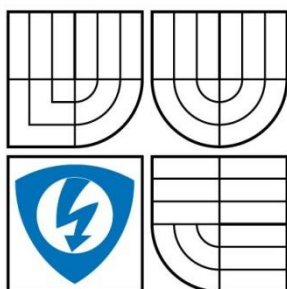


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ  
V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND  
COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

# KMITOČTOVÉ FILTRY S DIFERENČNÍM PROUDOVÝM ZESILOVAČEM

FREQUENCY FILTERS WITH DIFFERENTIAL CURRENT AMPLIFIER

DIPLOMOVÁ PRÁCE  
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

**Bc. Matěj Jirounek**

VEDOUCÍ PRÁCE  
SUPERVISOR

**Prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.**

BRNO 2011



## **Anotace**

Tato diplomová práce pojednává o diferenčních filtrech pracujících v proudovém módu. Je zde pojednáno o metodikách návrhu těchto filtrů a převodu zapojení z napěťového do proudového módu. Vlastní práce se zabývá návrhem 4 typů zapojení diferenčních struktur. K práci byly využívány programy SNAP a OrCAD, které usnadnily vlastní návrh a v kterých se provádělo simulování navržených filtrů. Dosažené výsledky byly zobrazeny prostřednictvím grafů, z kterých je patrné výsledky práce.

## **Klíčová slova**

Proudový mód, DACA, BOTA, diferenční struktury, činitel jakosti

## **Abstract**

This master's thesis deals with the differential filters working in the current mode. It is dealt with the design methodologies of these filters and conversion circuits from voltage to current mode. Own work deals with 4 types of differential participation of structures. In this work there has been used programs SNAP and OrCAD. These programs were used for simulations of filters to proposed proper design. Results from this thesis is showed by graphs.

## **Keywords**

Current mode, DACA, BOTA, differential structure, quality factor

JIROUNEK, M. *Kmitočtové filtry s diferenčním proudovým zesilovačem*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 52 s. Vedoucí diplomové práce Prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

## Prohlášení

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma „*Kmitočtové filtry s diferenčním proudovým zesilovačem*“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové 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 Prof. Ing. Kamilu Vrbovi, CSc. za velmi užitečnou a metodickou pomoc a cenné rady při zpracování diplomové práce.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

# Obsah

<b>Úvod</b>	<b>13</b>
<b>1 Kmitočtové filtry</b>	<b>14</b>
1.1 Přenosová funkce	14
1.2 Charakteristická rovnice	14
1.3 Filtrační funkce (pasivní filtry)	15
1.3.1 Dolní propust	15
1.3.2 Horní propust	17
1.3.3 Pásmová propust	18
1.3.4 Pásmová zádrž	19
1.3.5 Fázovací článek	20
1.4 Aktivní filtry	20
1.4.1 Operační zesilovač	21
1.4.2 Proudový konvektor	22
1.4.3 Transkonduktační zesilovač OTA	23
1.4.4 Transkonduktační zesilovač BOTA	25
1.4.5 Řiditelný proudový zesilovač DACA	25
<b>2 Zobecněné metody návrhu aktivních filtrů</b>	<b>27</b>
2.1 Převod napěťového módu na proudový	27
2.2 Diferenčních struktury	27
2.2.1 Transformace podélných struktur	28
2.2.2 Transformace příčných struktur	29
<b>3 Návrh diferenční DP s jednoduchou smyčkou zpětné vazby</b>	<b>30</b>
<b>4 Návrh diferenční filtru s rozvětvenou smyčkou zpětné vazby</b>	<b>34</b>
4.1 Návrh diferenční DP 2. řádu s rozvětvenou smyčkou zpětné vazby	34
4.2 Návrh diferenční PP 2. řádu s rozvětvenou smyčkou zpětné vazby	39
<b>5 Návrh diferenční PP druhého řádu z plné admitanční sítě</b>	<b>43</b>
<b>Závěr</b>	<b>47</b>
<b>Literatura</b>	<b>49</b>

<b>Seznam použitých veličin, symbolů a zkratek.....</b>	<b>51</b>
Veličiny a symboly .....	51
Zkratky .....	52

## Seznam tabulek

<b>Tab. 1.1:</b>	<b>Jednotlivé varianty konvejerů.....</b>	<b>23</b>
<b>Tab. 1.2:</b>	<b>Možné nastavení zesílení DACA prvku. ....</b>	<b>26</b>
<b>Tab. 2.1:</b>	<b>Hodnoty prvků a způsob transformace podélných struktur. ....</b>	<b>28</b>
<b>Tab. 2.2:</b>	<b>Hodnoty prvků a způsob transformace příčných struktur.....</b>	<b>29</b>
<b>Tab. 4.1:</b>	<b>Přenosová funkce DP v symbolickém tvaru. ....</b>	<b>37</b>
<b>Tab. 5.1:</b>	<b>Možnosti rozmístění pasivních prvků. ....</b>	<b>43</b>
<b>Tab. 5.2:</b>	<b>Přenosová funkce v symbolickém tvaru. ....</b>	<b>45</b>

## Seznam obrázků

Obr. 1.1:	Přenosová charakteristika dolní propusti. ....	16
Obr. 1.2:	Schéma dolní propusti RC prvního řádu. ....	16
Obr. 1.3:	Přenosová charakteristika horní propusti.....	17
Obr. 1.4:	Schéma horní propusti RC prvního řádu. ....	18
Obr. 1.5:	Přenosová charakteristika pásmové propusti.....	18
Obr. 1.6:	Schéma pásmové propusti RC.....	19
Obr. 1.7:	Přenosová charakteristika pásmové zadržky.....	19
Obr. 1.8:	Schéma pásmové zadržky RC.....	20
Obr. 1.9:	Schematická značka operačního zesilovače. ....	21
Obr. 1.10:	Schematická značka proudového konvejeoru. ....	22
Obr. 1.11:	Schematická značka UCC. ....	23
Obr. 1.12:	Schematická značka OTA prvku. ....	24
Obr. 1.13:	Schematická značka OTA prvku s nastavitelnou strmostí.....	24
Obr. 1.14:	Schematická značka BOTA prvku s nastavitelnou strmostí.....	25
Obr. 1.15:	Schematická značka DACA prvku. ....	25
Obr. 3.1:	Aktivní filtr s jednoduchou smyčkou zpětné vazby. ....	30
Obr. 3.2:	RC dvojbrany. ....	30
Obr. 3.3:	DP 2. řádu s jednoduchou smyčkou zpětné vazby. ....	31
Obr. 3.4:	Diferenční DP 2. řádu s jednoduchou smyčkou zpětné vazby. ....	32
Obr. 3.5:	Diferenční DP 2. řádu s jednoduchou smyčkou zpětné vazby v proudovém módu. ....	32
Obr. 3.6:	Kmitočtová charakteristika DP pro různé hodnoty činitele jakosti... .....	33
Obr. 4.1:	Dolní propust 2. řádu s operačním zesilovačem. ....	34
Obr. 4.2:	Diferenční dolní propust 2. řádu s operačním zesilovačem. ....	35

<b>Obr. 4.4: Modulová charakteristika Diferenční dolní a pásmové propust 2. řádu s DACA prvkem.....</b>	<b>38</b>
<b>Obr. 4.5: Druhé zapojení výstupní části filtru. ....</b>	<b>38</b>
<b>Obr. 4.6: Jednoduchý typ aktivního filtru s rozvětvenou smyčkou zpětné vazby. ....</b>	<b>39</b>
<b>Obr. 4.7: PP 2. řádu s rozvětvenou smyčkou zpětné vazby.....</b>	<b>40</b>
<b>Obr. 4.8: Diferenční PP 2. řádu s rozvětvenou smyčkou zpětné vazby. ....</b>	<b>41</b>
<b>Obr. 5.1: Autonomní obvod.....</b>	<b>43</b>
<b>Obr. 5.2: Nediferenční pásmová propust 2. řádu. ....</b>	<b>44</b>
<b>Obr. 5.3: Diferenční pásmová propust 2. řádu s aktivním prvkem DACA. ...</b>	<b>44</b>

# ÚVOD

Kmitočtové filtry jsou realizovány lineárními elektrickými obvody, které mají za úkol odfiltrout nežádoucí frekvence protékajícího signálu a naopak propustit ostatní složky kmitočtového spektra s co nejmenším útlumem. Skládají se tedy ze tří pásem a to pásma nepropustného, propustného a přechodového. Při realizaci filtru se snažíme o to, aby přechodové pásmo bylo co nejširší a aby křivka přenosové charakteristiky procházející tímto pásmem měla skokový ráz.

Kmitočtové filtry můžeme dělit na pasivní a aktivní. Pasivní filtry se skládají nejčastěji z rezistorů (R), kapacitorů (C) a induktorů (L). S těmito součástkami můžeme sestavit obvody typu RC, LC, RLC. Avšak u poslední zmiňované součástky nastává problém při nízkých kmitočtech, kdy by zapojení vyžadovalo induktory s velkými hodnotami a takové induktory jsou rozměrné a proto nevyhovující. Tento problém řešíme nahrazením induktoru aktivním prvkem.

Aktivní filtry jsou tedy tvořeny pouze rezistory, kapacitory a aktivními prvky, nejčastěji operačními zesilovači. Tyto filtry označujeme jako aktivní filtry RC. S takto sestavenými filtry můžeme docílit vysoké jakosti i v oblasti nízkých kmitočtů. Výhodou těchto filtrů je také to, že mohou mít možnost pracovat s více vstupy a výstupy a s různými parametry filtrace.

# 1 KMITOČTOVÉ FILTRY

## 1.1 PŘENOSOVÁ FUNKCE

Prostřednictvím přenosové funkce jsme schopni určit vztah mezi vstupní a výstupní svorkou obvodu, určujeme tedy změnu výstupního signálu  $Y$  k signálu vstupnímu  $X$ . Tvar přenosové funkce je popsán rovnicí (1.1) [7]:

$$K(\mathbf{p}) = \frac{dy}{dx}, \quad (1.1)$$

kde  $\mathbf{p}$  je komplexní proměnná a má tvar  $\mathbf{p} = \sigma + j\omega$  a  $\omega = 2\pi f$ .

Dosadíme-li za obecné veličiny, dostaneme rovnici pro napěťový a proudový mód:

$$K(\mathbf{p}) = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{I_{out}}{I_{in}} = Re(K) + jIm(K) = (\mathbf{K})e^{j\varphi(\omega)}. \quad (1.2)$$

Z rovnice (1.2) si můžeme odvodit amplitudovou charakteristiku jako modul přenosové funkce. Rovnice bude mít následující tvar:

$$\mathbf{K}(\omega) = |\mathbf{K}(\omega)| = \sqrt{(Re(K) + jIm(K))^2}, \quad (1.3)$$

a z toho vyplývající charakteristika argumentová (fázová):

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{Im(K)}{Re(K)}. \quad (1.4)$$

## 1.2 CHARAKTERISTICKÁ ROVNICE

Prostřednictvím charakteristické rovnice jsme schopni určit chování námi zkoumaného obvodu. Podmínkou stability filtru druhého řádu je, aby charakteristická rovnice (1.5) obsahovala všechny 3 členy  $\mathbf{p}^2$ ,  $\mathbf{p}^1$ ,  $\mathbf{p}^0$  a tyto členy byly kladné a reálné složky všech pólů jsou záporné. Tohoto faktu využíváme při návrhu umístění pasivních prvků v obvodu [6]:

$$D = \mathbf{p}^2 b_2 + \mathbf{p}^1 b_1 + \mathbf{p}^0 b_0 = \mathbf{p}^2 b_2 + \mathbf{p} b_1 + b_0, \quad (1.5)$$

kde  $b_2$ ,  $b_1$ ,  $b_0$  musí být reálné kladné koeficienty a komplexní proměnná  $\mathbf{p} = j\omega$ .

Při realizaci obvodu se skutečnými pasivními prvky počítáme jejich hodnoty z rovnice pro výpočet kvality jakosti (1.6), kam dosadíme koeficienty z charakteristické rovnice (1.5):

$$Q = \sqrt{\frac{b_2 b_0}{b_1^2}} = \frac{\sqrt{b_2 b_0}}{b_1}. \quad (1.6)$$

Pro výpočet mezní úhlové frekvence (1.7) opět využijeme koeficienty z rovnice (1.5):

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}}, \quad (1.7)$$

z této rovnice už snadno vypočteme mezní frekvenci filtru (1.8):

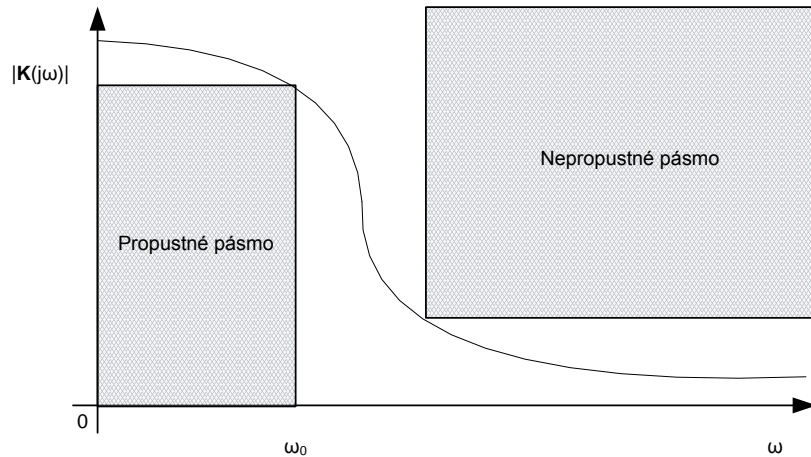
$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{b_0}{b_2}}. \quad (1.8)$$

### 1.3 FILTRAČNÍ FUNKCE (PASIVNÍ FILTRY)

Máme pět základních typů filtračních funkcí. Jsou jimi dolní propust (DP), horní propust (HP), pásmová propust (PP), pásmová zádrž (PZ) a fázovací článek (FČ). Kvůli použití pouze pasivních prvků nemůžeme u těchto typů filtrů dosáhnout většího zesílení v propustném pásmu než 1. Tyto filtry jsou pro tuto práci nevhovující, přesto si tu je ukážeme, protože z jejich základů budeme dále vycházet.

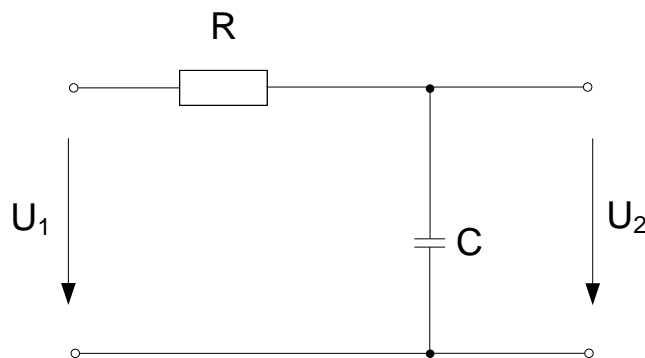
#### 1.3.1 DOLNÍ PROPUST

Vlastností tohoto filtru je, že propouští signály s menším kmitočtem, než je mezní úhlový kmitočet  $\omega_0$ . Této oblasti říkáme propustné pásmo, a všechny vyšší frekvence odfiltrovává, tedy nepropustné pásmo viz obr. 1.1.



**Obr. 1.1:** Přenosová charakteristika dolní propusti.

Na obr. 1.2 můžeme vidět RC článek, filtr prvního řádu, který je příznačným zástupcem DP.



**Obr. 1.2:** Schéma dolní propusti RC prvního řádu.

Přenosovou charakteristiku pasivní dolní propusti RC prvního řádu určíme jako poměr komplexních napětí [4].

$$\mathbf{K}(\omega) = \frac{\bar{U}_2(\omega)}{\bar{U}_1(\omega)} = \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2} = \frac{1/(j\omega C)}{R + 1/(j\omega C)} = \frac{1}{1 + j\omega RC}, \quad (1.9)$$

odkud můžeme určit modulovou charakteristiku:

$$\mathbf{K}(\omega) = |\mathbf{K}(\omega)| = \sqrt{(\text{Re}K(\omega))^2 + (\text{Im}K(\omega))^2} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}, \quad (1.10)$$

a její argumentovou charakteristiku:

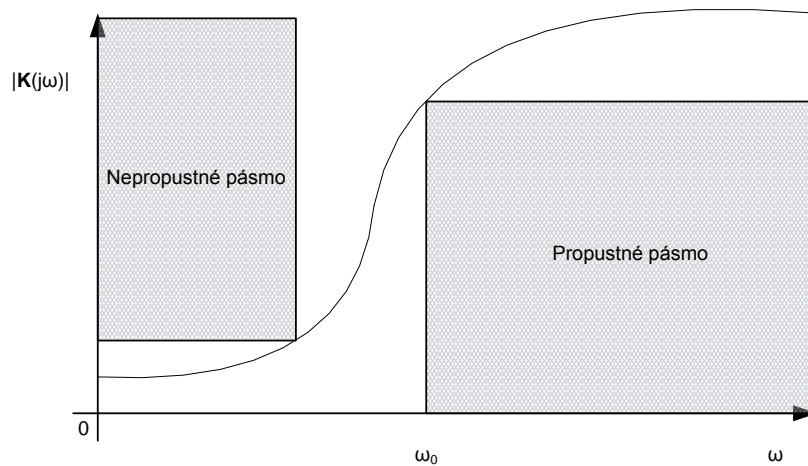
$$\varphi(\omega) = \arg K(\omega) = \arctan \frac{\text{Im}K(\omega)}{\text{Re}K(\omega)} = -\arctan \omega RC. \quad (1.11)$$

### 1.3.2 HORNÍ PROPUST

Vlastností tohoto filtru je, že propouští signály s větším kmitočtem, než je mezní úhlový kmitočet  $\omega_0$  a všechny nižší frekvence odfiltrává, tak jak je znázorněno na obr. 1.3.

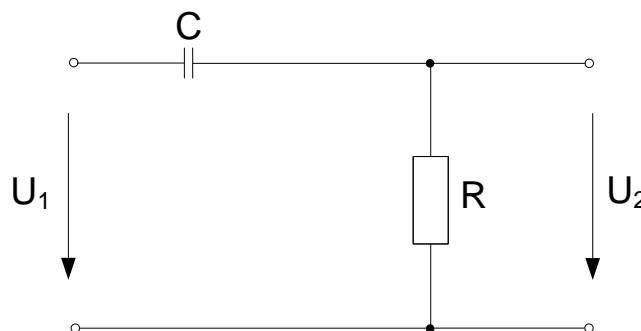
Mezní úhlový kmitočet  $\omega_0$  je definován pro pokles o 3dB vypočítaného ze vztahu [6]:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{RC}. \quad (1.12)$$



**Obr. 1.3:** Přenosová charakteristika horní propusti.

Základní schéma filtru HP prvního řádu můžeme vidět na obr. 1.4



**Obr. 1.4:** Schéma horní propusti RC prvního řádu.

Přenosovou charakteristiku určíme podle vztahu:

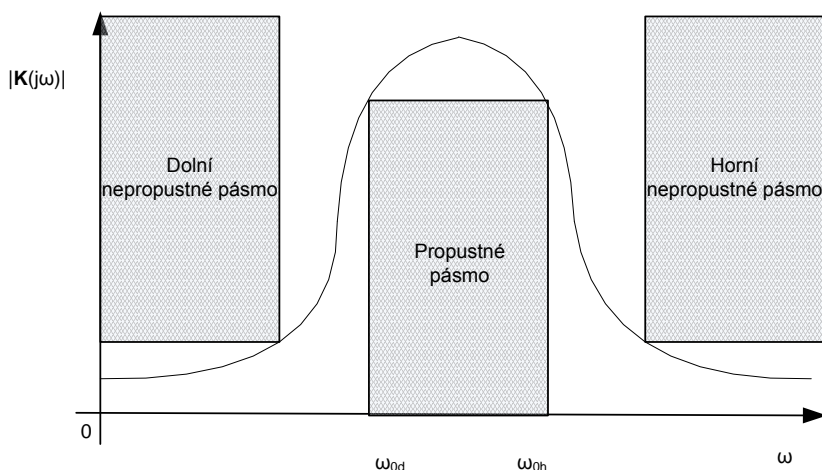
$$K(\omega) = \frac{\bar{U}_2(\omega)}{\bar{U}_1(\omega)} = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_1} = \frac{R}{R + 1/j\omega C} = \frac{1}{1 + 1/j\omega RC}, \quad (1.13)$$

a argumentová charakteristika bude mít podle vzorce 1.4 tvar:

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{Im(K)}{Re(K)} = \arctg\left(\frac{1}{\omega RC}\right). \quad (1.14)$$

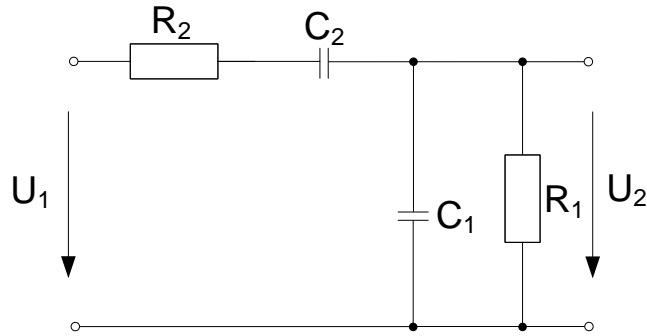
### 1.3.3 PÁSMOVÁ PROPUST

Spojení HP a DP lze sestavit filtr, který propouští pouze vymezené frekvenční pásmo. Toto pásmo je dáno dvěma úhlovými kmitočty  $\omega_{0d}$  a  $\omega_{0h}$  tak, jak se vidět na obr. 1.5. Velikost propustného pásma nám udává rozdíl horní a dolní mezní frekvence.



**Obr. 1.5:** Přenosová charakteristika pásmové propusti.

Schéma PP prvního řádu vzniklo kaskádně seřazené horní a dolní propusti, které znázorňuje obr. 1.6.



Obr. 1.6: Schéma pásmové propusti RC.

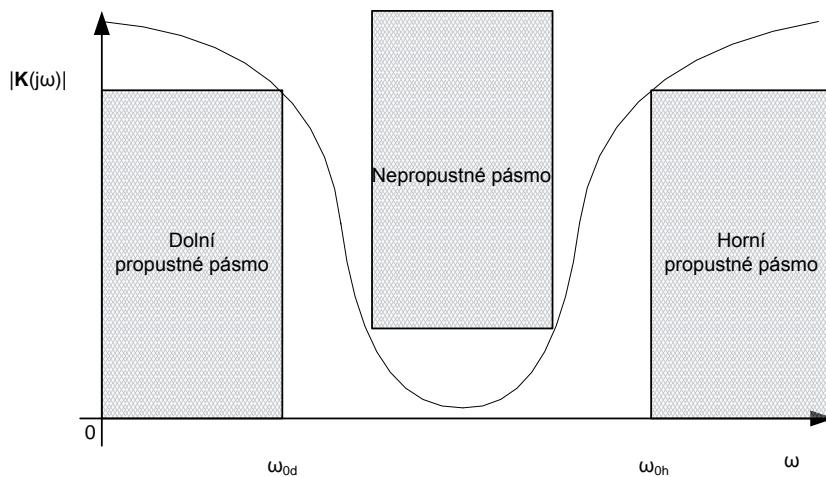
Přenosová a argumentová charakteristika tohoto filtru pak bude:

$$K(\omega) = \frac{\bar{U}_2(\omega)}{\bar{U}_1(\omega)} = \frac{\frac{1}{1/\bar{Z}_3 + 1/\bar{Z}_4}}{\frac{1}{1/\bar{Z}_3 + 1/\bar{Z}_4} + \bar{Z}_1 + \bar{Z}_2} = \frac{\frac{1}{1/R + j\omega C}}{\frac{1}{1/R + j\omega C} + R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega RC}{(j\omega RC + 1)^2 + j\omega RC}. \quad (1.15)$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{Im(K)}{Re(K)} = \arctg\left(\frac{1 - \Omega^2}{3\Omega}\right). \quad (1.16)$$

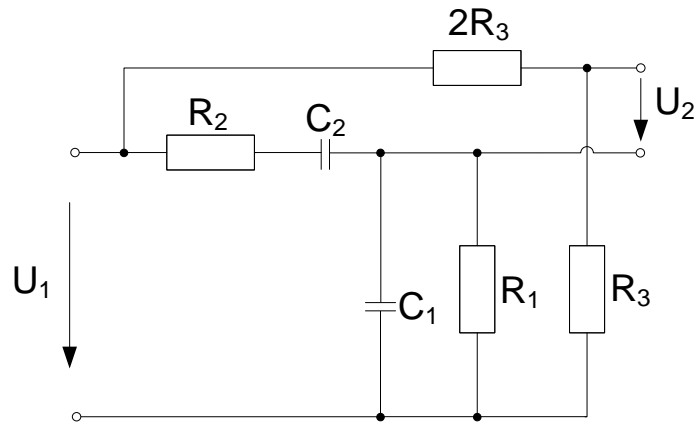
#### 1.3.4 PÁSMOVÁ ZÁDRŽ

Analogicky opačnou frekvenční charakteristiku oproti PP má pásmová zádrž, kterou můžeme vidět na obr. 1.7. Šířka pásmové zádrže je opět dána rozdílem horního a dolního mezního úhlového kmitočtu.



Obr. 1.7: Přenosová charakteristika pásmové zádrže.

Pasivní RC článek PZ lze získat z výše zmiňované PP přidáním děliče, který zabezpečí kmitočtově nezávislé napětí, které je na výstupu při rezonanci [4]. Schéma PZ je vyobrazeno na obr 1.8.



Obr. 1.8: Schéma pásmové zadržky RC.

Rovnice přenosové a argumentové funkce budou mít tvar:

$$K(\omega) = \frac{\bar{U}_2}{\bar{U}_1} = \frac{1}{3} - \frac{j\Omega}{1-\Omega^2+3j\Omega} = \frac{1}{3} \cdot \frac{1-\Omega^2}{1-\Omega^2+3j\Omega}, \quad (1.17)$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{\text{Im}(K)}{\text{Re}(K)} = \arctg \left( \frac{Q(1-\Omega^2)}{\Omega} \right). \quad (1.18)$$

### 1.3.5 FÁZOVACÍ ČLÁNEK

Fázovací článek neodfiltrovává žádnou část frekvenčního spektra procházejícího signálu, nýbrž jej časově posouvá. Umožňuje nám korigovat fázovou charakteristiku beze změny modulové kmitočtové charakteristiky. Jeho využití najdeme například ve zpožďovacích člancích nebo fázových korektorech.

Přenosová charakteristika bude mít konstantní tvar:

$$K(\omega) = \frac{\bar{U}_2(\omega)}{\bar{U}_1(\omega)} = K_0. \quad (1.19)$$

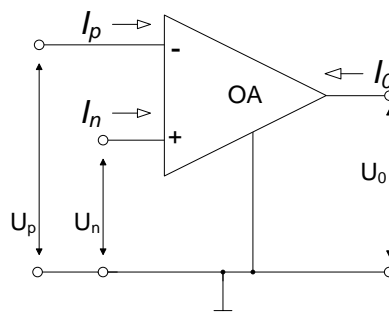
## 1.4 AKTIVNÍ FILTRY

Aktivní filtry jsou realizovány pomocí pasivních prvků R a C a jednoho nebo více aktivních prvků, z pravidla operační zesilovače. Postupem času se začalo

experimentovat a také se uchytily jako aktivní prvky zesilovače proudu (DCCA, MO-CF), transimpedanční zesilovače (OTA, BOTTA) a nebo konvejory (CCx, ICCx). Aktivní prvky nám umožňují také pracovat v oblastech nízkých kmitočtů při zachování dostatečné kvality filtru, jenž bychom s použitím induktorů nebyli schopni. Spojení aktivních a pasivních prvků filtru můžeme realizovat dvěma způsoby. První, a méně výhodný, způsob je nechat prvky oddělené ve dvou blocích a tyto bloky patřičně propojit, ovšem tento způsob je velice citlivý na stálost parametrů. Druhý, používanější, způsob je oba bloky spojit do jednoho funkčního celku při využití sice většího počtu aktivních prvků, ovšem získáme tím potřebnou neměnnost parametrů filtru. Filtry můžeme provozovat v napěťovém, proudovém a smíšeném módu. Bylo zjištěno, že provozování filtrů v proudovém oproti napěťovému módu přináší řadu výhod. Bezesporu jsou jimi zvýšení odstupu signálu od šumu, větší šířka frekvenčního pásma, velký dynamický rozsah a rychlost odezvy obvodu [4][5]. Za nevýhodu proudového módu můžeme označit nemožnost přímého měření, toto však můžeme vyřešit vložením převodníku napětí na proud do měřicí soustavy. Filtrů pracujících ve smíšeném módu docílíme kombinací napěťového a proudového módu, přičemž na vstupní svorky je přiváděno napětí a na výstupní proud a naopak.

#### 1.4.1 OPERAČNÍ ZESILOVAČ

Operační zesilovač (OPERATIONAL AMPLIFIER - OA) patří mezi nejpoužívanější funkční prvky v aktivních filtrech. Operační zesilovač pracuje jako diferenční zesilovač s vysokým ziskem, invertujícím a neinvertujícím vstupem a obvykle jedním výstupem, může být však vybavený i diferenčním výstupem [10]. Symbolickou značku můžeme vidět na obr. 1.9.



Obr. 1.9: Schematická značka operačního zesilovače.

Přenosová funkce tohoto operačního zesilovače je pak dána vztahem:

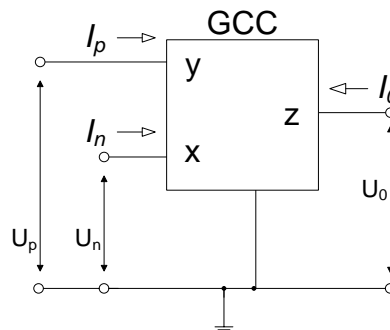
$$I_0 = K \cdot (I_p - I_n), \quad (1.20)$$

kde  $K$  je zesílení a  $I_0$ ,  $I_p$  a  $I_n$  jsou výstupní a vstupní proudy.

V současné době se však stále více využívají prvky pracující v proudovém módu, kde hlavními představiteli jsou proudové konvejdery různých generací.

#### 1.4.2 PROUDOVÝ KONVEJDOR

Proudový konvejdor (CURRENT CONVEYOR) je složen z aktivních mnohohran, které vytvářejí proudové či napěťové přenosy mezi svými branami. Z tohoto hlediska můžeme konvejdery dělit na proudové CC (CURRENT CONVEYOR) a napěťové (VOLTAGE CONVEYOR). Oba typy konvejdery se vyskytují ve třech generacích a poznáme je podle počtu „I“ v jejich názvu [13]. V praxi se tedy můžeme setkat s první (CCI, ICCI), druhou (CCII, ICCII) a třetí (CCIII, ICCIII) generací, kde „I“ před názvem značí invertovaný stav.



**Obr. 1.10:** Schematická značka proudového konvejdoru.

Chování tohoto tříbrankového konvejdery vyjadřuje následující matice:

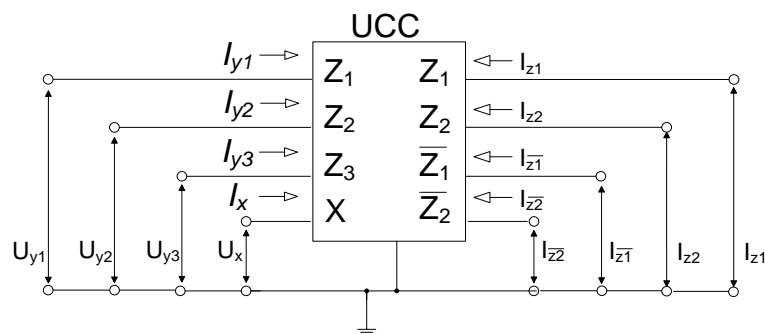
$$\begin{bmatrix} U_N \\ I_p \\ I_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & a & 0 \\ b & 0 & 0 \\ c & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_N \\ U_p \\ U_0 \end{bmatrix}, \quad (1.21)$$

kde hodnoty koeficientů  $a$ ,  $b$ ,  $c$  jsou uvedeny v následující tabulce 1.1 [10].

**Tab. 1.1:** Jednotlivé varianty konvejerů.

GCC	a	b	C
CCI+	1	1	1
CCI-	1	1	-1
CCII+	1	0	1
CCII-	1	0	-1
CCIII+	1	-1	1
CCIII-	1	-1	-1
ICCI+	0	1	1
ICCI-	0	1	-1
ICCII+	0	0	1
ICCII-	0	0	-1
ICCIII+	0	-1	1
ICCIII-	0	-1	-1

Z uvedených mnoha typů proudových konvejerů vznikla potřeba univerzálního prvku, který by tak mohl všechny uvedené možnosti. Vznikl tak univerzální proudový konvejer UCC, jehož schematická značka je vidět na následujícím obrázku [14].

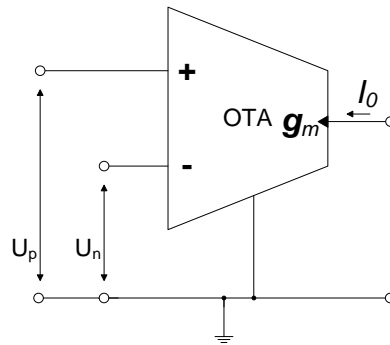


**Obr. 1.11:** Schematická značka UCC.

### 1.4.3 TRANSKONDUKTAČNÍ ZESILOVAČ OTA

Z anglického překladu (Operational Transconductance Amplifier) – OTA, tedy transkonduktanční zesilovač s jedním výstupem, byl poprvé zveřejněn firmou RCA v roce 1969. Jako ideální OTA prvek považujeme zdroj proudu řízený rozdílovým

napětím, jehož charakteristika vyplývá z přenosové vodivosti čili transkonduktance  $g_m$ . Schematická značka OTA prvku s pevně danou transkonduktancí odporem je znázorněna na obr. 1.9 [3].



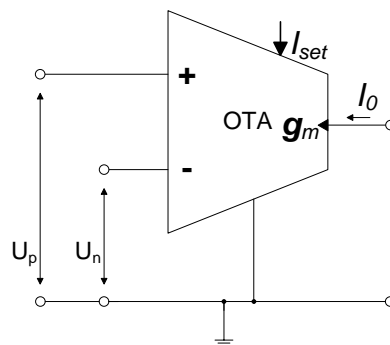
Obr. 1.12: Schematická značka OTA prvku.

Vlastnosti ideálního prvku OTA můžeme popsat vztahem:

$$I_o = g_m \cdot (U_p - U_n), \quad (1.22)$$

kde  $g_m$  je transkonduktance,  $U_p$  je napětí na neinvertujícím a  $U_n$  napětí na invertujícím vstupu.

Pokud potřebujeme realizovat přeladitelné RF filtry, použijeme OTA prvek s nastavitelnou strmostí pomocí proudu  $I_{set}$ , která určuje převodní poměr. Schematickou značku můžeme vidět na obr. 1.10.



Obr. 1.13: Schematická značka OTA prvku s nastavitelnou strmostí.

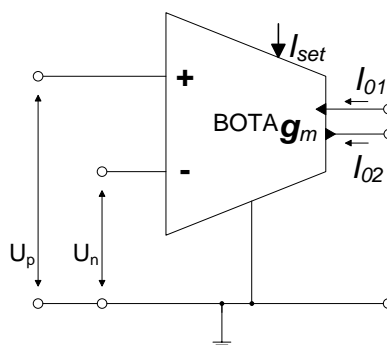
Pro další práci budeme používat OTA prvek od společnosti MAXIM-Dallas Semiconductor s označením MAX436, který vyniká svoji rychlostí a vysokou vstupní a výstupní impedancí. Své uplatnění našel především jako přijímač ve videotechnice nebo jako aktivní prvek pro RF filtry [3].

#### 1.4.4 TRANSKONDUKTAČNÍ ZESILOVAČ BOTA

Transkonduktanční zesilovač BOTA (Ballanced Operational transconductance Amplifier) se od OTA prvku liší pouze dalším výstupem s opačným směrem proudu a platí tedy pro něj rovnice:

$$I_{01} = -I_{02} = -g_m \cdot (U_p - U_n), \quad (1.23)$$

jehož schematickou značku můžeme vidět na obr. 1.11.

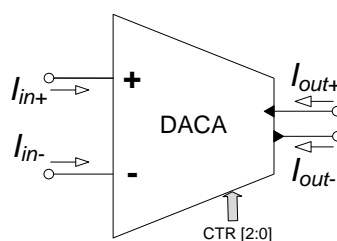


Obr. 1.14: Schematická značka BOTA prvku s nastavitelnou strmostí.

Díky absenci obvodu se zápornou zpětnou vazbou jsme schopni dosáhnout u tohoto zesilovače větší šířky pásma než u standardních operačních zesilovačů. Pro další práci budeme používat širokopásmový zesilovač BOTA s označením MAX435 opět od firmy MAXIM-Dallas Semiconduktor.

#### 1.4.5 ŘIDITELNÝ PROUDOVÝ ZESILOVAČ DACA

DACA (Digitally Adjustable Current Amplifier) prvek byl vyvinut na Ústavu telekomunikací ve spolupráci s ON Semiconductor Brno Design Centre. Je vhodný pro konstrukci zcela diferenčních kmitočtových filtrů pracujících v proudovém modu. Na následujícím obrázku je znázorněna schematická značka DACA prvku



Obr. 1.15: Schematická značka DACA prvku.

Chování mezi vstupními a výstupními proudy můžeme popsat následujícími rovnicemi:

$$I_{out+} = A_I(I_{in+} - I_{in-}), \quad (1.24a)$$

$$I_{out-} = -A_I(I_{in+} - I_{in-}), \quad (1.24b)$$

$$I_{DIF} = 2A_I(I_{out+} - I_{out-}). \quad (1.24c)$$

Od jednoduchého diferenčního proudového sledovače se odlišuje zejména variabilním zesílením proudu, který můžeme řídit pomocí 3bitové sběrnice. Pomocí této sběrnice můžeme nastavit teoretické zesílení  $A_{IT}$  v rozmezí od 0 do 7, respektive 1 do 8 s jednotkovým krokem,

$$A_{IT} = Code_{DEC} + 1. \quad (1.25)$$

**Tab. 1.2:** Možné nastavení zesílení DACA prvku.

Code <sub>DEC</sub>	D2	D1	D0	A <sub>IT</sub> [-]	A <sub>IS</sub> [-]
0	0	0	0	1	0,944
1	0	0	1	2	1,905
3	0	1	1	4	3,802
7	1	1	1	8	7,762

Na základě simulací byly zjištěny konkrétní hodnoty zesílení  $A_{IS}$  [1]. Jednotlivé zesílení pro vybrané hodnoty můžeme vidět v tab. 1.2.

## 2 ZOBECNĚNÉ METODY NÁVRHU AKTIVNÍCH FILTRŮ

K návrhu filtrů se používají ideální prvky, u kterých se zanedbávají odchylky v parametrech od prvků reálných, u kterých se navíc objevují i parazitní jevy jako například vstupní zbytkové proudy nebo proudová nesymetrie. S parazitními jevy musíme počítat především v případě, kdy uvažujeme uplatnění ve vysokých mezních kmitočtech s vysokým činitelem jakosti [5].

### 2.1 PŘEVOD NAPĚŤOVÉHO MÓDU NA PROUDOVÝ

Jak jsem již uvedl, je pro nás výhodné, když filtry pracují v proudovém módu (PM) a tedy kvůli získání nejen lepších parametrů prvků využíváme proudový místo napěťového módu (NM). Převedeme filtr z NM na souhlasný filtr v PM, jehož proudová přenosová funkce bude:  $K_I = \frac{I_{out}}{I_{in}}$  a zároveň platí, že:  $K_I = -K_U$ . Z uvedených zákonitostí lze vyčíst, že napěťová přenosová funkce je invertovaná vůči přenosové funkci proudové. Převodu napěťového módu na proudový jsme schopni dosáhnout pomocí metody přidružené transformace. Transformaci provedeme změnou buzení z  $U_{in}$  na proud a zaměníme vstupní a výstupní bránu aktivního filtru. Původní napěťový zdroj vyzkratujeme a nový zdroj proudu  $I_{in}$  připojíme na původní výstupní svorky. Zbylé pasivní prvky převádíme bez jakékoli změny [2].

### 2.2 DIFERENČNÍCH STRUKTURY

Způsob, jakým se získávají diferenční konstrukce, je několik. Mezi nejjednodušší patří převádění nediferenčních obvodů na diferenční. Rozlišujeme dva druhy transformace a to transformaci podélných struktur a transformaci příčných struktur na diferenční struktury. Transformaci provedeme tím způsobem, že vyměníme nediferenční aktivní prvek za prvek s diferenčními vstupy a výstupy a pasivní prvky zdvojíme (zrcadlíme) tak, aby vzniklo symetrické zapojení. Hodnotu pasivních prvků určíme podle toho, o jaký typ transformace jde.

## 2.2.1 TRANSFORMACE PODÉLNÝCH STRUKTUR

Transformaci podélných struktur provedeme tak, že zrcadlíme jen ty pasivní prvky, které, jak už název napovídá, leží v podélné ose, prvky ležící v příčné ose se změna nijak nedotkne, a jejich hodnoty se změní podle následujících pravidel [12].

**Tab. 2.1: Hodnoty prvků a způsob transformace podélných struktur.**

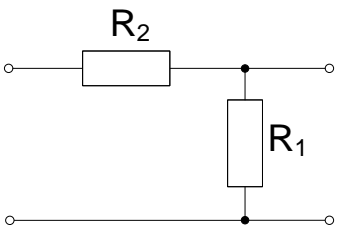
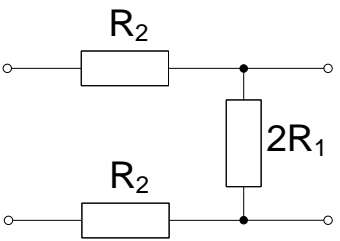
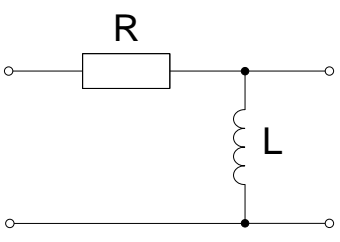
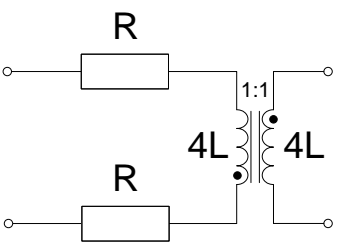
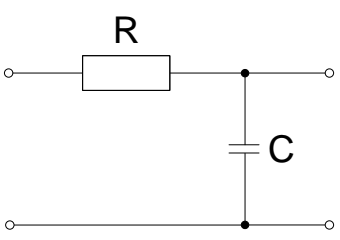
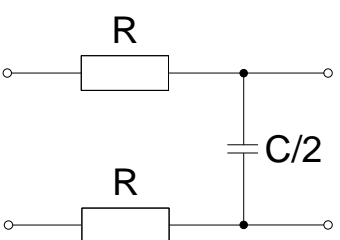
Prvek	Hodnota prvků nediferenční struktury	Hodnota prvků diferenční struktury
Rezistor		
Induktor		
Kapacitor		

Z výše uvedeného vyplývá, že rezistor se převede na dva rezistory o poloviční hodnotě. Induktor nahradíme transformátorem, jenž každé vinutí bude mít zapojené v protilehlé větvi, budou opačně orientovaná a jejich počet závitů bude v poměru 1:1 a kapacitor se taktéž zdvojnásobí, ale jeho hodnota bude dvojnásobná.

## 2.2.2 TRANSFORMACE PŘÍČNÝCH STRUKTUR

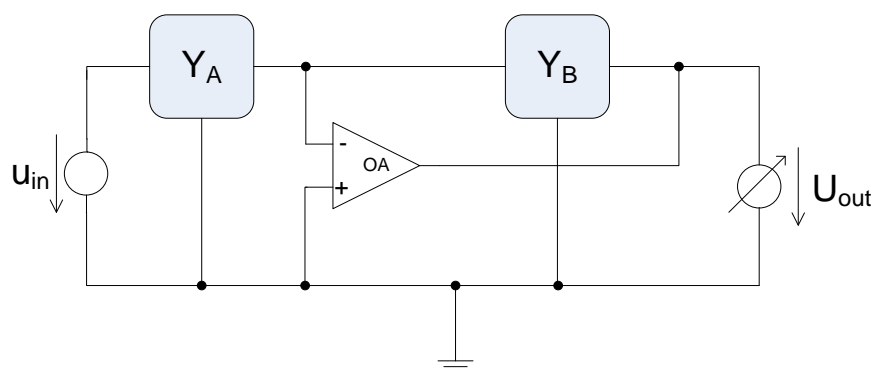
Transformaci příčných struktur provedeme obdobně jako předchozí transformaci. Zdvojíme prvky, které leží v podélné ose, ale hodnoty změníme jen u těch pasivních prvků, které leží v příčné ose, a změna hodnot bude invertovaná vůči změně v transformaci podélných struktur. Hodnoty můžeme vyčíst z následující tabulky tab. 2.2.

**Tab. 2.2: Hodnoty prvků a způsob transformace příčných struktur.**

Prvek	Hodnota prvků nediferenční struktury	Hodnota prvků diferenční struktury
Rezistor		
Induktor		
Kapacitor		

### 3 NÁVRH DIFERENČNÍ DP S JEDNODUCHOU SMYČKOU ZPĚTNÉ VAZBY

Navrhovaným zapojením je aktivní filtr s jednoduchou smyčkou zpětné vazby. Filtr, který je schematicky naznačen na obr. 3.1, je složen ze dvou pasivních dvojbranů A a B a operačního zesilovače [4].

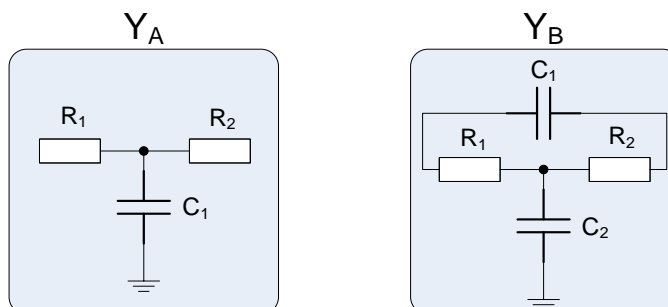


Obr. 3.1: Aktivní filtr s jednoduchou smyčkou zpětné vazby.

Přenosová funkce takového filtru je pak dána poměrem jednotlivých přenosových vodivostí dvojbranů  $Y_A = y_{21A}$  a  $Y_B = y_{12B}$ , tedy:

$$K(p) = -\frac{y_{21A}}{y_{12B}}. \quad (3.1)$$

Nyní je potřeba nahradit bloky  $Y_A$  a  $Y_B$  dvojbrany RC. Při výběru jsem použil tabulku [4], kde najdeme některé běžně používané. Bloky  $Y_A$  a  $Y_B$  jsem nahradil těmito dvojbrany:



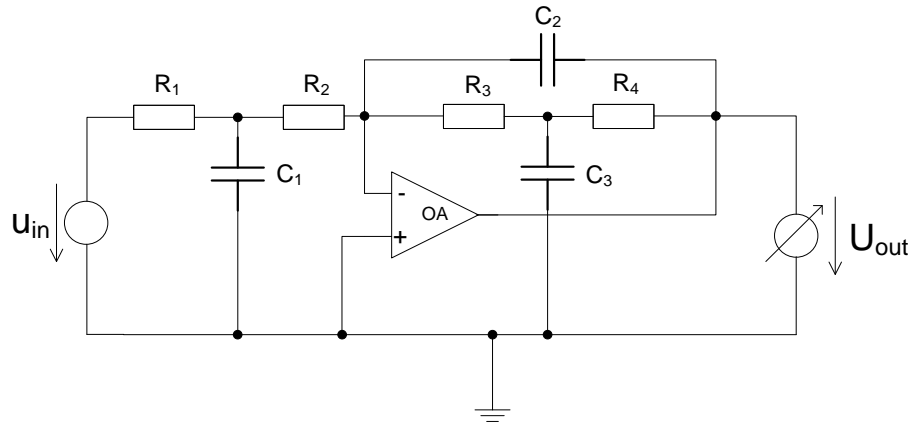
Obr. 3.2: RC dvojbrany.

Přenosové vodivosti těchto dvojbranů jsou:

$$y_{21A} = -\frac{1}{R_1+R_2} \frac{1}{1+pC\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}}, \quad (3.2)$$

$$y_{12B} = -\frac{1}{R_1+R_2} \frac{1+pC_1(R_1+R_2)+p^2C_1C_2R_1R_2}{1+(pC_2\frac{R_1R_2}{R_1+R_2})}. \quad (3.3)$$

Schéma výsledného filtru je zobrazeno na obr. 3.3:



Obr. 3.3: DP 2. řádu s jednoduchou smyčkou zpětné vazby.

Výsledná přenosová funkce pak podle vzorců 3.1 a 3.2, 3.3 bude:

$$K(p) = -\frac{\frac{1}{R_1+R_2} \frac{1}{1+pC\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}}}{\frac{1}{R_1+R_2} \frac{1+pC_1(R_1+R_2)+p^2C_1C_2R_1R_2}{1+(pC_2\frac{R_1R_2}{R_1+R_2})}}. \quad (3.4)$$

Pro zjednodušení funkce jsem zvolil  $R_1 = R_3$ ,  $R_2 = R_4$  a  $C_1 = C_3$ , z toho dostaneme rovnici ve tvaru:

$$K(p) = -\frac{1}{1+pC_2(R_1+R_2)+p^2C_1C_2R_1R_2}, \quad (3.5)$$

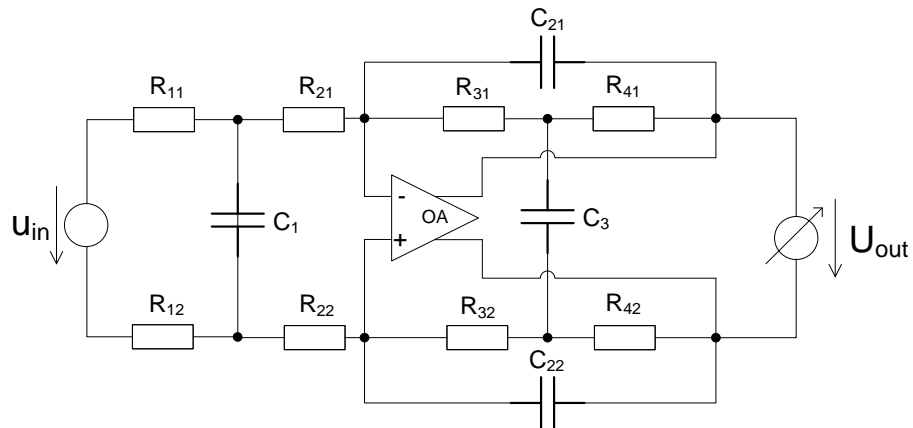
z které můžeme již po zvolení hodnot kapacitorů  $C_1 = C_3 = 78\text{pF}$  a  $C_2 = 27\text{pF}$ , mezní frekvence  $f_{mez} = 1\text{ MHz}$  a číselník jakosti charakteristický pro Butterworthovu aproximaci  $Q_{max} = 0,707$  dopočítat hodnoty pro rezistory:

$$a_{21} = pC_2(R_1 + R_2), \quad (3.6a)$$

$$b_{21} = p^2C_1C_2R_1R_2. \quad (3.6b)$$

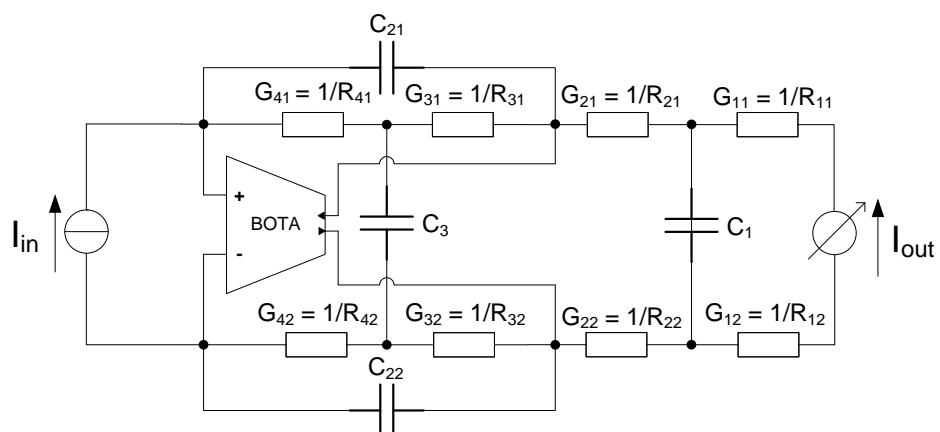
Výsledné hodnoty pasivních prvků jsou  $R_1 = R_3 = 7620\Omega$  a  $R_2 = R_4 = 715\Omega$ . Nyní již můžeme převést filtr na diferenční strukturu.

Nediferenční filtr převedeme na diferenční pomocí transformace příčných struktur uvedené v kap. 2.2.2. Pasivní prvky, které jsou podélně uložené, jsem zrcadlil proti zemi a u prvků příčně uložených se změnila hodnota podle vztahů uvedených v tab. 2.2. Operační zesilovač vyměníme za jeho diferenční ekvivalent.



**Obr. 3.4:** Diferenční DP 2. řádu s jednoduchou smyčkou zpětné vazby.

Po vytvoření diferenční struktury následuje část převodu napěťového módu do proudového a to následujícím způsobem. Nejdříve jsem zaměnil vstupní a výstupní část obvodu, u které jsem vyměnil napěťový zdroj za proudový. Obvod s aktivním prvkem převedeme zrcadlením zprava doleva a pasivní prvky zachováme v původní podobě. Posledním krokem je výměna operačního zesilovače za prvek BOTA. Tímto způsobem jsem došel k zapojení, které je znázorněné na obr. 3.5.



**Obr. 3.5:** Diferenční DP 2. řádu s jednoduchou smyčkou zpětné vazby v proudovém módu.

$$G_{11} = G_{12} = G_1 = \frac{1}{R_1} = \frac{1}{7620 \cdot 10^3 \Omega} = 131,23 \cdot 10^{-6} S, \quad (3.7a)$$

$$G_{21} = G_{22} = G_2 = \frac{1}{R_2} = \frac{1}{715 \Omega} = 1,398 \cdot 10^{-3} S, \quad (3.7b)$$

$$G_{31} = G_{32} = G_3 = \frac{1}{R_3} = \frac{1}{7620 \cdot 10^3 \Omega} = 131,23 \cdot 10^{-6} S, \quad (3.7c)$$

$$G_{41} = G_{42} = G_4 = \frac{1}{R_4} = \frac{1}{715 \Omega} = 1,398 \cdot 10^{-3} S, \quad (3.7c)$$

$$C_{21} = C_{22} = C_2 = 27 \cdot 10^{-12} F, \quad (3.7d)$$

$$C_1 = C_3 = 156 \cdot 10^{-12} F. \quad (3.7e)$$

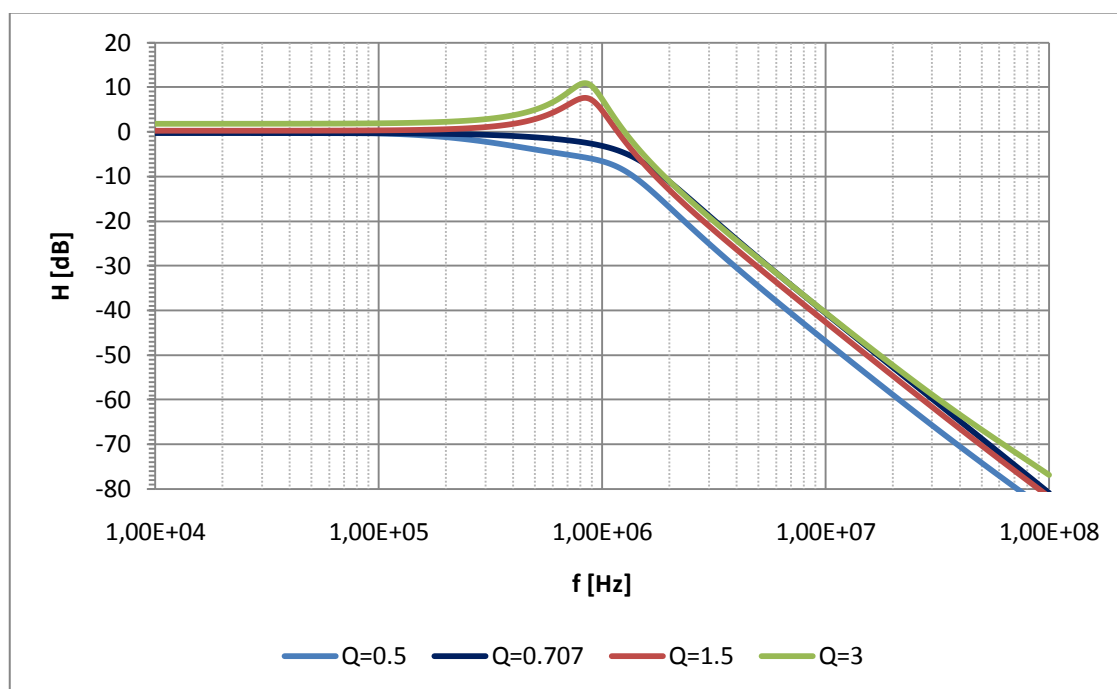
Pro charakteristickou frekvenci tohoto filtru po dosažení do rovnice (1.7) platí:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}. \quad (3.8)$$

Činitel jakosti po dosažení do vzorce (1.6) je pak dán vztahem:

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}{C_2 (R_1 + R_2)}. \quad (3.9)$$

Na následujícím grafu můžeme pak vidět kmitočtové charakteristiky pro různé činitele jakosti  $Q = \{0,5; 0,707; 1,5; 3\}$ . Pro jednotlivé činitele jakosti byla potřeba podle uvedených vzorců dopočítat hodnoty pasivních prvků.



**Obr. 3.6: Kmitočtová charakteristika DP pro různé hodnoty činitele jakosti.**

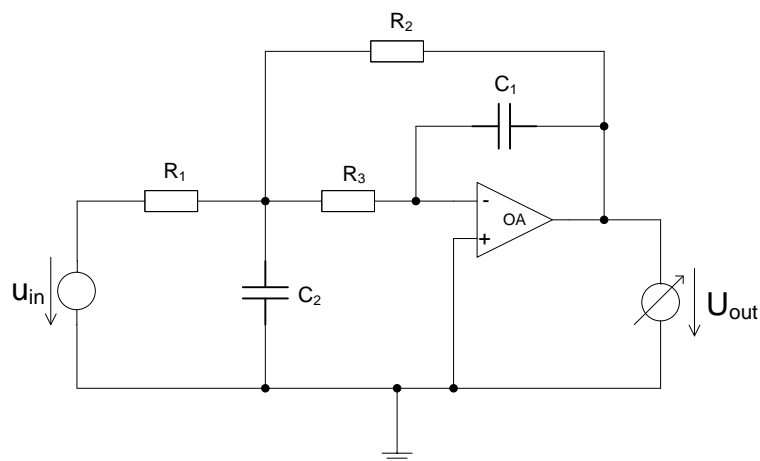
Pro činitel jakosti  $Q = 0,707$ , jež je znázorněn tmavě modrou čarou, se svými parametry blíží zdařilému návrhu. Mezní frekvence  $f_{mez} = 1$  MHz a šířka pásma 1,38MHz s poklesem kmitočtové charakteristiky na dekádu o 22 dB jsou akceptovatelné parametry pro filtr typu DP.

Z grafu si ale také můžeme povšimnout, že průběh kmitočtové charakteristiky pro činitel jakosti  $Q = 0,5$  není zcela podle předpokladů.

## 4 NÁVRH DIFERENČNÍ FILTRU S ROZVĚTVENOU SMYČKOU ZPĚTNÉ VAZBY

### 4.1 NÁVRH DIFERENČNÍ DP 2. ŘÁDU S ROZVĚTVENOU SMYČKOU ZPĚTNÉ VAZBY

Pomocí programu FilterPro v. 3.1, který je od firmy Texas Instrument [8], jsem si vytvořil nediferenční dolní propust druhého řádu, která pracuje v napěťovém módu a jako aktivní prvek je zvolen operační zesilovač. V nastavení jsem zvolil filtr s vícenásobnou zpětnou vazbou (MFB), hodnotu mezní frekvence  $f_{mez} = 1$  MHz, jako typ aproximace jsem zvolil Butterworthovu, pro niž je přednastavený činitel jakosti  $Q_{max} = 0,707$ . Schéma můžeme vidět na obr. 4.1.



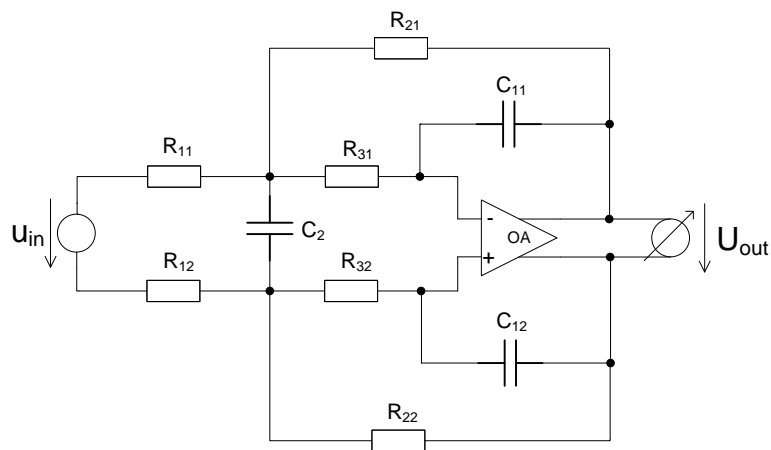
Obr. 4.1: Dolní propust 2. řádu s operačním zesilovačem.

Charakteristická rovnice vypočítaná programem SNAP je:

$$D = R_2 R_3 + p C_1 A (R_1 + R_2 + R_3) + p^2 (C_1 C_2). \quad (4.1)$$

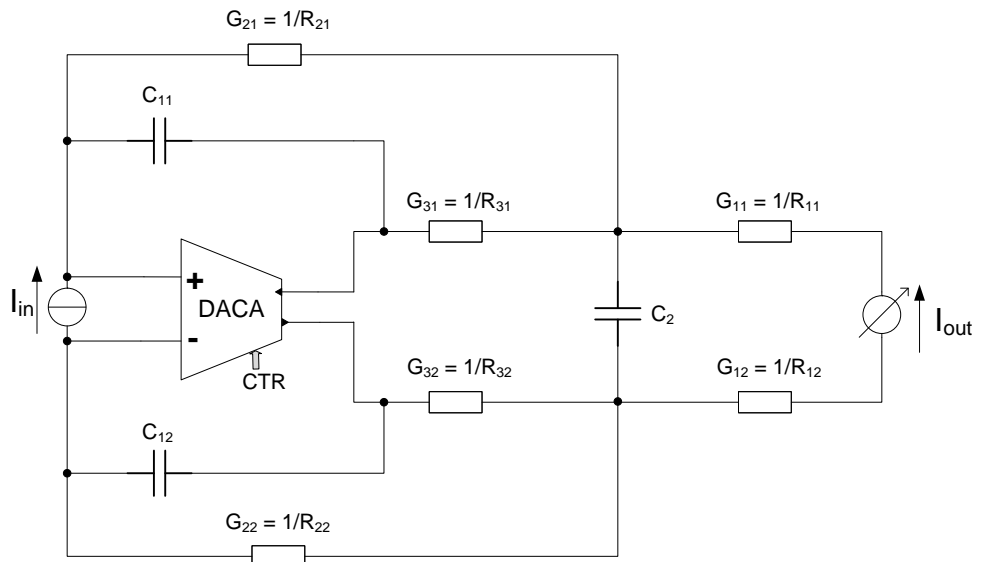
Vlastní návrh spočíval v převodu nediferenční struktury filtru na diferenční a následné převedení na proudový mód. Tohoto návrhu jsem docílil pomocí programu SNAP, jenž je vhodný pro získání přenosové funkce a to jak v symbolickém, tak i v semisymbolickém tvaru. Program je také schopen zobrazit rozložení nulových bodů a pólů, jenž je důležité pro určení stability filtru [9].

Výše vytvořenou nediferenční strukturu jsem pomocí transformace příčných prvků převedl na strukturu diferenční, tedy hodnoty všech prvků v podélných větvích se nezměnily a tyto prvky jsem zdvojnásobil proti zemi, ale změnil jsem hodnotu prvků v příčných větvích, jenž je v tomto zapojení reprezentován pouze jedním prvkem a to kapacitoru  $C_2$ , jehož hodnota je nyní poloviční a zaměnil jsem operační zesilovač za diferenční.



**Obr. 4.2:** Diferenční dolní propust 2. řádu s operačním zesilovačem.

Takto vytvořenou diferenční strukturu nyní převedeme z napětového do proudového módu. Převod spočívá v záměně napětového zdroje za proudový, celé zapojení otočíme podle svislé osy procházející aktivní prvkem. Tímto způsobem jsem došel k zapojení, které je znázorněné na obr. 4.3.



**Obr. 4.3:** Diferenční dolní propust 2. řádu s DACA prvkem.

Výsledné doladění filtru bylo provedeno v programu SNAP. V programu jsem místo běžných rezistorů použil vodivosti a pro zjednodušení přenosové funkce, která by byla jinak nepřehledná a složitá, jsem zrcadlené pasivní prvky osadil stejnou hodnotou. Hodnoty jednotlivých prvků jsou:

$$G_{11} = G_{12} = G_1 = \frac{1}{R_1} = \frac{1}{2,0044 \cdot 10^3 \Omega} = 498,88 \cdot 10^{-6} S, \quad (4.2a)$$

$$G_{21} = G_{22} = G_2 = \frac{1}{R_2} = \frac{1}{3,196 \cdot 10^3 \Omega} = 312,88 \cdot 10^{-6} S, \quad (4.2b)$$

$$G_{31} = G_{32} = G_3 = \frac{1}{R_3} = \frac{1}{3,60204 \cdot 10^3 \Omega} = 227,6198 \cdot 10^{-6} S, \quad (4.2c)$$

$$C_{11} = C_{12} = C_1 = 10 \cdot 10^{-12} F, \quad (4.2d)$$

$$C_2 = 125 \cdot 10^{-12} F. \quad (4.2e)$$

Nastavení proudového zesílení u aktivního prvku DACA je  $A = 2$ .

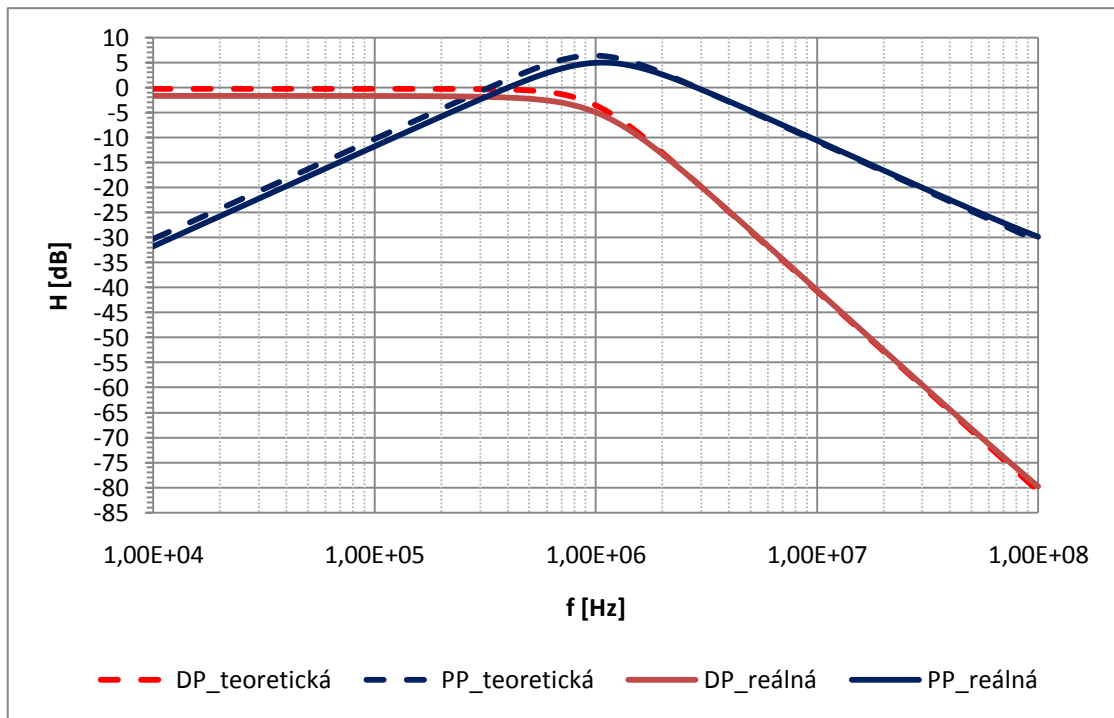
Vygenerované přenosová funkce v symbolickém tvaru je zobrazena v tab. 4.1. Aby tato funkce dostala přehledný tvar a nebyla tolik složitá, musel jsem funkci matematicky upravit pomocí vytýkání. Následující tabulka je rozdělena na koeficienty čitatele a jmenovatele.

**Tab. 4.1: Přenosová funkce DP v symbolickém tvaru.**

ČITATEL	$A_0$	$4AG_2G_3G_1$
JMENOVATEL	$B_0$	$2G_2G_3^2(G_1+G_2+2AG_2)$
	$B_1$	$\mathbf{p}\{4AG_2C_1G_3(2G_3+2G_2+G_1)+4G_2C_1G_3(G_3+G_2+G_1)+2G_3^2(4AG_2C_1G_3G_1)\}$
	$B_2$	$\mathbf{p}^2\{(2A+1)2C_1^2(G_2^2+G_2G_1+G_3^2)+2C_1G_3[4G_2(AC_2+AC_1+C_2)+(2AC_1G_1+2G_2C_1+C_1G_1+2G_3C_2)]\}$
	$B_3$	$\mathbf{p}^3\{4C_1^2C_2[(G_2+G_3)(2A+1)]\}$

V programu SNAP jsem si také zjistil nulové body a póly tohoto filtru. Filtr má jeden nulový bod  $z_0 = -13176525,2096209$  a tři póly  $p_1 = 4354994,2928 + j4313523,13745057$ ,  $p_2 = 4354994,2928 - j4313523,13745057$  a  $p_3 = -13176525,2096209$ . Díky takto rozloženým nulovým bodům a pólům jsme si mohli ověřit, že se jedná o filtr 2. řádu a že filtr je stabilní [9]. Parametry tohoto teoretického filtru jsou  $f_{mez} = 1$  MHz a pokles kmitočtové charakteristiky je o 38 dB.

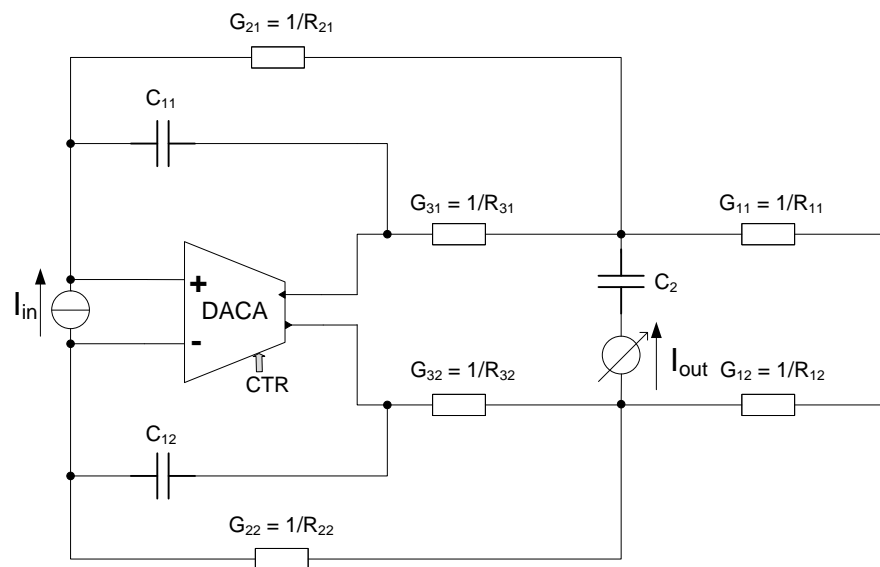
Jelikož program SNAP pracuje pouze s teoretickými prvky, provedl jsem překreslení a simulování filtru ještě v programu OrCAD, který umí pracovat i s prvky reálnými nebo s modely, které se jen nepatrně liší od reálných prvků. Nejdříve jsem provedl odsimulování filtru s teoretickým aktivním prvkem DACA, u kterého jsme mohli předpokládat stejnou přenosovou funkci tak jako v programu SNAP a potom jsem simuloval filtr s reálným aktivním prvkem DACA. Výsledný průběh obou křivek je vidět na následujícím grafu.



**Obr. 4.4: Modulová charakteristika Diferenční dolní a pásmové propust 2. řádu s DACA prvkem.**

Jak je vidět z obr. 4.4 křivky modulové charakteristiky dolní propusti s teoretickým a reálným aktivním prvkem DACA se téměř překrývají, což byl cíl této práce.

V navrhovaném filtru jsem také zkušel jiné umístění výstupní části, tak jak je znázorněno na obr. 4.5.

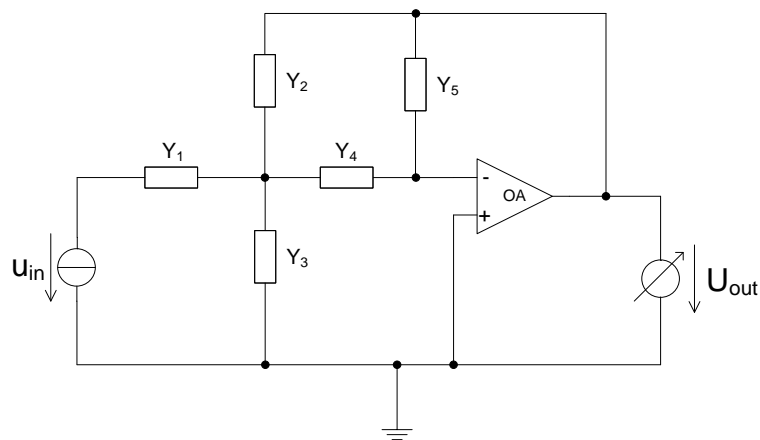


**Obr. 4.5: Druhé zapojení výstupní části filtru.**

S takto umístěnou výstupní částí je možné použít filtr jako pásmovou propust, tak jak je vidět z modulové charakteristiky obr. 4.4. Pásmová propust je opět naladěna na mezní frekvenci  $f_{mez} = 1$  MHz, s šířkou pásma 1,4 MHz a s poklesem kmitočtové charakteristiky na dekádu o 20 dB, což odpovídá předpokladům. Z obr. 4.4 je také vidět, že modulová charakteristika je posunuta o 6 dB nad úroveň 0 dB-ové hladiny. Kdybychom chtěli filtr používat a vrátit modulovou charakteristiku na tuto úroveň, pak stačí změnit vstupní parametr proudu na 0,6A. Ovšem pro toto zapojení nebyl filtr navrhován a proto s touto pásmovou propustí nebudeme dále pracovat.

#### 4.2 NÁVRH DIFERENČNÍ PP 2. ŘÁDU S ROZVĚTVENOU SMYČKOU ZPĚTNÉ VAZBY

Při návrhu pásmové propusti s rozvětvenou smyčkou zpětné vazby jsem vycházel ze zapojení [4], které je zobrazeno na obr. 4.6:

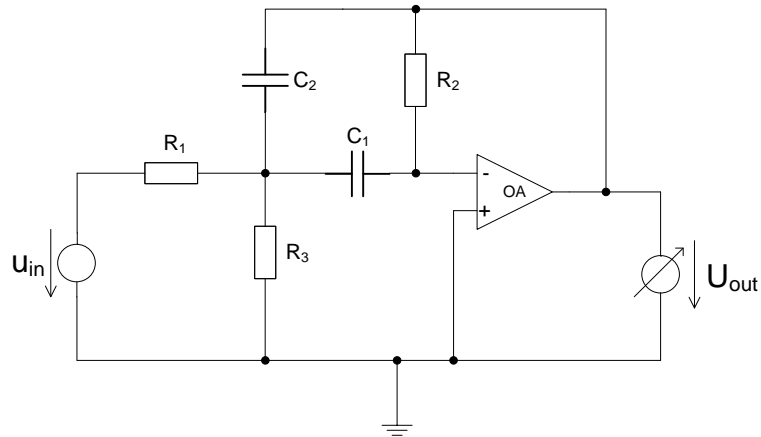


Obr. 4.6: Jednoduchý typ aktivního filtru s rozvětvenou smyčkou zpětné vazby.

Přenosová funkce tohoto zapojení je pak dána vztahem:

$$K(p) = - \frac{Y_1 Y_4}{Y_2 Y_4 + Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)}, \quad (4.3)$$

Pro konkrétní osazení pasivních prvků jsem nahradil admittance  $Y_4$  a  $Y_2$  kapacitory  $C_1$  a  $C_2$ , admittance  $Y_1$ ,  $Y_5$  a  $Y_3$  pak rezistory  $R_1$ ,  $R_2$  a  $R_3$ .



**Obr. 4.7: PP 2. řádu s rozvětvenou smyčkou zpětné vazby.**

Přenosová funkce takto zvoleného zapojení pak bude dána vztahem:

$$K(p) = -\frac{\frac{1}{R_1}pC_1}{pC_2pC_1 + \frac{1}{R_2}\left(\frac{1}{R_1} + pC_2 + \frac{1}{R_3} + pC_1\right)}, \quad (4.4)$$

kde po úpravách dostane tvar funkce:

$$K(p) = -\frac{pC_1R_2R_3}{p^2C_1C_2R_1R_2R_3 + p(C_2R_1R_3 + C_1R_1R_3) + R_1 + R_3}. \quad (4.5)$$

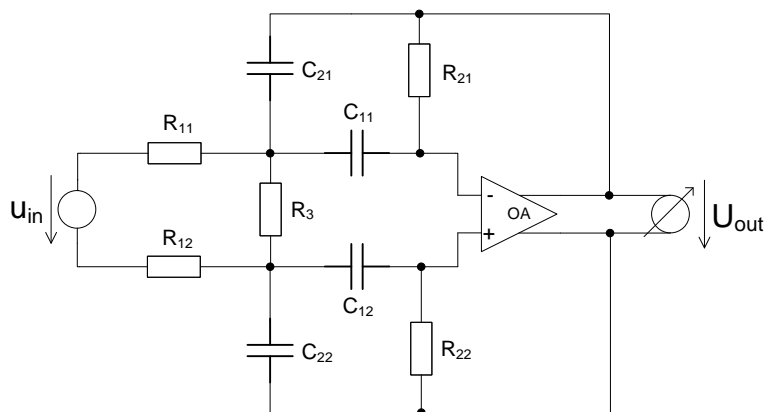
Z takto upravené rovnice již můžeme snadno vyjádřit vztah pro členy  $a_{21}$  a  $b_{21}$ :

$$a_{21} = p(C_2R_1R_3 + C_1R_1R_3), \quad (4.6a)$$

$$b_{21} = p^2C_1C_2R_1R_2R_3. \quad (4.6b)$$

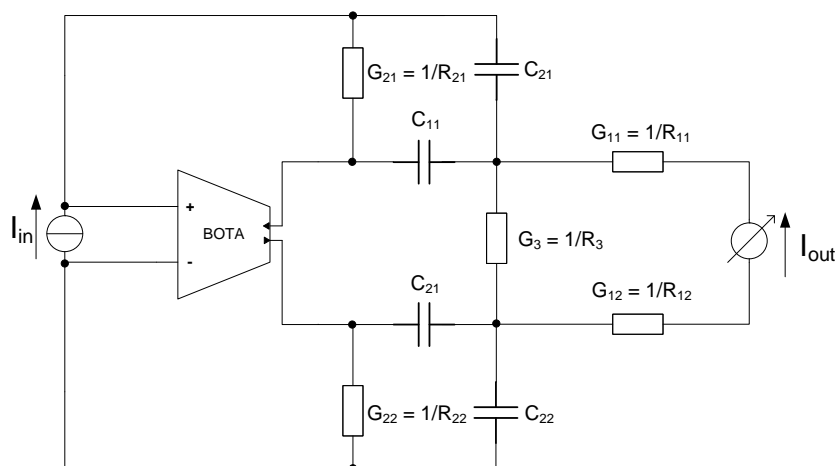
Po zvolení hodnot kapacitorů  $C_1 = 75\text{pF}$  a  $C_2 = 18\text{pF}$ , mezní frekvence  $f_{mez} = 1$  MHz a činitel jakosti charakteristický pro Butterworthovu aproximaci  $Q_{max} = 0,707$  můžeme dopočítat hodnoty pro rezistory  $R_1 = 8,333\text{k}\Omega$ ,  $R_2 = 11,839\text{k}\Omega$  a  $R_3 = 2\text{k}\Omega$ .

Po převedení filtru na diferenční strukturu podle pravidel, které jsem uvedl v kap. 2.2.2, dosáhneme následujícího zapojení:



**Obr. 4.8:** Diferenční PP 2. řádu s rozvětvenou smyčkou zpětné vazby.

Po vytvoření diferenční struktury následuje část převodu napěťového módu do proudového a to podle již dříve zmíněných pravidel. Jako aktivní prvek jsem zvolil prvek BOTA. Tímto způsobem jsem došel k zapojení, které je znázorněné na obr. 4.9.



**Obr. 4.9:** Diferenční PP 2. řádu s rozvětvenou smyčkou zpětné vazby v proudovém módu.

$$G_{11} = G_{12} = G_1 = \frac{1}{R_1} = \frac{1}{8,3333 \cdot 10^3 \Omega} = 120 \cdot 10^{-6} S, \quad (4.7a)$$

$$G_{21} = G_{22} = G_2 = \frac{1}{R_2} = \frac{1}{11,839 \cdot 10^3 \Omega} = 84,466 \cdot 10^{-6} S, \quad (4.7b)$$

$$G_{31} = G_{32} = G_3 = \frac{1}{R_3} = \frac{1}{4 \cdot 10^3 \Omega} = 250 \cdot 10^{-6} S, \quad (4.7c)$$

$$C_{11} = C_{12} = C_1 = 75 \cdot 10^{-12} F, \quad (4.7d)$$

$$C_2 = 18 \cdot 10^{-12} F. \quad (4.7e)$$

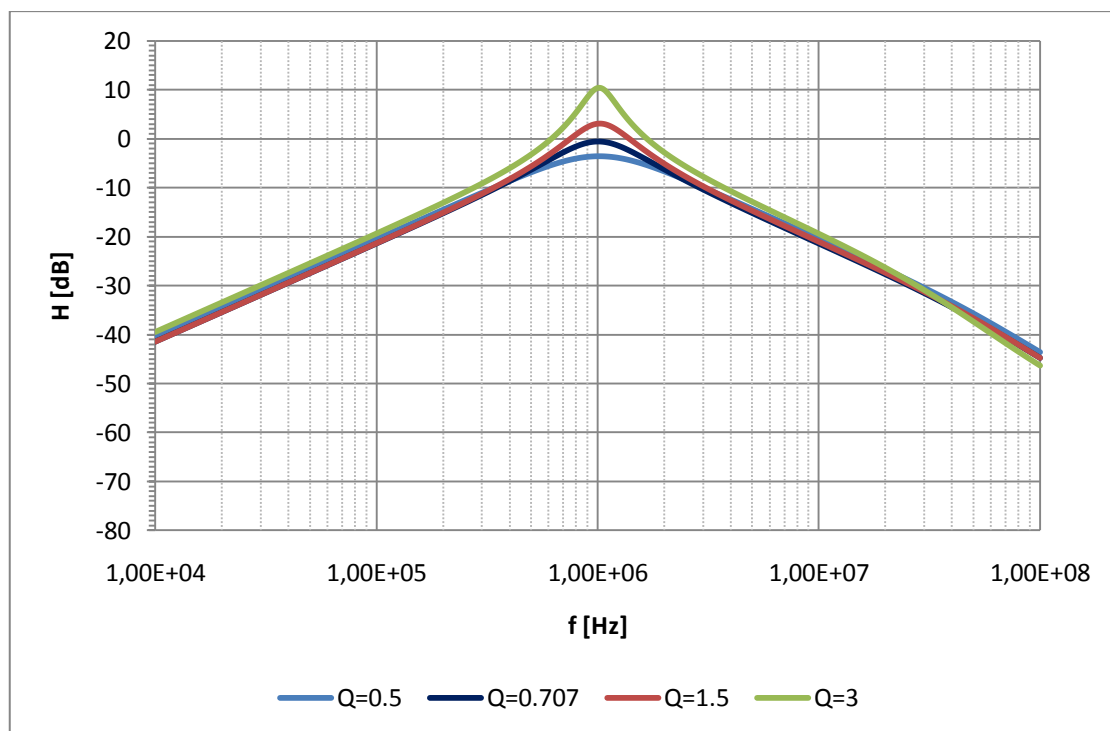
Charakteristická frekvence vyplývající z rovnic (1.7) a (4.5) je dána vztahem:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_1 + R_3}{p^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3}}. \quad (4.8)$$

Činitel jakosti vyplývající ze vzorců (1.6) a (4.5) je pak dán vztahem:

$$Q = \frac{\sqrt{(R_1 + R_3)(p^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3)}}{p(C_2 R_1 R_3 + C_1 R_1 R_3)}. \quad (4.9)$$

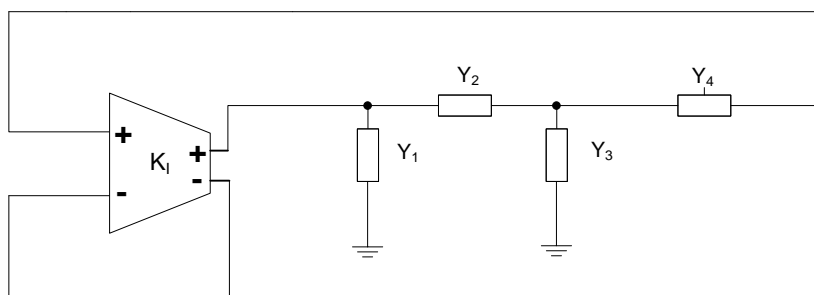
Následující obr. 3.16 zobrazuje průběh modulové kmitočtové charakteristiky pro čtyři hodnoty činitele jakosti  $Q = \{0,5; 0,707; 1,5; 3\}$ . Pro jednotlivé činitele jakosti bylo potřeba podle předchozích vzorců dopočítat hodnoty pasivních prvků. Pro činitel jakosti  $Q = 0,707$ , jež je znázorněn tmavě modrou čarou, je průběh křivky takřka ideální, s mezní frekvencí  $f_{mez} = 1$  MHz, s šířkou pásma 706 kHz a s poklesem kmitočtové charakteristiky na dekádu o 22 dB, což odpovídá předpokladům.



Obr. 4.10: Kmitočtová charakteristika PP pro různé hodnoty činitele jakosti.

## 5 NÁVRH DIFERENČNÍ PP DRUHÉHO ŘÁDU Z PLNÉ ADMITANČNÍ SÍTĚ

Metodou, kterou vznikl tento filtr typu pásmová propust, je transformace autonomního obvodu. Autonomní obvod byl odvozen z plné admitanční sítě [11] za použití čtyř pasivních prvků.



Obr. 5.1: Autonomní obvod.

Pomocí programu SNAP jsem si vypočítal charakteristickou rovnici (5.1)

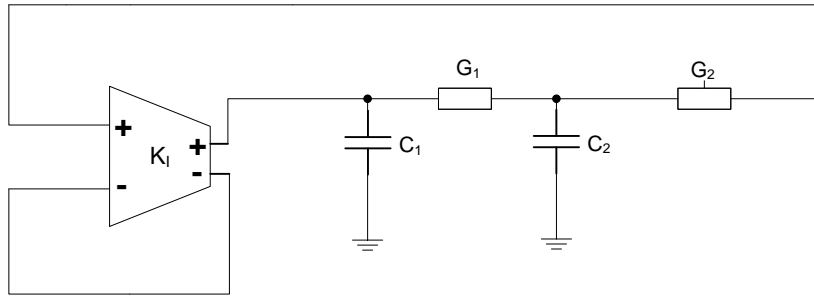
$$D = Y_1 Y_3 + Y_1 Y_3 K + Y_1 Y_4 + Y_2 Y_3 + Y_2 Y_3 K + Y_2 Y_4. \quad (5.1)$$

Při návrhu rozmístění pasivních prvků v obvodu je třeba rozmístit kondenzátory tak, aby se v některém součinu objevily dva kondenzátory a tím vznikla proměnná  $p^2$ .

Tab. 5.1: Možnosti rozmístění pasivních prvků.

MOŽNOST	Y1	Y2	Y3	Y4
1	$pC_1$	$G_1$	$pC_1$	$G_2$
2	$pC_1$	$G_1$	$G_2$	$pC_1$
3	$G_1$	$pC_1$	$G_2$	$pC_1$

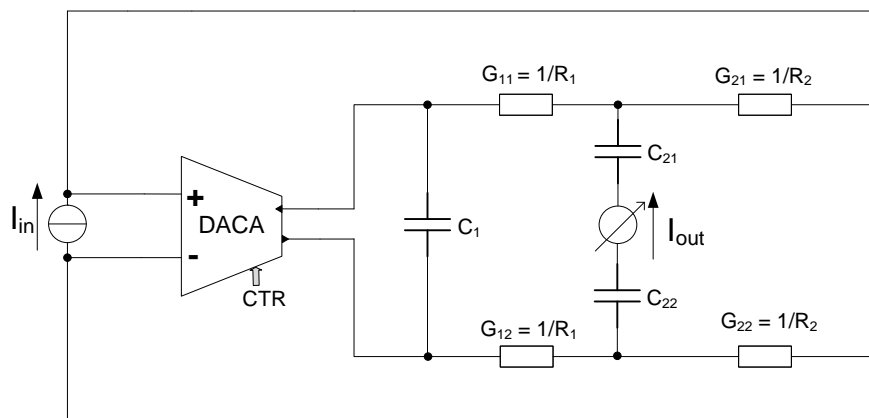
Vybral jsem možnost č. 1 a zaměnil admitance za kondenzátory a vodivosti obr. 5.2.



**Obr. 5.2: Nediferenční pásmová propust 2. řádu.**

Pomocí vzorců (1.6) a (1.7) jsem si dopočítal hodnoty jednotlivých prvků. Pro výpočet jsem použil aproximaci Butterwortovu, pro niž je činitel jakosti  $Q = 0,707$  a jako mezní frekvenci jsem zvolil  $f_{mez} = 1$  MHz. Hodnoty kondenzátorů jsem si zvolil  $C_1 = 50$  pF a  $C_2 = 17$  nF. Dopočítal jsem hodnoty vodivostí  $G_1 = 500,042 \cdot 10^{-6}$  S a  $G_2 = 15,307 \cdot 10^{-3}$  S.

Zapojení jsem tak jako v kapitole 3.1 převedl na zapojení symetrické a to pomocí transformace příčných prvků. Tedy vodivosti  $G_1$ ,  $G_2$  a kondenzátor  $C_2$  jsem zrcadlil proti zemi a hodnota kondenzátoru  $C_1$  se dvakrát zmenšila. Hodnoty ostatních pasivních prvků zůstaly stejné. Aktivní prvek jsem vyměnil za prvek DACA.



**Obr. 5.3: Diferenční pásmová propust 2. řádu s aktivním prvkem DACA.**

Hodnoty jednotlivých prvků jsou znázorněny na následujících rovnicích:

$$G_{11} = G_{12} = G_1 = \frac{1}{R_1} = \frac{1}{1,99983 \cdot 10^3 \Omega} = 500,042 \cdot 10^{-6} \text{ S}, \quad (5.2a)$$

$$G_{21} = G_{22} = G_2 = \frac{1}{R_2} = \frac{1}{65,32958 \Omega} = 15,307 \cdot 10^{-3} \text{ S}, \quad (5.2b)$$

$$C_{21} = C_{22} = C_2 = 17 * 10^{-9} F, \quad (5.2c)$$

$$C_1 = \frac{C_1}{2} = 50 * 10^{-12} F. \quad (5.2d)$$

Nastavení proudového zesílení u aktivního prvku DACA je  $A = 2$ .

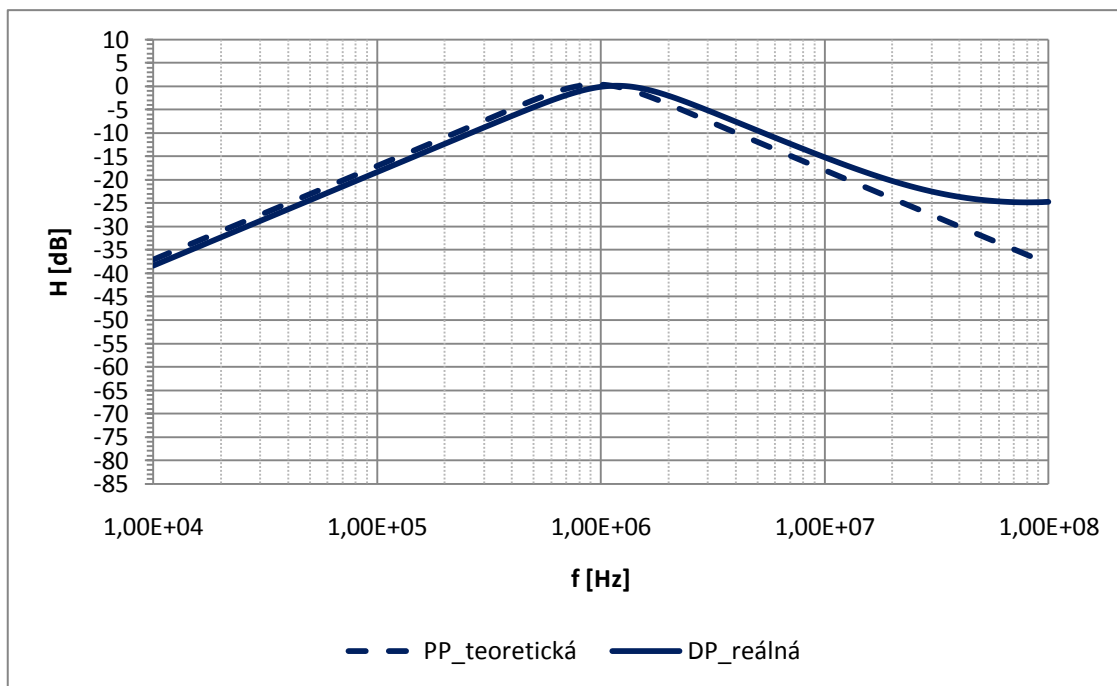
Vygenerované přenosová funkce v symbolickém tvaru je zobrazena v tab. 5.2. Tabulka je rozdělena na koeficienty čitatele a jmenovatele.

**Tab. 5.2: Přenosová funkce v symbolickém tvaru.**

ČITATEL	A <sub>0</sub>	0
	A <sub>1</sub>	$\mathbf{p}\{4AG_1C_2\}$
JMENOVATEL	B <sub>0</sub>	$2G_1G_2(1+2A)$
	B <sub>1</sub>	$\mathbf{p}\{4C_1(G_1+G_2)+2G_1C_2\}$
	B <sub>2</sub>	$\mathbf{p}^2\{4C_2C_1\}$

V programu SNAP jsem si také zjistil nulové body a póly tohoto filtru. Filtr má jeden nulový bod  $z_0 = -4,98254674855471 * 10^{-14}$  a dva póly  $p_{12} = -5455882,35294118 \pm j3788270,68854492$ . Díky takto rozloženým nulovým bodům a pólům jsme si mohli ověřit, že se jedná o filtr 2. řádu a že filtr je stabilní [9]. Parametry tohoto teoretického filtru jsou  $f_{mez} = 1$  MHz s šířkou pásma 1,2 MHz a pokles kmitočtové charakteristiky je o 20 dB.

Provedl jsem překreslení a odsimulování filtru v programu OrCAD. Nejdříve jsem provedl odsimulování filtru s teoretickým aktivním prvkem DACA, u kterého jsme mohli předpokládat stejnou přenosovou funkci tak jako v programu SNAP a potom jsem odsimuloval filtr s reálným aktivním prvkem DACA. Výsledný průběh obou křivek je vidět na následujícím grafu.



Obr. 5.4: Modulová charakteristika diferenční pásmové propust 2. řádu s DACA prvkem.

## ZÁVĚR

V první části diplomové práce jsem se zaměřil na teoretické předpoklady k návrhu kmitočtových filtrů. Je zde popsána problematika analogových kmitočtových filtrů, jednotlivé druhy aktivních prvků a typy filtračních funkcí.

Dále byly popsány zobecněné metody návrhu diferenčních struktur jako převod napět'ového módu na proudový a tvoření diferenčních struktur za pomoci transformace podélných a příčných struktur a vysvětlení změny hodnot pasivních prvků s názornými ukázkami.

Vlastní práce byla zaměřena na návrh plně diferenčních filtrů pracujících v proudovém módu s aktivním prvkem DACA (Digitally Adjustable Current Amplifier) a BOTA (Ballanced Operational transconductance Amplifier).

První navrhovaný filtr vychází z obecného zapojení dvou pasivních dvoubranů. Z takového zapojení je možné navrhnout velké množství filtrů, a ty se odvozují od zvolených dvoubranů. Navrhnul jsem filtr typu DP s jednoduchou smyčkou zpětné vazby. Jako aktivní prvek jsem použil prvek BOTA. Stanovil jsem si vztah pro výpočet činitele jakosti a v závěrečném grafu jsem porovnal jednotlivé kmitočtové charakteristiky pro různé činitele jakosti.

Ve čtvrté kapitole jsem se zaměřil na návrh filtrů s rozvětvenou smyčkou zpětné vazby. První z filtrů je typu dolní propust. Byl navržen za pomoci programu FilterPro, z kterého jsem si vygeneroval nediferenční strukturu filtru dolní propusti s aktivním prvkem operační zesilovač. Tuto nesymetrickou strukturu jsem pak pomocí metody popsané v kapitole 2.2 převedl na diferenční zapojení a následně pomocí přidružené transformace převedl z napět'ového módu na proudový. Jako aktivní prvek jsem použil DACA s proudovým zesílením  $A = 2$ . Pomocí programu FilterPro jsem popsal přenosové funkce a uvedl nulové body a póly k těmto filtrům. Následně jsem zapojení simuloval v programu OrCAD, kde jsem použil dva aktivní prvky DACA, jeden teoretický model a druhý model, který se svými vlastnostmi blíží k reálnému prvku. Z obou zapojení jsem vynesl modulové charakteristiky, které nám říkají, jak se liší teoretický model od reálného. Druhý navržený filtr je typu pásmová propust. Filtr byl

opět navrhován pro mezní frekvenci  $f_{mez} = 1$  MHz a činitel jakosti  $Q = 0,707$ . Takto navrhnutému filtru odpovídá šířka pásma 706 kHz a pokles kmitočtové charakteristiky na dekádu o 22 dB. Ve výsledném grafu jsou porovnány jednotlivé průběhy pro různé činitele jakosti. Průběhy tohoto filtru můžu prohlásit za zdařilé.

Jako vzor pro čtvrtý filtr typu pásmová propust jsem použil již dříve prezentované struktury autonomního obvodu, které vycházely z plné admitanční sítě. Pomocí programu SNAP jsem si vypočítal charakteristickou rovnici tohoto zapojení a provedl jsem rozmístění a výpočet hodnot pasivních prvků podle teorie uvedené v první části. Tento nediferenční model jsem tak jako u prvního filtru převedl na diferenční strukturu s aktivním prvkem DACA. Parametry tohoto filtru jsou  $f_{MEZ} = 1$  MHz, šířka pásma 1,2 MHz a pokles kmitočtové charakteristiky o 20 dB na dekádu.

## LITERATURA

- [1] JEŘÁBEK, J.; VRBA, K. Fully Differential Universal Filter with Differential and Adjustable Current Followers and Transconductance Amplifiers. In In Proceeding of the 33rd International Conference on Telecommunications and Signal Processing - TSP 2010. Assisztencia Szervezo Kft., 2010. s. 5-9. ISBN: 978-963-88981-0-4
- [2] KOTON, J.; HERENCSÁR, N.; JEŘÁBEK, J.; VRBA, K. Fully Differential Current-Mode Band-Pass Filter: Two Design Solutions. In Proc. 33rd International conference on Telecommunications and Signal Processing, TSP 2010. 2010. s. 1-4. ISBN: 978-963-88981-0-4
- [3] PALMISANO, G.; PENNISI, S. A Versatile CMOS Fully Differential Current Amplifier, 1999. s. 607-610. ISBN: 0-7803-5672-9
- [4] VRBA, K. Analogová technika - skriptum VUT v Brně, 2002, 107 s.
- [5] JEŘÁBEK, J., KOTON, J., VRBA, K. Zobecněná metoda návrhu multifunkčních kmitočtových filtrů. Elektrovue [online]. 2007. Dostupný z WWW: <<http://elektrovue.cz>>.
- [6] 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.
- [7] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. Kmitočtové filtry. Technická literatura BEN, Praha, 2002. 529 s. ISBN 80-7300-023-7.
- [8] ČAJKA, J., DOSTÁL, T., VRBA, K. Transformace umožňující získat přidružené obvody v proudovém módu. Elektrovue 2000 - Internetový časopis <<http://www.elektrovue.cz>>.
- [9] KOLKA, Z. Uživatelská příručka programu SNAP verze 3.02, elektronická příručka programu, FEKT VUT v Brně, 2006.

- [10] DOSTÁL, T. Elektrické filtry, Učební elektronické texty FEKT VUT, Brno 2007. 144s.
- [11] POLÁŠEK L. Návrh kmitočtových filtrů s proudovým aktivním prvkem. Brno: Vysoké učení technické. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav telekomunikací, 2008. 67 s., 2 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.
- [12] KUBÁNEK, D. Teoretický návrh ADSL Splitterů, studijní zpráva pro STROM telecom, s.r.o., Brno 2003. 119 s.
- [13] FABRE, A. Third-generation Current Conveyor: a New helpful Active Element. Electronics Letters, 1995, Vol 31, No. 5, pp. 338-339.
- [14] BEČVÁŘ, Daniel, VRBA, Kamil. Univerzální proudový konvektor. Elektrevue [online]. 2000 [cit. 2009-11-22]. Dostupný z WWW

# SEZNAM POUŽITÝCH VELIČIN, SYMBOLŮ A ZKRATEK

## VELIČINY A SYMBOLY

A	[-]	zesílení
$A_{IT}$	[-]	zesílení teoretické
$A_{IS}$	[-]	zesílení simulované
C	[F]	elektrická kapacita
f	[Hz]	kmitočet
$g_m$	[S]	transkonduktance
G	[S]	vodivost
H	[dB]	modul
I	[A]	elektrický proud
$I_{DIF}$	[A]	diferenční proud
$I_{IN}$	[A]	vstupní proud
$I_{OUT}$	[A]	výstupní proud
$I_{SET}$	[A]	proud nastavení
K	[-]	přenos
L	[H]	elektrická indukčnost
<b>p</b>	[-]	komplexní proměnná
Q	[-]	činitel jakosti
R	[ $\Omega$ ]	elektrický odpor
U	[V]	elektrické napětí
$U_{CC}$	[V]	napájecí napětí
$U_{DIF}$	[V]	diferenční napětí
$U_{IN}$	[V]	vstupní napětí
$U_{OUT}$	[V]	výstupní napětí
X	[-]	vstupní signál
Y	[-]	výstupní signál
Z	[ $\Omega$ ]	impedance
$Z_{IN}$	[ $\Omega$ ]	vstupní impedance
$Z_{OUT}$	[ $\Omega$ ]	výstupní impedance
$\omega$	[rad]	úhlový kmitočet

## ZKRATKY

BOTA	balanční operační transkonduktační zesilovač ( <b>B</b> allanced <b>O</b> perational <b>t</b> ransconductance <b>A</b> mplifier)
CCx	proudový konvejer x-tého řádu ( <b>C</b> urrent <b>C</b> onveyor)
DACA	digitálně řízení proudový zesilovač ( <b>D</b> igitally <b>A</b> adjustible <b>C</b> urrent <b>A</b> mplifier)
DP	dolní propust
FČ	fázovací článek
HP	horní propust
ICCx	invertovaný proudový konvejer x-tého řádu
MFB	výcenásobná zpětná vazba ( <b>M</b> ultiple <b>F</b> eedback)
MO-CF	vícetupňový proudový sledovač ( <b>M</b> ultiple <b>O</b> utput <b>C</b> urrent <b>F</b> ollower)
NM	napět'ový mód
OA	operační zesilovač ( <b>O</b> perational <b>A</b> mplifier)
OTA	operační transkonduktační zesilovač ( <b>O</b> perational <b>T</b> ransconductance <b>A</b> mplifier)
PM	proudový mód
PP	pásmová propust
PZ	pásmová zádrž
SNAP	symbolický analyzační program ( <b>S</b> ymbolic <b>N</b> etwork <b>A</b> nalysis <b>P</b> rogram)
UCC	univerzální proudová konvejer ( <b>U</b> niversal <b>C</b> urrent <b>C</b> onveyor)
VCx	napět'ový konvejer x-tého řádu ( <b>V</b> oltage <b>C</b> onveyor)