

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLGIÍ  
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

# NAPĚŤOVÉ A PROUDOVÉ INTEGRÁTORY S MODERNÍMI FUNKČNÍMI BLOKY A JEJICH VYUŽITÍ VE FILTRECH

VOLTAGE AND CURRENT INTEGRATORS BASED ON MODERN FUNCTIONAL BLOCKS AND  
THEIR APPLICATION IN FILTERS

SEMESTRÁLNÍ PROJEKT

BACHELOR'S PROJECT

AUTOR PRÁCE

Martin Šimůnek

AUTHOR

VEDOUCÍ PRÁCE

prof. Ing. Tomáš Dostál, DrSc.

SUPERVISOR

BRNO, 2008



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor  
Elektronika a sdělovací technika

**Student:** Šimůnek Martin  
**Ročník:** 3

**ID:** 74889  
**Akademický rok:** 2007/08

## NÁZEV TÉMATU:

### Napět'ové a proudové integrátory s moderními funkčními bloky a jejich využití ve filtrech

#### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Studiem doporučené literatury, rešerše odborných časopisů, firemní dokumentace a www stránek se seznámte s principem a s různými zapojeními napět'ových a proudových integrátorů s různými funkčními bloky. Počítačovými experimenty ověřte činnost a základní vlastnosti těchto obvodů.

Navrhněte alespoň pět různých struktur filtrů šestého řádu s integrátory. Počítačovými experimenty ověřte jejich činnost a vlastnosti.

Vhodným modelováním a simulacemi na počítači prostudujte vliv parazitních jevů a reálných stavebních prvků. Navržená zapojení podrobte citlivostní a toleranční analýze. Ve dvou vybraných obvodech navrhněte a simulacemi ověřte možnost elektronického přeladování a nastavování parametrů. Vyberte nejvhodnější zapojení, navrhněte a případně ověřte jeho funkční vzorek.


#### DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] DOSTÁL, T. Elektrické filtry. Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, MJ servis, 2004.
- [2] CHEN, W.K. The circuits and filters handbook. Boca Raton (Florida): CRC Press, 1995.
- [3] CHEN, W.K. Analog circuits and devices. Boca Raton (Florida): CRC Press, 2003.

**Termín zadání:** 11.2.2008

**Termín odevzdání:** 6.6.2008

**Vedoucí projektu:** prof. Ing. Tomáš Dostál, DrSc.

  
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida  
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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

# LICENČNÍ SMLOUVA POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

## 1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Martin Šimůnek  
Bytem: Leoše Janáčka 868, Ostrava, 72525  
Narozen/a (datum a místo): 23. září 1985 v Ostravě

(dále jen „autor“)

a

## 2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií  
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00  
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:  
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika  
(dále jen „nabyvatel“)

### Čl. 1

#### Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- disertační práce
  - diplomová práce
  - bakalářská práce
  - jiná práce, jejíž druh je specifikován jako .....
- (dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Napěťové a proudové integrátory s moderními funkčními bloky a jejich využití ve filtrech

Vedoucí/ školitel VŠKP: prof. Ing. Tomáš Dostál, DrSc.

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: \_\_\_\_\_

VŠKP odevzdal autor nabyvateli\*:

- v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

---

\* hodící se zaškrtněte

## Článek 2

### Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
  - ihned po uzavření této smlouvy
  - 1 rok po uzavření této smlouvy
  - 3 roky po uzavření této smlouvy
  - 5 let po uzavření této smlouvy
  - 10let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

## Článek 3

### Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 6. června 2008

.....  
Nabyvatel

.....  
Autor

## **Abstrakt**

Cílem této bakalářské práce bylo poukázat na možnosti využití napěťových a proudových integrátorů. Za pomoci těchto integrátorů byly navrženy universální aktivní filtry. Tato práce popisuje pět multifunkčních filtrů šestého řádu, které jsou zkonstruovány na základě moderních funkčních bloků. Mezi tyto bloky patří operační zesilovač (OPA), transkonduktanční zesilovač (OTA) a proudový konvektor druhé generace (CCII+, CCII-). Jako základní stavební prvek je použit kondenzátor, za jeho pomoci je vytvořen integrátor, kanonickým řazením těchto integrátorů jsou zde vytvořeny universální filtry šestého řádu. Dalším cílem této práce bylo přiblížit chování navržených filtrů reálnému stavu.

## **Klíčová slova**

Proudový integrátor, napěťový integrátor, operační zesilovač (OPA), transkonduktanční zesilovač (OTA), proudový konvektor druhé generace (CCII).

## **Abstract**

The aim of this bachelor's thesis was utilization of current integrator and voltage integrator along with construction of active filters. In this project are described universal filters, which were proposed on the basis of signal flow graphs. In this paper are presented five multifunctional sixth-order filters, which are used in modern functional blocks, for example operational amplifiers (OPA), transconductors (OTA) and current conveyors (CCII+,CCII-). From the mentioned operation amplifiers and the well-known capacitor are created integrators, which the multifunctional sixth-order filter is designed from based on cascade sorting. The aim of this paper is to compare particular types of suggested solutions and to verify the possibility of practical use of these filters with following simulations.

## **Keywords**

Current integrator, voltage integrator, operational amplifier (OPA), transconductors (OTA), current conveyor second generation (CCII).

## **Bibliografická citace dle ČSN ISO 690**

ŠIMŮNEK, M. *Napěťové a proudové integrátory s moderními funkčními bloky a jejich využití ve filtrech*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 46 s. Vedoucí bakalářské práce prof. Ing. Tomáš Dostál, DrSc.

# Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Napěťové a proudové integrátory s moderními funkčními bloky a jejich využití ve filtrech 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 6. června 2008

.....  
podpis autora

# Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Prof. Ing. Tomáši Dostálovi, DrSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 6. června 2008

.....  
podpis autora

<b>1</b>	<b>ÚVOD</b>	<b>1</b>
1.1	UKÁZKA NAPĚŤOVÝCH INTEGRÁTORŮ	1
1.1.1	<i>Obecné pojednání</i>	1
1.1.2	<i>Millerův integrátor</i>	1
1.1.3	<i>Neinvertující integrátor Deboo</i>	2
1.1.4	<i>Neinvertující integrátor Deboo s aktivní kompenzací</i>	3
1.1.5	<i>Integrátor s proudovým konvejorem (CCII<math>\pm</math>)</i>	4
1.1.6	<i>Další používané integrátory s moderními prvky</i>	5
1.2	PROUDOVÉ INTEGRÁTORY	6
1.2.1	<i>Obecný úvod</i>	6
1.2.2	<i>Proudový integrátor realizovaný CCII<math>\pm</math></i>	6
1.2.3	<i>Proudový integrátor realizovaný pomocí OTA</i>	7
1.3	ZÁKLADNÍ ZAPOJENÍ FILTRŮ S INTEGRÁTORY	7
1.3.1	<i>Úvod</i>	7
1.3.2	<i>Filtr Tow-Thomas</i>	8
1.3.3	<i>Filtr Kervin-Huelsman-Nevcomb</i>	9
<b>2</b>	<b>NÁVRH FILTRŮ V NAPĚŤOVÉM MÓDU</b>	<b>12</b>
2.1	NÁVRH FILTRŮ POMOCÍ PŘÍMÉ SYNTÉZY	12
2.1.1	<i>Přímá syntéza</i>	12
2.1.2	<i>Požadovaný typ filtru</i>	12
2.1.3	<i>Postup při návrhu</i>	12
2.1.4	<i>Shrnutí</i>	16
<b>3</b>	<b>NÁVRH FILTRŮ V PROUDOVÉM MÓDU</b>	<b>17</b>
3.1	NÁVRH FILTRU V PROUDOVÉM MÓDU S OTA	17
3.1.1	<i>Návrh filtru se součástí OTA</i>	17
3.1.2	<i>Shrnutí</i>	20
3.2	NÁVRH FILTRU V PROUDOVÉM MÓDU S BOTA	21
3.2.1	<i>Návrh filtru se součástí BOTA</i>	21
3.2.2	<i>Shrnutí</i>	21
3.3	NÁVRH FILTRU V PROUDOVÉM MÓDU S CCII $\pm$	23
3.3.1	<i>Návrh filtru se součástkami CCII+</i>	23
3.3.2	<i>Shrnutí</i>	23
3.3.3	<i>Návrh filtru se součástkami CCII-</i>	25
3.3.4	<i>Shrnutí</i>	25
<b>4</b>	<b>STUDOVÁNÍ REÁLNÝCH VLASTNOSTÍ PRVKŮ</b>	<b>27</b>
4.1	SIMULACE VLASTNOSTÍ CCII (+/-) (VLIVY E,F)	27
4.1.1	<i>Studování vlivů reálné součástky CCII</i>	29
4.1.2	<i>Citlivostní analýza</i>	29
4.1.3	<i>Závěr</i>	31
4.2	SIMULACE VLASTNOSTÍ ZAPOJENÍ S OTA	32
4.2.1	<i>Citlivostní analýza filtru se součástí OTA</i>	32
4.2.2	<i>Zkoumání vlivu výstupního odporu</i>	34
4.2.3	<i>Závěr</i>	35
4.3	SIMULACE VLASTNOSTÍ SE SOUČÁSTKOU OPA	35
4.3.1	<i>Citlivostní analýza filtru s operačním zesilovačem</i>	35
4.3.2	<i>Závěr</i>	37
<b>5</b>	<b>ELEKTRONICKÉ PŘELAŽOVÁNÍ</b>	<b>38</b>
5.1	PŘELAŽOVÁNÍ FILTRŮ S OTA	38
5.1.1	<i>Přelažování obvodu s OTA zesilovačem</i>	39
5.1.2	<i>Závěr</i>	41
5.1.3	<i>Přelažování se součástí BOTA</i>	41
5.1.4	<i>Závěr</i>	43
<b>6</b>	<b>ZÁVĚR</b>	<b>44</b>



7	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY: .....	45
8	SEZNAM POUŽITÝCH ZKRATEK:.....	45
9	SEZNAM TABULEK: .....	45
10	SEZNAM OBRÁZKŮ:.....	46

# 1 Úvod

Jednoduché integrátory sestrojené pomocí R a C součástí jsou již dlouhou dobu všeobecně známy. Z hlediska filtrů se jedná o RC dolní propusti, jsou to prakticky nejjednodušší pasivní kmitočtové filtry. O RC dolní propusti lze také říci, že se chová jako napět'ový integrátor. Obecně pro napět'ový integrátor platí, že výstupní napětí je integrací vstupního napětí. Stejně tak platí i pro proudový integrátor, že výstupní proud je integrací vstupního proudu. V kombinaci těchto jednoduchých zapojení s moderními funkčními bloky lze sestavit kvalitnější kmitočtové filtry, jak bude pojednáno v další části této práce. Obecně by se dalo říci, že v každém zapojení s integrátorem se vyskytuje kondenzátor. V následující kapitole 1.1 bude pojednáno o základních moderních funkčních blocích, které se pak dále využívají v konstrukci kmitočtových filtrů. Tato práce se bude dále zabývat kmitočtovými filtry, které jsou zkonstruovány pomocí integrátorů. Za významné si kladu uvést hlavně filtry pracující v proudovém módu. Filtry v proudovém módu jsou velkým moderním hitem této doby, je však nutné poznamenat, že tyto filtry sice dokáží pracovat na mnohem vyšších kmitočtech než filtry pracující v napět'ovém módu, ale jejich citlivost je daleko horší než u filtrů v napět'ovém módu. Mezi obrovské výhody bych zařadil i velmi nízkou spotřebu, proto jsou takto pracující filtry vhodné například v aplikacích CMOS.

Cílem této práce bude porovnat navržené filtry pracující v proudovém módu s filtry pracujícími v klasickém napět'ovém módu a zhodnotit jejich citlivosti. Jako další cíl si kladu navrhnout alespoň jeden filtr, který bude možno přelad'ovat. Tento navržený filtr také podrobím citlivostním analýzám a dosažené výsledky dokumentovat touto prací.

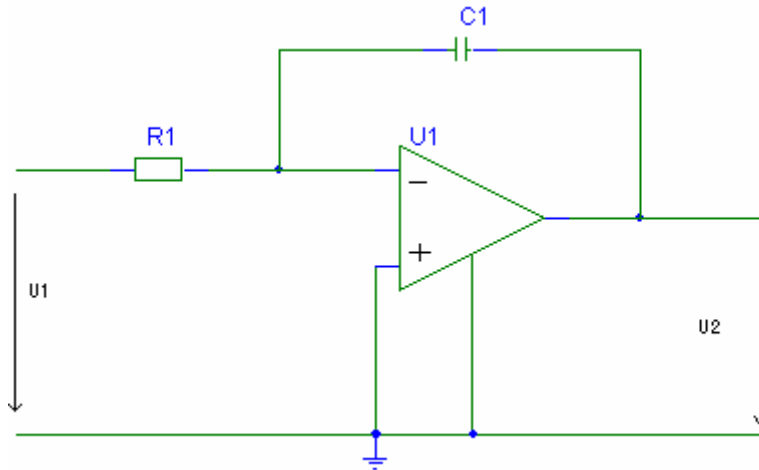
## 1.1 Ukázka napět'ových integrátorů

### 1.1.1 Obecné pojednání

Integrátory jsou jednou ze základních stavebních součástí pro většinu univerzálních kmitočtových filtrů. Filtry tohoto typu jsou založeny na zapojení kondenzátoru (integrátoru) ve smyčce, integrátory jsou realizovány kondenzátorem, který představuje integrační člen. Postavíme-li kondenzátor do cesty napětí, pak dostaneme napět'ový integrátor. Pokud chceme sestavit proudový integrátor postavíme kondenzátor do cesty proudu. Integrátory nalézají v elektronických filtrech dvojí využití, můžeme vlastně jejich použití rozdělit do dvou skupin. U první skupiny se jedná o filtry, ve kterých se vyskytují integrátory ve smyčce z důvodů zlepšení vlastností daného filtru. O druhé skupině můžeme říci, že je integrátory tvořena. Ve většině případů druhá varianta nachází využití ve vytváření univerzálních filtrů n-tého řádu. Napět'ovými integrátory se bude dále a podrobněji zabývat kapitola 1.1.2.

### 1.1.2 Millerův integrátor

Nejčastěji se vyskytující zapojení je tzv. Millerův integrátor, u kterého je do zpětné vazby klasického invertujícího zesilovače vložen místo odporu  $R_2$  integrační kondenzátor, ten představuje reaktanční složku.



obr. 1 Millerův integrátor

Výstupní napětí  $U_2$  je integrací napětí  $U_1$ , to lze pomocí Kirchhoffových zákonů při jednoduché úvaze odvodit. Pro představu, že proud  $I_1$  tekoucí přes odpor  $R_1$  směrem k uzlu a pro proud  $I_C$  tekoucí přes kondenzátor směrem k uzlu sestavíme pro tento uzel následující rovnici.

$$I_1 + I_C = 0 \quad (1.1)$$

$$\frac{U_1}{R_1} + C \cdot \frac{dU_2}{dt} = 0 \quad (1.2)$$

$$U_2 = -\frac{1}{R_1 \cdot C_1} \int U_1 dt + U_0(0) \quad (1.3)$$

Integrační konstanta  $U_0(0)$  představuje napětí na kondenzátoru na začátku integrace, tedy v čase  $t = 0$ . Člen RC ( $RC = \tau$ ) je časová konstanta integrátoru, která svou velikostí určuje rychlost integrace.[4]

Z rovnice (1.3), kde se vyskytuje před integrálem znaménko mínus, lze vyčíst, že tento integrátor obrací fázi. Nejjednodušší způsob, jak odstranit otočení fáze, je ten, že zapojíme dva invertující integrátory za sebe, tím dojde k dvojitému otočení fáze. Další možností je pak zapojit integrátor na neinvertující vstup, čímž dostaneme tzv. Bootstrap integrátor. Ten se však v kmitočtových filtrech nevyskytuje, protože je všeobecně známo, že když je do operačního zesilovače zaváděna kladná zpětná vazba, tak roste zesílení, což je výhodné, ale dochází ke zhoršování dalších parametrů operačního zesilovače. Jeden z nejsledovanějších parametrů je šířka pásma, která je u kladné zpětné vazby horší než u záporné.

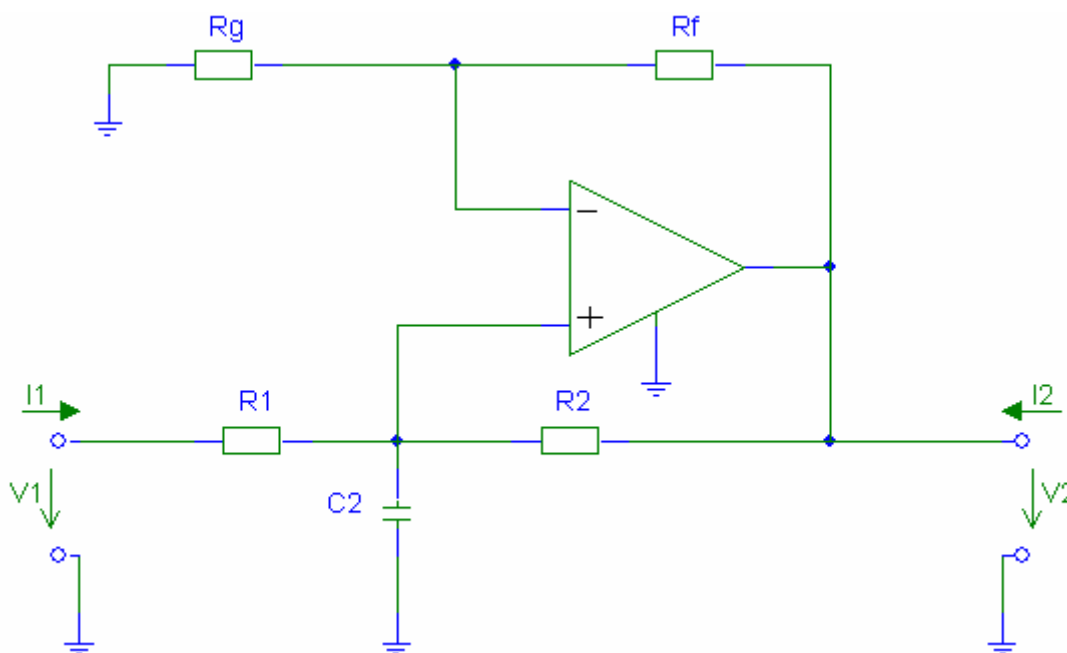
### 1.1.3 Neinvertující integrátor Deboo

Předešlý Millerův integrátor je špatně použitelný v zapojeních s operačními zesilovači s proudovou zpětnou vazbou CFOA, protože se ve zpětné vazbě vyskytuje kondenzátor.

---

Ve schématu základní struktury integrátoru Deboo (obr. 2) lze identifikovat dva bloky – RC dolní propust a syntetický negativní rezistor, který je připojen paralelně ke kondenzátoru. Obecná přenosová funkce má dva parametry – kmitočet jednotkového přenosu  $\omega_0$  (resp.  $f_0$ ) a kmitočet pólu  $p_0$ . V ideálním případě je pól v počátku komplexní poloroviny ( $p_0 = 0$ ). Tvar funkce je [2]

$$K = \frac{\omega_0}{p + p_0}. \quad (1.4)$$



obr. 2 Integrátor Deboo

#### 1.1.4 Neinvertující integrátor Deboo s aktivní kompenzací

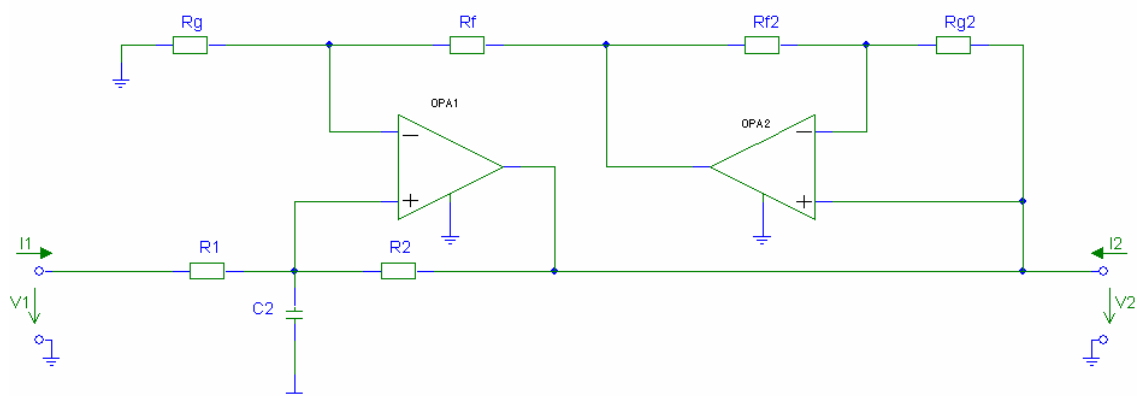
Aktivní kompenzace, která je zařazena do zpětnovazební smyčky základní struktury integrátoru Deboo (obr. 3), výrazným způsobem zlepšuje vlastnosti tohoto integrátoru v oblasti nízkých frekvencí, tyto poznatky vyplývají ze studie [2].

Nepříznivý vliv transimpedance je možné tímto způsobem částečně omezit. Aktivní kompenzace vlastně využívá stejných přenosových parametrů obou použitých zesilovačů tak, že limitace jednoho zesilovače vykompenzuje totožnou limitaci druhého zesilovače. Dále pak ze studie integrátoru Deboo s aktivní kompenzací vyplývá, že vykompenzovaný integrátor vykazuje daleko větší zesílení než nevykompenzovaný, avšak toto vyšší zesílení nepojme tak široké pásmo jako v případě nevykompenzovaného integrátoru, resp. dochází k rychlejšímu pádu v závislosti na rostoucí frekvenci [2].

Přenosová funkce obou neideálních parametrů  $Z_T$  a  $R_Y$  je poměrně komplikovaná, ale vykazuje lepší parametry než v případě základní varianty (obr. 2). Po porovnání se vzorcem (1.4) je kmitočet pólu vyjádřen [2]

$$p_{0c} = \omega_0 \left( \frac{R_{FG}^2}{Z_T^2 + Z_T R_{FG} + R_{FG}^2} + \frac{R}{2R_Y} \right) = \omega_0 (\Delta_{cZ} + \Delta_{RY}). \quad (1.5)$$

Díky aktivní kompenzaci se hodnota prvního chybového členu výrazně snížila, přibližně  $\Delta_{cZ} = \Delta_Z^2$  ( $\Delta_Z < 1$ ). Druhý chybový člen  $\Delta_{RY}$  zůstává konstantní a nadále nepříznivě ovlivňuje kmitočet pólu, jeho vliv je nyní evidentně převládající [2].

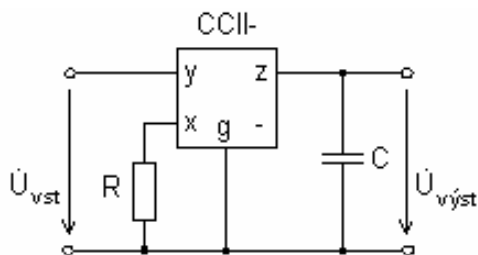


obr. 3 Integrátor Deboo s aktivní kompenzací

### 1.1.5 Integrátor s proudovým konvejorem (CCII±)

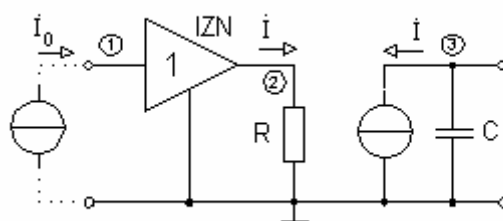
V dnešní době je trendem používat součástky, které pracují v proudovém módu, jedním ze základních stavebních prvků univerzálních filtrů je proudový konvektor.

Z tohoto prvku vytvoříme napět'ový integrátor tak, že mezi jeho vstup  $x$  a zem přidáme odpor a na jeho výstup  $z$  kondenzátor, který zajišťuje samotnou integraci. V této kapitole si rozebereme takto zapojený integrátor, který je vyobrazen na obr. 4[7].



obr. 4 Integrátor s invertujícím proudovým konvejorem

Z obr. 4 vyplývá, že se jedná o proudový konvektor druhé generace, znaménko minus značí, že jde o invertující zapojení integrátoru[7].



obr. 5 Náhradní schéma zapojení integrátoru s konvejorem

Proudový konvektor si lze také představit jako napětím řízený zdroj proudu. Celý obvod je pak možné překreslit na náhradní zapojení, které je uvedeno na obr. 5, v tomto zapojení se vyskytuje integrační kondenzátor C. Náhradní schéma zajišťuje lepší představu pro odvození napět'ového přenosu. Ten je pak roven

$$K_U(j\omega) = \frac{U_3}{U_1} = \frac{+G}{-j\omega C} = -\frac{1}{j\omega\tau}, \quad (1.6)$$

$$\tau = RC [7]. \quad (1.7)$$

Z přenosové funkce je jasně patrné, že se jedná o invertující integrátor. Pokud bychom chtěli vytvořit neinvertující integrátor, zapojení by mělo stejný charakter jako v invertujícím případě, pouze bychom zaměnili konvektor CCII- za CCII+, touto záměnou by došlo ke změně znaménka v přenosové funkci a obvod se pak bude chovat jako neinvertující integrátor[7].

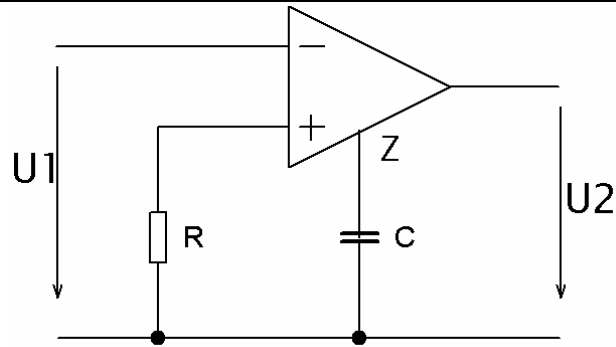
Pokud bychom však chtěli použít integrátor s CCII- v kaskádním řazení, narazili bychom na problém konečnosti vstupního odporu, ten způsobuje ztlumení proudového výstupu předchozího integrátoru. Proto se v kaskádním řazení používají konvektory výhradně v zapojení jako neinvertující integrátory.[3]

### 1.1.6 Další používané integrátory s moderními prvky

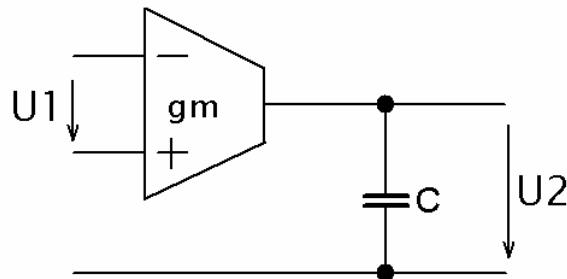
V této kapitole bych chtěl uvést další používané zapojení integrátorů s moderními funkčními bloky, jako jsou například integrátory s použitím zesilovačů OTA a TIA.

Ze studie odborné literatury [3] vyplývá, že tyto integrátory jsou více výhodné a že pomocí TIA lze realizovat jak neinvertující, tak invertující integrátor, tato součástka narozdíl od předešlého CCII- tolik neovlivňuje vstupní odpor. Tato vlastnost je u TIA dána tím, že proudový zdroj na svorce **Z** je v tomto transimpedančním zesilovači oddělen napět'ovým sledovačem. Dalšími často používanými prvky jsou OTA zesilovače.

Obvody s OTA se na první pohled jeví jako z mnoha hledisek ideální realizace pro obvody 2. řádu, jejich velkou výhodou je především možnost plné integrace bez potřeby použití v integrované technologii obtížně realizovatelných kvalitních a přesných funkčních rezistorů. Proto je tato realizace obvykle označována jako OTA-C filtry. Další výhodou je možnost poměrně snadného elektronického řízení hodnot přenosové strmosti  $g_m$ . [3]



obr. 6 Zapojení integrátoru s TIA



obr. 7 Zapojení integrátoru s OTA

## 1.2 Proudové integrátory

### 1.2.1 Obecný úvod

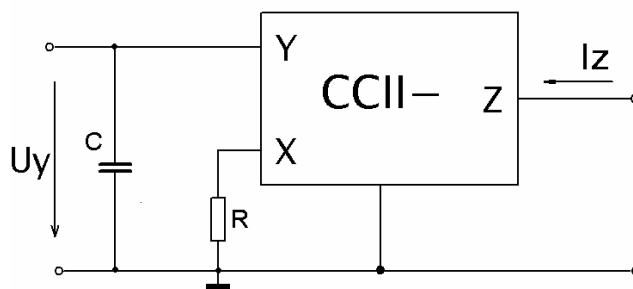
Dnešním trendem je využívat proudového módu, který vykazuje lepší vlastnosti na vyšších kmitočtech. Použití integrátoru v proudovém módu a jejich následné řazení do kaskády umožňuje vytvářet univerzální analogové filtry, které lze použít tam, kde by filtry s klasickými operačními zesilovači již nebylo možné použít. U kaskádního řazení lze jednoduše vytvářet různé druhy filtrů, pomocí filtru 6. řádu můžeme vhodným vyvedením svorky realizovat DP, PP a HP. Je však taky známo, že filtry pracující v proudovém módu vykazují větší citlivost, než již dávno známé filtry v napět'ovém módu. Základním požadavkem je však dosáhnout co nejvyšších kmitočtů, proto se v dnešní době snažíme převést již známé zapojení do proudového módu. To zda-li je tato cesta vhodným způsobem, jak dosáhnout vysokých kmitočtů, se ukáže až postupem času.

Analogové aktivní filtry v proudovém módu nacházejí využití v mnoha oblastech, například v oblastech audia, videa a komunikačních systémů. [5]

### 1.2.2 Proudový integrátor realizovaný CCII±

Jak již bylo uvedeno v předcházejícím textu, tak lze integrátory rozdělit do dvou skupin, první skupinou jsou napět'ové integrátory a druhou proudové. V této kapitole naznačím jednoduché zapojení integrátorů, které lze použít při návrhu filtrů např. struktury FLF (follow the leader feedback), kde je integrátor základním stavebním prvkem, který se řadí do kaskády.

Při jednoduché úvaze lze z napětového integrátoru, který byl popsán v kapitole 1.1.5, vytvořit proudový integrátor. Nejjednodušší možnou cestou je připojit mezi svorku Y a zem kondenzátor. Na svorku X pak připojit odpor, který je uzemněn. Tento proudový integrátor pak lze snadno využít v univerzálních filtrech, kde se toto zapojení kaskádně řadí, pomocí tohoto zapojení se zpětnými vazbami lze vytvořit prakticky jakýkoliv filtr, jak o tom pojednává studie [4]. Dále tato studie také pojednává o filtrech s proudovými integrátory založenými na aktivních součástkách OTA-SITO.

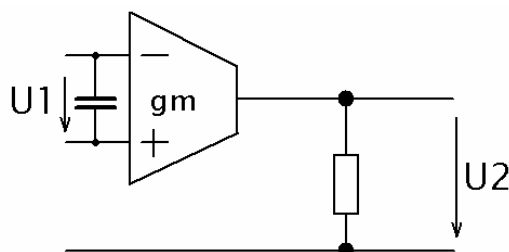


obr. 8 Proudový integrátor s CCII-

### 1.2.3 Proudový integrátor realizovaný pomocí OTA

Další integrátor v proudovém modu lze realizovat pomocí součástky OTA, přidáním integračního kapacitoru C mezi invertující a neinvertující vstup lze vytvořit proudový integrátor, tak jak je ukázáno na obr. 9. Často se zapojení OTA s kondenzátorem označuje zkratkou OTA-C.

Zapojení z obr. 9 lze také použít k vytvoření univerzálního filtru n-tého řádu, jak o této možnosti informuje studie [5].



obr. 9 Proudový integrátor s OTA

## 1.3 Základní zapojení filtrů s integrátory

### 1.3.1 Úvod

V kapitole 1.3 se budu věnovat základním zapojením filtrů s integrátory. Existuje mnoho zapojení s integrátory, pokusil jsem se vybrat pouze nejznámější a jedny z nejpoužívanějších zapojení. Nejčastěji se vyskytující filtry s integrátory jsou Tow-Thomas, Akerberg-Mossberg a Kervin-Huelsman-Nevcomb, tyto filtry jsou však pouze 2. řádu. Dále stojí za zmínku filtry s proudovými integrátory realizované součástkami CCII a OTA, jak bude uvedeno v další části kapitoly 1.3.

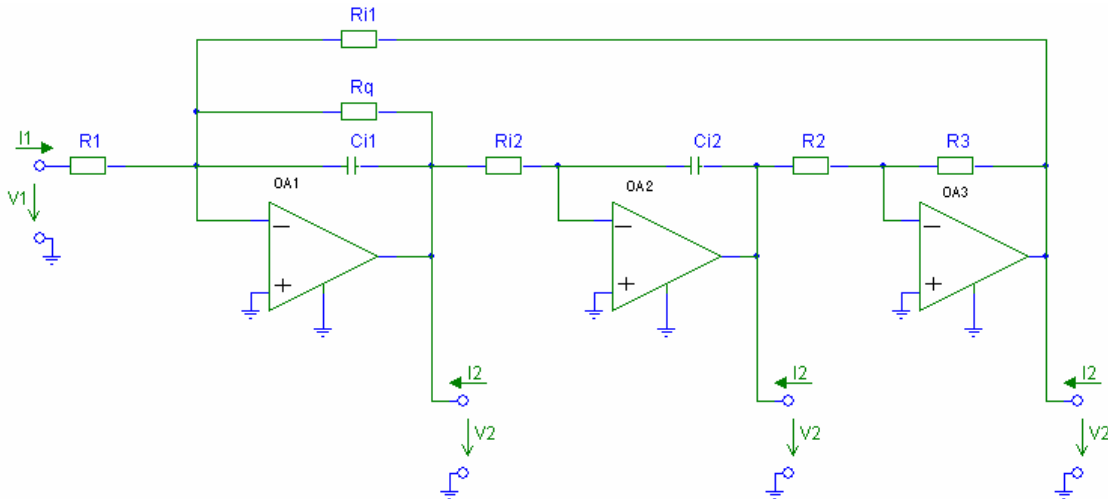


Obecně se jedná o filtry založené na zapojení invertujícího a neinvertujícího integrátoru ve smyčce. Mohou disponovat více vstupy a výstupy. Jejich volbou lze určit požadovaný typ charakteristiky – obvykle dolní propust (DP), horní propust (HP) a pásmovou propust (PP). Přidáním sumačního obvodu pak jde vytvořit i pásmová zadrž (PZ). Z tohoto důvodu jsou často takto konstruované filtry označovány jako univerzální [2].

### 1.3.2 Filtr Tow-Thomas

Zapojení filtru Tow-Thomas lze považovat za zapojení univerzálního filtru, který je osazen dvěma integrátory ve smyčce. Má dva typy přenosů, pásmovou propust (PP) a dolní propust (DP). O této skutečnosti jsem se přesvědčil simulací v programu SNAP, za OZ jsem použil ideální operační zesilovač s názvem OPA, který má program SNAP ve své knihovně. Při této analýze jsem zjistil, že výstup z prvního OZ představuje onu pásmovou propust a další dva bloky s OZ2 a OZ3 představují dolní propusti.

V obvodu zapojené OZ1 a OZ2 společně s kondenzátorem ve zpětné vazbě představují dva kaskádně řazené již rozebírané Millerovy integrátory. A poslední, třetí část s OZ3 představuje invertor.



obr. 10 Filtr Tow-Thomas

Zjištěná charakteristická rovnice pomocí programu SNAP:

$$p^2 + p \frac{1}{C_{i1} \cdot R_q} + \frac{R_3}{C_{i1} \cdot C_{i2} \cdot R_{i1} \cdot R_{i2} \cdot R_2} = 0. \quad (1.8)$$

Při porovnání se vzorovým vztahem pro bikvad

$$p^2 + \frac{\omega_0}{Q} \cdot p + \omega_0^2 = 0, \quad (1.9)$$

určíme základní parametry filtru – charakteristický kmitočet a jakost

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_{i1} \cdot C_{i2} \cdot R_{i1} \cdot R_{i2}}}, Q = R_q \cdot \sqrt{\frac{C_{i1}}{C_{i2} \cdot R_{i1} \cdot R_{i2}}}. \quad (1.10)$$

Přenosové funkce jednotlivých alternativních filtrů PP, DP<sub>1</sub>, DP<sub>2</sub> jsou dány jmenovatelem N(p) v podobě charakteristické rovnice (1.11) a čitatelem, který určuje typ filtru a přenos v propustném pásmu:

$$K_{PP} : \quad N(p) = -p \frac{1}{C_{i1} \cdot R_1}, \quad K_{0PP} = \frac{R_q}{R_1}, \quad (1.11)$$

$$K_{DP1} : \quad N(p) = \frac{1}{C_{i1} \cdot C_{i2} \cdot R_{i2} \cdot R_1}, \quad K_{0DP1} = \frac{R_{i1} \cdot R_2}{R_1 \cdot R_3}, \quad (1.12)$$

$$K_{DP2} : \quad N(p) = -\frac{R_3}{C_{i1} \cdot C_{i2} \cdot R_{i2} \cdot R_1 \cdot R_2}, \quad K_{0DP2} = -\frac{R_{i1}}{R_1}. \quad (1.13)$$

Pro zjednodušení si mohou zavést shodné prvky  $C_{i1} = C_{i2} = C_i$ ,  $R_{i1} = R_{i2} = R_i$  a také uvažovat invertor s jednotkovým přenosem, kdy  $R_2 = R_3$ . Potom převedu základní parametry do podoby:

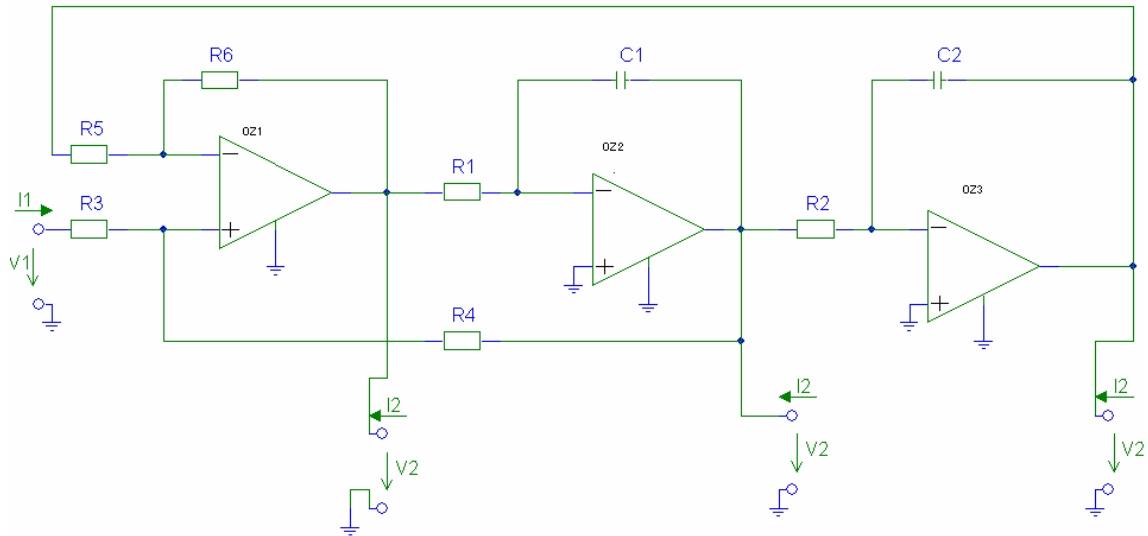
$$\omega_0 = \frac{1}{C_i R_i}, \quad Q = \frac{R_Q}{R_i}; \quad K_{0PP} = -\frac{R_Q}{R_1}, \quad K_{0DP1} = -K_{0DP2} = \frac{R_i}{R_1} \quad (1.14)$$

Ze vztahů je přímo vidět, že lze parametry nezávisle nastavovat. Charakteristický kmitočet jde nastavit přes  $C_i$ , resp. souběžnou změnou  $C_{i1}$  a  $C_{i2}$ , jakost jediným odporem  $R_Q$  a přenosy v propustném pásmu odporem  $R_1$  vstupního rezistoru. [2]

### 1.3.3 Filtr Kervin-Huelsman-Nevcomb

U tohoto filtru se využívá možnosti zapojit odporovou zpětnou vazbu do diferenciálně zapojeného invertoru. Tento obvod můžeme ladit, pokud budeme souběžně měnit odpory  $R$ , nebo pomocí změny kondenzátorů  $C$ .

Z hlediska maximální univerzálnosti a jednoduchosti realizace elektronického řízení  $Q$  a  $K_0$  je vhodné přidat jako tlumící prvek zpětnou vazbu se čtvrtým OZ jako invertorem. Toto zapojení má navíc dvě varianty umístění vstupu. Varianta pro umístění vstupu, tak jak je uvedeno na obr. 12, se chová jako klasický univerzální filtr s DP-, PP+ a HP- (navíc PP+). Varianta zapojení pro čtyři OZ má na výstupu čtvrtého OZ filtr typu PZ. Tato realizace PZ má jednu zásadní výhodu v tom, že všechny ostatní výstupy mají maximální přenosy při rezonanci jednotkové (0dB). [3]



obr. 11 Filtr Erwin-Huelsman-Newcomb

Struktura na obr. 12 představuje současně filtr typu horní propusti, pásmové propusti a dolní propusti.

Na výstupech tří operačních zesilovačů získáváme tři různé přenosy a to

OA1- HP:

$$K_{HP}(p) = \frac{a}{D(p)}, \quad (1.15)$$

OA2- PP:

$$K_{PP}(p) = \frac{-a \cdot C_1 \cdot R_1}{D(p)}, \quad (1.16)$$

OA3- DP:

$$K_{DP}(p) = \frac{a \cdot C_1 \cdot R_1 \cdot C_2 \cdot R_2}{D(p)}, \quad (1.17)$$

U všech těchto funkcí je stejný jmenovatel  $D(p)$

$$D(p) = p^2 + p \cdot \frac{A_1(A_2 - 1)}{A_2 \cdot C_1 \cdot R_1} + \frac{A_1 - 1}{C_1 \cdot R_1 \cdot C_2 \cdot R_2} \quad (1.18)$$

a společně vhodně zavedené koeficienty

$$A = \frac{A_1}{A_2}, \quad A_1 = 1 + \frac{R_6}{R_5}, \quad A_2 = 1 + \frac{R_3}{R_4}. \quad (1.19)$$

Jmenovatelem  $D(p)$  jsou určeny dva základní parametry bikvadu, a to je kmitočet a kvalita pólů

$$\omega_p = \sqrt{\frac{A_1 - 1}{C_1 \cdot R_1 \cdot C_2 \cdot R_2}}, \quad Q = \frac{A_2}{(A_2 - 1) \cdot A_1} \cdot \sqrt{(A_1 - 1) \cdot \frac{C_1 \cdot R_1}{C_2 \cdot R_2}}. \quad (1.20)$$

Z těchto vztahů vyplývá úvaha o možnosti přeladování parametrů tohoto bikvadu. Přeladování (kmitočet pólů) je vhodné realizovat současně změnou  $R_1$  a  $R_2$  (tandemovým potenciometrem). Kvalitu pólů pak nastavit změnou rezistoru  $R_4$ . [1]

## 2 Návrh filtrů v napět'ovém módu

### 2.1 Návrh filtrů pomocí přímé syntézy

#### 2.1.1 Přímá syntéza

Pro bližší seznámení s danou problematikou jsem zvolil nejprve návrh filtru šestého řádu v napět'ovém módu, jehož návrhové postupy jsou dnes již dobře známy a propracovány.

Ze studia literatury [1] a [3] vyplynulo několik možností, jak postupovat v dalším návrhu. Zvolil jsem způsob návrhu filtru tzv. přímou syntézou pomocí grafu signálových toků. Tento postup se zdál být nejvýhodnější a nejsnazší pro další použití, kdy jsem chtěl poukázat na možnost návrhu filtru pracujícího v proudovém módu. U přímé syntézy se vlastně jedná o zapojení několika integrátorů řazených v kaskádě, v mém případě se bude jednat o řazení šesti invertujících integrátorů, jelikož cílem této práce je navrhnout filtr šestého řádu. V tomto obvodu jsou používány invertující integrátory, protože v zapojení s operačním zesilovačem je snazší realizovat invertující integrátor než neinvertující. Obrovskou výhodou těchto zapojení oproti kaskádní syntéze je to, že pouhou změnou výstupu lze získat libovolný typ filtru.

#### 2.1.2 Požadovaný typ filtru

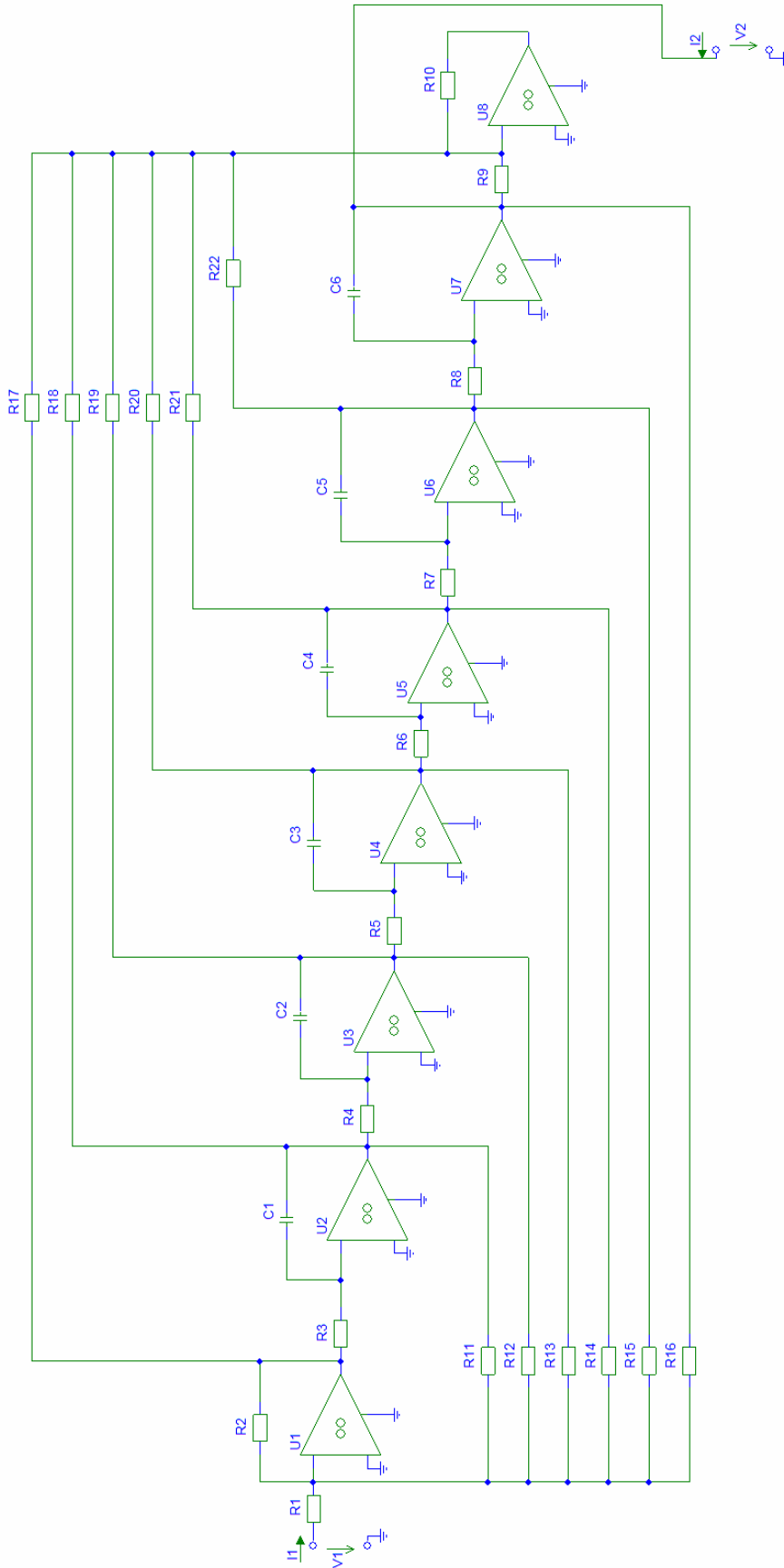
Pro návrh jsem zvolil filtr s následujícími parametry. Abych ukázal chování filtrů na vysokých kmitočtech, což je moderním trendem, zvolil jsem pásmovou propust s kmitočtem naladění  $f_0 = 1MHz$ , šířkou propustného pásma  $B = 100kHz$ , šířkou pásma potlačení  $B_p = 500kHz$ , dovoleným zvlněním v propustném pásmu  $\Delta K = 3dB$  a požadovaným potlačením  $K_p = 40dB$ .

#### 2.1.3 Postup při návrhu

Pomocí grafu signálových toků jsem nakreslil schéma zapojení s šesti invertujícími integrátory a dvěma rozdílovými zesilovači, z tohoto schématu jsem díky programu SNAP získal přenosovou funkci. Při získávání přenosové funkce jsem musel zavést řadu předpokladů za účelem zjednodušení této funkce.

V dalším kroku jsem za pomoci programu NAF zjistil požadované koeficienty přenosové funkce pásmové propusti šestého řádu. Důležitou vlastností navrhovaného filtru přímou syntézou je to, že takto navržený filtr má stále stejný jmenovatel. Z tohoto typu filtru tedy můžeme dále získat horní propust, pásmovou propust a dolní propust, což je obrovská výhoda oproti kaskádní syntéze, kde již od samotného počátku navrhujeme filtr předem stanoveného typu.

U přímé syntézy můžeme tedy volbou vývodu libovolně měnit přenosové charakteristiky filtru (HP, PP, DP), dochází k tomu proto, že měníme čitatele přenosové funkce. U kaskádní syntézy realizujeme přímo požadovanou přenosovou funkci, tudíž není možná změna čitatele. Z hlediska návrhu můžeme říci, že nevýhodou je použití více aktivních prvků u přímé syntézy než u kaskádní.



obr. 12 Schéma filtru 6. řádu z programu SNAP

Pro další návrh filtru je nutné si uvědomit obecný tvar napět'ové přenosové funkce, ten popisuje následující rovnice

$$K = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (2.1)$$

Jak je vidět z obr. 12, bylo nutné zavést předpoklad, že všechny odpory vyskytující se ve zpětné vazbě měly stejnou hodnotu, to výrazně zjednodušilo čítelel přenosové funkce a usnadnilo další analýzu obvodu. Pro další práci jsem volil odpory tak, že

$$R_1, R_2, R_9, R_{10}, R_{11}, R_{12}, R_{13}, R_{14}, R_{15}, R_{16}, R_{17}, R_{18}, R_{19}, R_{20}, R_{21}, R_{22} = R \quad (2.2)$$

Při takto volených odporech se pak přenosová funkce podstatně zjednodušila a nabyla tvaru

$$K_{DP} = \frac{-1}{1 - s(R_8 C_6) + s^2(R_7 R_8 C_3 C_6) - s^3(R_6 R_7 R_8 C_4 C_3 C_6) + s^4(R_5 R_6 R_7 R_8 C_3 C_4 C_3 C_6) - s^5(R_4 R_5 R_6 R_7 R_8 C_2 C_3 C_4 C_3 C_6) + s^6(R_3 R_4 R_5 R_6 R_7 R_8 C_1 C_2 C_3 C_4 C_3 C_6)} \quad (2.3)$$

Tato přenosová funkce odpovídá dolní propusti 6. řádu (výstup na kondenzátoru  $C_6$ ), požadavkem bylo vytvořit pásmovou propust 6. řádu. U takto zkonstruovaného filtru lze však velice snadno měnit přenosovou charakteristiku, proto pouhou změnou výstupu lze z tohoto zapojení získat požadovanou pásmovou propust.

Pásmovou propust zajistíme tak, že výstup bude vyveden z větve kondenzátoru  $C_3$ . Pokud tak učiníme, obdržíme následující přenosovou funkci.

$$K_{PP} = \frac{s^3(R_6 R_7 R_8 C_4 C_3 C_6)}{1 - s(R_8 C_6) + s^2(R_7 R_8 C_3 C_6) - s^3(R_6 R_7 R_8 C_4 C_3 C_6) + s^4(R_5 R_6 R_7 R_8 C_3 C_4 C_3 C_6) - s^5(R_4 R_5 R_6 R_7 R_8 C_2 C_3 C_4 C_3 C_6) + s^6(R_3 R_4 R_5 R_6 R_7 R_8 C_1 C_2 C_3 C_4 C_3 C_6)} \quad (2.4)$$

Dále pak je na obr. 12 patrné, že jsem volil poslední vývod, na kterém se dle teoretických předpokladů měla vyskytovat přenosová funkce odpovídající DP, tento předpoklad byl na základě odsimulované rovnice (2.3) potvrzen. V rovnici (2.3) je pak v čitateli konstanta, což znamená, že pokud bychom odebírali signál z místa, kde byla zjištěna přenosová funkce, měli bychom dolní propust 6. řádu, každý z použitých integrátorů představuje jeden řád.

Jak je vidět z přenosových funkcí (DP a PP), tak se jmenovatel nemění, proto je možné realizovat různé typy filtrů pouhou změnou vývodu. Tímto zapojením lze i snadno zajistit HP, a to přesunutím výstupu na kondenzátor  $C_1$ .

Po odvození přenosové funkce a provedení předešlých úvah bylo možné provést samotný návrh filtru s požadovanými vlastnostmi, které byly blíže specifikovány v kapitole 2.1.2.

Pro návrh jsem použil návrhového programu NAF, ve kterém jsem zjistil koeficienty jmenovatele přenosové funkce. Koeficienty odečtené z programu NAF mají následující hodnoty:

$$\begin{aligned} a_0 &= 6,13420 \cdot 10^{40} & a_4 &= 1,19105 \cdot 10^{14} \\ a_1 &= 1,95511 \cdot 10^{33} & a_5 &= 1,25699 \cdot 10^6 \\ a_2 &= 4,69732 \cdot 10^{27} & a_6 &= 1. \\ a_3 &= 9,93960 \cdot 10^{19} \end{aligned}$$

Odečtené hodnoty jsem porovnal s prvky ve jmenovateli navrženého filtru šestého řádu, pro jednoduchost jsem zvolil jednotnou hodnotu kondenzátorů

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = C = 20 \text{ pF} . \quad (2.5)$$

Následující rovnice popisují výpočet hodnot odporů. Jejich indexy korespondují s obr. 12. Porovnáváním odnormovaných koeficientů z programu NAF jsem naladil filtr na požadovaný kmitočet.

$$\frac{1}{R_8 C_6} = 1,25699 \cdot 10^6 \Rightarrow R_8 = 39777,5639 \Omega \quad (2.6)$$

$$\frac{1}{R_6 R_7 R_8 C_4 C_5 C_6} = 9,93960 \cdot 10^{10} \Rightarrow R_7 = 527,6815 \Omega \quad (2.7)$$

$$\frac{1}{R_7 R_8 C_5 C_6} = 1,19105 \cdot 10^{14} \Rightarrow R_6 = 60129,9884 \Omega \quad (2.8)$$

$$\frac{1}{R_5 R_6 R_7 R_8 C_3 C_4 C_5 C_6} = 4,69732 \cdot 10^{27} \Rightarrow R_5 = 1054,2139 \Omega \quad (2.9)$$

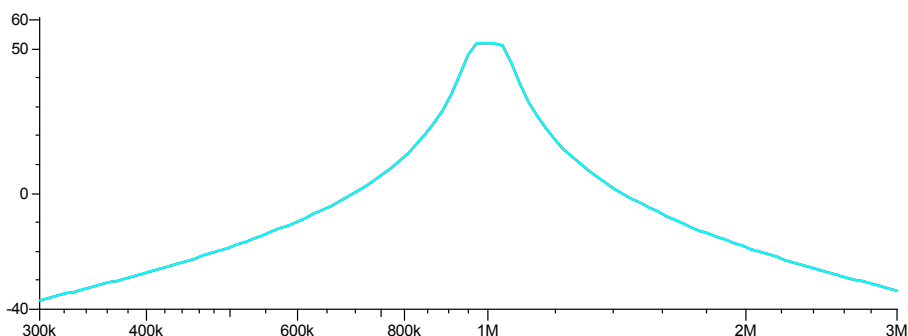
$$\frac{1}{R_4 R_5 R_6 R_7 R_8 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6} = 1,95511 \cdot 10^{33} \Rightarrow R_4 = 120129,3022 \Omega \quad (2.10)$$

$$\frac{1}{R_3 R_4 R_5 R_6 R_7 R_8 C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6} = 6,13420 \cdot 10^{40} \Rightarrow R_3 = 1593,6145 \Omega \quad (2.11)$$

Po navrhnutí obvodu a výpočtu teoretických hodnot jednotlivých prvků jsem nejprve v programu SNAP a PSpice vytvořil zapojení s vypočtenými hodnotami, které sloužilo k ověření funkčnosti obvodu. V programu PSpice jsem jako aktivní prvek použil model ideálního OZ (model první úrovně).



Následující obrázky zobrazují výsledné charakteristiky filtru s ideálními součástkami. Vliv reálných součástek a parazitních jevů bude diskutován v další části této práce.



obr. 13 Graf přenosové funkce pro vypočtené hodnoty získané programem SNAP

Na obr. 13 je vidět naladění filtru na požadovaný kmitočet,  $f_0 = 1\text{MHz}$ , výsledné charakteristiky slouží spíše jako kontrolní. Další simulace se pak nacházejí v následujících kapitolách, kde se zabývám toleranční analýzou.

#### 2.1.4 Shrnutí

V předešlé kapitole bylo popsáno, jak jsem postupoval při návrhu univerzálního filtru 6. řádu. Funkčnost navržených filtrů byla dokumentována na obr. 13.

Cílem této kapitoly bylo ukázat návrh filtru pracujícího v napět'ovém módu pomocí přímé syntézy. V následujících kapitolách se již budu zabývat filtry, které pracují v tzv. proudovém módu. V další části projektu se budu zabývat parazitními jevy a jejich vlivem na přenosovou charakteristiku navrženého analogového filtru.

## 3 Návrh filtrů v proudovém módu

### 3.1 Návrh filtru v proudovém módu s OTA

V této části se budu zabývat filtry pracujícími v proudovém módu s aktivními prvky OTA a CCII+ nebo CCII-. Jak vypovídá studie [5], tak tyto filtry mohou pracovat na daleko vyšších kmitočtech než předešlý filtr navrhovaný v napět'ovém módu, který je limitován operačním zesilovačem. Obrovskou výhodou proudového módu je práce s nízkou úrovní signálu, tento fakt rovněž vyplývá ze studie [5].

V následujících kapitolách ukážu, jak lze navrhnout filtr se součástkami OTA a CCII+ nebo CCII-.

Obě tyto součástky byly již popsány v předešlých kapitolách, které se věnovaly především tomu, jak za pomoci těchto součástek vytvořit jednoduchý integrátor 1. řádu.

Pro další úvahy bych uvedl snad jen to, že prvek OTA si lze také představit jako VCCS (voltage control current source), neboli proudový zdroj řízený napětím, touto součástkou také budu modelovat navržený filtr v programu PSpice.

V případě proudového konvejeoru lze tento prvek modelovat součástkami E a F, kde součástka E představuje VCVS (napětím řízený zdroj napětí) a F (CCCS), tento blok byl již zmiňován v předchozím odstavci.

#### 3.1.1 Návrh filtru se součástkou OTA

Požadované parametry navrhovaného filtru jsou stejné jako v kapitole 2.1.2, opět budu navrhovat pásmovou propust, tentokrát však v proudovém módu.

U tohoto návrhu jsem postupoval podobně jako při návrhu univerzálního filtru v napět'ovém módu, tzn. poté, co jsem filtr s pomocí grafu signálových toků navrhl, jsem zjistil přenosovou funkci navrhovaného filtru.

Přenosová funkce má následující tvar.

$$K_{pp} = \frac{-s^3 \left( \frac{g_6 g_7 g_8}{C_4 C_5 C_6} \right)}{1 + s \left( \frac{g_6}{C_6} \right) + s^2 \left( \frac{g_7 g_8}{C_5 C_6} \right) + s^3 \left( \frac{g_6 g_7 g_8}{C_4 C_5 C_6} \right) + s^4 \left( \frac{g_5 g_6 g_7 g_8}{C_3 C_4 C_5 C_6} \right) + s^5 \left( \frac{g_4 g_5 g_6 g_7 g_8}{C_2 C_3 C_4 C_5 C_6} \right) + s^6 \left( \frac{g_3 g_4 g_5 g_6 g_7 g_8}{C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6} \right)} \quad (3.1)$$

V tomto bodě jsem postupoval obdobně jako v předešlém. Ze zjištěné přenosové funkce jsem porovnáním koeficientů, které jsem získal z programu SNAP, navrhl aktivní filtr se součástkou OTA.

V programu SNAP jsem tuto součástku nahradil součástkou BOTA, běžně dostupnou v tomto programu, kde jsem jeden z výstupů této součástky uzemnil a druhým jsem realizoval samotné zapojení aktivní pásmové propusti 6. řádu.

Pro lepší představu jsem pracoval s úvahou, že součástku BOTA lze v ideálním případě nahradit proudovým zdrojem řízeným napětím. Tuto úvahu jsem uplatnil především při simulaci navrženého obvodu v programu PSpice, kde jsem využíval ideální prvek F (VCCS).

U součástky BOTA je tomu obdobně jako u OTA, je však nutné si ujasnit, že BOTA má dva výstupy, z kterých vytékají dva totožné protifázové proudy.

V přenosové funkci si lze všimnout změny znamének, to má za příčinu neinvertující integrátor, v případě realizace invertujícího integrátoru pomocí součástky OTA by se ve jmenovateli střídaly znaménka + a -.

Pro další návrh bylo nutné vypočítat hodnoty jednotlivých prvků ve schématu (obr. 14). Kondenzátory jsem volil stejně jako v předešlém návrhu filtru pracujícího v napět'ovém módu s operačními zesilovači.

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = C = 20 \text{ pF} \quad (3.2)$$

Opět jsem při návrhu postupoval tak, že jsem jednotlivé koeficienty přenosové funkce (3.1) porovnával s koeficienty získanými z programu NAF.

$$\frac{g_1}{C_1} = 1,25763 \cdot 10^6 \Rightarrow g_1 = 2,51526 \cdot 10^{-5} \text{ S} \quad (3.3)$$

$$\frac{g_1 g_2}{C_1 C_2} = 1,19226 \cdot 10^{14} \Rightarrow g_2 = 1,896043 \cdot 10^{-3} \text{ S} \quad (3.4)$$

$$\frac{g_1 g_2 g_3}{C_1 C_2 C_3} = 9,95473 \cdot 10^{19} \Rightarrow g_3 = 1,669892 \cdot 10^{-5} \text{ S} \quad (3.5)$$

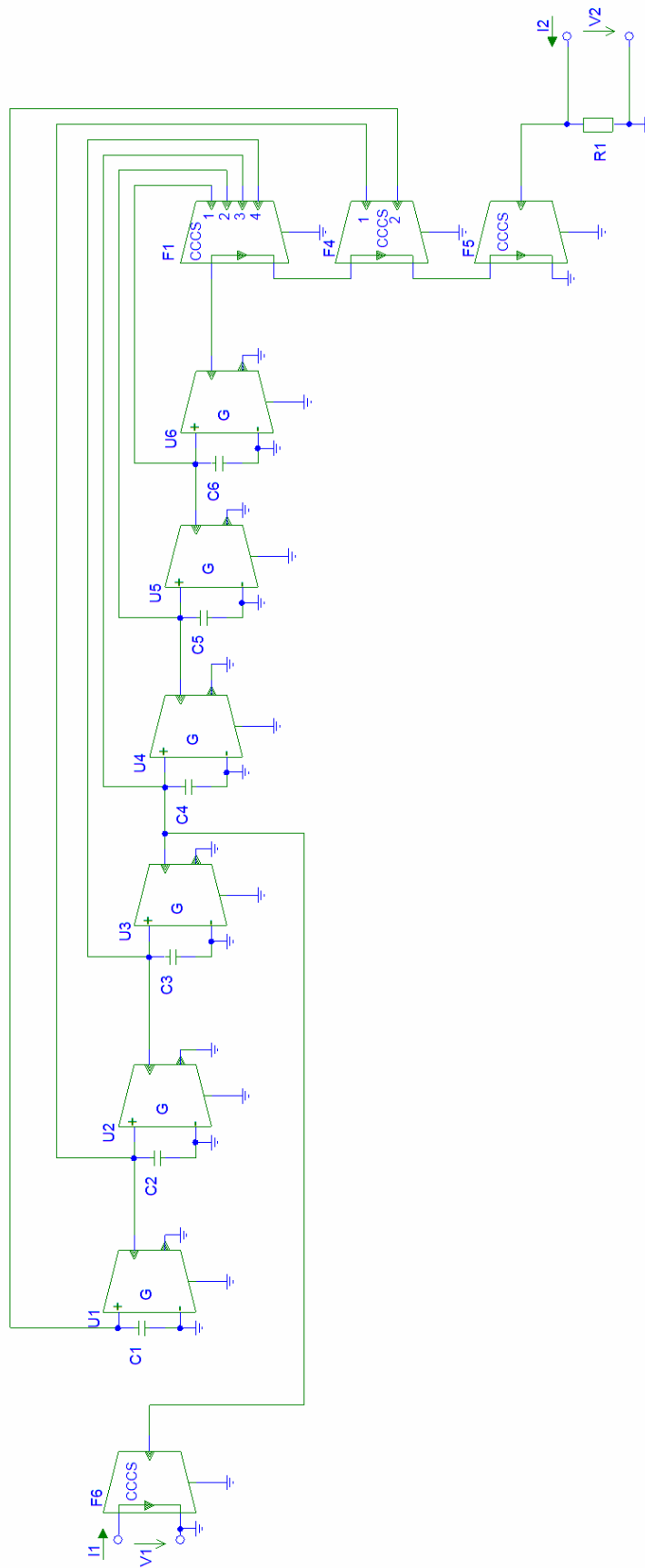
$$\frac{g_1 g_2 g_3 g_4}{C_1 C_2 C_3 C_4} = 4,70686 \cdot 10^{27} \Rightarrow g_4 = 9,45653 \cdot 10^{-4} \text{ S} \quad (3.6)$$

$$\frac{g_1 g_2 g_3 g_4 g_5}{C_1 C_2 C_3 C_4 C_5} = 1,96008 \cdot 10^{33} \Rightarrow g_5 = 8,32861 \cdot 10^{-6} \text{ S} \quad (3.7)$$

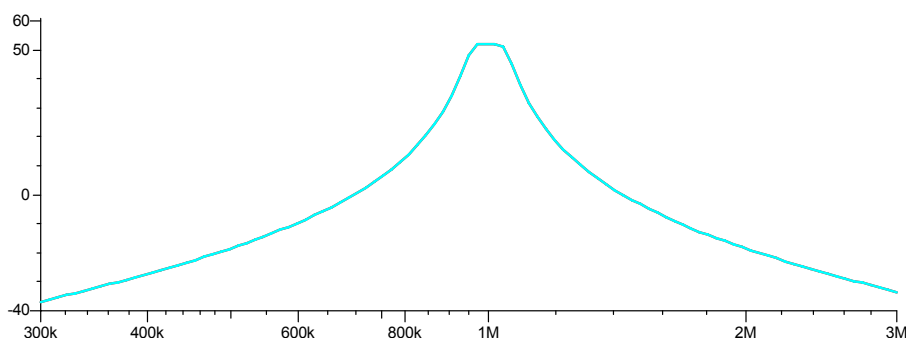
$$\frac{g_1 g_2 g_3 g_4 g_5 g_6}{C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6} = 6,15289 \cdot 10^{40} \Rightarrow g_6 = 6,278203 \cdot 10^{-4} \text{ S} \quad (3.8)$$

Takto vypočtené hodnoty jsem dosadil do schématu a odzkoušel navržený filtr v programu SNAP. Jak je vidět na obr. 15, tak simulací bylo ověřeno, že filtr propouští přesně na kmitočtu 1MHz.

Na následující straně se nachází schéma navrhované pásmové propusti šestého řádu (obr. 14), toto zapojení je navrženo s pomocí literatury [6], kde je dále popsáno, jak lze řízením vstupu získat jednotlivé druhy přenosových funkcí.



obr. 14 Schéma zapojení PP 6. řádu vytvořené v programu SNAP



obr. 15 Graf přenosové funkce pro vypočtené hodnoty získaný programem SNAP pro filtr s OTA

### 3.1.2 Shrnutí

Takto navržený filtr má obrovskou výhodu v tom, že jej lze realizovat pouze součástkami OTA-C a proudovými zrcadly. Kondenzátor si můžeme libovolně zvolit a součástku OTA lze poměrně přesně nastavit na požadovanou hodnotu. Díky použití OTA není zapotřebí odpor.

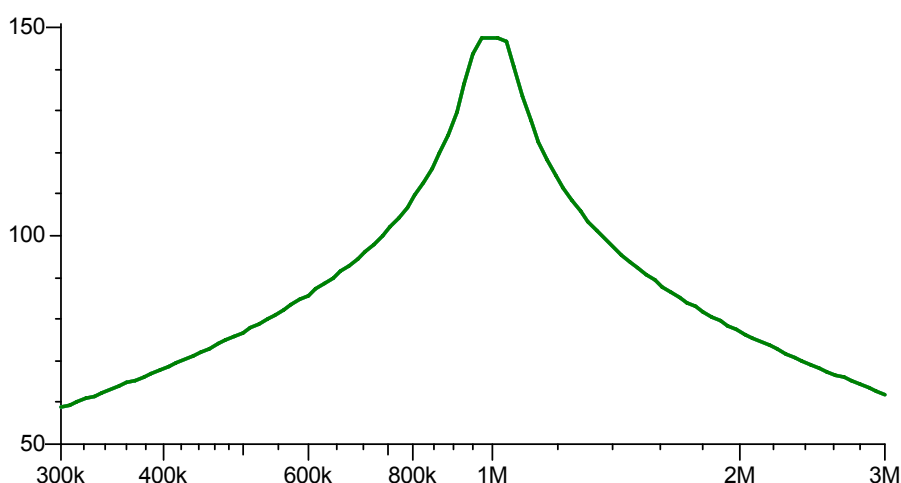
Z návrhářského hlediska není takto konstruovaný filtr zcela vhodný z důvodů nejednotnosti prvků. V tomto zapojení se vyskytuje kromě OTA také proudový distributor, který je realizován jednovstupým proudovým zrcadlem s  $n$  výstupy, jak vyplývá ze studií [5], [6]. V další kapitole bych chtěl uvést zapojení filtru, které je založeno na užití OTA s více výstupy.

## 3.2 Návrh filtru v proudovém módu s BOTA

### 3.2.1 Návrh filtru se součástkou BOTA

Opět, jak v předešlém postupu návrhu, jsou požadovány parametry, které byly specifikovány v kapitole 2.1.2. Následující zapojení bude realizováno součástkou BOTA, která má dva výstupy. Z každého výstupu vytéká tentýž proud ovšem tyto proudy jsou k sobě v protifázi. Postup návrhu je obdobný jak při užití součástky OTA. Toto zapojení uvádím proto, že se mi jeví jako výhodnější z konstrukčního hlediska, není totiž zapotřebí proudových zrcadel. Všechny operace v obvodu jsou realizovány jedinou součástkou, jak integrátory, tak sumace.

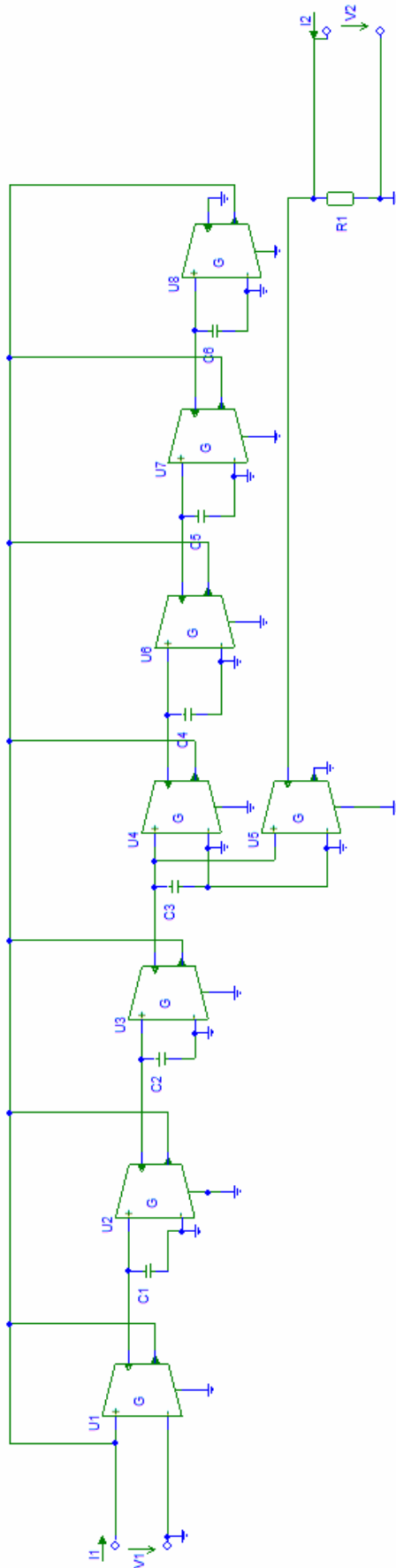
Při návrhu jsem opět použil program SNAP, kde jsem odvodil přenosovou funkci pro zapojení uvedené na obr. 17. Odvozená přenosová funkce korespondovala s přenosovou funkcí (3.1). Stejně jak při předešlých návrzích jsem porovnal koeficienty přenosové funkce odečtené z programu NAF s jednotlivými koeficienty přenosové funkce získané pomocí programu SNAP. Za předpokladu (3.2) bylo možné postupně určit hodnoty  $g_1 - g_6$ , kterým odpovídají rovnice(3.3)-(3.8).



obr. 16 Graf přenosové funkce pro vypočtené hodnoty získané programem SNAP pro filtr s BOTA

### 3.2.2 Shrnutí

Takto zapojený filtr je sice z návrhového a praktického hlediska lepší, avšak jeho nevýhodou je fakt, že při takto zapojeném filtru by jej nebylo možné přelaďovat. Oproti předešlému filtru by však byla realizace tohoto zapojení jednodušší, protože je tvořen pouze prvky BOTA. V tomto faktu vidím velkou výhodu, protože není třeba používat žádné proudové zrcadla, vývoj takovéto desky by byl z ekonomického hlediska nákladnější a složitější.



obr. 17 Schéma zapojení pásmové propusti s BOTA

## 3.3 Návrh filtru v proudovém módu s CCII+/-

### 3.3.1 Návrh filtru se součástkami CCII+

Filtr s proudovým konvejorem druhé generace s kladným vytékajícím proudem lze využít ke konstrukci neinvertujícího integrátoru. O využití proudového konveje jako integrátoru bylo již pojednáno v kapitole 1.2.2. Stejně jak lze při navrhování filtru použít součástky OPA, OTA nebo BOTA, lze také použít i proudový konveje jako základní stavební prvek integrátoru, tudíž jej lze využít ke konstrukci kmitočtového filtru.

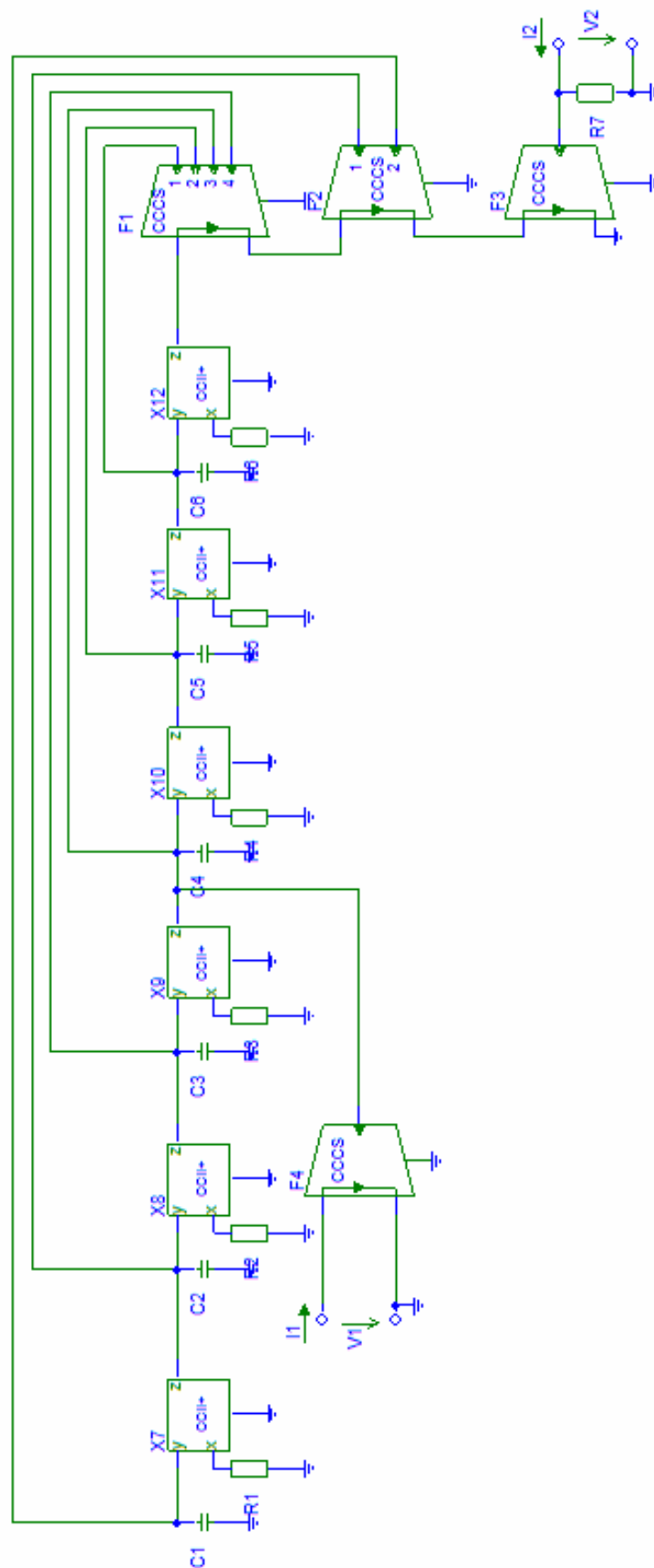
Nevýhodou tohoto filtru je oproti předešlým zapojením ten fakt, že tato součástka není komerčně dostupná, dále pak není tento prvek zcela vhodný pro konstrukci řízeného filtru.

Při návrhu tohoto filtru jsem postupoval obdobně jako při návrhu filtru s OPA. Pro odvození přenosové funkce jsem jako v předešlých případech použil program SNAP a pro zjištění odnormovaných koeficientů program NAF. Parametry navrhovaného filtru jsou uvedeny v 2.1.2. Opět jsem zavedl předpoklad (2.5), výpočet hodnot odporů  $R_1 - R_6$  odpovídá rovnicím (2.6)-(2.11).

### 3.3.2 Shrnutí

Na obr. 18 je vidět zapojení filtru zkonstruovaného za pomoci CCII+, který společně s kondenzátorem vytváří neinvertující integrátor. Jak již bylo uvedeno v předešlé kapitole, tak tento prvek není v dnešní době zcela vhodný pro praktickou realizaci z důvodu jeho nedostupnosti. V další kapitole ukážu zapojení totožného filtru s invertujícími integrátory.





obr. 18 Schéma zapojení pásmové propusti s CCII+

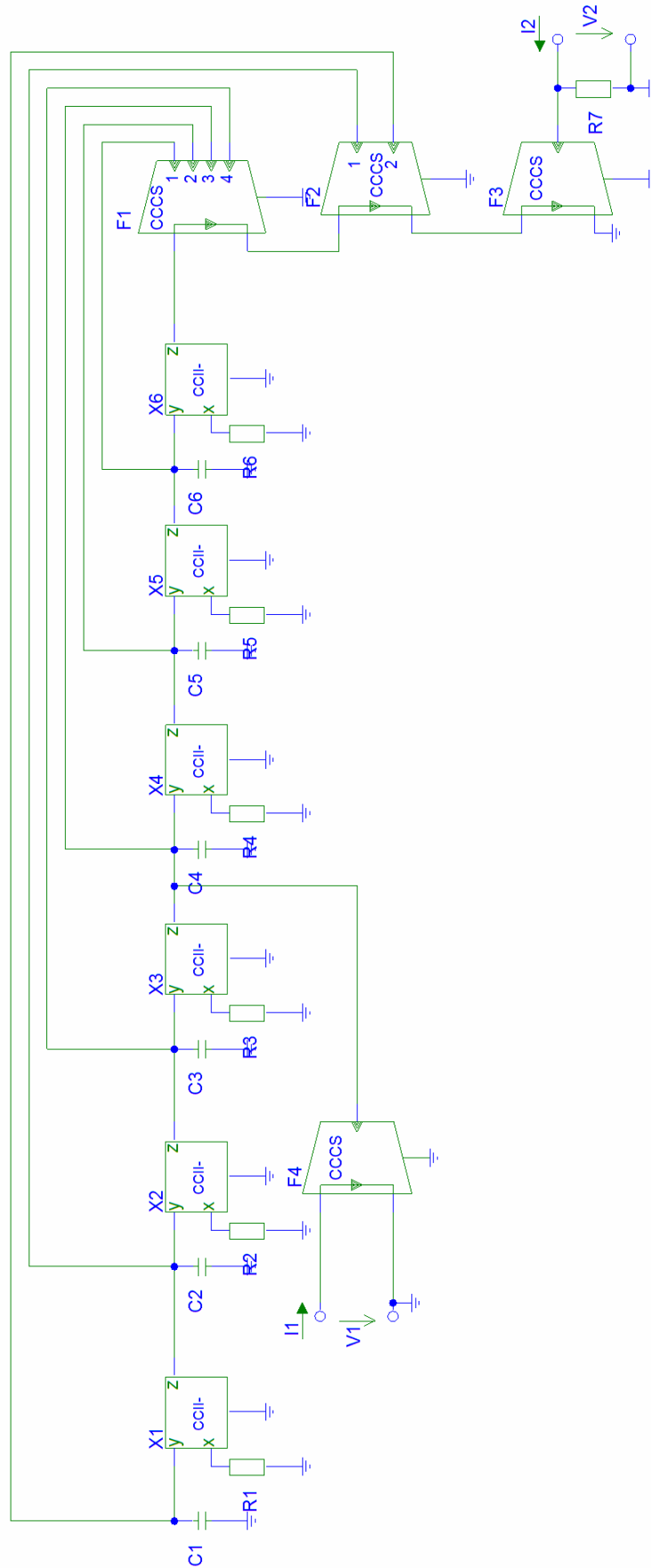
### **3.3.3 Návrh filtru se součástkami CCII-**

Postup návrhu je naprosto stejný jako v kapitole 3.3.1, jediným rozdílem oproti předešlému zapojení je využití CCII-, ten v obvodu společně s kondenzátorem reprezentuje invertující integrátor.

### **3.3.4 Shrnutí**

Z hlediska návrhu se tento filtr nezdá být zcela vhodný, jeho hlavní nevýhodou je aktivní prvek (proudový konvektor). Obrovskou nevýhodou tohoto prvku je nízký vstupní odpor brány X, vlivem tohoto vstupního odporu by mohlo dojít k ztlumení obvodu.

Při srovnání součástky CCII- a součástky OTA je jasně patrná další nevýhoda, a to možnost přelad'ování proudového konvektoru.



obr. 19 Schéma zapojení pásmové propusti s CCII-

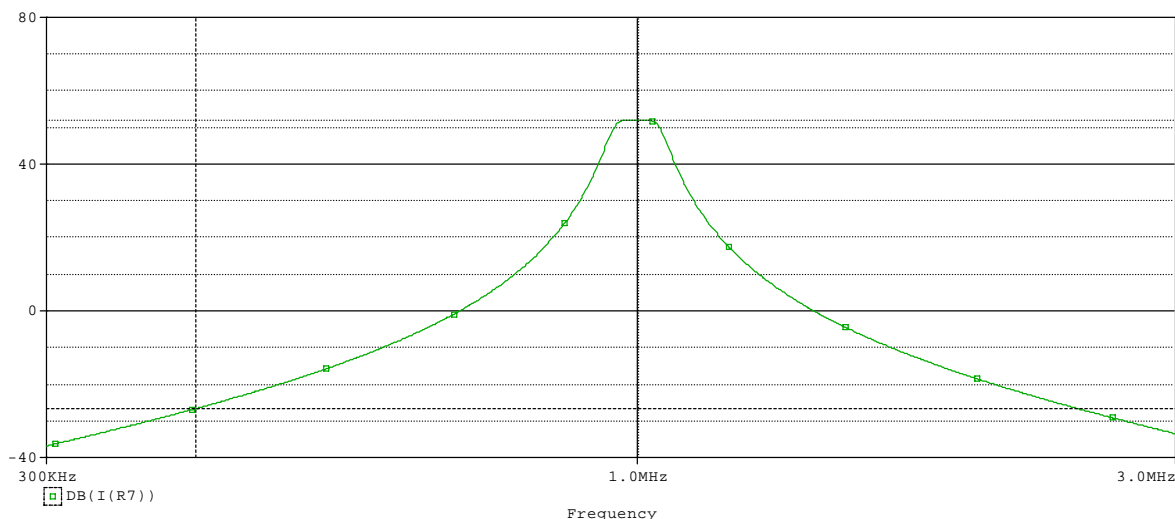
## 4 Studování reálných vlastností prvků

V této kapitole se budu zabývat reálnými vlastnostmi aktivních prvků a studováním vlivů těchto vlastností na navržená schémata. V předešlé kapitole jsem navrhl filtry, které využívají různé druhy aktivních součástek. Pro další výklad uvedu, jak jsem následující obvody simuloval v programu PSpice. Pro simulaci proudového konvejeoru jsem zvolil dostupné ABM bloky, které umožňují vytvořit ideální modely tohoto prvku, konkrétně ABM bloky E (napětím řízený zdroj napětí) a F (proudem řízený zdroj proudu). Další používanou součástí je zesilovač OTA, ten budu simulovat ABM blokem G (napětím řízený zdroj proudu). Dále pak pro klasický operační zesilovač jsem použil blok E (napětím řízený zdroj napětí).

### 4.1 Simulace vlastností CCII (+/-) (VLIVY E,F)

V každé kapitole zabývající se simulací reálných vlastností nejprve uvedu výsledky ideálních simulací a následně se budu snažit oddiskutovat volby vlivů, které ovlivňují vlastnosti prvků v reálném životě, a tím přiblížit celý obvod skutečným fyzikálním podmínkám.

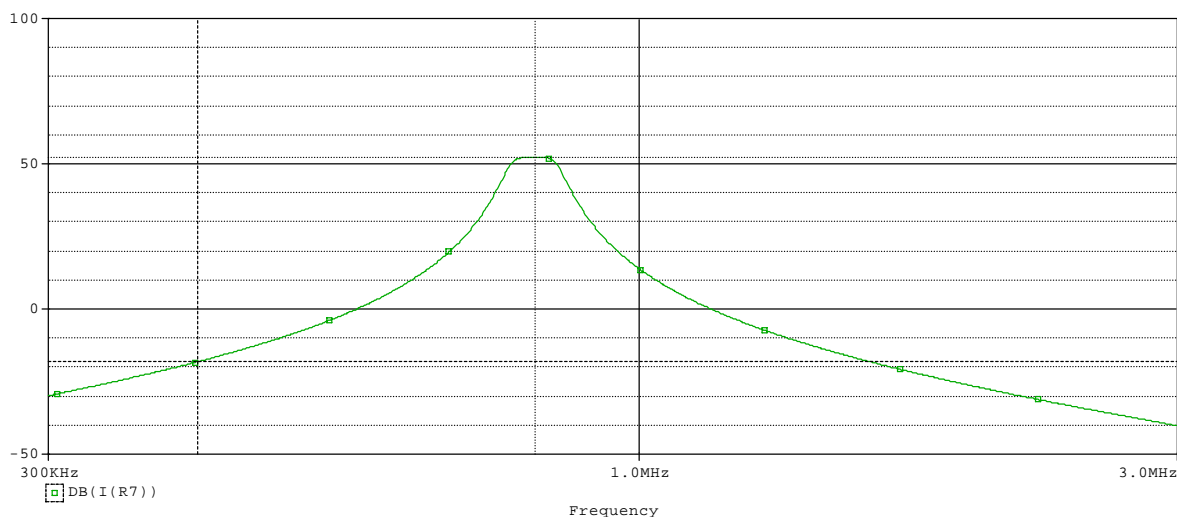
Jak jsem již uvedl v úvodu, tak proudový konvejeor druhé generace jsem simuloval ABM bloky E a F, spojením těchto dvou bloků jsem dostal jeden CCII. Proudový konvejeor lze vlastně považovat za jednotkový zesilovač společně s proudovým zrcadlem, oba přenosy tedy v ideálním případě nabývají hodnoty 1. Na následujícím obrázku je vidět výsledek navržené pásmové propusti za pomoci ABM bloků s ideálními vlastnostmi a ideálními hodnotami obvodových prvků.



obr. 20 Pásmová propust s ideálním CCII

Za pomoci programu PSpice jsem odečetl parametry navržené pásmové propusti, čímž jsem si ověřil správnost návrhu. Mezní frekvenci jsem stanovil na 1,00103MHz. Dále jsem zjišťoval šířku selektivního pásma za pomoci příkazu `Bandwidth_Bandpass_3dB(I(R7))`, která byla stanovena na 99,83404kHz, a šířku pásma potlačení `Bandwidth(I(R7),40)`, která nabývala velikosti 464.22871kHz. Z odečtených hodnot lze vyvodit závěr, že filtr byl navržen správně a svými parametry v ideálním případě splňuje předem stanovené toleranční pásmo.

Tím jsem dokázal správnost návrhového postupu a celého návrhu, dále se budu zabývat tím, že přenosy dílčích bloků nejsou rovny přímo 1, ale například u ABM bloku E jsem nastavil přenos na 0,95, což se téměř přibližuje k ideální hodnotě. Větší problém se však vyskytuje na straně proudového zrcadla. Je problémem vyrobit zrcadlo s přenosem 0,9. Proto jsem u bloku typu F zvolil dílčí přenos 0,85. Tyto parametry jsem nastavil k příslušným blokům a na obr. 21 je vidět výsledek simulace.



obr. 21 Posun mezi frekvence vlivem neideálního přenosu CCH

Jak je vidět z obr. 21, získaného programem PSpice, tak došlo vlivem změny přenosů bloků k posunutí frekvence naladění filtru. Filtr se z původní ideální hodnoty frekvence naladění 1,00103MHz posunul na hodnotu 808,31716kHz. Šířka propustného pásma v tomto případě činí 80,61622kHz a šířku pásma potlačení jsem opět pomocí funkcí, které poskytuje program PSpice, stanovil na 374,86592kHz.

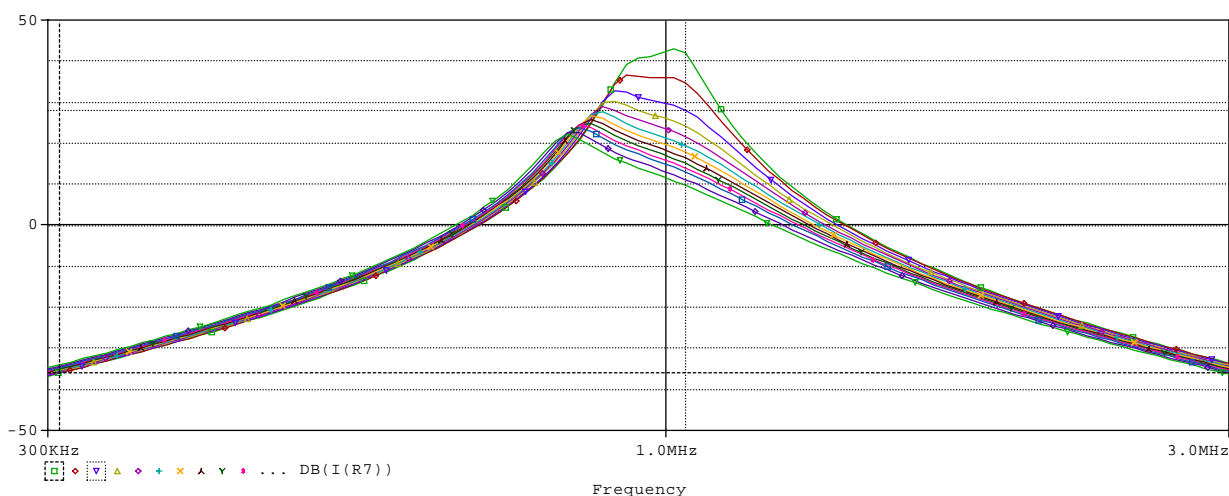
Z těchto hodnot je patrné, že změna parametrů přenosů prvků zapříčinila především posuv kmitočtu naladění filtru. Dále pak měla za příčinu snížení šířky propustného pásma z navrhované hodnoty 100kHz na hodnotu 80,61622kHz. Z dalších pokusů, které jsem provedl s tímto obvodem vyplynuly následující skutečnosti. Zjistil jsem, že v případě zhoršení přenosové konstanty ABM prvku F dochází k přeladování filtru na kmitočtové ose směrem k jejímu počátku. Dále se snižuje šířka propustného pásma, a to přibližně s koeficientem (v případě  $F=0,5$  jsem stanovil šířku pásma na 49,9kHz). Z tohoto poznatku vyplývá, že pokud bude proudové zrcadlo dosahovat hodnoty 1, pak se teprve šířka pásma bude blížit žádané hodnotě 100kHz. Tento případ nastane pouze tehdy, budeme-li předpokládat, že proudový přenos bude u všech zrcadel nabývat stejných hodnot. V případě nedodržení této podmínky se již filtr nechová jako požadovaná pásmová propust.

Opět, pokud jsem měnil přenos jednotkového zesilovače E z hodnoty 1 na hodnotu 0,8, došlo stejně jako v předešlém případě k přeladění kmitočtu z požadovaných 1MHz na hodnotu 800,81412kHz. Opět, jako při změně F, lze ve změně přenosu, frekvenci naladění a šířce propustného pásma najít určitou souvislost. Důležitým faktem je to, že musí být zachován poměr přenosů u všech bloků, pokud možno by měly být stejné, jinak dochází k rozladování filtru a deformaci jeho přenosové charakteristiky.

#### 4.1.1 Studování vlivů reálné součástky CCII

V této kapitole se pokusím poukázat na stav, kdy brána x proudového konvejeoru nevykazuje nulový odpor. Budu zde studovat, jak velký vliv má tento odpor na celou přenosovou funkci, a výsledky se pokusím zdokumentovat simulacemi v programu PSpice. Pro tuto simulaci jsem tedy k odporům připojeným na bránu x připojil parazitní odpor a pomocí parametrické analýzy jsem zkoumal, jaké požadavky na tento odpor by musel použitý proudový konvejeor splňovat.

Parametrickou analýzu jsem prováděl pro hodnoty parazitního odporu  $R_x = 5, 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 120, 140 \Omega$ . Jak jsem již zmínil, za ideálních podmínek by tento odpor měl být nulový, tuto podmínku však nejsme v praxi schopni nikdy splnit. Pokusil jsem se proto stanovit přijatelné mezní velikosti tohoto odporu.



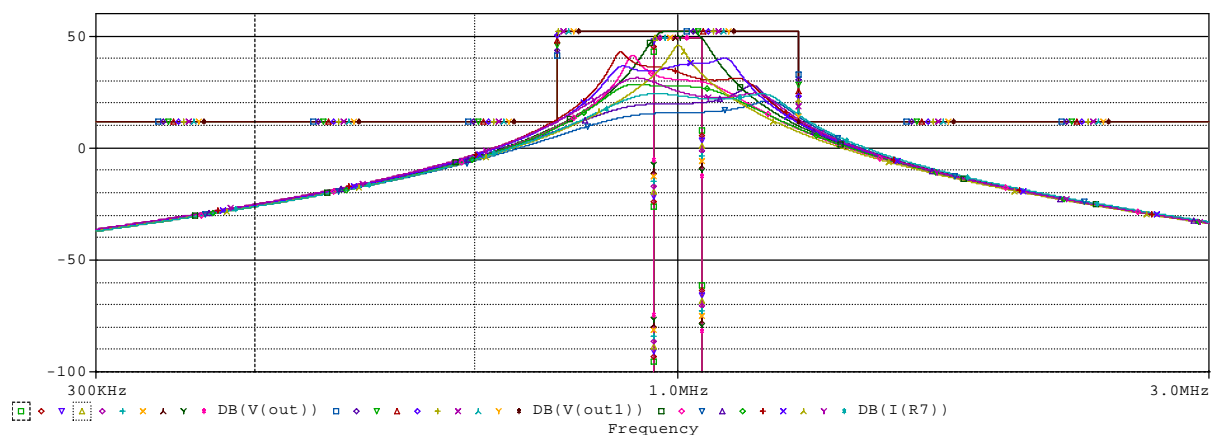
obr. 22 Parametrická analýza pro odpor  $R_x$

Jak je vidět z obr. 22 tak se obvod pro nízké hodnoty odporu choval v přijatelné míře, při hodnotě odporu  $20 \Omega$  je již patrný pokles pravé strany přenosové funkce pásmové propusti. Dále je pak z tohoto obrázku vidět, že došlo k roztáhnutí pásma potlačení, čímž se filtr dostal mimo toleranční kanál. Pro odečtení sledovaných parametrů jsem použil funkce podporované programem PSpice. Výsledek splnil očekávání, nejlépe dopadl filtr s nejmenším parazitním odporem, za přijatelný parazitní odpor by se dal považovat ještě odpor  $10 \Omega$ . Při vyšších hodnotách již dochází k vyrovnávání vrcholu pásmové propusti, čímž ztrácí svou schopnost filtrace. Lze si také povšimnout, že od hodnoty  $50 \Omega$  je jen malý rozdíl ve tvaru průběhu funkce a dochází k znehodnocení pásmové propusti.

Jak již bylo uvedeno v předešlé části, tak jsou tyto obvody velice citlivé a náročné na přesnost veškerých součástek. Toto tvrzení jsem potvrdil touto parametrickou analýzou.

#### 4.1.2 Citlivostní analýza

Při citlivostní analýze budu zkoumat pouze vliv odporů a kondenzátorů, které budou mít 3% a 1% toleranci. V následující části se budu snažit vytvořit model, který se bude přibližovat reálným vlastnostem. Tuto analýzu jsem prováděl v programu PSpice, kde jsem zvolil metodu Monte Carlo a Gaussovo rozložení prvků. Výsledná analýza odpovídá výrobě deseti filtrů s náhodně koupenými součástkami s tolerancí 1%. Výsledné charakteristiky, které odpovídají této analýze se nacházejí na obr. 23.



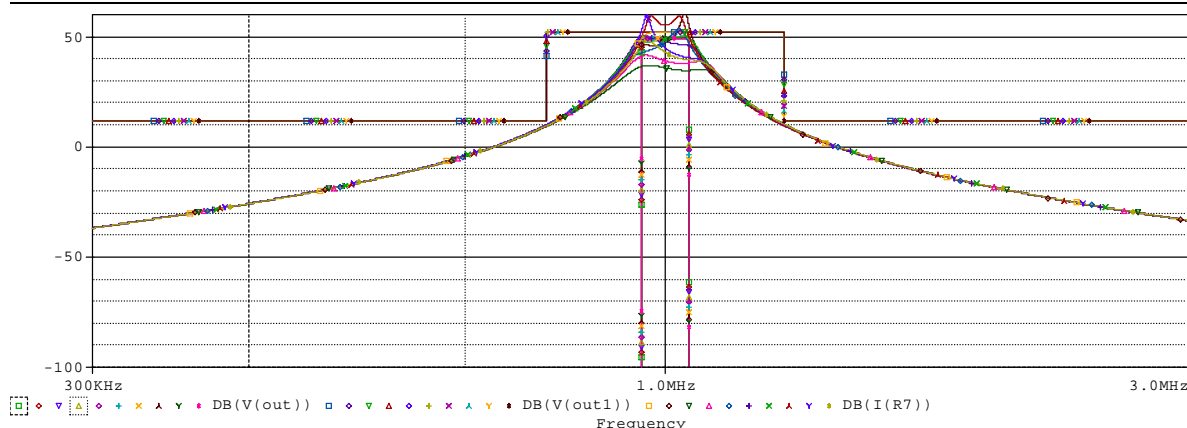
obr. 23 Citlivostní analýza s 1% toleranci součástek

Run	1	2	3	4	5
Bandwidth(I(R7),40)	464.223k	679.332k	1.529meg	1.167meg	1.145meg
Bandwidth_Bandpass_3dB(I(R7))	99.879k	22.098k	107.761k	57.911k	203.11k
CenterFrequency(I(R7),1)	1.001meg	910.373k	1.205meg	1.165meg	959.368k

Run	6	7	8	9	10
Bandwidth(I(R7),40)	693.811k	754.853k	537.565k	1.047meg	1.382meg
Bandwidth_Bandpass_3dB(I(R7))	26.359k	119.584k	25.865k	80.025k	336.979k
CenterFrequency(I(R7),1)	888.236k	1.098meg	1.001meg	919.595k	963.769k

Tabulka 1 Odečtené hodnoty pro toleranci součástek s 1%

Předešlá tabulka a frekvenční charakteristika odpovídají citlivostní analýze s prvky, které měly nastavenu 1% citlivost. Je jasně vidět, že z takto zvolených prvků by nebylo možné zkonstruovat požadovaný filtr. Tento obvod je velice citlivý a v sériové výrobě téměř nepoužitelný. V případě konstrukce tohoto filtru by bylo nutné vytřídit z vyrobených součástek ty, které by odpovídaly navrženým hodnotám, avšak ani toto by neumožnilo přesnou konstrukci filtru, protože takto vytřížené součástky by časem ztratily své parametry a došlo by k rozladění filtru. Uvádím zde případ pro 1% toleranci součástek, analýzu jsem však prováděl, jak pro 0,5% tolerance, tak pro 0,1%. Logicky z těchto pokusů nejlépe vyšla tolerance s přesností 0,1%. I přes relativně malé procento se však filtr poměrně hodně lišil od požadované charakteristiky. Pro představu jsem zde přiložil i výstup simulace s touto tolerancí, jak ukazuje obr. 24.



obr. 24 Citlivostní analýza s 0,1% tolerancí součástek

Z tohoto obrázku je vidět, že i drobná odchylka součástek má obrovský vliv na charakteristiku filtru. Tento filtr je zcela nevhodný pro sériovou výrobu, vykazuje obrovskou citlivost, která je zapříčiněna především velkým množstvím aktivních součástek. Dále jsem chtěl prozkoumat vliv odporu na bráně x, ale jelikož filtr má tak špatné citlivostní vlastnosti, tak jsem tento postup považoval za zbytečný. Je zcela jasné, že by odpor na bráně x měl obrovský vliv na přenosovou funkci filtru. Při zkoumání jsem korigoval toleranci filtru a dalo by se říci, že aby byl takto navržený filtr vyrobitelný v sériové výrobě, musely by mít součástky toleranci 0,01%.

Při vyšetřování citlivostní analýzy jsem také využil pokročilou citlivostní analýzu, z této analýzy lze určit, jak moc se jednotlivé prvky podílejí na posunu kmitočtu naladění. Výsledky této analýzy jsou v následující tabulce. Relativní sensitivitu jsem stanovil pro prvky s tolerancí 1%.

Sensitivity						
Parameters						
Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Linear
C2	VALUE	20p	19.8000p	20.2000p	113.1192k	64
R2	VALUE	120068.0585	118.8674k	121.2687k	113.1192k	64
C1	VALUE	20p	19.8000p	20.2000p	100.3102k	57
R1	VALUE	1592.8125	1.5769k	1.6087k	100.3102k	57
R3	VALUE	1057.4704	1.0680k	1.0469k	-95.1242k	54
C3	VALUE	20p	20.2000p	19.8000p	-96.1242k	54
C4	VALUE	20p	20.2000p	19.8000p	-82.6322k	46
R4	VALUE	59864.0953	60.4829k	59.2853k	-82.6322k	46
C6	VALUE	20p	19.8000p	20.2000p	76.5236k	43
R6	VALUE	39757.3200	39.3597k	40.1549k	76.5235k	43
C5	VALUE	20p	19.8000p	20.2000p	62.8245k	35
R5	VALUE	527.4143	522.1402	532.6885	62.8245k	35

Tabulka 2 Výsledky pokročilé citlivostní analýzy

Sloupec Rel Sensitivity vyjadřuje, o kolik Hz se posune kmitočet naladění s 1% tolerancí příslušného prvku. Z této analýzy lze také odečíst, který prvek se podílí na největší odchylce. V případě konstrukce tohoto obvodu by bylo nutné upozornit na prvky C2, R2, C1 a R1, které vykazují největší citlivost, a bylo by nutné je co nejvíce přiblížit požadovaným teoretickým hodnotám.

### 4.1.3 Závěr

Jak jsem ukázal provedenými názornými testy, tak tento filtr vykazuje velmi velkou citlivost na součástky. To je zapříčiněno převážně velkým výskytem aktivních součástek. Pro



návrh pásmové propusti je tedy lepším řešením kaskádní syntéza, kde by počet aktivních součástek klesl na polovinu.

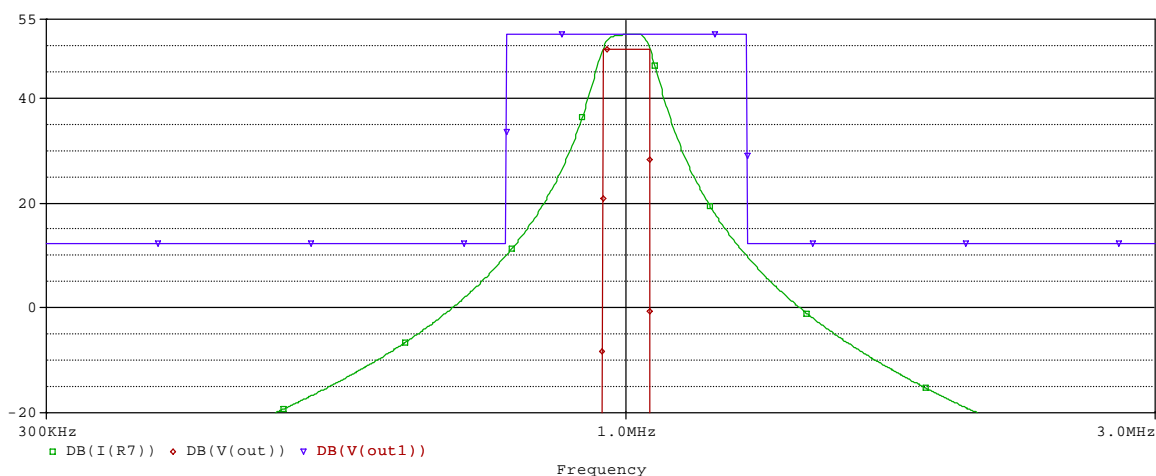
Další nevýhoda je ta, že je nutné zachovat jednotný poměr přenosů, a to jak napěťového zesílení, tak přenosu proudového zrcadla. V opačném případě dochází ke značnému zvlnění v propustné části filtru. V krajním případě nedodržení těchto poměrů se stává navržený filtr naprosto nepoužitelným. Pro reálnou konstrukci filtru tohoto řádu by bylo téměř nemožné dodržet veškeré potřebné podmínky pro správnou funkci. Tento směr návrhu filtru ve vysokých řádech proto není vhodným a ztrácí smysl.

## 4.2 Simulace vlastností zapojení s OTA

V této kapitole budu studovat reálné vlastnosti transkonduktančního zesilovače, a tím se budu snažit přiblížit chování navrženého filtru k realitě. Z teoretických poznatků, které jsem získal z dostupné literatury jsem se rozhodl zvolit při analýze konečnou velikost výstupního odporu, jelikož ten by při ideálním stavu měl mít nekonečnou velikost.

### 4.2.1 Citlivostní analýza filtru se součástkou OTA

V této části se budu zabývat citlivostní analýzou obvodu z obr. 14. Jak jsem již psal v úvodu kapitoly, tak součástku OTA budu simulovat ABM blokem G, který ve své podstatě odpovídá ideální součástce OTA. Tento obvod budu opět podrobovat citlivostní analýze. Po předešlé zkušenosti z analýzy se součástkou CCII jsem zvolil za počáteční toleranci 0,1%. Na začátek bych nejprve uvedl výslednou charakteristiku filtru s ideálními hodnotami součástek s vyobrazeným tolerančním kanálem.



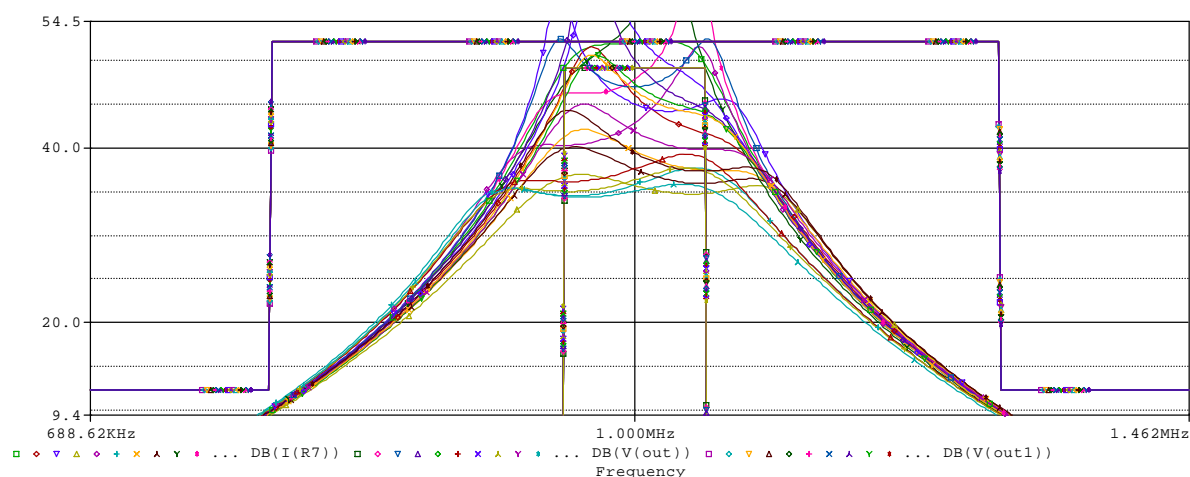
obr. 25 Přenosová funkce ideální pásmové propusti navržené se součástkami OTA

Jak je vidět na obr. 25, tak výsledná charakteristika odpovídá teoretickým předpokladům. Pomocí programu PSpice jsem odečetl důležité hodnoty tohoto filtru. Kmitočet naladění byl stanoven na hodnotu 1,00169MHz. Dále pak šířka propustného pásma 98,45414kHz a šířka pásma potlačení 461,13240kHz. Z obr. 25 je také vidět, že tento filtr splňuje požadavek na toleranční pásmo.

Na dalším obrázku pro názornost uvedu jak se zdeformuje přenosová charakteristika filtru, když budu volit toleranci prvků 0,1%. Původně jsem předpokládal, že v důsledku použití méně prvků (v obvodu se vyskytují pouze kondenzátory) bude obvod vykazovat menší citlivost, ale experimentálními testy jsem došel k výsledkům, které mou úvahu vyvrátily.

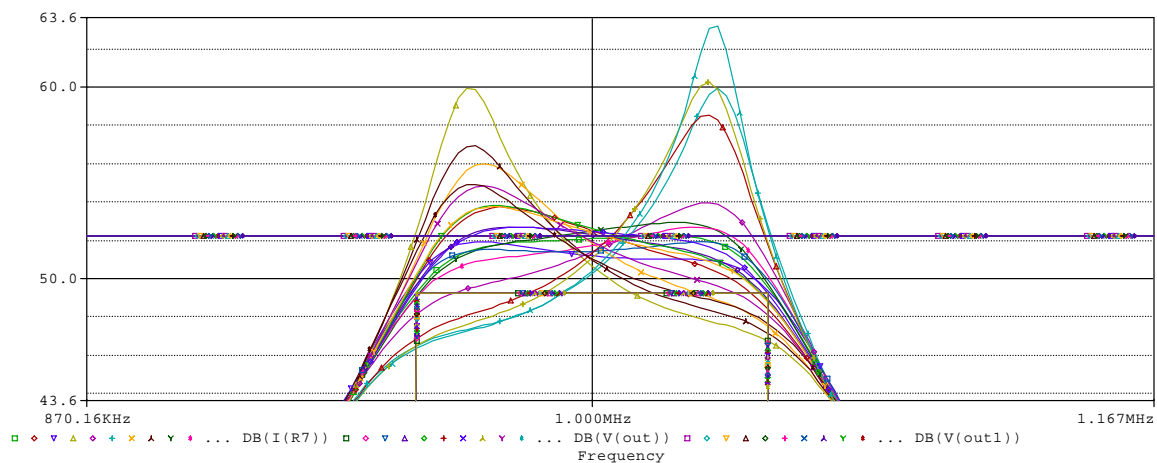
Dále jsem zkoumal pouze propustné pásmo tohoto filtru, jelikož citlivost těchto filtrů na přesnost součástek se projevuje převážně v tomto pásmu. Prováděl jsem citlivostní analýzu filtru s tolerancemi součástek 0,1%. Po této analýze jsem došel k závěru, že tato tolerance je pro daný filtr nevyhovující. Jak je vidět z obr. 26, tak tolerance součástek se projevila hlavně ve zvlnění propustného pásma. Dalo by se říci, že došlo ke ztrátě selektivity navrženého filtru, a tím ke ztrátě podstaty samotného návrhu.

Jak je vidět z následujícího obrázku, tak jsem prováděl citlivostní analýzu Monte Carlo pro 20 náhodně zkonstruovaných filtrů. Z tohoto obrázku je jasně patrné, že i v případě malé odchylky kondenzátorů dojde k velkým zámitům obvodu, z hlediska sériové výroby by realizace tohoto obvodu nebyla ekonomická. Případným řešením by bylo zlepšení přesnosti součástek.



obr. 26 Přenosová funkce s tolerancí prvků 0,1%

Dále jsem pak pro zajímavost vyzkoušel, jak nutná by byla přesnost součástek, aby filtr disponoval požadovanými parametry. Pro tento druh filtrů je však velice obtížné dodržet toleranční pásmo. Bral jsem v potaz následující úvahu, pokud bych náhodně vyrobil 20 kusů tohoto filtru a následně proměřil jejich frekvenční charakteristiku, kolik by jich pravděpodobně splňovalo původní požadavek na filtr. Zjistil jsem, že pokud bych bral v potaz přesnost součástek 0,01%, tak i s takto přesnou tolerancí součástek by byl problém sériové výroby. Jedinou možností výroby těchto filtrů by bylo vybírání součástek z méně přesných tolerancí a hledání co nejpřesnějších hodnot.



obr. 27 Detail propustného pásma s tolerancí prvků 0,01%

Abych určil součástku, která je nejcitlivější, tak jsem opět použil pokročilou citlivostní analýzu. Hodnoty ve sloupci Rel Sensitivity udávají, o kolik Hz se změní kmitočet naladění při změně parametru o 1%. Jak je patrné z této tabulky, tak největší sensitivitu vykazuje kondenzátor C2 a C1. Při konstrukci je tedy nutné dodržet co největší přesnost těchto dvou prvků.

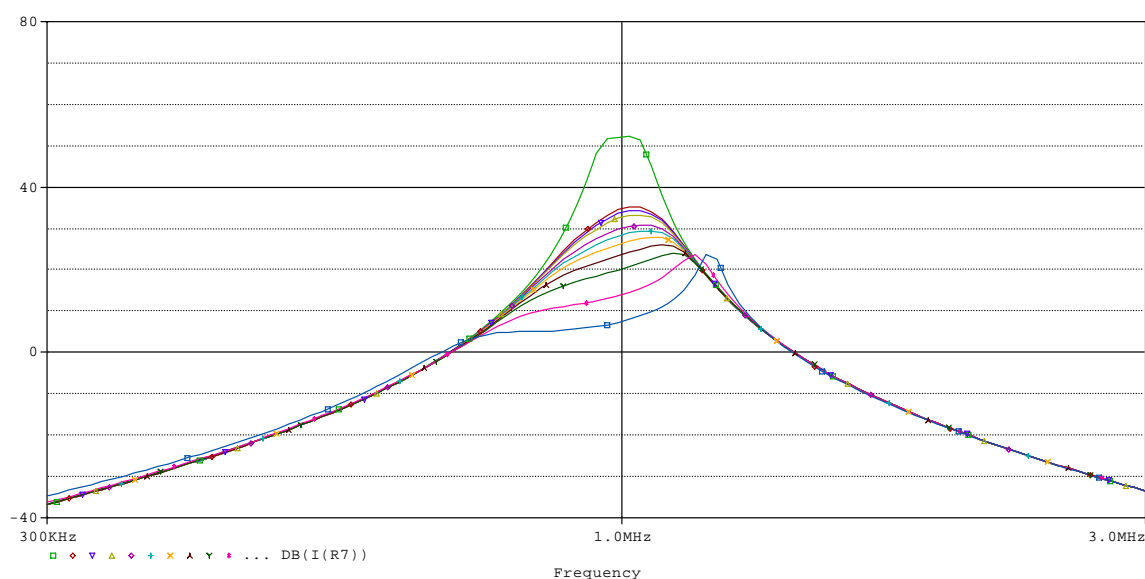
Sensitivity						
Parameters						
Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Linear
C2	VALUE	20p	19.8000p	20.2000p	104.2412k	90
C1	VALUE	20p	19.8000p	20.2000p	91.6311k	79
C3	VALUE	20p	19.8000p	20.2000p	54.6569k	47
C4	VALUE	20p	19.8000p	20.2000p	46.9912k	40
C6	VALUE	20p	20.2000p	19.8000p	-21.5080k	18
C5	VALUE	20p	20.2000p	19.8000p	-11.5760k	9
Specifications						

Tabulka 3 Pokročilá citlivostní analýza zapojení s OTA

#### 4.2.2 Zkoumání vlivu výstupního odporu

Jak jsem již předeslal v úvodu této kapitoly, tak budu navržený obvod podrobovat parametrické analýze, čímž chci přiblížit filtr k reálnému chování. Parametrickou analýzu jsem prováděl pro výstupní odpor, u kterého jsem použil sadu hodnot a sledoval chování celého filtru. Mnou zvolené hodnoty odporu nabývaly těchto velikostí  $R_p = (1T, 1M, 900k, 800k, 600k, 500k, 400k, 300k, 200k, 100k, 50k) \Omega$ .

Hodnotu největšího odporu jsem volil z důvodu, že při takto vysokém odporu se obvod blíží k ideálnímu stavu. Dále jsem pak zvolil hodnotu  $1M\Omega$  z důvodu názornosti projevu výstupního odporu na výsledný vzhled přenosové funkce. Dalším extrémem je odpor o hodnotě  $50k\Omega$ , ten byl opět volen jako krajní nejhorší případ, tím jsem chtěl poukázat na to, jak se mění tvar přenosové funkce při zhoršování podmínek.



obr. 28 Parametrická analýza výstupního odporu u zapojení s OTA

Na obr. 28 je vidět vliv jednotlivých odporů na přenosovou funkci. Jak jsem předpokládal, tak při hodnotě odporu  $1T\Omega$  lze stav považovat za ideální. Z dalších křivek je vidět, že při zmenšování výstupního odporu dochází k úpadku propustného pásma, a tím ke ztrátě selektivity. Druhá křivka od spodu odpovídá přibližně reálné hodnotě výstupního odporu, tento odpor má hodnotu  $100k\Omega$ . U této křivky je již toto utlumení dosti kritické.

### 4.2.3 Závěr

Jak je vidět z citlivostní tabulky, tak tento obvod vykazuje menší citlivosti, než obvod vytvořen s pomocí proudových konvektorů, avšak i v tomto případě jsou citlivosti natolik vysoké, že tento filtr by nebylo zcela možné uvést do sériové výroby. Konstrukce tohoto filtru by byla možná, pokud by byly potřebné součástky vybírány přesným měřením.

Jak bylo taky uvedeno při simulaci reálného transkonduktančního zesilovače, tak také docházelo ke zhoršení přenosové funkce. Pokud bych bral v potaz působení jak reálného rozptylu součástek, tak reálné hodnoty výstupního odporu transkonduktančního zesilovače, došlo by ke značnému zhoršení přenosové funkce, a tím ke ztrátě selektivity obvodu.

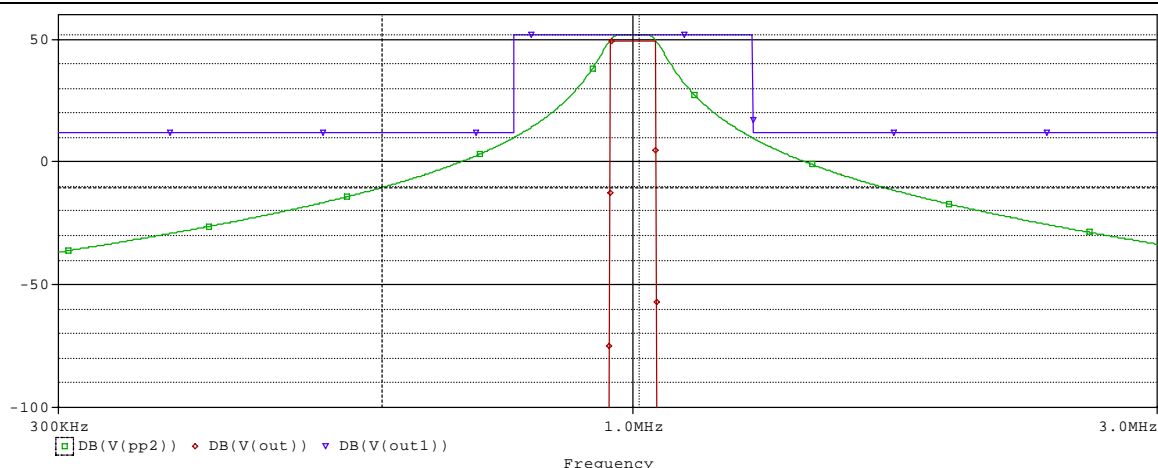
## 4.3 Simulace vlastností se součástkou OPA

V této části se budu zabývat toleranční a citlivostní analýzou filtru navrženého s operačním zesilovačem. Tato součástka se v dnešní době používá v řadě aplikací a její výskyt je nejčastější. Především filtry byly navrženy s netradičními součástkami, jako například proudový konvektor (CCII+/-) a zesilovač OTA, tyto filtry jsem též navrhl tak, že pracují v proudovém módu, kdežto filtr s operačními zesilovači je navržen v klasickém a dobře propracovaném napět'ovém módu. U tohoto filtru tudíž není zapotřebí převodníku napětí na proud a lze pracovat přímo s filtrovaným signálem.

### 4.3.1 Citlivostní analýza filtru s operačním zesilovačem

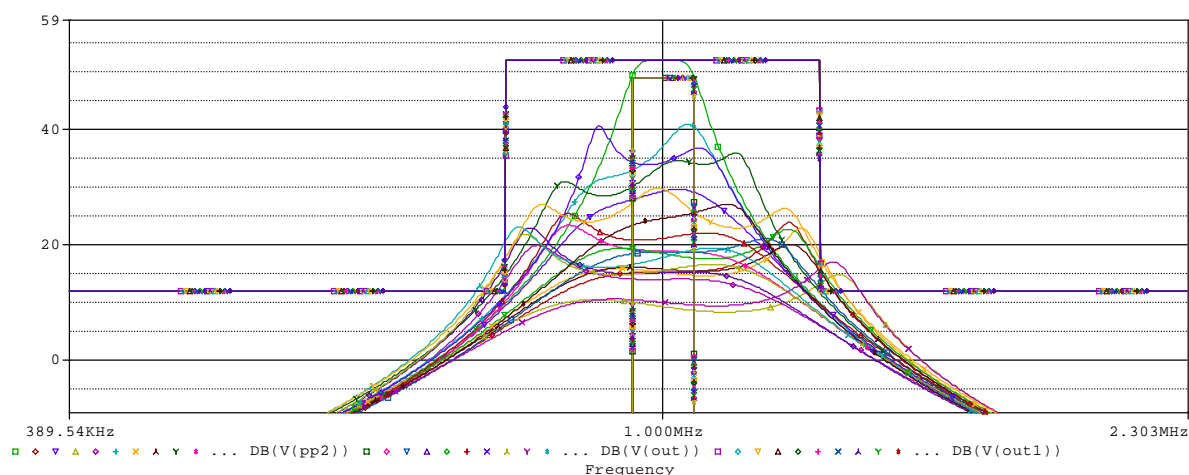
U takto konstruovaného filtru jsem opět očekával velice špatnou citlivost, nehledě na kmitočtovou závislost operačního zesilovače v napět'ovém módu, který není určen pro aplikace pracující ve vysokých kmitočtech. Jak jsem již zmiňoval v předešlých kapitolách, tak u operačních zesilovačů s napět'ovou zpětnou vazbou dochází k rychlejšímu poklesu zesílení v závislosti na kmitočtu.

Na následujícím obr. 29 je uvedena ideální kmitočtová charakteristika navrženého filtru s operačními zesilovači. Jak je z této charakteristiky patrné, tento filtr splňuje dané požadavky na toleranční kanál. S pomocí programu PSpice jsem odečetl kmitočet naladění  $1,00101\text{MHz}$ , šířku propustného pásma  $99,83099\text{kHz}$  a šířku pásma potlačení  $464.22597\text{kHz}$ . Jak z odečtených hodnot, tak z graficky vyobrazeného tolerančního kanálu lze stanovit závěr, že tento filtr splňuje veškeré počáteční požadavky.



obr. 29 Ideální přenosová funkce

Aby bylo jasně patrné, jak moc jsou tyto filtry citlivé, tak jsem pro ilustraci, na následujícím obrázku, vyobrazil tento filtr s tolerancí součástek 1%. Opět jsem použil analýzu Monte Carlo a počet běhů 20. Jak je z obr. 30 vidět, tak dochází k velmi silnému zvlnění selektivního pásma, a tím tento filtr ztrácí schopnost filtrovat. Jak je také z obrázku vidět, tak jediný filtr, který by splňoval požadavky na toleranční pásmo, by byl filtr s ideálními hodnotami součástek.



obr. 30 Toleranční analýza s tolerancí součástek 1%

Jak vyplývá ze všech předešlých simulací, tak pokud bude filtr šestého řádu navrhován touto metodou, je téměř nerealizovatelný. Bylo by zapotřebí velice malého rozptylu součástek. Pro tento filtr jsem provedl pokročilou citlivostní analýzu stejně tak jako v předchozích kapitolách. Výsledky jsou vyneseny viz. Tabulka 4.

Parameters						
Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Linear
R5	VALUE	120068.0585	118.8674k	121.2687k	113.1165k	64
C5	VALUE	20p	19.8000p	20.2000p	113.1165k	64
C6	VALUE	20p	19.8000p	20.2000p	100.3267k	57
R6	VALUE	1592.8125	1.5769k	1.6087k	100.3267k	57
C4	VALUE	20p	20.2000p	19.8000p	-96.0516k	54
R4	VALUE	1057.4704	1.0680k	1.0469k	-96.0516k	54
R3	VALUE	59884.0953	60.4829k	59.2853k	-82.5613k	46
C3	VALUE	20p	20.2000p	19.8000p	-82.5613k	46
R1	VALUE	39757.3200	39.3597k	40.1549k	76.5200k	43
C1	VALUE	20p	19.8000p	20.2000p	76.5200k	43
R2	VALUE	527.4143	522.1402	532.6885	62.8120k	35
C2	VALUE	20p	19.8000p	20.2000p	62.8120k	35

Tabulka 4 Pokročilá citlivostní analýza zapojení s OZ

### 4.3.2 Závěr

I v tomto případě se potvrdily předpoklady o velice špatné citlivosti obvodu, tuto skutečnost dokumentuje Tabulka 4. Stejně tak jako předešlé obvody i tento by bylo velmi obtížné realizovat v praxi. Abych však tento návrh zcela nezavrhnul, tak jistým řešením by bylo snížení z požadavků na navržený filtr a navrhnout schéma s menším počtem aktivních prvků, tím by se docílilo jistého zlepšení citlivostí.

## 5 Elektronické přeladování

V této kapitole se budu zabývat elektronickým přeladováním filtrů s těmito strukturami. Jak jsem již několikrát zmiňoval v předešlých kapitolách, tak největší výhodou filtrů, které jsou navrženy za pomoci grafů signálových toků, je jejich možnost elektronického přeladění. Při zjednodušeném pohledu na daný problém lze říci, že přeladění je možno realizovat buď řízením vstupu a nebo řízením výstupu. V této kapitole poukážu na dvě navržené zapojení, u kterých budu měnit výslednou frekvenční charakteristiku právě tímto řízením. Jak jsem také zmínil v předešlé kapitole, tak velkou nevýhodou těchto zapojení je velká citlivost, která je zapříčiněna neideálními součástkami, vlivem této skutečnosti pak dochází k přenosu chyby mezi jednotlivými integrátory. Jistým řešením, jak odstranit přílišnou citlivost je použít metodu kaskádní syntézy, avšak tímto řešením by ztratila tato kapitola smysl, neboť by již nebylo možno řídit výslednou přenosovou funkci.

Abych zde mohl prezentovat filtry, u kterých lze změnit jejich frekvenční charakteristiku, tak jsem navrhl filtr typu dolní propust s následujícími parametry. Kmitočet naladění  $f_0 = 1\text{MHz}$ , kmitočet pásma potlačení  $f_p = 2\text{MHz}$ , zvlnění  $\Delta K = 3\text{dB}$  a požadované potlačení  $K_p = 40\text{dB}$ . Pro tyto požadavky jsem za pomoci programu NAF určil koeficienty, které se nacházejí níže.

$$\begin{aligned} a_0 &= 6,16752 \cdot 10^{40} & a_4 &= 2,94904 \cdot 10^{14} \\ a_1 &= 3,79108 \cdot 10^{34} & a_5 &= 2,42860 \cdot 10^7 \\ a_2 &= 1,16516 \cdot 10^{28} & a_6 &= 1. \\ a_3 &= 2,27027 \cdot 10^{21} \end{aligned}$$

### 5.1 Přeladování filtrů s OTA

Z hlediska přeladování se jeví jako nejvhodnější prvek OTA, jelikož změnu kmitočtu naladění můžeme provést pouhým snížením nebo zvýšením řídicího proudu. Tuto myšlenku nelze uplatnit u žádného zde diskutovaného prvku. Další výhodou těchto zapojení je změna kmitočtové charakteristiky filtru. Tu si ve zjednodušeném případě můžeme představit jako sadu spínačů, ty řídí, jak se filtr bude chovat, zda-li bude pracovat jako PP, DP, HP, případně PZ. Kombinací těchto dvou výhod by bylo možno filtr přeladovat jak frekvenčně, tak měnit i jeho přenosovou charakteristiku. V další části se pokusím poukázat na tyto výhody a další možnosti využití. Součástku OTA jsem shledal jako nejvhodnější, proto v další části již budu pracovat se schémata používající právě ji.

Nejprve jsem musel vypočítat příslušné vodivosti jednotlivých prvků, hodnoty kondenzátorů jsem volil stejně jako v předešlém návrhu. Vypočtené hodnoty jsou na následujících řádcích.

$$\frac{g_1}{C_1} = 2,42860 \cdot 10^7 \Rightarrow g_1 = 4.8572 \cdot 10^{-4} \text{ S} \quad (5.1)$$

$$\frac{g_1 g_2}{C_1 C_2} = 2,94904 \cdot 10^{14} \Rightarrow g_2 = 2.4286 \cdot 10^{-4} \text{ S} \quad (5.2)$$

$$\frac{g_1 g_2 g_3}{C_1 C_2 C_3} = 2,27027 \cdot 10^{21} \Rightarrow g_3 = 1.5397 \cdot 10^{-4} S \quad (5.3)$$

$$\frac{g_1 g_2 g_3 g_4}{C_1 C_2 C_3 C_4} = 1,16516 \cdot 10^{28} \Rightarrow g_4 = 1.0265 \cdot 10^{-4} S \quad (5.4)$$

$$\frac{g_1 g_2 g_3 g_4 g_5}{C_1 C_2 C_3 C_4 C_5} = 3,79108 \cdot 10^{34} \Rightarrow g_5 = 6.5074 \cdot 10^{-5} S \quad (5.5)$$

$$\frac{g_1 g_2 g_3 g_4 g_5 g_6}{C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6} = 6,16752 \cdot 10^{40} \Rightarrow g_6 = 3.2537 \cdot 10^{-5} S \quad (5.6)$$

Při demonstraci přelad'ování použiji schéma, které je vyobrazeno na obr. 14, toto schéma jsem za pomoci AMB bloků vytvořil v programu PSpice.

Budu zkoumat jak možnost změny přenosové funkce, tak možnost kmitočtového přelad'ování. Obvod bude přelad'ován řídicím proudem do transkonduktančního zesilovače.

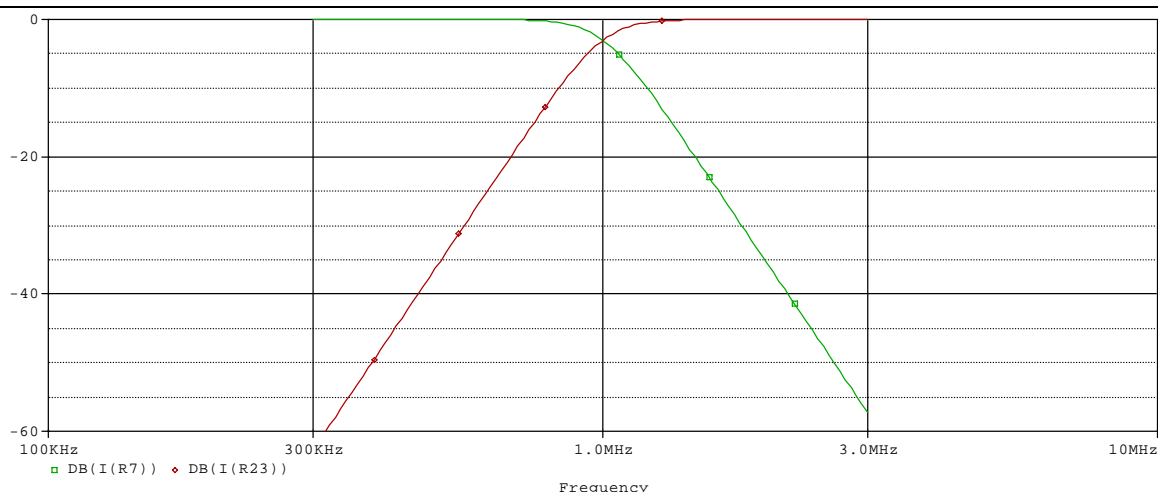
### 5.1.1 Přelad'ování obvodu s OTA zesilovačem

Jak jsem již předeslal, v této kapitole poukážu na možnost přelad'ování navrženého filtru. Jsou dvě možnosti, jak v obvodu na obr. 14 změnit charakteristiku filtru. V tomto obvodu lze provést jak změnu přenosové funkce, tak změnu kmitočtu naladění.

Změnu přenosové funkce jsem prováděl následujícím způsobem. K obvodu na obr. 14 jsem připojil proudové zrcadlo s více výstupy, jeden výstup jsem připojil na kladnou bránu OTA 1, druhý výstup jsem připojil na kladný vstup OTA 4 a třetí výstup z proudového zrcadla jsem zapojil do výstupu z OTA 6.

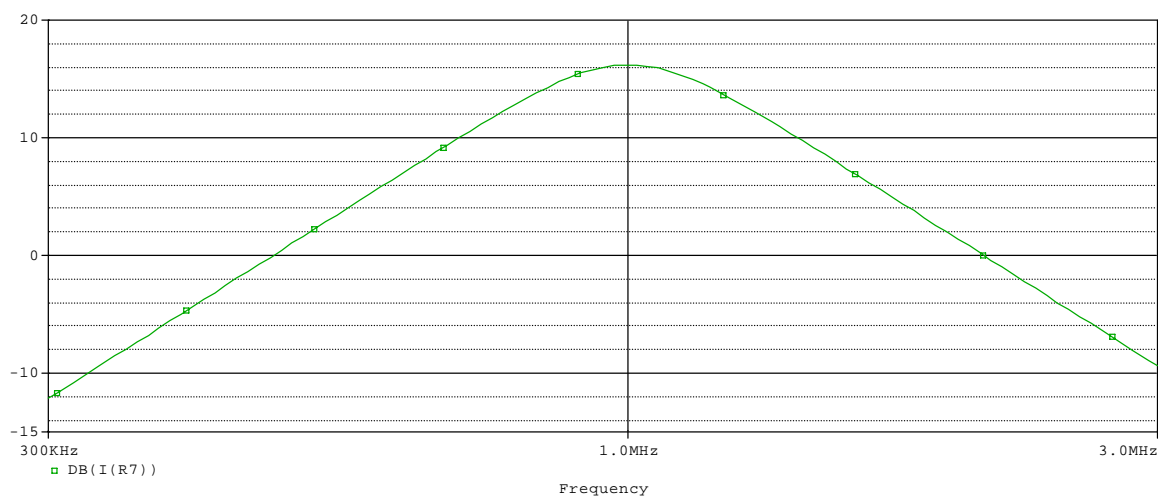
Proudové zrcadlo si lze při zjednodušené představě představit jako sadu tří spínačů. Pokud jsem požadoval přenosovou funkci rovnající se dolní propusti, tak jsem nastavil na prvním výstupu z proudového zrcadla maximální proudový přenos a další dva výstupy do minimálních proudových přenosů. Pokud jsem požadoval pásmovou propust, nastavil jsem maximální proudový přenos na prostředním výstupu, ostatní výstupy byly nulové. Při potřebě zajistit přenos horní propusti, jsem nastavil maximální proudový přenos na poslední z výstupů, a na ostatních jsem nastavil minimální proudový přenos.





obr. 31 Realizace DP a HP

Na obr. 31 se nachází výstup z programu PSpice, kde je znázorněna jak dolní propust, tak horní propust. Tyto dvě přenosové funkce jsou přeladěny pouhou změnou vstupu. Velkou výhodou těchto filtrů je to, že není třeba měnit koeficienty filtru. Filtr byl navržen jako dolní propust a pouhou změnou vstupu je možné realizovat HP, DP, PP i PZ. Mezní frekvenci navrhované dolní propusti jsem stanovil na 999,78207kHz a mezní frekvenci horní propusti na 803,64808kHz. Pro názornost na dalším obrázku dokumentuji výstup pro pásmovou propust.

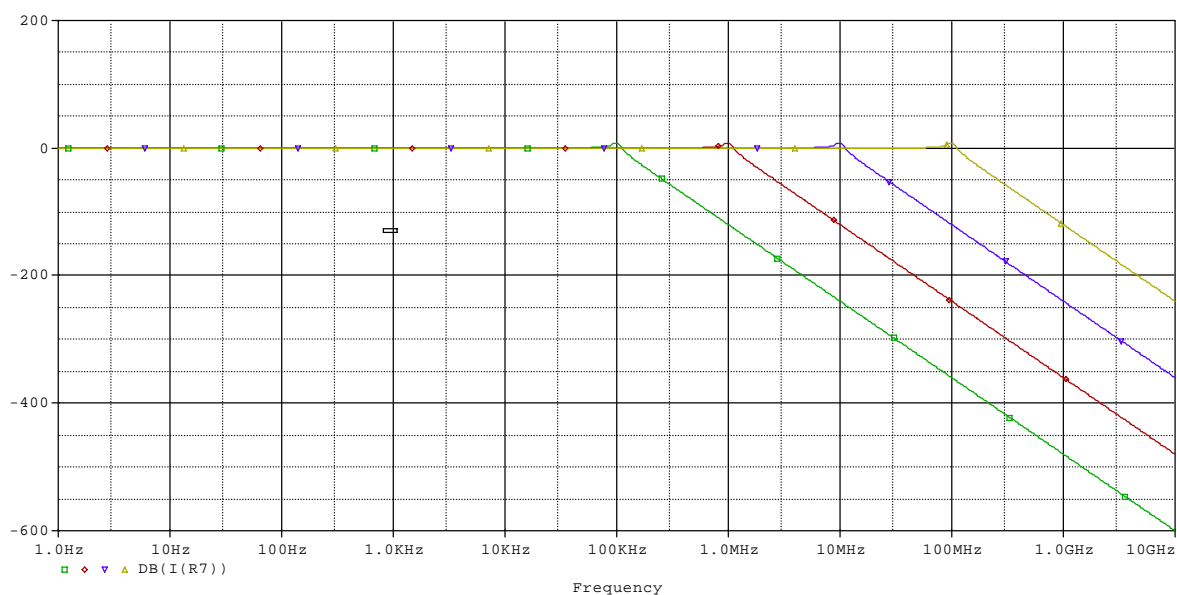


obr. 32 Přenosová funkce pásmové propusti

Na obr. 32 je zdokumentovaná přenosová funkce vytvořená z původně navržené dolní propusti. Pro tuto pásmovou propust jsem odečetl kmitočet naladění 1,02463MHz. Také je z tohoto obrázku vidět, že pásmová propust, kterou jsem získal z koeficientu pro dolní propust, již není tak úzce selektivní, jako přímo navrhovaná pásmová propust.

V další části této kapitoly provedu simulace, zaměřené na frekvenční přeladování navrženého filtru. Toto přeladování budu provádět zavedením řídicího proudu, čímž dojde k posunu přenosové funkce do vyšších frekvencí. Opět jsem pro tuto simulaci použil schéma, které se nachází na obr. 14. Do každého transkonduktančního zesilovače jsem přiváděl stejný proud, pro názornost jsem využil parametrické analýzy v programu PSpice. Přeladování jsem provedl pro dolní propust, a to od 100kHz do 100MHz. Pro toto přeladování jsem navrhl

stejnou dolní propust jako v předešlém případě, zvolil jsem však fixní řídicí proud, ten pro naladění na 1MHz nabýval hodnoty 10mA, a pro 10MHz byl daný řídicí proud 100mA. Drobné zvlnění u mezního kmitočtu je zřejmě způsobeno zaokrouhlováním vypočtených kondenzátorů, ty jsem zaokrouhloval na čtyři desetinná místa.



obr. 33 Přeladování dolní propusti od 100kHz do 100MHz

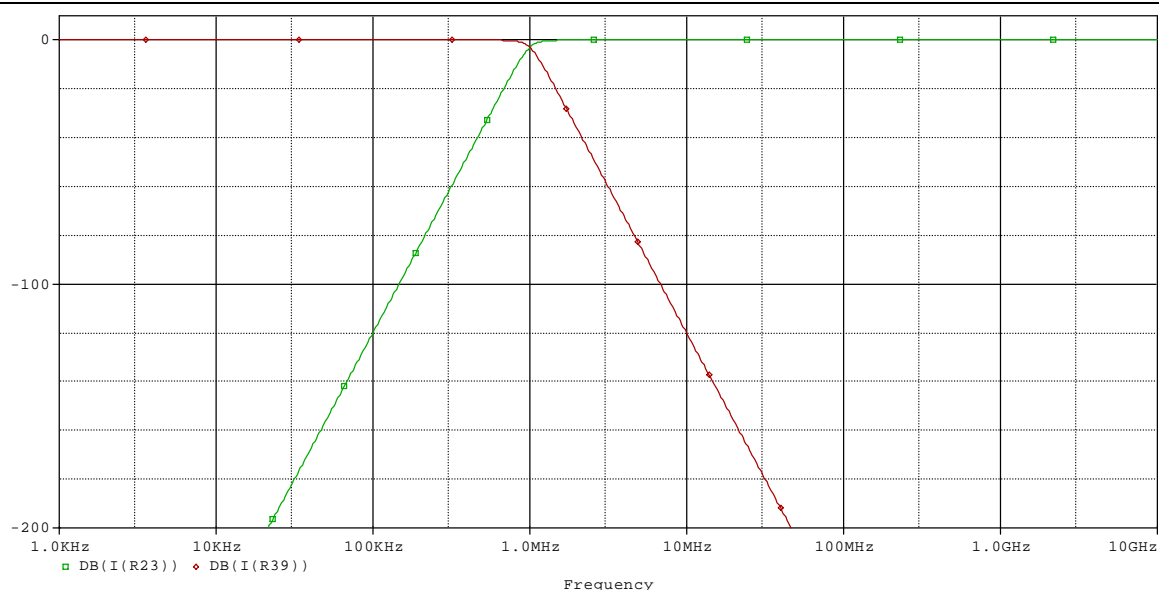
### 5.1.2 Závěr

V předešlé kapitole jsem popsal, jak je možné přeladovat transkonduktanční zesilovač s jedním výstupem pomocí řídicího proudu. Také jsem zde názorně ukázal, jak je možné měnit přenosovou funkci volbou vstupů. Možnost změny přenosové funkce je velkou výhodou kanonických struktur.

### 5.1.3 Přeladování se součástkou BOTA

V této kapitole se budu obdobně jako v předešlé zabývat možností elektronického přeladování. K tomuto účelu jsem si vybral schéma, které se nachází na obr. 17. Výhodou tohoto schématu zapojení je to, že využívá pouze transkonduktančních zesilovačů a není třeba používat proudových zrcadel. Toto schéma by bylo nejvhodnější pro sériovou výrobu, co se týče integrace součástek.

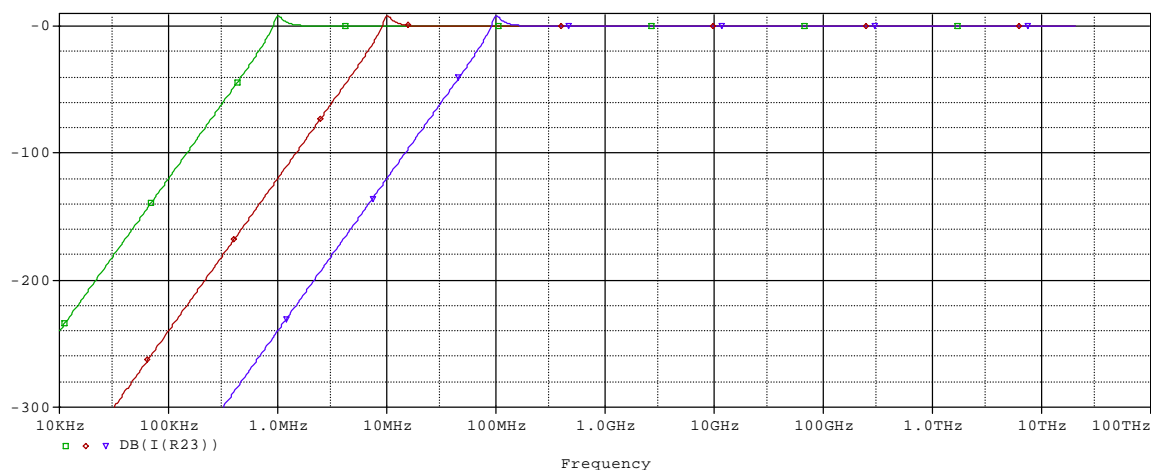
Přeladování přenosové funkce jsem v tomto obvodu prováděl obdobně jako v předešlém. Na rozdíl od předešlého schématu se však výstupní přenosová funkce neřídí vstupy, ale výstupy. Výstupní funkci jsem v tomto případě řídil paralelním připojením BOTA, který vytvořil požadovaný výstup. Pro analýzu jsem opět použil navrženou dolní propust.



obr. 34 Přeladění z DP na HP volbou výstupu

Na obr. 34 jsem předvedl, jak je možné změnit přenosovou funkci dolní propusti na přenosovou funkci horní propusti. Kmitočty naladění jak horní propusti, tak dolní jsem odečetl s pomocí programu PSpice. Dolní propust má mezní kmitočet 1,00004MHz a horní propust má mezní kmitočet 1,00084MHz.

V další části poukážu opět na elektronické přeladování pomocí řídicího proudu, použiji již jednou vypočtené koeficienty pro řídicí proud 10mA. V této simulaci se pokusím řídit plynulé přeladění horní propusti změnou tohoto proudu.



obr. 35 Frekvenční přeladování HP od 1MHz do 100MHz

Na obr. 35 je vidět frekvenční přeladování za pomoci řídicího proudu, ten jsem měnil v krocích 10mA, 100mA a 1 A. Tím jsem poukázal na možnosti těchto struktur a jejich využití v laditelných obvodech. Opět je vidět drobné zvlnění v propustném pásmu. To je zapříčiněno zaokrouhlovací chybou. Mezi velké výhody těchto filtrů patří to, že je lze přeladit jak ve frekvenční oblasti, tak lze změnit pouhou změnou výstupu jejich přenosovou funkci.

Tímto způsobem můžeme dostat například DP, HP nebo PP a zároveň můžeme pomocí řídicího proudu měnit jejich mezní kmitočty.

#### **5.1.4 Závěr**

Jak jsem již zmiňoval, tak toto zapojení se z hlediska sériové výroby jeví jako nejlepší, jeho největší předností je to, že je konstruováno pomocí jedné aktivní součástky a není třeba proudových zrcadel. Další výhodou je elektronické přeladování tohoto filtru, a to buď volbou výstupu a nebo nastavováním řídicího proudu. Simulacemi jsem zde ověřil obě tyto možnosti. Na obr. 34 je výstup z programu PSpice, na kterém je znázorněno, jak je možné volbou výstupu změnit přenosovou funkci z dolní propusti na horní. Na obr. 35 je pak vidět elektronické přeladění, pro názornost jsem vybral přeladování horní propusti.

## 6 Závěr

V první části této bakalářské práce jsem se za pomoci odborných článků z časopisů a dostupných informací seznámil s moderními funkčními bloky a možnostmi jejich využití při konstrukci integrátoru. Zmínil jsem zde i jedny z nejčastějších zapojení využívající integrátory. Dále jsem v rámci této práce prostudoval chování jednotlivých integrátorů.

V druhé části této práce jsem navrhl pět struktur filtrů šestého řádu, v tomto případě jsem volil pásmovou propust. Programem SNAP jsem stanovil přenosovou funkci každého ze zapojení a na základě této přenosové funkce a koeficientů získaných z návrhového programu NAF jsem navrhl pásmovou propust s mezním kmitočtem 1MHz. Bližší seznámení s požadavky na tento filtr se nachází v kapitole 2.1.2.

V neposlední řadě jsem se pak snažil tyto filtry podrobit citlivostním analýzám. Již z předem přečtených studií jsem nabył představy o citlivosti těchto obvodů. Očekával jsem horší citlivost než při návrhu klasickou metodou kaskádní syntézy. Jak také vyplývá z této bakalářské práce, tak po citlivostní stránce jsou horší filtry s proudovými konvejory a operačními zesilovači, protože se zde využívá větší množství součástek. Naproti tomu lépe jsou na tom filtry využívající transkonduktanční zesilovač OTA nebo BOTA, u kterých není třeba v zapojení používat odpor a lze relativně přesně nastavit řídicí proud. Jak jsem však uvedl v této práci, tak přes veškeré výhody tohoto zapojení, ať už se jedná o možnost změny přenosové funkce, nebo o možnost přeladování řídicím proudem, vykazují tyto obvody velkou citlivost. Sensitivita těchto obvodů je tak velká, že by filtry vyšších řádů bylo téměř nemožné zkonstruovat tak, aby pracovaly v požadovaných mezích. Jistým řešením je použití těchto zapojení pro filtry nižšího řádu, které by mohly vykazovat nižší citlivost z důvodu použití menšího množství součástek. Dalším možným řešením by bylo použití struktury leap-frog, o které jsem se dočetl v literatuře [3], ta by podle všech poznatků popsanych v této literatuře měla vykazovat lepší citlivostní vlastnosti, než mnou použité kanonické struktury. U kanonických struktur je velkou nevýhodou přenos chyby. Vznikne-li chyba na prvním integrátoru, je pak tato chyba uplatňována i na zbylých. Chyba se tak šíří po celé kanonické struktuře.

Dále jsem se zde pokusil namodelovat některé reálné vlastnosti moderních aktivních prvků. U proudového konvejeje to byl odpor na bráně  $x$ . Jak jsem se dočetl v literatuře [3], tak tento odpor by v ideálním případě měl nabývat nulovou hodnotu. Reálná hodnota tohoto odporu je okolo  $50\Omega$ . Již pouze vlivem reálnosti tohoto odporu došlo k výraznému zkreslení přenosové funkce. Dalším sledovaným reálným parametrem byl výstupní odpor u transkonduktančního zesilovače. Ten podle teoretických předpokladů měl nabývat nekonečně velkou hodnotu, reálně se tato hodnota pohybuje okolo  $100k\Omega$ . Provedl jsem parametrickou analýzu a pro tento odpor by se přenosová funkce již značně zkreslila.

Závěrem bych tedy dodal, že tyto obvody se jeví jako velice výhodné, co se týče elektronického přeladování a nastavování jejich parametrů. Velkou výhodou je, že pro jedny vypočtené koeficienty můžeme obdržet různé druhy přenosové funkce a v kombinaci se součástkou OTA můžeme takto navržený filtr i frekvenčně přeladovat. Tímto dostaneme zcela univerzální analogový filtr. Naproti tomu mají tyto filtry velké nevýhody co se týče citlivostí na přesnost součástek. Mezi další nevýhodou je možné zařadit i to, že využívají větší množství aktivních prvků, než při návrhu kaskádní syntézou. Díky velké citlivosti a požadavku na součástky a také velkému množství aktivních prvků lze konstatovat, že by tyto filtry spadaly do dražších typů filtrů.

## 7 Seznam použité literatury:

- [1] DOSTÁL, T.: *Elektrické filtry*. Skripta FEKT VUT, ÚREL, MJ Servis, Brno, 2004.
- [2] VOCHYÁN, J.: *Elektronické obvody s transimpedančními zesilovači*. Disertační práce.
- [3] HÁJEK, K. - SEDLÁČEK, J.: *Kmitočtové filtry*. Praha: BEN – technická literatura, 2002, 536 pages, ISBN 80-7300-023-7.
- [4] BEZDĚK, M.: *Elektronika I*. České Budějovice: KOPP - učebnice, 2005, 272 pages, ISBN 80-7232-171-4.
- [5] DOSTÁL, T.: *Filters with Multi-Loop Feedback Structure in Current Mode*, Radioengineering, vol.12, No.3, September 2003
- [6] DOSTÁL, T.: *Universal third-order state-variable based filter in current mode*, Radioelektronika, 2003
- [7] ZAPLATÍLEK, K.: *Stručná teorie a příklady z analýzy lin. el. obvodů*. Dokument dostupný na URL [http://user.unob.cz/zaplatilek/Obecne/Skripta\\_analyza/Resene4.doc](http://user.unob.cz/zaplatilek/Obecne/Skripta_analyza/Resene4.doc) (únor 2008).

## 8 Seznam použitých zkratek:

OPA - operační zesilovač  
OZ - operační zesilovač  
OTA - transkonduktanční zesilovač  
BOTA - transkonduktanční zesilovač s dvěma výstupy  
CCII+ - pozitivní proudový konvektor druhé generace  
CCII- - negativní proudový konvektor druhé generace  
VCVS - napětím řízený zdroj napětí  
VCCS - napětím řízený zdroj proudu  
CCCS - proudem řízený zdroj proudu  
CCVS - proudem řízený zdroj napětí  
ABM - analog behavioral modelling

## 9 Seznam tabulek:

Tabulka 1 Odečtené hodnoty pro toleranci součástek s 1%.....	30
Tabulka 2 Výsledky pokročilé citlivostní analýzy .....	31
Tabulka 3 Pokročilá citlivostní analýza zapojení s OTA.....	34
Tabulka 4 Pokročilá citlivostní analýza zapojení s OZ.....	37

## 10 Seznam obrázků:

obr. 1 Millerův integrátor .....	2
obr. 2 Integrátor Deboo .....	3
obr. 3 Integrátor Deboo s aktivní kompenzací .....	4
obr. 4 Integrátor s invertujícím proudovým konvejorem .....	4
obr. 5 Náhradní schéma zapojení integrátoru s konvejorem .....	5
obr. 6 Zapojení integrátoru s TIA .....	6
obr. 7 Zapojení integrátoru s OTA .....	6
obr. 8 Proudový integrátor s CCII- .....	7
obr. 9 Proudový integrátor s OTA .....	7
obr. 10 Filtr Tow-Thomas .....	8
obr. 11 Filtr Erwin-Huelsman-Newcomb .....	10
obr. 12 Schéma filtru 6. řádu z programu SNAP .....	13
obr. 13 Graf přenosové funkce pro vypočtené hodnoty získané programem SNAP .....	16
obr. 14 Schéma zapojení PP 6. řádu vytvořené v programu SNAP .....	19
obr. 15 Graf přenosové funkce pro vypočtené hodnoty získané programem SNAP pro filtr s OTA .....	20
obr. 16 Graf přenosové funkce pro vypočtené hodnoty získané programem SNAP pro filtr s BOTA .....	21
obr. 17 Schéma zapojení pásmové propusti s BOTA .....	22
obr. 18 Schéma zapojení pásmové propusti s CCII+ .....	24
obr. 19 Schéma zapojení pásmové propusti s CCII- .....	26
obr. 20 Pásmová propust s ideálním CCII .....	27
obr. 21 Posun mezi frekvence vlivem neideálního přenosu CCII .....	28
obr. 22 Parametrická analýza pro odpor Rx .....	29
obr. 23 Citlivostní analýza s 1% tolerancí součástek .....	30
obr. 24 Citlivostní analýza s 0,1% tolerancí součástek .....	31
obr. 25 Přenosová funkce ideální pásmové propusti navržené se součástkami OTA .....	32
obr. 26 Přenosová funkce s tolerancí prvků 0,1% .....	33
obr. 27 Detail propustného pásma s tolerancí prvků 0,01% .....	33
obr. 28 Parametrická analýza výstupního odporu u zapojení s OTA .....	34
obr. 29 Ideální přenosová funkce .....	36
obr. 30 Toleranční analýza s tolerancí součástek 1% .....	36
obr. 31 Realizace DP a HP .....	40
obr. 32 Přenosová funkce pásmové propusti .....	40
obr. 33 Přeladování dolní propusti od 100kHz do 100MHz .....	41
obr. 34 Přeladění z DP na HP volbou výstupu .....	42
obr. 35 Frekvenční přeladování HP od 1MHz do 100MHz .....	42