu a výsledná charakteristická rovnice je ve tvaru:

$$D = G_1 G_2 + p G_1 C_2 + p^2 C_1 C_2 = 0, \quad (4.25)$$

Po nahrazení obecných admitancí reálnými prvky přejde obvod na strukturu na Obr. 4.17.



**Obr. 4.17: Výsledné zapojení filtru s reálnými pasivními prvky**

Přenosové funkce tohoto zapojení mají tvar:

$$\frac{I_{01}}{I_{11}} = -\frac{p^2 C_1 C_2}{D}, \quad (\text{inv. HP}) \quad (4.26)$$

$$\frac{I_{02}}{I_{12}} = \frac{G_1 G_2}{D}, \quad (\text{DP}) \quad (4.27)$$

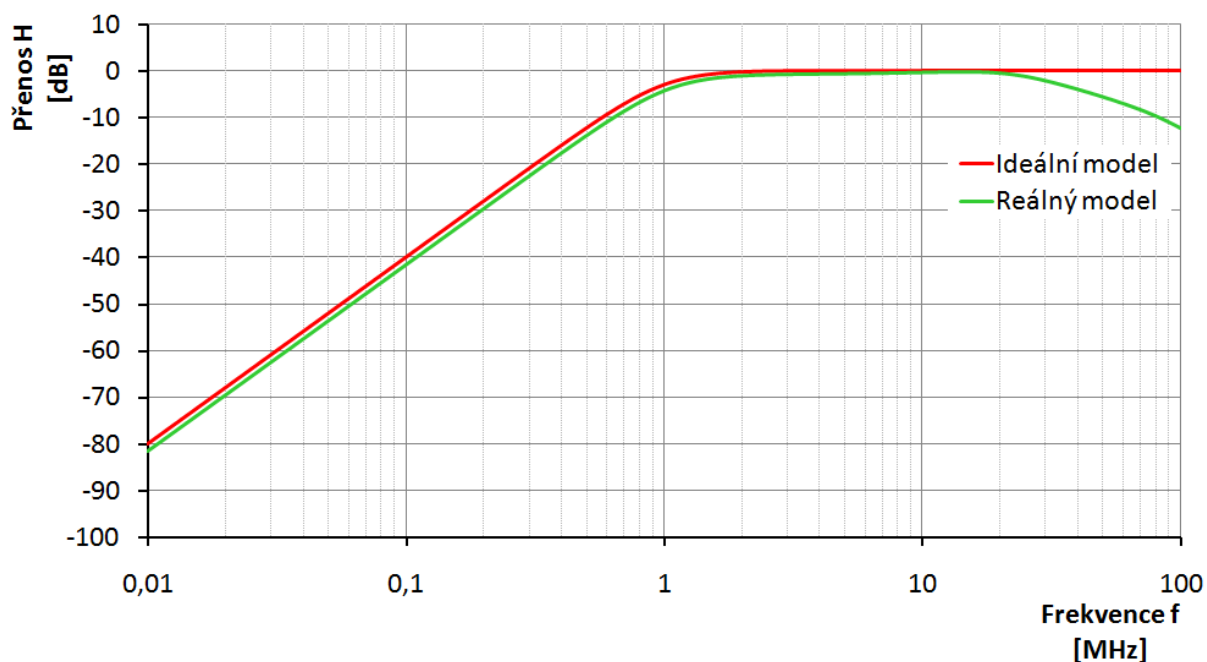
kde  $I_{0X}$  jsou výstupní a  $I_{1X}$  vstupní snímané proudy.

Dále postupujeme podle známých pravidel a dostáváme tabulku s hodnotami pasivních prvků.

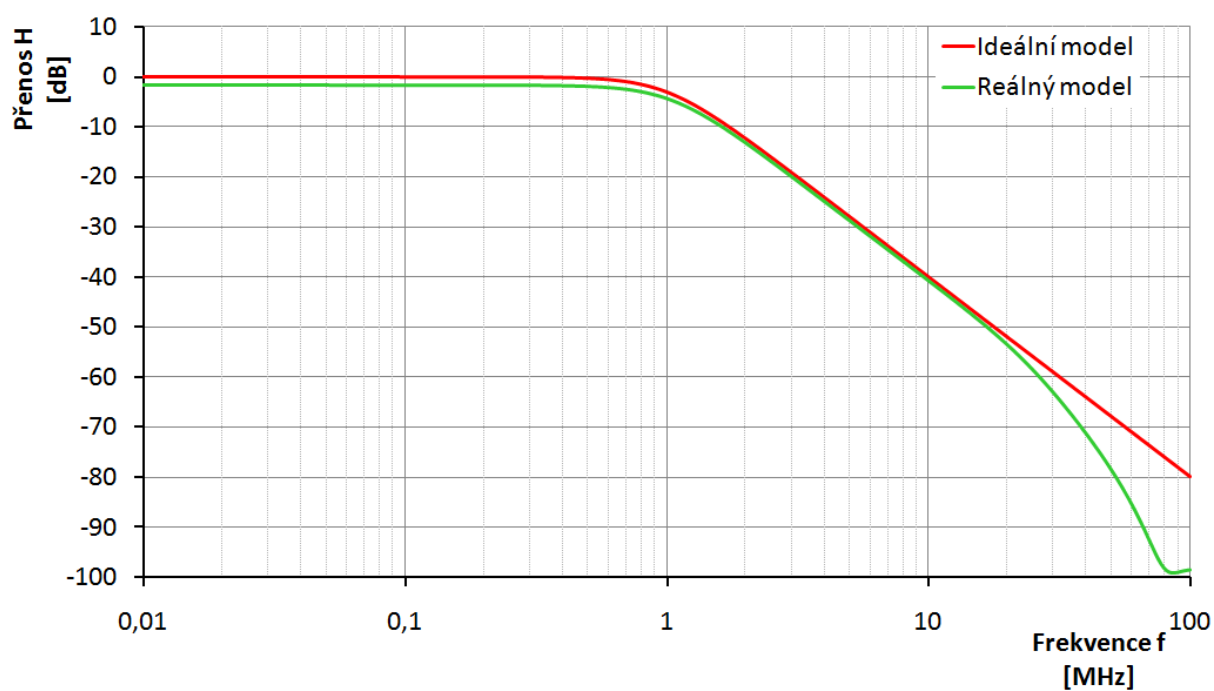
**Tab. 4.8: Hodnoty pasivních prvků pro obvod s DACA a ICCIII+**

$G_1$ [mS]	$R_1$ [ $\Omega$ ]	$G_2$ [mS]	$R_2$ [ $\Omega$ ]	$C_1, C_2$ [pF]	$f_0$ [MHz]	$Q$ [-]
0,888	1125	0,444	2251	100	1	0,707

Výsledky simulace zapojení z Obr. 4.17 s ideálním a reálným modelem jsou uvedeny na Obr. 4.18 a Obr. 4.19.



Obr. 4.18: Modulová kmitočtová charakteristika čtvrtého filtru ve funkci HP



Obr. 4.19: Modulová kmitočtová charakteristika čtvrtého filtru ve funkci DP

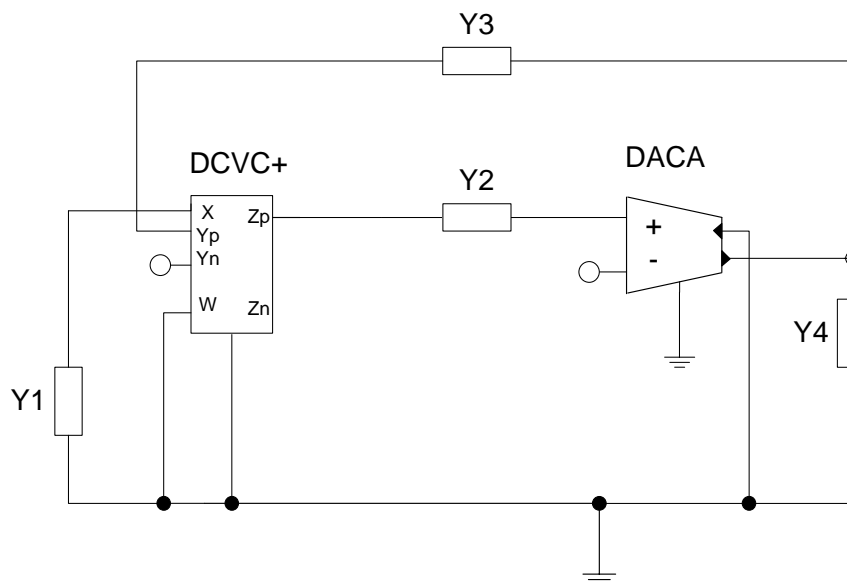
Simulace v programu OrCad ukázala grafy typu invertující horní propust (Obr. 4.18) a dolní propust (Obr. 4.19).

Invertující horní propust s reálnými prvky má mezní kmitočet 1,16 MHz a útlum charakteristiky je 40 dB na dekádu. Zvýšíme – li kapacitu kondenzátorů na 115 pF, je mezní kmitočet 1,01 MHz při zachování útlumu. Tento filtr vykazuje dobré vlastnosti vzhledem k ideálnímu průběhu do přibližně 20 MHz. Nad tímto kmitočtem je signál zeslabován až o 14 dB. Tohle chování není žádoucí a filtr proto není vhodný k použití nad 20 MHz.

Dolní propust má mezní kmitočet 1 MHz, ale počáteční úroveň začíná hodnotou -1,7 dB, místo 0 dB. Charakteristika filtru s reálnými prvky vykazuje útlum 40 dB na dekádu. Od 25 MHz se útlum zvyšuje a od 89 MHz je možné sledovat opětovné snižování. Zeslabení filtru se zastavilo na úrovni -100 dB. Filtr dolní propusti lze považovat za relativně dobře použitelný na nižších kmitočtech, kde je ovšem signál nepatrně zeslaben. Nad mezní frekvencí je filtr velice dobře použitelný, jelikož v celém dalším průběhu byly vysoké kmitočty dostatečně potlačeny.

#### 4.5 KMITOČTOVÝ FILTR S KOMBINACÍ PRVKŮ DACA A UVC

Poslední návrh využívá prvků DACA univerzálního napěťového konveje UVC, který je zapojen jako napěťový konvejer DCVC+. Navržený autonomní obvod je na Obr. 4.20.



Obr. 4.20: Autonomní obvod filtru s prvky DACA a UVC

Charakteristická rovnice tohoto zapojení je:

$$D = Y_1 Y_3 + Y_1 Y_4 + Y_2 Y_3 A = 0, \quad (4.28)$$

kde  $Y_x$  jsou obecné admitance a  $A$  je zesílení prvku DACA.

Zesílením je někdy možné filtr řídit, ale v tomto případě to tvar rovnice neumožňuje. Lze ji tedy přepsat na tvar:

$$D = Y_1 Y_3 + Y_1 Y_4 + Y_2 Y_3 = 0, \quad (4.29)$$

Dále volím pasivní prvky tak, abych dostal rovnici (1.9). Tomu odpovídají prvky podle Tab. 4.9.

**Tab. 4.9: Volba pasivních prvků**

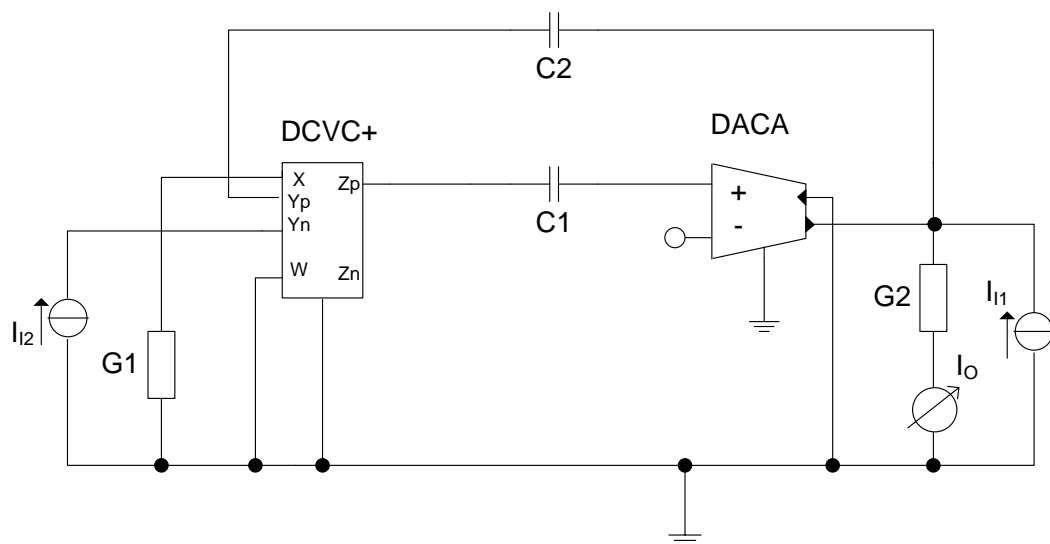
Var.	$Y_1$	$Y_2$	$Y_3$	$Y_4$
1.	$G_1$	$pC_1$	$pC_2$	$G_2$
2.	$pC_1$	$G_1$	$G_2$	$pC_2$

Tentokrát vyzkouším obě varianty. Výsledné charakteristické rovnice mají tvar:

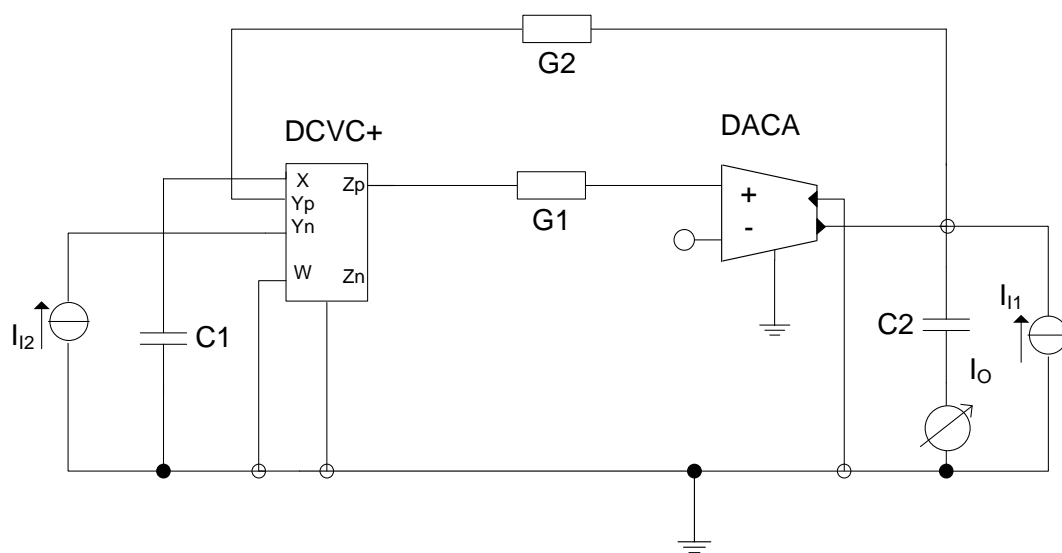
$$D = G_1 G_2 + pC_2 G_1 + p^2 C_1 C_2 = 0, \quad (1. \text{ varianta}) \quad (4.30)$$

$$D = G_1 G_2 + pC_1 G_2 + p^2 C_1 C_2 = 0, \quad (2. \text{ varianta}) \quad (4.31)$$

Po nahrazení obecných admitancí reálnými prvky přejde obvod na strukturu na Obr. 4.21a (1. varianta), resp. Obr. 4.21b (2. varianta).



a)



b)

Obr. 4.21: Výsledné zapojení filtru s reálnými pasivními prvky

Přenosové funkce tohoto zapojení pro první variantu mají tvar:

$$\frac{I_0}{I_{I1}} = -\frac{G_1 G_2}{D}, \quad (\text{inv. DP}) \quad (4.32)$$

$$\frac{I_0}{I_{I2}} = -\frac{p C_1 G_2}{D}, \quad (\text{inv. PP}) \quad (4.33)$$

a pro druhou variantu pak tvar:

$$\frac{I_0}{I_{I1}} = -\frac{p^2 C_1 C_2}{D}, \quad (\text{inv. HP}) \quad (4.34)$$

$$\frac{I_0}{I_{I2}} = -\frac{p C_2 G_1}{D}, \quad (\text{inv PP}) \quad (4.35)$$

kde  $I_{OX}$  jsou výstupní a  $I_{IX}$  vstupní snímané proudy.

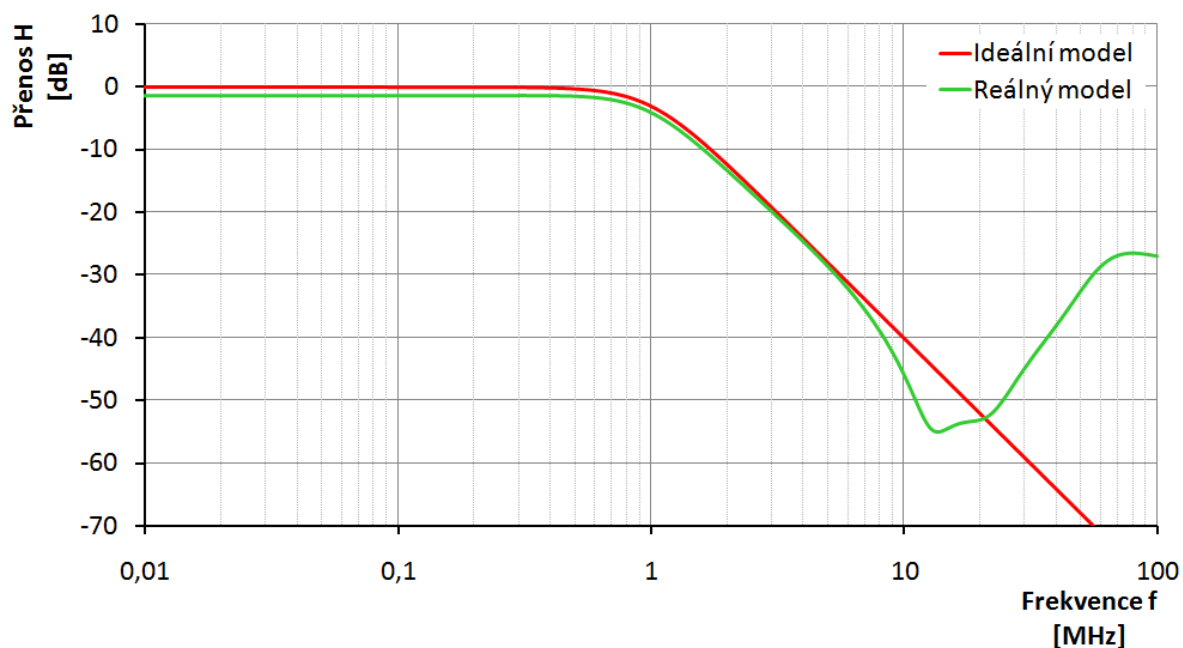
Dále postupujeme podle známých pravidel a dostáváme tabulku s hodnotami pasivních prvků:

**Tab. 4.10: Hodnoty pasivních prvků pro obvod s DACA a UVC**

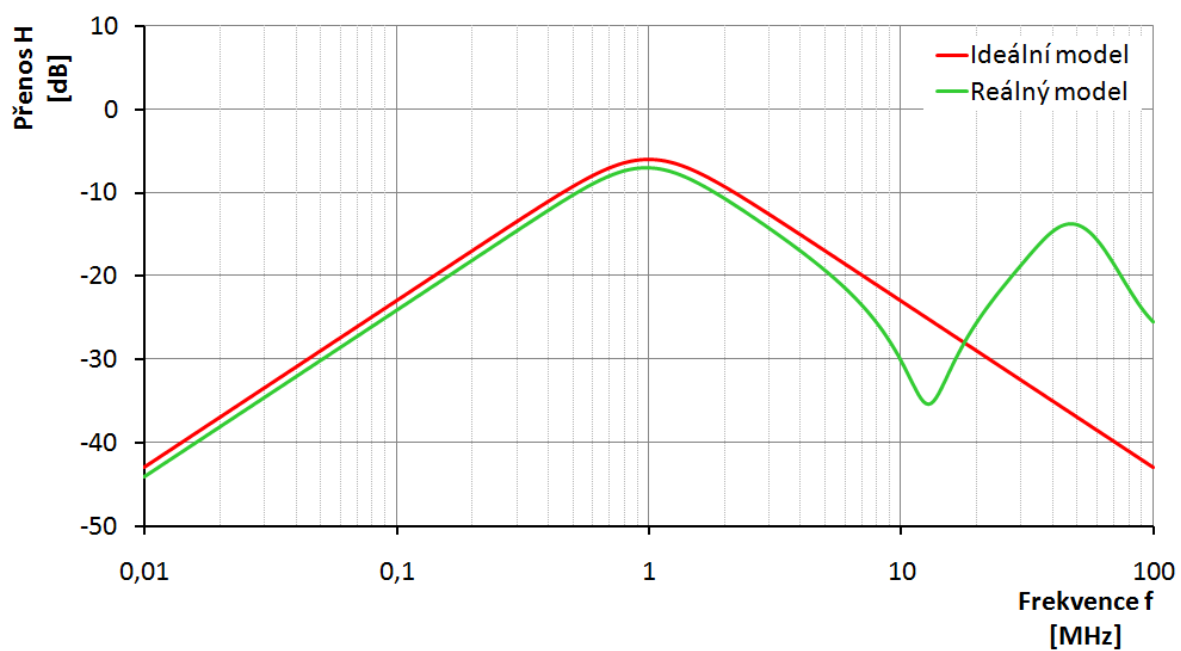
Var.	$G_1$ [mS]	$R_1$ [ $\Omega$ ]	$G_2$ [mS]	$R_2$ [ $\Omega$ ]	$C_1, C_2$ [pF]	$f_0$ [MHz]	$Q$ [-]
1.	0,888	1125	0,444	2251	100	1	0,707
2.	0,444	2251	0,888	1125			

Výsledky simulace zapojení z Obr. 4.21 s ideálním a reálným modelem jsou uvedeny níže. Pro první variantu jsou charakteristiky na Obr. 4.22 a Obr. 4.23, pro druhou pak na Obr. 4.24 a Obr. 4.25.

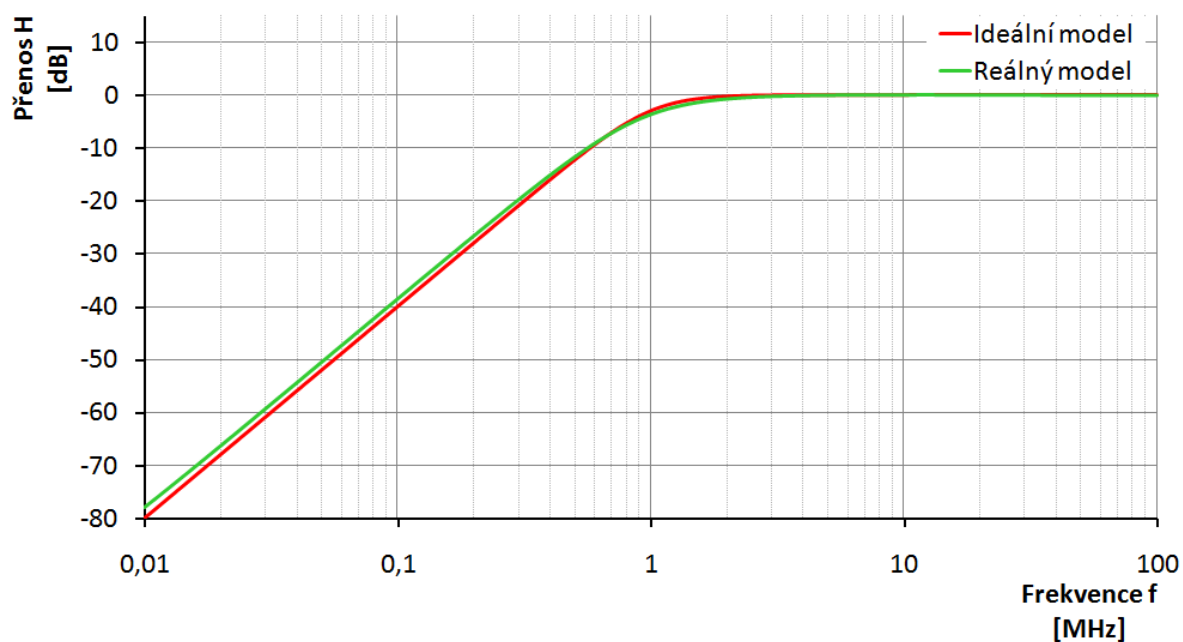




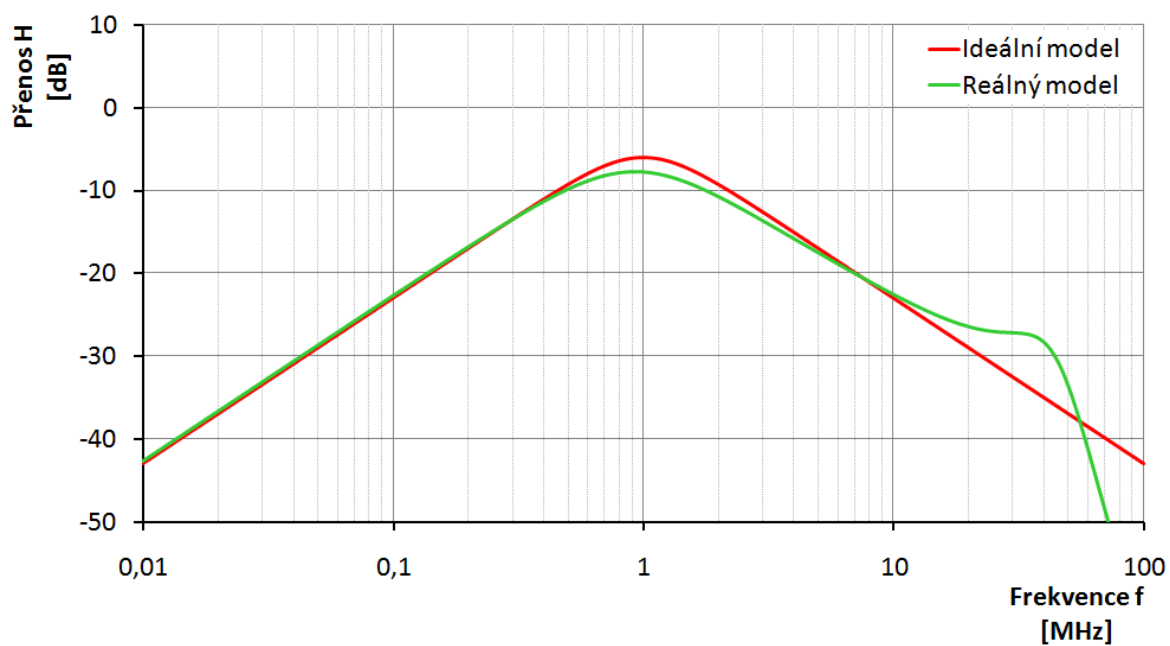
Obr. 4.22: Modulová kmitočtová charakteristika páťého filtru ve funkci invertující DP – první varianta



Obr. 4.23: Modulová kmitočtová charakteristika páťého filtru ve funkci invertující PP – první varianta



Obr. 4.24: Modulová kmitočtová charakteristika pátého filtru ve funkci invertující HP – druhá varianta



Obr. 4.25: Modulová kmitočtová charakteristika pátého filtru ve funkci invertující PP – druhá varianta

Simulace v programu OrCad ukázala grafy typu invertující dolní (Obr. 4.22) a pásmové propusti (Obr. 4.23) u první varianty kombinace pasivních prvků, u druhé varianty pak invertující horní (Obr. 4.24) a pásmovou propust (Obr. 4.25).

Invertující dolní propust první varianty pasivních reálných prvků má mezní kmitočet 1 MHz a útlum 43 dB na dekádu. Strmost charakteristiky je u reálného průběhu téměř shodná s ideálním, jen cca od 7 MHz se zvyšuje útlum. Od 20 MHz se naopak útlum oproti ideálnímu průběhu snižuje.

Invertující pásmová propust první varianty má mezní kmitočet 0,977 MHz a filtr navíc zeslabuje signál v propustném pásmu, v reálném zapojení až o 7 dB. V nízkých kmitočtech vykazuje útlum 20 dB na dekádu, nad mezním kmitočtem pak 25 dB na dekádu. Filtr je použitelný do asi 20 MHz.

Invertující horní propust u druhé varianty kombinace pasivních prvků má v reálném modelu mezní frekvenci 1,1 MHz a útlum činí 40 dB na dekádu. V celém průběhu se charakteristika velice blíží ideálnímu modelu, takže je ze všech dosud navržených filtrů nejvhodnější pro reálné použití jako horní propust.

Invertující pásmová propust u druhé varianty vykazuje v reálném modelu na mezním kmitočtu útlum 7,7 dB. V dolním propustném pásmu je charakteristika téměř shodná s ideálním modelem. V horním nepropustném pásmu se od 10 MHz mírně snižuje útlum a od 33 MHz se pak opět zvyšuje.

## ZÁVĚR

Hlavním úkolem této bakalářské práce bylo získat znalosti v oblasti návrhu kmitočtových filtrů s netradiční kombinací aktivních prvků pracujících v proudovém módu. K pochopení látky je nutná znalost obecné teorie filtrů uvedené v první kapitole a také je potřeba znát funkci některých aktivních prvků. Seznam v práci použitých aktivních prvků včetně obecných informací o nich je uveden ve druhé kapitole. Třetí kapitola se zabývá metodou návrhu kmitočtových filtrů. Jedná se o metodu autonomních obvodů, která využívá úplné admitanční sítě. Ve čtvrté kapitole jsou pak samotné návrhy.

Filtry byly navrhnuty metodou autonomních obvodů, poté pomocí programu SNAP ověřena jejich funkčnost a zjištěny charakteristické rovnice pro výpočet reálných hodnot pasivních prvků. Následně byly otestovány jejich ideální a reálné modely v programu OrCad.

První filtr využívá prvků DACA a MO-CF. Realizuje funkci pásmové propusti a invertující horní propusti. Obě funkce však vykazují v určitých částech značné zkreslení a proto nejsou příliš dobře použitelné v praxi.

Ve druhém filtru jsou použity prvky DACA a GCM1 a tato kombinace v mém návrhu realizuje funkci invertující dolní propusti, invertující a neinvertující pásmové propusti a také horní propusti. V tomto případě jsou velice dobře použitelné všechny funkce kromě neinvertující PP. Jejich reálné modely se v použitelném pásmu liší od ideálních modelů jen minimálně, horší vlastnosti vykazují až od kmitočtů vyšších než 30 MHz, kde se ale tak často nepoužívají.

Třetí filtr využívá prvků BOTA a ICCI+ a realizuje funkce invertující HP, invertující DP a neinvertující PP. Všechny filtry mají v reálném modelu posunutou mezní frekvenci a k přiblížení se ideálnímu modelu by byla nutná úprava hodnot kondenzátorů. U invertující DP je možné pomocí transkonduktance řídit vlastnosti filtru, ale tomu jsem se v práci nevěnoval.

Čtvrtý filtr realizuje pomocí prvků DACA a ICCIII+ invertující HP a neinvertující DP. Invertující HP není vhodná pro kmitočty nad 20 MHz a její mezní kmitočet je nepatrně posunut (což se dá opět upravit pomocí změn hodnot kondenzátorů), DP je použitelná v celém spektru, avšak signál zeslabuje o 1,7 dB.

Poslední filtr s prvky DACA a UVC realizuje ve dvou variantách invertující DP, PP i HP. Varianty se liší volbou pasivních prvků. Velice dobře použitelné se jeví spíše funkce druhé varianty, čili invertující HP a PP.

Z navržených filtrů bych pro funkci horní propusti využil filtru kombinujícího prvky DACA a GCMI nebo DCVC+ a DACA, pro dolní propust filtr s prvky ICCI+ a BOTA nebo také DACA a GCMI a pro pásmovou propust opět DACA a GCMI.

## LITERATURA

- [1] ACAR, C., OZOGUZ, S. A new versatile building block: Current Differencing Buffered Amplifier suitable for analog signal-processing filters. *Micloelectronis Journal*, Vol. 30, 1999, pp. 157-156
- [2] ACAR, C., OZOGUZ, S. A new versatile building block: Current Differencing Buffered Amplifier suitable for analog signal-processing filters. *Micloelectronis Journal*, Vol. 30, 1999, pp. 157-156
- [3] DELIYANNIS, T., SUN, Y., FIDLER, J. K.: *Continous-time aktive filter design*. CRC Press LLC, The USA 1999, 443 stran, ISBN 0-8493-2573-0.
- [4] H. A. ALZAHER, M. ISMAIL, *Current-mode universal filter using unity gain cells*, *Electronics Letters*, Vol. 35, No. 25, pp.2198-2200, December 1999.
- [5] HERENCŠÁR, N., VRBA, K. Přeladitelné filtry s OTA zesilovači. *Internetový časopis Elektrovue* [online]. 2007. [cit. 2009-12-15]. Dostupný z WWW: <http://elektrovue.cz/cz/clanky/communication-technology-5/20/preladitelne-filtry-s-ota-zesilovaci/>
- [6] JEŘÁBEK, J., LATTENBERG, I. Návrh kmitočtových filtrů s CMI vycházející z obecné admitanční sítě. *Internetový časopis Elektrovue* [online]. 2006. Dostupný z WWW: <http://elektrovue.cz/clanky/06046/index.html>.
- [7] KOLKA, Z.: Uživatelská příručka programu SNAP verze 3.02, elektronická příručka programu, FEKT VUT v Brně, 2006.
- [8] KOTON, J., VRBA, K. Návrh kmitočtových filtrů pomocí autonomního obvodu s úplnou sítí admitancí. *Internetový časopis Elektrovue* [online]. 2005. [cit. 2009-12-14]. Dostupný z WWW: <http://elektrovue.cz/clanky/05033/index.html>.
- [9] KOTON, J., VRBA, K. Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů. *Internetový časopis Elektrovue* [online]. 2008. [cit. 2009-12-14]. Dostupný z WWW: <http://elektrovue.cz/cz/clanky/communication-technology-5/10/zobecnene-metody-navrhu-kmitoctovych-filtru/index.html>.
- [10] KUBÁNEK, D., VRBA, K. State-Variable Higher-Order Filters with Differential Input/Output Current Followers. /International Transaction on Computer Science and Engineering,/2008, Vol. 49, No. 1, s. 186-196. ISSN: 1738-6438.
- [11] VRBA, K. *Analogová technika - skriptum VUT v Brně*, 2002, 107 s.
- [12] VRBA, K., LATTENBERG, I.: *Přednášky z Analogové techniky*. Elektronické texty, FEKT VUT v Brně, 2002, 107 s.

## SEZNAM POUŽITÝCH VELIČIN, SYMBOLŮ A ZKRATEK

### Veličiny a symboly

$\pi$	[-]	Ludolfovo číslo
$\omega_0$	[-]	mezní úhlový kmitočet
$\omega_{0d}$	[-]	dolní mezní úhlový kmitočet
$\omega_{0h}$	[-]	horní mezní úhlový kmitočet
$\varphi_p$	[-]	argumentován charakteristika
$A_I$	[-]	proudové zesílení
$b_i$	[-]	koeficient jmenovatele přenosové funkce
$C$	[F]	elektrická kapacita
$D$	[-]	charakteristická rovnice
$D_i$	[-]	nastavitelné bity
$f_0$	[Hz-]	mezní kmitočet
$G$	[S]	elektrická vodivost
$H$	[-]	přenos filtru
$H(\mathbf{p})$	[-]	přenosová funkce filtru
$I$	[A]	elektrický proud
$I_{in}$	[A]	vstupní proud
$I_{out}$	[A]	výstupní proud
$L$	[H]	elektrická indukčnost
$Q$	[-]	činitel jakosti
$R$	[ $\Omega$ ]	elektrický odpor
$U$	[V]	elektrické napětí

$U_{in}$	[V]	vstupní napětí
$U_{out}$	[V]	výstupní napětí
w	[-]	pomocný vstup
x	[-]	vstup x
Y	[S]	admittance
y	[-]	vstup y
Z	[ $\Omega$ ]	impedance
z	[-]	výstup z

## Zkratky

BOTA	transkonduktanční zesilovač s diferenčním výstupem ( <b>B</b> alanced <b>O</b> utput <b>O</b> perational <b>T</b> ransconductance <b>A</b> mplifier)
DACA	řiditelný proudový zesilovač ( <b>D</b> igitally <b>A</b> adjustable <b>C</b> urrent <b>A</b> mplifier)
DCVC	napěťový konvektor s rozdílovými proudovými vstupy ( <b>D</b> ifferential <b>C</b> urrent <b>V</b> oltage <b>C</b> onveyor)
DP	<b>D</b> olní <b>P</b> ropust
FČ	<b>F</b> ázovací <b>Č</b> lánek
GCMi	zobecněné proudové zrcadlo ( <b>G</b> eneralized <b>C</b> urrent <b>M</b> irror and <b>I</b> nvrtor)
HP	<b>H</b> orní <b>P</b> ropust
ICCI	invertující proudový konvektor první generace ( <b>I</b> nvrting <b>C</b> urrent <b>C</b> onveyor)
ICCIII	invertující proudový konvektor třetí generace ( <b>I</b> nvrting <b>C</b> urrent <b>C</b> onveyor)
MO-CF	výcevýstupový proudový sledovač ( <b>M</b> ultiple <b>O</b> utput <b>C</b> urrent <b>F</b> ollower)
PP	<b>P</b> ásmová <b>P</b> ropust
PZ	<b>P</b> ásmová <b>Z</b> ádrž



UCC	univerzální proudový konvektor ( <b>U</b> niversal <b>C</b> urrent <b>C</b> onveyor)
UVC	univerzální napěťový konvektor ( <b>U</b> niversal <b>V</b> oltage <b>C</b> onveyor)

## SEZNAM PŘÍLOH

### A. Obsah CD

## PŘÍLOHA A – Obsah CD

1. Bakalářská práce v elektronické verzi (formát pdf) – soubor BP\_FILGAS\_106192.pdf
2. Soubory simulovaných obvodů v programu SNAP – složka s názvem „SNAP“
3. Soubory simulovaných obvodů v programu OrCad – složka s názvem „OrCad“
4. Soubor všech charakteristik použitých BP spolu s měřenými hodnotami ze simulace v OrCadu – excelovský soubor s názvem „Charakteristiky OrCad“