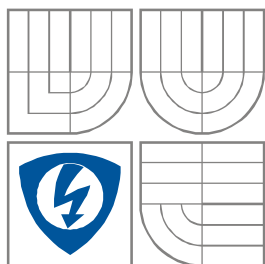


**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ**  
**ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

# **KMITOČTOVÉ FILTRY ŘÍZENÉ MIKROPROCESORY**

FREQUENCY FILTERS CONTROLLED VIA MICROPROCESSORS

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**  
MASTER'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**  
AUTHOR

David Bronec

**VEDOUCÍ PRÁCE**  
SUPERVISOR

Ing. Viera Biolková

BRNO, 2015



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor  
**Elektronika a sdělovací technika**

**Student:** Bc. David Bronec

**ID:** 125201

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2014/2015

## NÁZEV TÉMATU:

### Kmitočtové filtry řízené mikroprocesory

#### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s aktivními kmitočtovými filtry pro kaskádní syntézu, které umožňují velkou dynamiku digitálního řízení parametrů. Řízení realizujte digitálními potenciometry řízenými mikroprocesorem s cílem dosažení maximálního použitelného kmitočtového pásma.

Provedte ověřovací simulace v SPICE a experimentálně ověřte na funkčním vzorku.

#### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. Kmitočtové filtry. Praha: BEN, 2002.

[2] APPLICATION NOTE 3077: A Digitally Controllable Lowpass Filter Using a Digital Potentiometer [online]. Maxim integrated, Mar 09, 2004 - [cit. 11. května 2014]. Dostupné na [www: http://pdfserv.maximintegrated.com/en/an/AN3077.pdf](http://pdfserv.maximintegrated.com/en/an/AN3077.pdf).

**Termín zadání:** 9.2.2015

**Termín odevzdání:** 21.5.2015

**Vedoucí práce:** Ing. Viera Biolková

**Konzultanti diplomové práce:** prof. Ing. Karel Hájek, CSc.

**doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.**

*Předseda oborové rady*

#### UPOZORNĚNÍ:

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

## **ABSTRAKT**

Tato diplomová práce je zaměřena na návrh kmitočtového filtru řízeného mikroprocesorem. Obsahem práce je seznámení se základními pojmy a principy kmitočtových filtrů a také s aktivními kmitočtovými filtry pro kaskádní syntézu. Dále práce obsahuje informace o digitálních potenciometrech. V práci jsou obsaženy simulace obvodu a návrh zapojení s návrhem desky plošných spojů. Poslední kapitola obsahuje výsledky měření.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Potenciometr, digitální potenciometr, filtr, frekvence, odpor, kmitočtové filtry, schéma

## **ABSTRACT**

This thesis is focused on the microprocessor-controlled frequency filter project. The main goal of the thesis is to present basic terms and principles of frequency filters and active frequency filters for cascading synthesis. Furthermore, the work contains information on digital potentiometers. The thesis includes circuit simulations and a project of connecting with a printed circuit board. The last chapter contains the results of the measurements.

## **KEYWORDS**

Potentiometer, digital potentiometer, filter, frequency, resistance, frequency filters, diagram

BRONEC, D. *Kmitočtové filtry řízené mikroprocesory*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2015. 64 s., 6 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Viera Biolková.

# PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma Kmitočtové filtry řízené mikroprocesory 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/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

# PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Viere Biolkove a prof. ing. Karlu Hájkovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

# OBSAH

<b>Seznam obrázků</b>	<b>ix</b>
<b>Seznam tabulek</b>	<b>xi</b>
<b>Úvod</b>	<b>1</b>
<b>1 Kmitočtové filtry</b>	<b>2</b>
1.1 Rozdělení kmitočtových filtrů .....	2
1.1.1 Analogové a Digitální filtry .....	3
1.1.2 Dolní propust (DP).....	3
1.1.3 Horní propust (HP) .....	4
1.1.4 Pásmová propust (PP).....	4
1.1.5 Pásmová zadrž (PZ) .....	5
1.1.6 Filtry RC, RLC .....	6
1.1.7 Mikrovlnné filtry.....	6
1.1.8 Filtry ARC .....	6
1.1.9 Filtry ASC.....	6
1.1.10 Filtry s PAV .....	6
1.1.11 Elektromechanické filtry.....	6
1.2 Základní parametry filtrů .....	7
1.2.1 Řád filtru .....	7
1.2.2 Mezní frekvence .....	7
1.2.3 Činitel jakosti.....	7
1.2.4 Šířka pásma.....	7
<b>2 Digitální potenciometry</b>	<b>8</b>
2.1 Vlastnosti digitálních potenciometrů .....	9
2.1.1 Komunikace .....	9
2.1.2 Vnitřní paměť.....	9
2.1.3 Napájení .....	9
2.1.4 Výhody, nevýhody digitálních potenciometrů.....	11
2.2 Příklad digitálních potenciometrů.....	11

2.2.1	Potenciometr AD5142A .....	11
<b>3</b>	<b>Řešení filtru</b>	<b>14</b>
3.1	Zapojení s jedním operačním zesilovačem.....	14
3.1.1	Zapojení s přemostěnými články T.....	14
3.2	Zapojení se dvěma operačními zesilovači .....	16
3.2.1	Obvody se dvěma operačními zesilovači.....	16
3.2.2	Obvody s Antoniovým impedančním konvertorem.....	16
3.3	Zapojení se třemi a více operačními zesilovači .....	18
3.3.1	Filtry se dvěma integratory ve smyčce .....	18
3.3.2	Akerbergovo – Mossbergovo zapojení .....	19
3.4	Shrnutí.....	21
<b>4</b>	<b>Návrh zapojení</b>	<b>23</b>
4.1	Volba kondenzátorů $C_1$ a $C_2$ .....	24
4.2	Volba rezistorů $R_1$ a $R_2$ .....	24
4.3	Volba hodnot rezistorů $R_3$ , $R_4$ , $R_5$ , $R_6$ .....	27
4.4	Volba rezistorů $R_{K0}$ .....	28
4.5	Volba rezistoru $R_Q$ .....	30
4.6	Výpočet pásmové zadržky .....	30
4.7	Simulační schéma pro program PSpice .....	32
4.8	Simulace v programu PSpice .....	34
4.8.1	Simulace dolní propusti .....	34
4.8.2	Simulace horní propusti .....	36
4.8.3	Simulace pásmové propusti .....	37
4.8.4	Simulace pásmové zadržky .....	39
<b>5</b>	<b>Obvodové prvky a měření</b>	<b>40</b>
5.1	Kondenzátory .....	40
5.2	Rezistory .....	40
5.3	Aktivní prvky (operační zesilovač).....	40
5.3.1	Operační zesilovač AD8045 .....	41
5.4	Řízení .....	41
5.5	Měření .....	42
<b>6</b>	<b>Závěr</b>	<b>44</b>

<b>Literatura</b>	<b>45</b>
<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>46</b>
<b>Seznam příloh</b>	<b>48</b>

# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1: Schéma dolní propusti RC.....	3
Obr. 1.2: Modulová charakteristika DP .....	3
Obr. 1.3: Schéma horní propusti RC.....	4
Obr. 1.4: Modulová charakteristika HP .....	4
Obr. 1.5: Schéma pásmové propusti (RLC).....	4
Obr. 1.6: Modulová charakteristika PP .....	5
Obr. 1.7: Schéma pásmové zádrže (RLC) .....	5
Obr. 1.8: Modulová charakteristika PZ .....	5
Obr. 1.9: Šířka pásma .....	7
Obr. 2.1: Principiální schéma digitálního potenciometru (převzato z [3]).....	8
Obr. 2.2: Příklad napájení (převzato z [5]). .....	10
Obr. 2.3: Doporučené zapojení napájení digitálního potenciometru (převzato z [7]). ...	10
Obr. 2.4: Ukázka parazitních kapacit pro AD5260 (převzato z [7]).....	11
Obr. 2.5: Vnitřní blokové schéma AD5142A (převzato z [8]). .....	12
Obr. 2.6: Parazitní kapacity potenciometru AD5142 (převzato z [8]).....	13
Obr. 2.7: Vypočítaná převodní charakteristika potenciometru AD5142A. ....	13
Obr. 3.1: Výchozí zapojení přemostěných článků T a) se spojenými R b) se spojenými C.....	14
Obr. 3.2: Ukázka zapojí základního typu filtru a) dolní b) horní propusti. (Převzato z [1]) .....	15
Obr. 3.3: Příklad zapojení dolní propusti s dvěma operačními zesilovači (převzato z [1]).....	16
Obr. 3.4: Zapojení pásmové propusti s využitím Antoniova impedančního konvertoru (převzato z [1]).....	17
Obr. 3.5: Ukázka zapojení s třemi výstupy a s tlumením dalším invertorem (převzato z [1]).....	18
Obr. 3.6: Akerbergovo - Mossbergovo zapojení .....	19
Obr. 3.7: Ukázka simulace Akerbergovo - Mossbergovo zapojení.....	20
Obr. 3.8: Univerzálně laditelná varianta (převzato upraveno z [1]).....	21
Obr. 3.9: Orientační kmitočtové závislosti dosažitelných hodnot činitelů jakosti obvodů druhého řádu (převzato a upraveno z [1])......	22
Obr. 4.1: Základní neupravené obvodové schéma (převzato a upraveno z [1]). .....	23

Obr. 4.2: Ukázka změny odporu u logaritmického potenciometru X9C303 (převzato a upraveno z [9]).	25
Obr. 4.3: Vytvoření logaritmické změny odporu.	25
Obr. 4.4 Simulace v programu PSpice pro obvodové řešení z obrázku Obr. 4.3.	26
Obr. 4.5: Měření obvodu z obrázku 4.3.	26
Obr. 4.6: Simulace obvodu pro rezistory $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 2 \text{ k}\Omega$ .	27
Obr. 4.7: Simulace obvodu pro rezistory $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 20 \text{ k}\Omega$ .	28
Obr. 4.8: Simulace nastavení $R_{K0}$ u pásmové zadrž. ....	29
Obr. 4.9: Simulace obvodu bez rezistoru $R_{K0}$ pro pásmovou zadrž. ....	29
Obr. 4.10: Simulace změny činitele jakosti $Q$ pro pásmovou propust	30
Obr. 4.11: Nastavení rezistoru $R_{S2}$ pro pásmovou zadrž	31
Obr. 4.12: Nastavení rezistorů $R_{S1}$ , $R_{S3}$ pro pásmovou zadrž.	31
Obr. 4.13: Schéma pro simulaci v programu PSpice.	32
Obr. 4.14: Ukázka simulace obvodu bez rezistoru $R_X$ .	33
Obr. 4.15: Ukázka simulace obvodu s rezistorem $R_X$ .	33
Obr. 4.16: Simulace dolní propusti pro činitel jakosti $Q = 1$	34
Obr. 4.17: Simulace dolní propusti pro činitel jakosti $Q = 20$ .	35
Obr. 4.18: Simulace dolní propusti pro činitel jakosti $Q = 50$ .	35
Obr. 4.19: Simulace horní propusti pro činitel jakosti $Q = 1$ .	36
Obr. 4.20: Simulace horní propusti pro činitel jakosti $Q = 20$ .	36
Obr. 4.21: Simulace horní propusti pro činitel jakosti $Q = 50$ .	37
Obr. 4.22: Simulace pásmové propusti pro činitel jakosti $Q = 1$	37
Obr. 4.23: Simulace pásmové propusti pro činitel jakosti $Q = 20$ .	38
Obr. 4.24: Simulace pásmové propusti pro činitel jakosti $Q = 50$ .	38
Obr. 4.25: Simulace pásmové zadrž. pro činitel jakosti $Q = 1$	39
Obr. 4.26: Simulace pásmové zadrž. pro činitel jakosti $Q = 20$	39
Obr. 5.1: Měření dolní propusti	42
Obr. 5.2: Měření pásmové zadrž.	42
Obr. 5.3: Měření pásmové propusti pro jakost $Q = 10$	43
Obr. 5.4: Měření nastavení činitele jakosti	43

# SEZNAM TABULEK

Tab. 2.1: Význam pinů AD5142A.....	12
Tab. 3.1: Přehled návrhových tabulek pro jednotlivé typy filtrů (převzato a upraveno z [1]).....	22

# ÚVOD

Tato diplomová práce ukazuje různé typy kmitočtových filtrů, jejich dělení, využití a vysvětluje, z čeho se různé filtry skládají a jak se používají. V projektu se dále seznamujeme s aktivními kmitočtovými filtry pro kaskádní syntézu, které umožňují velkou dynamiku digitálního řízení parametrů. Dále je v projektu popsána funkce digitálních potenciometrů a jejich vlastnosti.

Následující text je členěn do 5 základních částí. V první části se seznámíme s různými typy filtrů a jejich stručným popisem. Druhá část obsahuje informace o digitálních potenciometrech. Co jsou to za součástky, jak vypadají, jak fungují a k čemu se používají. Ve třetí části je hledáno vhodné zapojení filtru, které vyhovuje našim účelům. Čtvrtá část popisuje návrh tohoto zapojení se simulacemi obvodu. V poslední páté části je popsáno obvodové řešení a naměřené průběhy.

# 1 KMITOČTOVÉ FILTRY

Kmitočtové filtry jsou lineární dvojhrany používané v mnoha oblastech elektrotechniky a elektroniky. Propustí, bez nebo jen s malým útlumem, harmonické složky spektra zpracovávaných signálů v určitém pásmu kmitočtů, které nazýváme propustné pásmo. Mimo toto propustné pásmo jsou ostatní harmonické složky naopak silně utlumeny, nazýváme je nepropustné pásmo.

Kmitočtové filtry jsou součástí řady obvodů a systémů. Například dolní propusti se používají v usměrňovačích na potlačení vyšších harmonických složek. Pásmové propusti v přijímačích vybírají signál určitého vysílače. Řadu příkladů lze uvést i z měřicí nebo regulační techniky. [2]

## 1.1 Rozdělení kmitočtových filtrů

Kmitočtové filtry se dají dělit podle toho, zda používáme diskrétní prvky nebo jestli jsou tvořeny digitálně, na tzv. analogové nebo digitální. Dále mohou být děleny podle přenášeného kmitočtového spektra, dle použitých prvků nebo na aktivní či pasivní.

### Dělení podle způsobu realizace

- Analogové (z diskrétních prvků)
- Digitální (pomocí integrovaného bloku nebo číslicových filtrů)

### Dělení podle přenášeného kmitočtového spektra

- Dolní propust
- Horní propust
- Pásmová propust
- Pásmová zádrž
- Všepropustný (fázovací) dvojhran

### Dělení podle použitých prvků

- Pasivní RC, LC, RLC
- Aktivní RC (ARC), LC, RLC
- Mikrovlnné filtry
- Filtry ASC (filtry se spínanými kapacitami)
- Filtry s povrchovou vlnou (SAW)
- Krystalové filtry
- Filtry CCD
- A další

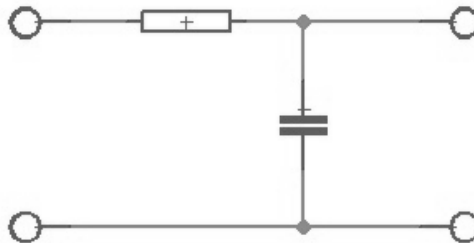
### 1.1.1 Analogové a Digitální filtry

Analogové filtry jsou realizovány diskrétními prvky jako třeba rezistory, kondenzátory, cívky, operační zesilovači a podobně. Tyto obvody jsou snadněji realizovatelné.

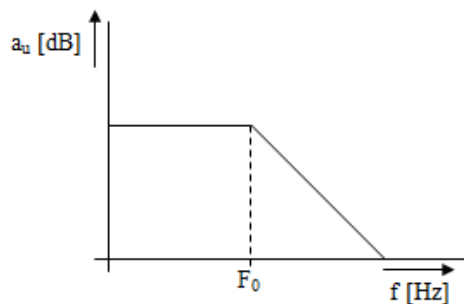
Naopak digitální filtry můžeme realizovat v podobě integrovaného bloku. Jsou obvykle menší, levnější a lépe propracované. Avšak uživatel nemůže upravit filtr podle svého a musí dodržovat podmínky výrobce. U číslicových filtrů realizace spočívá v číslicovém zpracování signálu, kdy číslicovou interpretaci signálu matematicky upravujeme tak, abychom dosáhli podobných či lepších vlastností než u normálního filtru. Při realizaci jsme však omezeni prostředím číslicového zpracování, rychlostí D/A a A/D převodu, rychlostí výpočtu a vhodného algoritmu.

### 1.1.2 Dolní propust (DP)

Propouští pouze frekvence menší než mezní kmitočet  $f_0$ , vyšší frekvence potlačuje.



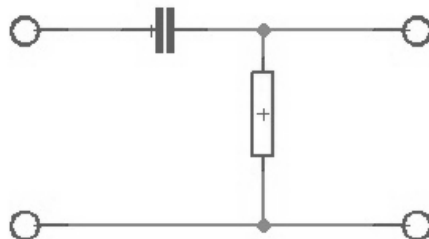
Obr. 1.1: Schéma dolní propusti RC



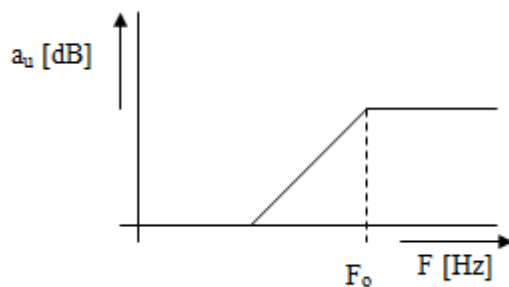
Obr. 1.2: Modulová charakteristika DP

### 1.1.3 Horní propust (HP)

Propouští frekvence vyšší než  $f_0$ . Tento filtr se například používá v audio technice k odfiltrování stejnosměrné složky.



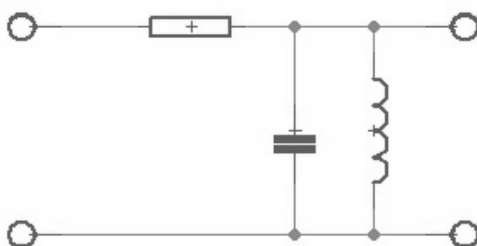
Obr. 1.3: Schéma horní propusti RC



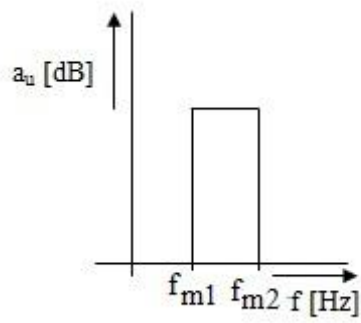
Obr. 1.4: Modulová charakteristika HP

### 1.1.4 Pásmová propust (PP)

Propouští pouze složky mezi horním mezním kmitočtem  $f_{m1}$  a dolním mezním kmitočtem  $f_{m2}$ .



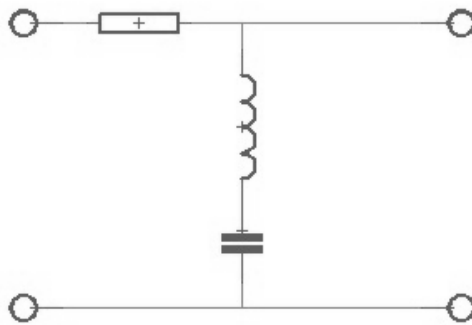
Obr. 1.5: Schéma pásmové propusti (RLC)



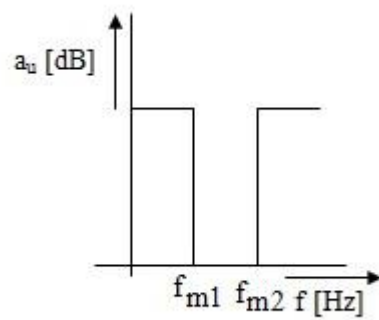
Obr. 1.6: Modulová charakteristika PP

### 1.1.5 Pásmová zadrž (PZ)

Nepropouští složky mezi dolním mezním kmitočtem  $f_{m1}$  a horním mezním kmitočtem  $f_{m2}$ .



Obr. 1.7: Schéma pásmové zadrž (RLC)



Obr. 1.8: Modulová charakteristika PZ

### **1.1.6 Filtry RC, RLC**

Filtry RC vynikají svoji jednoduchostí. Skládají se, jak název říká, z kondenzátorů a rezistorů. Praktické využití mají jen jednoduché filtry prvního nebo druhého řádu a s nízkým činitelem jakosti. Pro vyšší řády se příliš nepoužívají, neboť zapojení jsou už složitější a v praxi se používají jen výjimečně.

Filtry RLC umožňují realizovat teoreticky libovolný typ filtru. Hlavní nevýhodou je použití cívek, které přináší spousty omezení. Ty jsou, zvláště pro nízké kmitočty, drahé, rozměrné a ztrátové. Obvykle jsou používány v rozsahu od 100 Hz do 300 Hz.

### **1.1.7 Mikrovlnné filtry**

Jsou to RLC filtry, jenž pracují v oblasti mikrovln, tedy  $f \gg 300$  MHz, kde již lze použít prvky se soustřednými parametry, jako třeba vlnovody, mikropásková vedení, koaxiální vedení a podobně.

### **1.1.8 Filtry ARC**

Také se jim říká aktivní filtry RC, v principu nahrazují filtry RLC. Místo cívek jsou používány rezistory, kondenzátory a aktivní prvky, nejčastěji operační zesilovače (OZ). Mají obdobné vlastnosti jako filtry RLC, ale vzhledem k vlastnostem aktivních prvků se dají použít v kmitočtovém rozsahu přibližně od 0,1 Hz až do 10 MHz. Oproti RLC filtrům zde lze snadněji nastavovat a ladit požadované hodnoty, například mezní kmitočet a činitel jakosti, pouhou změnou příslušných hodnot rezistoru. Ale na druhou stranu se jako nevýhoda může jevit nutnost napájecího zdroje operačního zesilovače. [1]

### **1.1.9 Filtry ASC**

Jinak se nazývají jako filtry se spínanými kapacitami. Jsou speciální modifikací filtrů ARC, které místo rezistorů používají přepínané kondenzátory. Výhodou je možnost zakoupení jako integrovaných obvodů. Jejich mezní kmitočet je určen spínacím kmitočtem a jsou tedy snadno přeladitelné.

### **1.1.10 Filtry s PAV**

Filtry s povrchovou akustickou vlnou, neboli SAW. Patří mezi nový typ integrovaných filtrů a jsou založeny na principu vyzařování, šíření a fázového kmitočtově závislého skládání povrchových akustických vln. Realizují se tak, že se nanese na nosnou keramickou destičku soustava vysílacích a přijímacích piezoelektrických zářičů, jejichž tvar a funkce lze přirovnat k dvěma Yagiho anténám. [1]

### **1.1.11 Elektromechanické filtry**

Jsou historicky nejstarší integrované filtry. U těchto filtrů se převádí elektrický signál na mechanický, využije se forma mechanické rezonance a pak se převede zpět na elektrický signál. Nejčastěji se používají jako piezokeramické filtry. Zvláštní typem je krystalový filtr, který odpovídá v podstatě složenému rezonančnímu obvodu s vysokým činitelem jakosti a vysokou stabilitou rezonančního kmitočtu. [1]

## 1.2 Základní parametry filtrů

### 1.2.1 Řád filtru

Řád filtru určuje, s jakou jakostí se mění přenosová funkce filtru z propustného pásma do nepropustného a naopak. Lze říct, čím vyšší je řád, tím se více blíží charakteristika ideálnímu filtru a zvyšuje se potlačení přenosu v nepropustném pásmu.

### 1.2.2 Mezní frekvence

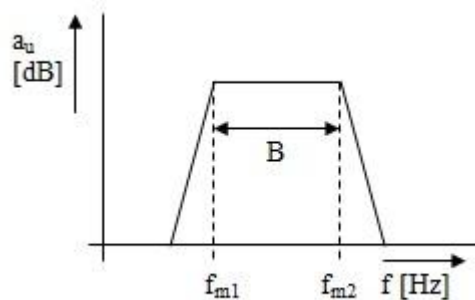
Je to frekvence, při které nastává pokles přenosu o 3 dB. Mezní frekvenci jde vidět na obr. 1.2. Pomocí změny prvků R a C lze tuto frekvenci měnit a tím dojde k posuvu modulové a fázové charakteristiky.

### 1.2.3 Činitel jakosti

Činitel jakosti značíme Q a udává míru ztrát v rezonačním obvodu. Čím vyšší Q, tím menší ztráty.

### 1.2.4 Šířka pásma

Šířku pásma značíme B, je to rozdíl mezi nejvyšším a nejnižším kmitočtem přenášeného signálu.

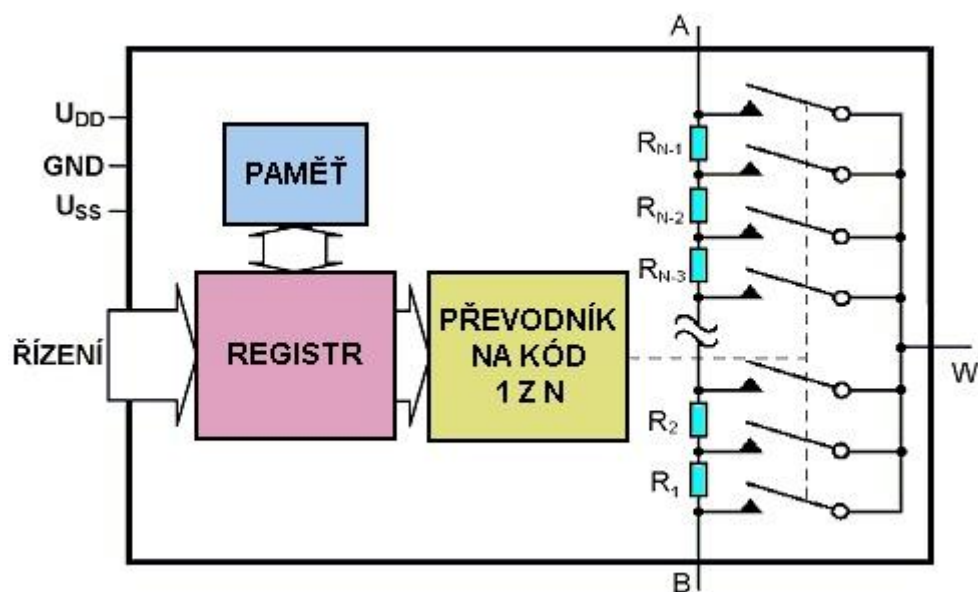


Obr. 1.9: Šířka pásma

## 2 DIGITÁLNÍ POTENCIOMETRY

Potenciometr je elektronická součástka, která slouží jako nastavitelný odporový dělič.

Zajímavými prvky pro elektronické řízení parametrů analogových filtrů mohou být digitální potenciometry. Snaha všech výrobců je přiblížit se vlastnostem běžných mechanických potenciometrů či nastavitelných rezistorů, odstranit nevýhody mechanického řešení a umožnit jejich plnohodnotné nahrazení.[3]



Obr. 2.1: Principiální schéma digitálního potenciometru (převzato z [3])

Na obrázku 2.1 je vidět typické řešení digitálního potenciometru. Jestliže  $N$  je celkový počet poloh jezdce, pak mezi vývody A a B je sériově zapojeno  $N-1$  rezistorů, které tvoří odporovou dráhu. Jezdec je vývod W. Ten je pomocí elektronických spínačů připojen do rezistorové sítě řízené digitálními zařízeními, nejčastěji třívodičovou sériovou sběrníci SPI nebo dvouvodičovou I2C. Tento digitální vstup je možné řídit mikroprocesorem. Pro aplikace, v nichž stačí měnit velikost odporu jen po nejmenších možných krocích, se vyrábějí potenciometry s řízením „nahoru – dolů“. Ty se ovládají dvěma tlačítky připojenými přímo k potenciometru. Součástí většiny potenciometrů je i paměť pro uložení poslední pozice jezdce, nezávislá na napájecím napětí. [3]

Rozlišovací schopnost udává počet poloh jezdce, obvykle to bývá mocnina dvou-32, 64, 128, 256. V současné době je nejvyšší rozlišovací schopnost 1024 poloh, tedy 10 bitu. Na trhu jsou nabízeny potenciometry s odporovými dráhami 1 k $\Omega$ , 2,5 k $\Omega$ , 5 k $\Omega$ , 10 k $\Omega$ , 20 k $\Omega$ , 50 k $\Omega$ , 100 k $\Omega$ , 200 k $\Omega$ , 1 M $\Omega$ . Výrobci zaručují vysokou linearitu převodu čísla na odpor, lze tedy poměrně přesně vypočítat nastavenou hodnotu. Jsou vyráběny dvojitě, trojitě i čtyřnásobné typy, tímto se zaručuje souběh odporů u dvou nebo více potenciometrů.

## 2.1 Vlastnosti digitálních potenciometrů

Při výběru digitálního potenciometru se dá zaměřit na několik parametrů. Vybrat se dají podle velikosti odporu, digitálního rozhraní, interní paměti, napájecího napětí, výkonu, rozlišení a pouzdra.

### 2.1.1 Komunikace

Jak už bylo výše zmíněno, digitální potenciometry komunikují po SPI, I<sup>2</sup>C sběrnici nebo s řízením „nahoru – dolů“.

Rozhraní SPI je určeno především pro připojení vnějších pamětí, A/D převodníků a dalších obvodů k mikroprocesoru, případně pro vzájemnou komunikaci mezi mikroprocesory. U některých mikroprocesorů se SPI využívá i pro programování jejich vnitřních pamětí. Základní koncepce systému využívajícího sběrnici SPI je, že v systému mohou být zapojeny dva nebo více obvodů. Jeden z obvodů, obvykle procesor, je vedoucí (Master) a ostatní jsou podřízený (Slave). Jednotlivé obvody jsou propojeny čtyřmi vodiči.[6]

Rozhraní I<sup>2</sup>C je sběrnice typu multimaster. Řeší proto i rozdělení pro přístup na sběrnici a má zabudovaný mechanismus adresování jednotlivých připojených stanic nebo integrovaných obvodů. Komunikace probíhá po dvou vodičích, ke kterým jsou připojeny stanice. Každá stanice má určenou svou vlastní adresu o délce 7 nebo 10 bitů, která slouží k jejímu výběru i k rozdělení.[6]

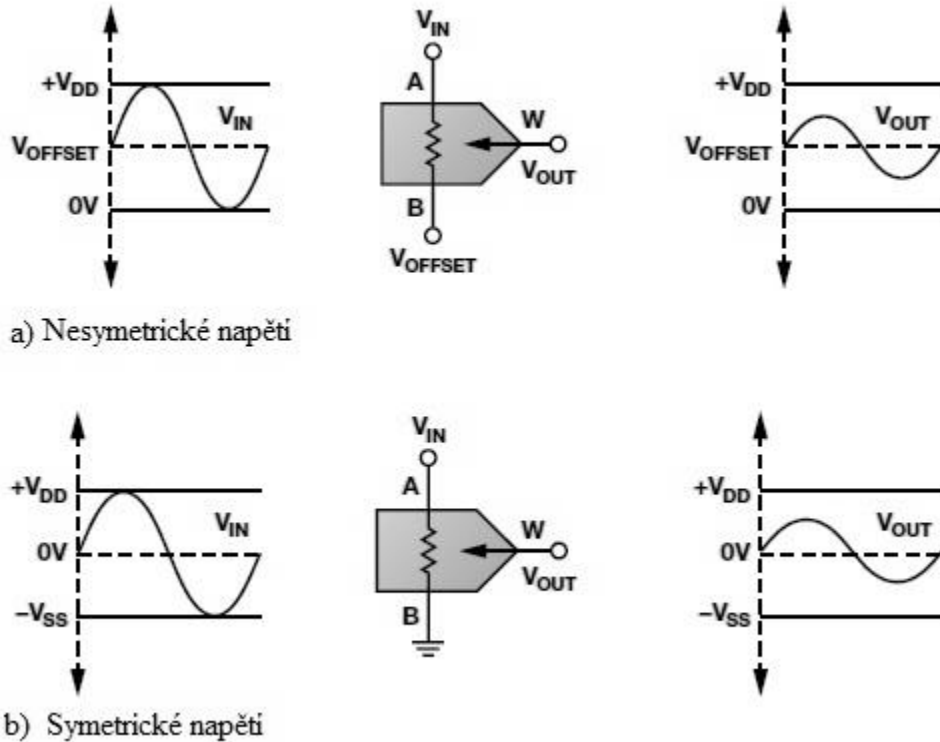
### 2.1.2 Vnitřní paměť

Vnitřní paměť umožňuje uživateli pozici jezdce přeprogramovat několikrát, ale vždy se vrací na naprogramovanou pozici při zapnutí. Digitální potenciometry obsahují jednu programovatelné paměti nebo více programovatelné, které lze programovat 2 x, 20 x, 50 x. Poslední případ digitálních potenciometrů je s integrovanou EEPROM. [5]

### 2.1.3 Napájení

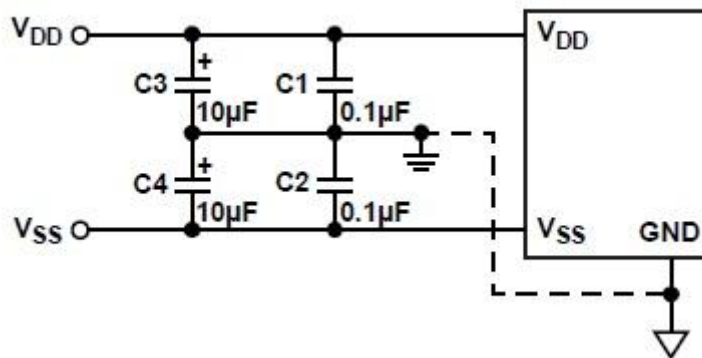
Povolený rozsah napětí na vývodech odporové dráhy a na jezdcí bývá zpravidla dán velikostí napájecího napětí. Použijeme-li nesymetrické napájení, může být na vývodech A, B, W pouze kladné napětí. Tudíž pro zpracování signálu obojí polarity je třeba použít typ se symetrickým napájením. Abychom mohli zpracovávat signál na svorkách A, B, W, musí mít menší rozsah napětí než napájení.

Například firma Analog Devices vyrábí potenciometry s nesymetrickým napájením od  $V_{DD} = +2,3 \text{ V}$  do  $V_{DD} = 33 \text{ V}$  a pro symetrické od  $V_{DD} = \pm 2,25 \text{ V}$  do  $V_{DD} = \pm 16,5 \text{ V}$ .



Obr. 2.2: Příklad napájení (převzato z [5]).

Při návrhu plošného spoje by měli být cesty na napájení co nejkratší, s nízkým odporem a nízkou indukčností. Napájecí vedení by mělo být překlenuto keramickými kondenzátory o velikosti od  $0,001 \mu\text{F}$  až  $0,1 \mu\text{F}$ . Dále by bylo dobré, aby byly použity Low ERS tantalové nebo elektrolytické kondenzátory, díky tomu dojde k minimalizaci přechodových jevů při zapínání nebo poklesu napětí. Samozřejmostí je oddělení digitální a analogové země.[7]

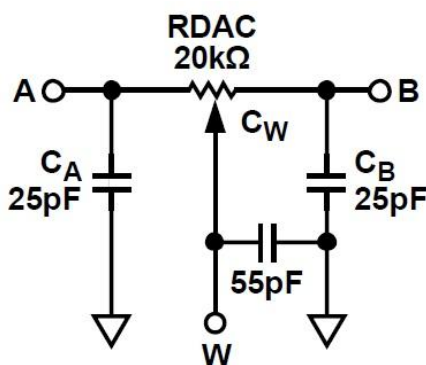


Obr. 2.3: Doporučené zapojení napájení digitálního potenciometru (převzato z [7]).

## 2.1.4 Výhody, nevýhody digitálních potenciometrů

Mezi největší výhody digitálních potenciometrů patří digitální nastavování a absence mechanických částí, která zvyšuje spolehlivost a zamezuje vzniku špatného kontaktu mezi odporovou dráhou a jezdcem. Rovněž při změně polohy jezce nedochází k rušení pohybem jezce po odporové dráze. Použitím digitálních potenciometrů se ušetří místo, neboť jsou vyráběny v podobě integrovaných obvodů. Nemusí být tedy nějak vhodně umístěny z důvodu snazší obsluhy.

Avšak jedna z nevýhod bývá nezanedbatelný odpor jezce způsobený nenulovým odporem sepnutého spínače. Jeho hodnota je však téměř nezávislá na poloze a pohybuje se v desítkách až stovkách ohmů. Hlavní nevýhodou jsou parazitní kapacity rezistorové sítě. Tyto parazitní kapacity ovlivňují šířku propustného pásma, dají se tedy použít pro nízké frekvence, většinou do 1 MHz, při připojení k operačnímu zesilovači mohou ve filtru způsobit nežádoucí změny frekvenční charakteristiky nebo dokonce i oscilace obvodu. Platí zde pravidlo, že čím větší odpor dráhy, tím menší maximální frekvence.

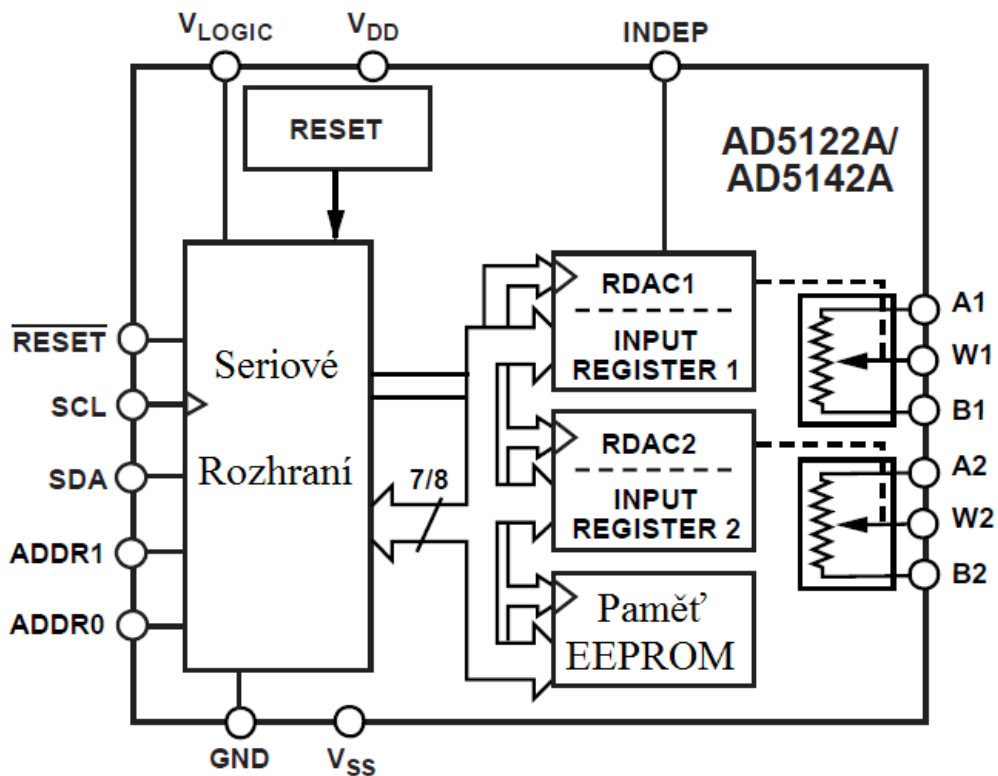


Obr. 2.4: Ukázka parazitních kapacit pro AD5260 (převzato z [7]).

## 2.2 Příklad digitálních potenciometrů

### 2.2.1 Potenciometr AD5142A

Tento digitální potenciometr vyrábí firma Analog devices, je ovládán pomocí sběrnice I2C. Jedná se o dvoukanálový potenciometr, což znamená, že obsahuje dva říditelné potenciometry. Rozlišovací schopnost je 8 bitů, tedy 256 pozic. Vyrábí se ve velikostech 10 kΩ a 100 kΩ. Tento obvod je napájen ± 5V, odpor jezce je 125 Ω. [8]

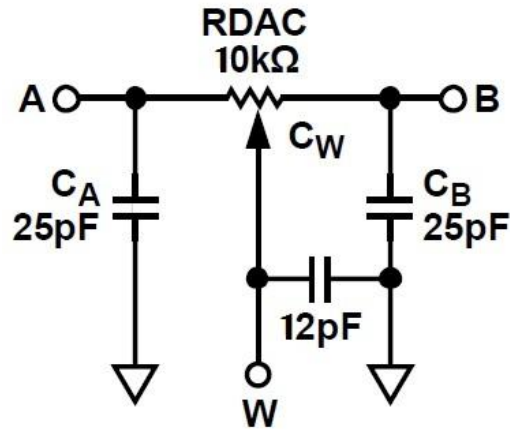


Obr. 2.5: Vnitřní blokové schéma AD5142A (převzato z [8]).

Tab. 2.1: Význam pinů AD5142A

Označení pinu	Číslo pinu	Význam
ADDR0, ADDR1	15, 16	Nastavení adresy potenciometru
V <sub>DD</sub>	11	Kladné napájení
V <sub>SS</sub>	7	Záporné napájení
SCL, SDA	13, 14	Připojení na I <sup>2</sup> C
RESET	2	Reset
A1, W1, B1, A2, W2, B2	4, 5, 6, 8, 9, 10	Svorky potenciometru
INDEP	1	Lineární nastavení Gainu
V <sub>LOGIC</sub>	12	Vstup pro logické napájení
GND	3	Zem

Jak bylo výše zmíněno i tento digitální potenciometr má parazitní kapacity, které vidíme na obrázku níže.



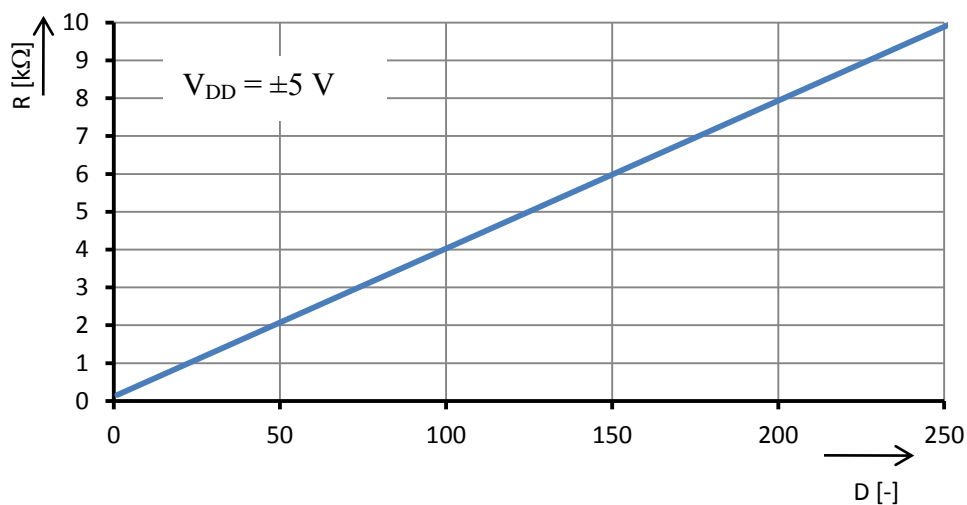
Obr. 2.6: Parazitní kapacity potenciometru AD5142 (převzato z [8])

Velikost odporu digitálního potenciometru lze vypočítat podle vzorce [7]:

$$R_L = \frac{D}{256} \cdot R_{HL} + R_W, \quad (2.1)$$

kde  $R_L$  je nastavená hodnota odporu,  $D$  označuje polohu jezdce,  $R_{HL}$  značí celkovou hodnotu odporu potenciometru a  $R_W$  je odpor jezdce.

Celková hodnota odporu je  $R_{HL} = 10 \text{ k}\Omega$ , odpor jezdce  $R_W = 125 \text{ }\Omega$ . Potenciometr je 8 bitový, má tedy 256 pozic, tedy  $D = 256$ .



Obr. 2.7: Vypočítaná převodní charakteristika potenciometru AD5142A.

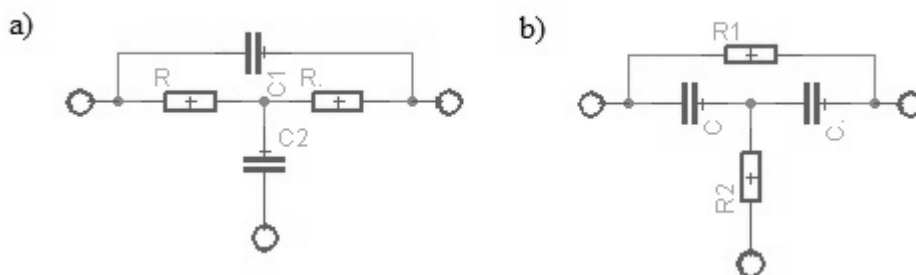
## 3 ŘEŠENÍ FILTRU

Bude se jednat o aktivní kmitočtový filtr (ARC) druhého řádu, který umožňuje velkou dynamiku řízení parametrů. Tento filtr bude řízený mikroprocesorem, pomocí kterého budeme nastavovat mezní frekvenci  $f_0$  a jakost  $Q$ . Regulace frekvence by měla probíhat až do kmitočtu  $f_0 = 1$  MHz. Maximální velikost jakosti  $Q$  není přesně dána, snaha je dosáhnout co největšího čísla. Na výstupu filtru bude možnost zvolit si ze čtyř různých typů a to: horní propust, dolní propust, pásmová zadrž, pásmová propust.

Místo cívek používáme rezistory, kondenzátory a aktivní prvky, nejčastěji operační zesilovače (OZ). Mají obdobné vlastnosti jako filtry RLC, ale vzhledem k vlastnostem aktivních prvků se dají použít v kmitočtovém rozsahu přibližně od 0,1 Hz až do 10 MHz. Oproti RLC filtrům zde lze snadněji nastavovat a ladit požadované hodnoty, například mezní kmitočet a činitel jakosti, pouhou změnou příslušných hodnot rezistoru. Ale nadruhou stranu se jako nevýhoda může jevit nutnost napájecího zdroje OZ.[1]

### 3.1 Zapojení s jedním operačním zesilovačem

Obvody aktivní RC neboli ARC 2. řádu s jedním operačním zesilovačem jsou oblíbené pro svoji jednoduchost. Velmi často se dělí podle realizace na invertující, s RC článkem v záporné zpětné vazbě a dále na neinvertující, s RC článkem v kladné zpětné vazbě. Ale toto rozdělení není tak zásadní, jelikož zapojení jsou si v podstatě rovnocenná. Některé typy filtrů jdou snadněji realizovat s invertujícím a některé s neinvertujícím zapojením zesilovačů. Výhodnější je dělit tyto filtry podle typu zpětnovazebního článku RC. Nejčastěji se využívá Wienův článek a dvě varianty přenosového článku T. Zapojení s Wienovým článkem není vhodné pro vyšší hodnoty jakosti  $Q$ , kterých bude potřeba dosáhnout. Výhodnější je použít zapojení přemostěných článků T se spojenými rezistory nebo kondenzátory.

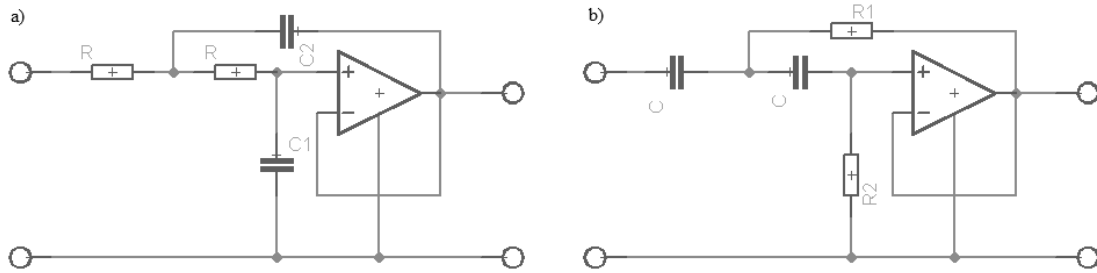


Obr. 3.1: Výchozí zapojení přemostěných článků T a) se spojenými R b) se spojenými C

#### 3.1.1 Zapojení s přemostěnými články T

Výchozí jsou zapojení s minimálním počtem čtyř pasivních prvků, tedy s dvěma rezistory a dvěma kondenzátory. Obě varianty přemostěných článků T, z obrázku 3.1, lze zapojit jak s invertujícím, tak i s neinvertujícím zesilovačem. Neboli zapojením RC článku do kladné nebo záporné zpětné vazby. Zapojení s neinvertujícím zesilovačem je vhodné realizovat filtry typu dolní propust se shodným  $R$ , a horní propust se shodnými

C. Invertující zapojení je vhodné pro realizaci pásmové propusti, kde je možno využít oba typy přemostěného článku T a pásmové zadržky.



Obr. 3.2: Ukázka zapojí základního typu filtru a) dolní b) horní propusti. (Převzato z [1])

Obvody s jedním operačním zesilovačem mají rezonanční kmitočet shodný pro všechny základní typy filtrů podle vztahu:

$$F_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}, \quad (3.1)$$

Kde  $F_0$  je rezonanční kmitočet a  $R, C$  jsou hodnoty rezistorů a kondenzátorů.

Činitel jakosti má omezenou hodnotu. Obvody s jedním operačním zesilovačem simulují ztrátový rezonanční obvod. Zvyšováním zesílení zesilovače umožňuje zmenšování ztrát, tedy zvyšování činitele jakosti  $Q$ . Zvyšovat jakost lze teoreticky až donekonečna, do oblasti nestability. Potom však vznikají oscilátory. Avšak při zvyšování zesílení dochází k nestabilitě obvodu.

Lepší je použít druhou variantu zvyšování poměru hodnot prvků. Pro obvody se shodnými rezistory, z obrázku 3.2, se jakost  $Q$  zvyšuje poměrem hodnot kondenzátorů. Potřebný poměr se zvyšuje s kvadrátem činitele jakosti podle vztahu [1]:

$$\frac{C_1}{C_2} = 4Q^2 \quad (3.2)$$

kde  $C$  jsou hodnoty kondenzátorů, a  $Q$  je činitel jakosti.

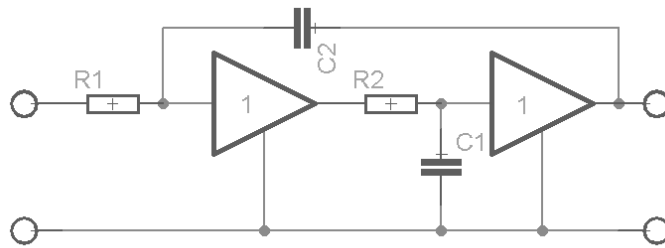
Stejný je poměr pro opačnou variantu T článku se shodnými kondenzátory. Vztah 3.2 je stejný, jen za hodnoty kondenzátoru jsou vloženy hodnoty rezistorů. Tato cesta zvyšování činitele jakosti  $Q$  minimalizuje citlivost na tolerance hodnot prvků, ale pro velké hodnoty  $Q$  vede k obtížné realizaci hodnot prvků, příliš malé nebo velké hodnoty součástek. [1]

U obvodů s jedním operačním zesilovačem se uplatňuje  $Q$ -násobný vliv parazitních prvků vzhledem k velkému poměru hodnot prvků. Z tohoto vyplývá, že obvody s jedním operačním zesilovačem nejsou vhodné pro realizaci filtrů s vysokým činitelem jakosti. Prakticky dosažitelné maximum činitele jakosti je asi 10 až 30 podle typu zapojení. [1]

## 3.2 Zapojení se dvěma operačními zesilovači

Filtry se dvěma operačními zesilovači lze rozdělit na dvě podskupiny. Jedna vychází ze zapojení s jedním operačním zesilovačem. Tyto obvody jsou, jak je uvedeno výše, ztrátové. Přidáním druhého aktivního prvku dochází k méně citlivému zvyšování hodnoty činitele jakosti. Druhá podskupina vychází z použití Antoniova impedančního konvertoru. [1]

### 3.2.1 Obvody se dvěma operačními zesilovači



Obr. 3.3: Příklad zapojení dolní propusti s dvěma operačními zesilovači (převzato z [1])

Na obrázku 3.3 je zapojení dolní propusti druhého řádu s dvěma operačními zesilovači vycházející z obrázku 3.2 a). Mezi rezistory R1 a R2 byl vložen další operační zesilovač, díky tomu se činitel jakosti určuje pomocí vztahu [1]:

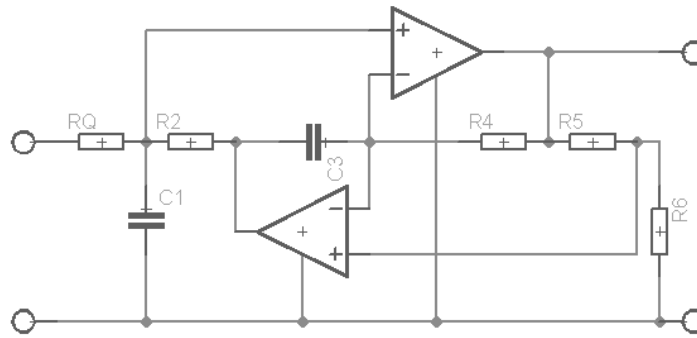
$$Q = \sqrt{\frac{R_1 \cdot C_2}{R_2 \cdot C_1}} \quad (3.3)$$

kde Q je činitel jakosti, a R, C jsou hodnoty rezistorů a kondenzátorů.

Ze vztahu 3.3 jde vidět, že zvýšit hodnoty činitele jakosti je možné zvyšováním poměru obou hodnot prvků. Princip parazitních projevů je u těchto obvodů prakticky shodný s obvody s jedním operačním zesilovačem. Je možné tyto obvody používat pro nízké nebo střední hodnoty činitele jakosti, jenže pro nízké hodnoty jakosti je lepší používat obvody s jedním operačním zesilovačem a pro vyšší hodnoty jakosti zase obvody s Antoniovým impedančním konvertorem. [1]

### 3.2.2 Obvody s Antoniovým impedančním konvertorem

Zapojení s Antoniovým impedančním konvertorem se ukazují jako výhodnější než předchozí skupina obvodů, to hlavně kvůli realizaci filtru s vyššími hodnotami činitele jakosti, pro  $Q > 15$ .



Obr. 3.4: Zapojení pásmové propusti s využitím Antoniova impedančního konvertoru (převzato z [1])

Schéma z obrázku 3.4 si můžeme představit jako bezeztrátový rezonanční obvod LC. Hodnotu činitele jakosti nastavujeme ztlumením pomocí vnějšího ztrátového prvku. Jak lze vidět ze vztahu 3.4 zvyšování činitele jakosti vyžaduje pouze lineární zvyšování hodnoty tlumícího prvku. Tyto obvody tedy umožňují realizovat zapojení s vysokým činitelem jakosti, 100 a víc. Rovnice pro činitel jakosti pro schéma z obrázku 3.4 [1]:

$$Q = \frac{R_Q}{\sqrt{R_2 R_4}} \cdot \sqrt{\frac{C_1 R_5}{C_3 R_6}}, \quad (3.4)$$

kde  $Q$  je činitel jakosti a  $R, C$  jsou hodnoty rezistoru a kondenzátorů.

Rovnice pro rezonanční kmitočet pro schéma z obrázku 3.4 [1]:

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 R_4 C_1 C_3}} \cdot \sqrt{\frac{R_5}{R_6}}, \quad (3.5)$$

kde  $F_0$  je rezonanční kmitočet a  $R, C$  jsou hodnoty pro rezistory a kondenzátory.

Jak je vidět z rovnice 3.5 vztah pro rezonanční kmitočet je podobný jako rovnice 3.1 pro filtry s jedním operačním zesilovačem. První část rovnice má stejný význam jako u rovnice 3.1. Výrazem, který celou rovnici násobí, ovlivňujeme celkový přenos, ale hlavně jejím poměrem měníme rezonanční kmitočet. Ze vztahu 3.4 lze vidět, že nelze změnit frekvenci beze změny jakosti obvodu, pouze tehdy, když při změně frekvence souběžně změníme poměr hodnot  $C_1$  a  $C_3$ . Z toho nám vyplývá, že ladění těchto obvodů je značně složitější než u zapojení s jedním operačním zesilovačem.

Tuto skupinu obvodů lze prakticky použít v nejširším kmitočtovém pásmu a pro vysoké hodnoty činitele jakosti. Jsou nejvýhodnějším řešením pro náročné filtry, pokud nevyžadujeme univerzálnost nebo ladění obvodu.

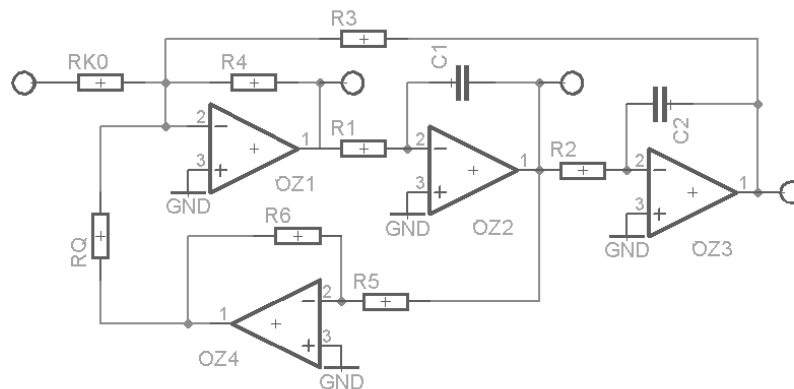
### 3.3 Zapojení se třemi a více operačními zesilovači

U této skupiny filtrů existuje více realizací. Nejčastěji jsou používány obvody s invertujícím a neinvertujícím integrátorem ve smyčce. Další možností je Akerbergův – Mossbergův obvod. Také se zde vyskytují obvody založené na jiných principech, například použití fázovacích článků prvního řádu ve smyčce.

#### 3.3.1 Filtry se dvěma integrátory ve smyčce

Tyto obvody jsou, obdobně jako obvody s Antoniovým impedančním konvertorem, v principu bezetrátové, simulují bezetrátový rezonanční obvod. Protože není možné jednoduše realizovat zapojení invertujícího a neinvertujícího integrátoru ve smyčce, většina realizací využívá zapojení dvou invertujících integrátorů a invertoru ve smyčce. Zvýšení počtu operačních zesilovačů na tři přináší výhodu v tom, že obvod je univerzálnější. Na výstupu obvodu můžeme dostat různé typy filtrů, horní, dolní a pásmovou propust, při přidání sumačního obvodu se čtvrtým operačním zesilovačem i pásmovou zádrž.

Jednou z velkých výhod těchto filtrů je poměrně jednoduchá možnost nezávislého nastavování jednotlivých parametrů. Třeba rezonanční kmitočtu, činitele jakosti a základního přenosu.



Obr. 3.5: Ukázka zapojení s třemi výstupy a s tlumením dalším invertorem (převzato z [1])

Jak u obvodů s jedním a dvěma operačními zesilovači, i na tyto obvody mají vliv parazitní vlastnosti pasivních prvků a operačních zesilovačů. Základní vlivy parazitních projevů pasivních prvků jsou v principu malé. Vlivy reálných vlastností operačních zesilovačů můžeme rozdělit do několika skupin. První skupinu můžeme zaměřit na parazitní odpory a kapacity mezi vývody operačních zesilovačů a vůči zemi. Jejich vliv je díky uzemnění invertujících vstupů operačních zesilovačů minimalizován.

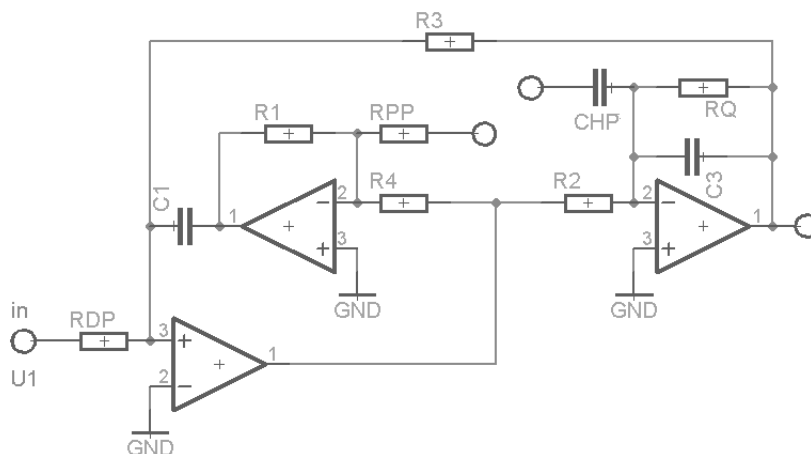
Důležitý je vliv reálných vlastností operačních zesilovačů vyplývajících z kmitočtových přenosových závislostí. Pro vyšší činitel jakosti a při zvyšující se frekvenci může docházet k rozkmitání obvodu a nežádoucím vlivům.

Tyto vlivy lze kompenzovat chybovým napětím mezi vstupy operačních zesilovačů. Až trojnásobného zvýšení kmitočtového rozsahu lze dosáhnout u obvodu na obrázku 3.5 přepojením:  $-OZ2$  na  $+OZ1$  nebo  $-OZ3$  a  $-OZ4$  na  $+OZ2$ . Tato

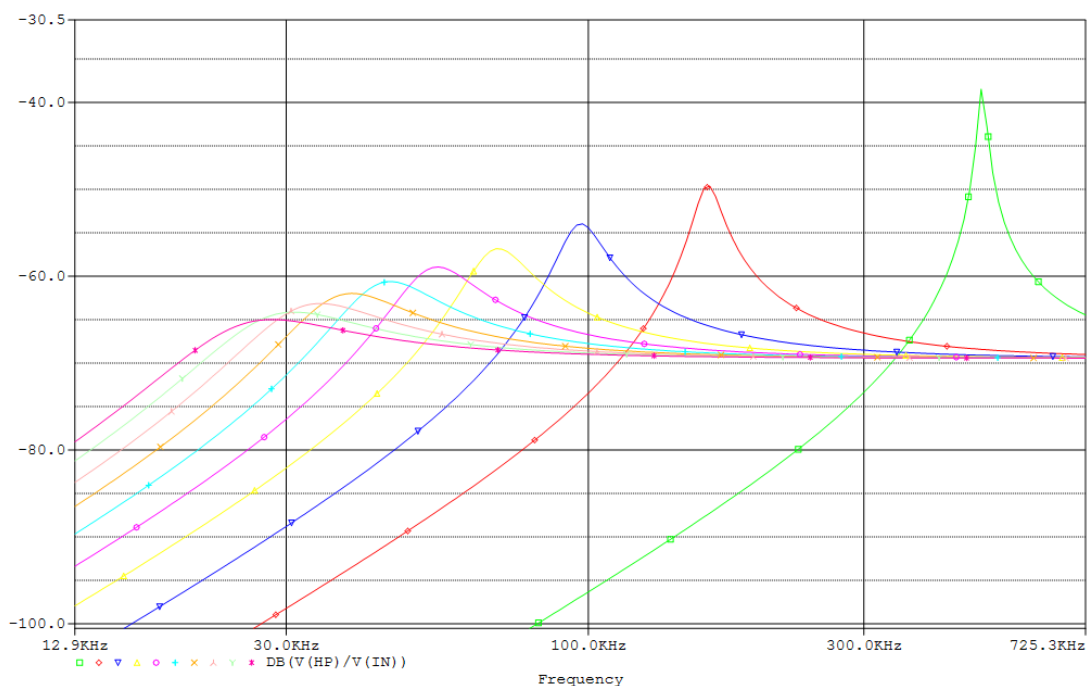
kompenzace ale přináší zmenšení útlumu v kmitočtové oblasti. Tyto kompenzace samozřejmě lze kombinovat do takové míry, že dosáhneme až třicetinásobného kmitočtového pásma, avšak se zmíněným zmenšením útlumu.

### 3.3.2 Akerbergovo – Mossbergovo zapojení

U tohoto zapojení je eliminován negativní projev tranzitní frekvence operačních zesilovačů. Neinvertující integrátor je zde vytvořen zapojením integračního kapacitoru s invertorem v kladné zpětné vazbě neinvertujícího operačního zesilovače. Tak jsou v základní smyčce spojeny pouze dva operační zesilovače. Tento obvod je možné použít až do rezonančního kmitočtu  $0,1 F_T$ . Bohužel tento obvod ztrácí svoji univerzálnost a laditelnost souběžnou změnou rezistoru. Souběžně jde realizovat pouze dolní propust a pásmovou propust. Jiné typy filtrů jdou realizovat více vstupy a jejich pospojováním. Ladění pomocí změny odporů zde není vhodné vzhledem ke změně poměrů na jednom z výstupů operačního zesilovače, tak i vzhledem k závislosti činitele jakosti na jejich hodnotách. [1]



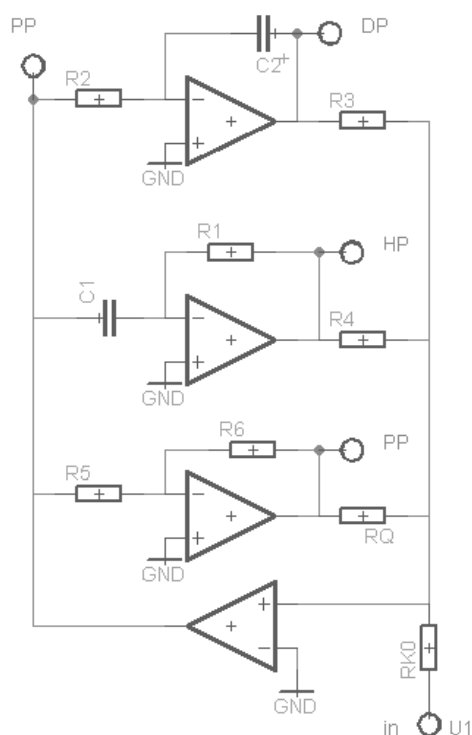
Obr. 3.6: Akerbergovo - Mossbergovo zapojení



Obr. 3.7: Ukázka simulace Akerbergovo - Mossbergovo zapojení

Modifikací Akerbergovo - Mossbergovo zapojení vznikne nový typ univerzálního obvodu druhého řádu, který odstraňuje uvedené nevýhody se stejnými kmitočtovými vlastnostmi jako původní zapojení. Pro vstup umožňuje současné zapojení realizaci filtrů typu dolní, horní a pásmovou propust. Přidáním sumačního diferenčního zesilovače můžeme realizovat i pásmovou zadrž. Ladění je možné pomocí rezistoru R1, R2 a C1, C2. Hodnotu činitele jakosti lze jednoduše měnit pomocí rezistoru RQ, celkový přenos obvodu nastavujeme rezistorem RK0.

Bohužel toto zapojení vychází ze zapojení neinvertujícího integrátoru s invertorem v kladné zpětné vazbě, mají tedy tendenci k parazitním oscilacím s malou amplitudou přibližně na kmitočtu  $F_T/2$ . Tyto oscilace nemusí omezovat zásadně funkci filtru, mohou však působit negativně a rušivě. Přidáním korekcí a vhodnou volbou hodnot prvků lze tyto oscilace potlačit.



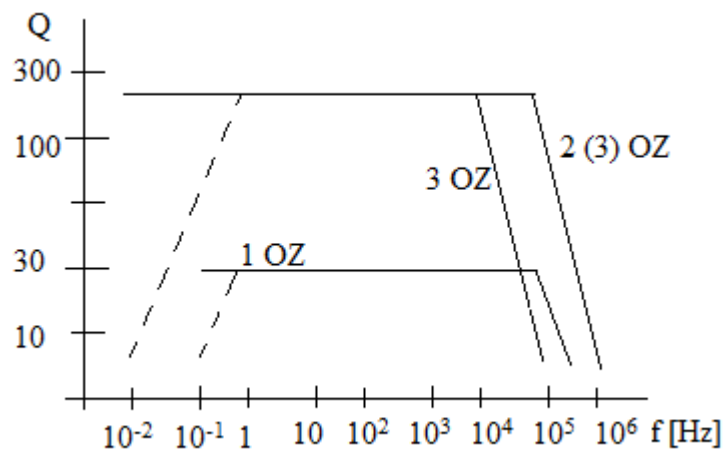
Obr. 3.8: Univerzálně laditelná varianta (převzato upraveno z [1])

### 3.4 Shrnutí

Obvody ARC druhého řádu s jedním operačním zesilovačem jsou jednoduché na realizaci. Na druhou stranu se u těchto obvodů uplatňují parazitní vlastnosti operačních zesilovačů vzhledem k velkému poměru hodnot prvků. To je jeden z hlavních důvodů, proč s těmito obvody nelze dosáhnout vysokých hodnot činitele jakosti. Proto k našim účelům nejsou vhodné.

Obvody ARC druhého řádu se dvěma operačními zesilovači můžeme rozdělit do dvou částí. Jedna varianta rozšiřuje zapojení s jedním operačním zesilovačem přidáním druhého. Avšak tyto obvody nemůžeme použít pro vyšší činitel jakosti. Lepší je použít zapojení s jedním operačním zesilovačem a pro vyšší činitel jakosti použít druhou skupinu s použitím Antoniova impedančního konvertoru. Tyto obvody lze použít pro vysoký činitel jakosti a mají nejširší kmitočtové pásmo, jak je vidět na obrázku 3.9. Jsou nejvýhodnější řešením pro náročné filtry. Tyto filtry by byly pro nás vhodné, bohužel nejsou univerzální a dobře laditelné.

Zapojení obvodů ARC druhého řádu se třemi a více operačními zesilovači jsou obvody v principu bezstrátové. Nejčastěji jsou používány zapojení invertujícího a neinvertujícího integrátoru ve smyčce. Vlastní místo tu má Akerbergův – Mossbergův obvod. U těchto obvodů jsou dobře laditelné jak činitel jakosti, tak mezní frekvence i přenos. Mohou se u vyšších frekvencí objevovat nežádoucí oscilace, ale ty jdou částečně odstranit různými kompenzacemi a volbou součástek. Zapojení z obrázku 3.8 je pro nás zásadní, tímto zapojením se budeme dále zabývat.



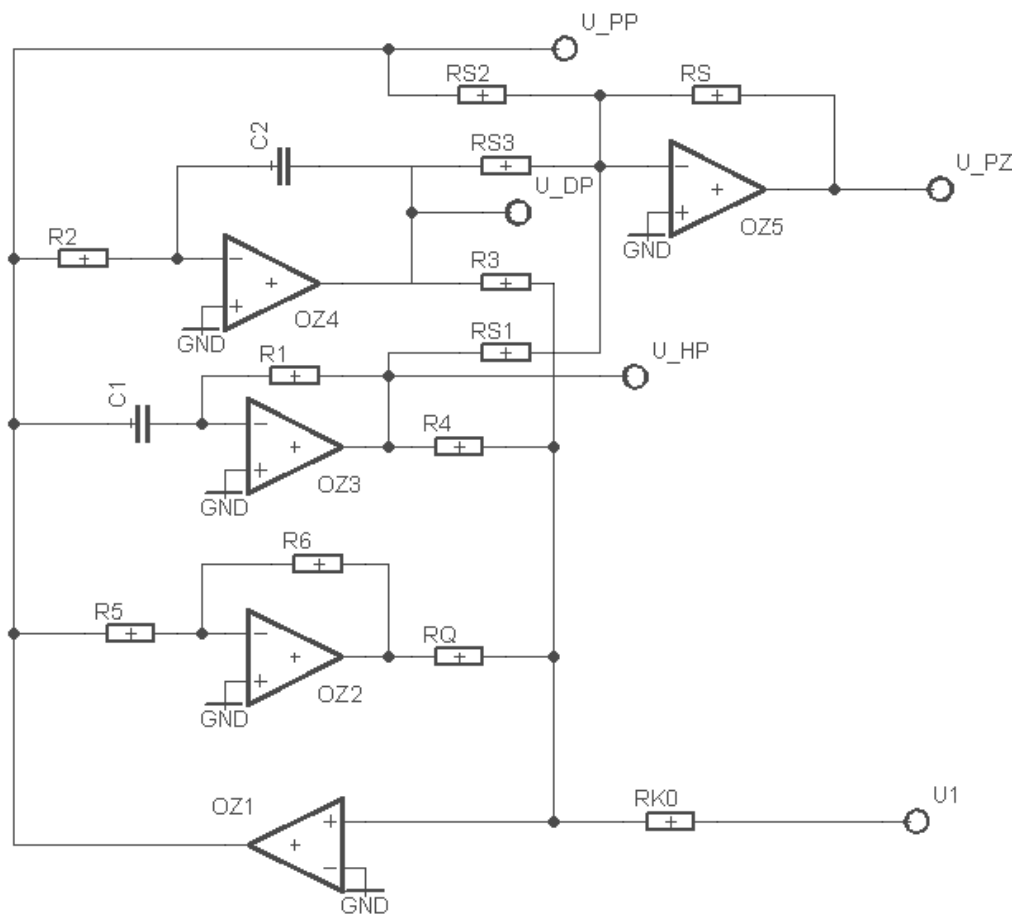
Obr. 3.9: Orientační kmitočtové závislosti dosažitelných hodnot činitelů jakosti obvodů druhého řádu (převzato a upraveno z [1]).

V tabulce jsou uvedena zapojení z kapitol výše a jejich některé parametry a možnosti ladění.

Tab. 3.1: Přehled návrhových tabulek pro jednotlivé typy filtrů (převzato a upraveno z [1])

Číslo obrázku	Typ filtru	Počet OZ	Činitel jakosti Q	Změna frekvence $F_0$	Tranzitní kmitočet $F_T$
3.2 a)	Dolní propust	1	$< 25$	$R_1 R_2$	$20 F_0 \sqrt{3Q}$
3.2 b)	Horní propust	1	$< 25$	$C_1 C_2$	$20 F_0 \sqrt{3Q}$
3.4	Pásmová propust	2	$< 100$	$C_1 C_2$	$20 F_0$
3.5	Univerzální	4	$1 < Q < 100$	$R_1 R_2$ $C_1 C_2$	$100 F_0 Q$ $(10 F_0 Q)$
3.7	Univerzální	4	$< 100$	$R_1 R_2$ $C_1 C_2$	$10 F_0 Q$

## 4 NÁVRH ZAPOJENÍ



Obr. 4.1: Základní neupravené obvodové schéma (převzato a upraveno z [1]).

Vstupní napětí je přivedeno na svorku U1. Výstupní svorka pro horní propust je U\_HP, pro dolní propust U\_DP, pásmová propust U\_PP a pásmová zádrž U\_PZ.

Rezonanční frekvence tohoto obvodu vypočítáme pomocí vztahu [1]:

$$F_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_4}{R_1 R_2 C_1 C_2 R_3}}, \quad (4.1)$$

kde  $F_0$  je rezonanční frekvence a R, C jsou hodnoty rezistorů a kondenzátorů.

Činitel jakosti vypočítáme vztahem [1]:

$$Q = \frac{R_Q}{\sqrt{R_3 R_4}} \sqrt{\frac{C_1 R_1}{C_2 R_2}}, \quad (4.2)$$

kde Q je činitel jakosti a R, C jsou hodnoty rezistorů a kondenzátorů.

## 4.1 Volba kondenzátorů $C_1$ a $C_2$

Z tabulky 3.1 a rovnice 4.1 lze zjistit, že těmito kondenzátory nastavujeme střední frekvenci  $F_0$ . Orientační hodnotu kondenzátorů zjistíme ze vztahu [1]:

$$C_1 = C_2 = C = \frac{2 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{F_0}}, \quad (4.3)$$

kde  $C$  je hodnota kondenzátoru a  $F_0$  je mezní frekvence.

Skutečnou hodnotu  $C_2$  volíme z dostupných hodnot, například z řady E6. Zásadním problémem pro frekvenci nad 1 MHz je, že hodnoty funkčních kondenzátorů se blíží řádově k hodnotám parazitních kapacit. Tudíž jejich vliv už nemůžeme zanedbávat jako u nízkofrekvenčních filtrů.

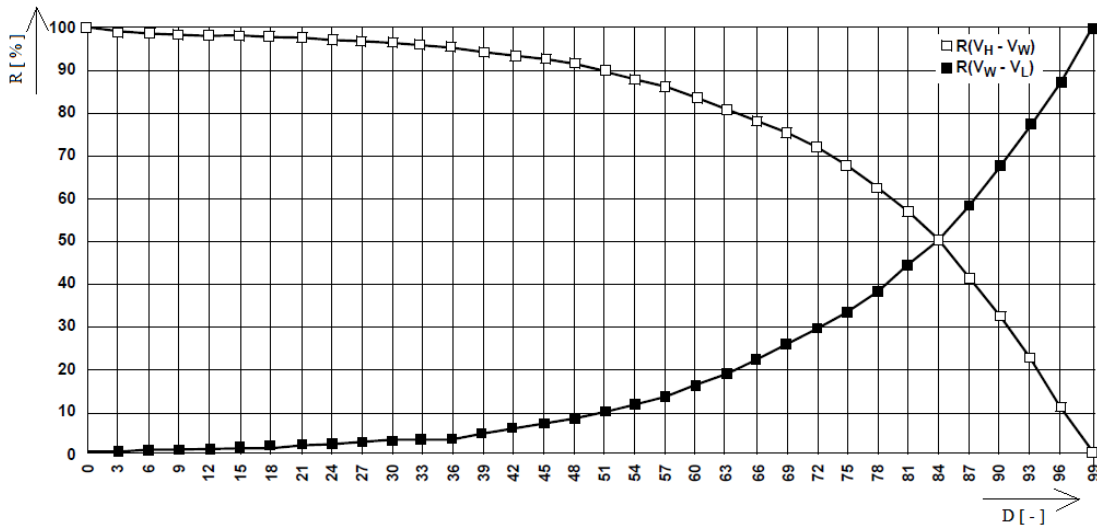
## 4.2 Volba rezistorů $R_1$ a $R_2$

Frekvenci nastavíme, jak vidíme z tabulky 3.1 a rovnice 4.1, tak, že nahradíme odpory  $R_1$  a  $R_2$  digitálními potenciometry. Ty budou spřaženy a budou se nastavovat souběžně.

$$R_1 = R_2 = R = \frac{1}{2\pi F_0 C}, \quad (4.4)$$

kde  $R$ ,  $C$  je hodnota rezistorů a kondenzátoru,  $F_0$  je mezní frekvence.

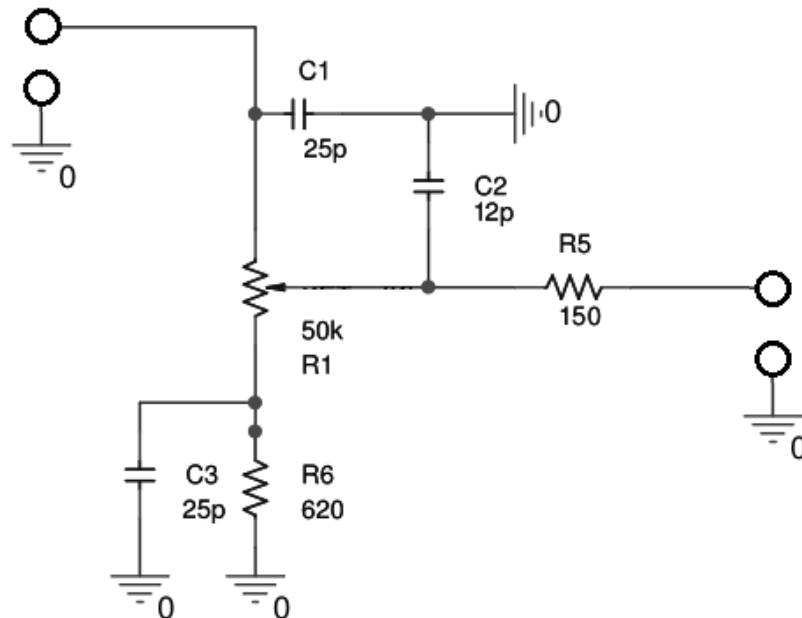
Jelikož se jedná o filtr, je dobré, aby se frekvence měnila logaritmicky. Bohužel digitální potenciometry se vyrábějí spíše s lineární změnou odporu. V prodeji jsou i logaritmické potenciometry, ale nedosahují takových vlastností jako lineární. Největší problém je, že se nevyrábějí s takovým rozlišením a v tolika odporových velikostech. Proti lineárním digitálním potenciometrům se skoro nevyrábějí. Například firma Intersil nabízí tři potenciometry, dva s rozlišením 64 poloh a jeden se 100 polohami.



Obr. 4.2: Ukázka změny odporu u logaritmického potenciometru X9C303 (převzato a upraveno z [9]).

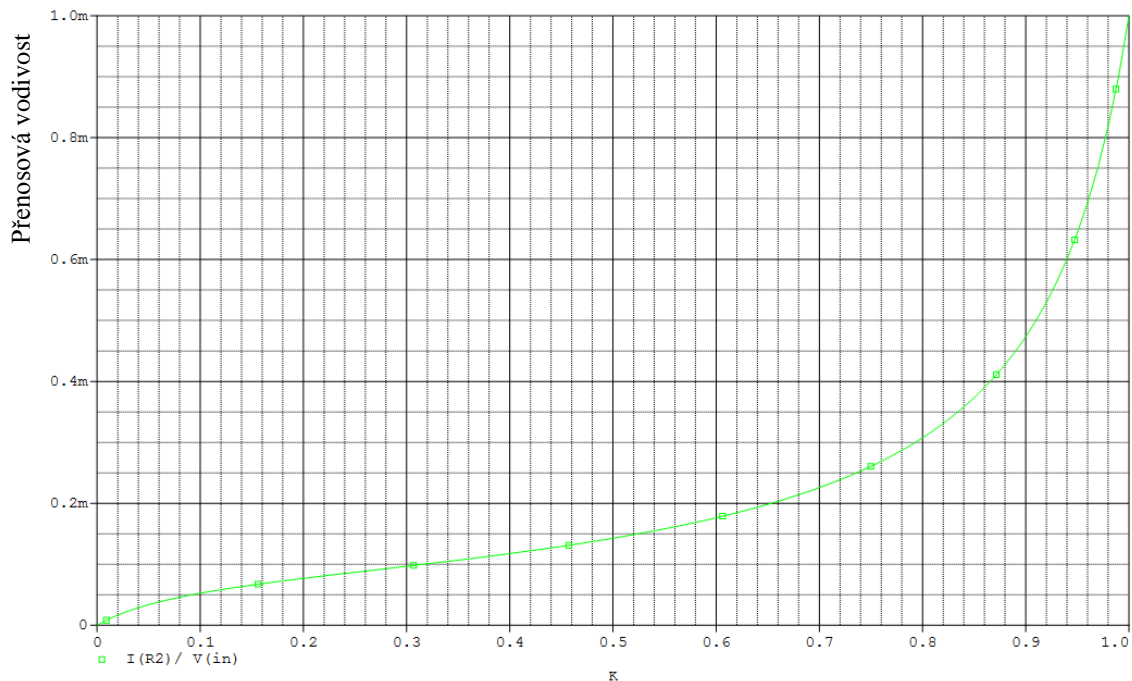
Z obrázku 4.2 jde vidět, že by se potenciometr dal použít. Změna odporu je logaritmická a pro naše účely dostačující, jenže tento potenciometr se vyrábí pouze se sto polohami jezdece a to je pro nás málo.

Je více možností jak z lineárního potenciometru udělat logaritmický. Jedna z možností je vyřešit problém pomocí softwaru. Při tomto řešení bychom nevyužili všech poloh jezdece potenciometru. Další možností je řešit tento problém hardwarem.

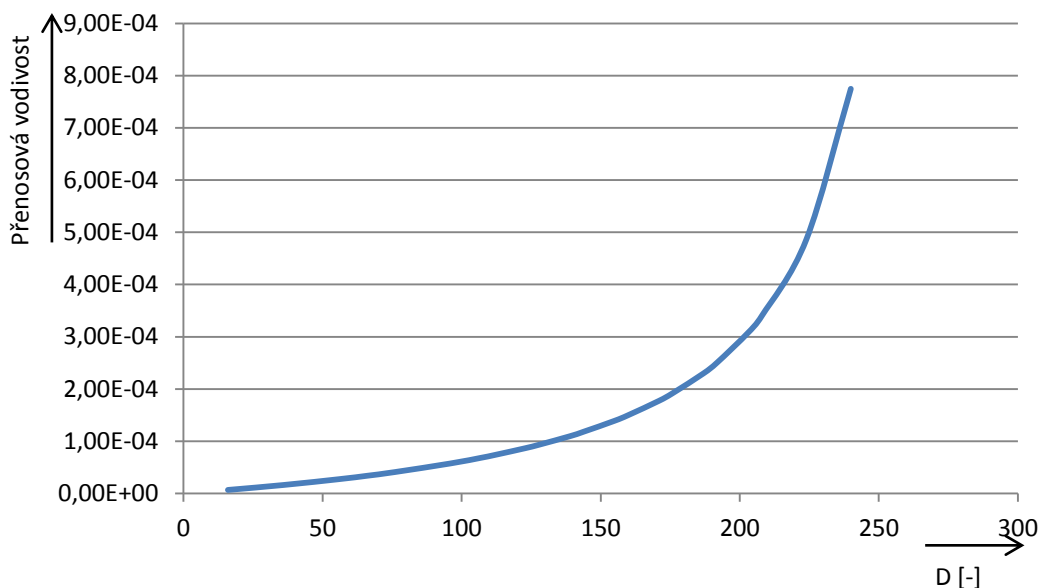


Obr. 4.3: Vytvoření logaritmické změny odporu.

V obrázku 4.3 jsou uvedeny také parazitní kondenzátory pro potenciometr AD5142. Přidáním rezistorů R5 a R6 docílíme toho, že z lineárního průběhu dostaneme průběh podobný logaritmickému. Změnou těchto dvou rezistorů můžeme křivku upravovat a měnit. Odpor, který se nastaví na potenciometru, není stejný jako odpor, který je na výstupních svorkách. Jelikož je výstup připojen na virtuální zem operačního zesilovače, je nutno hodnotit přenosovou vodivost.



Obr. 4.4 Simulace v programu PSpice pro obvodové řešení z obrázku Obr. 4.3.

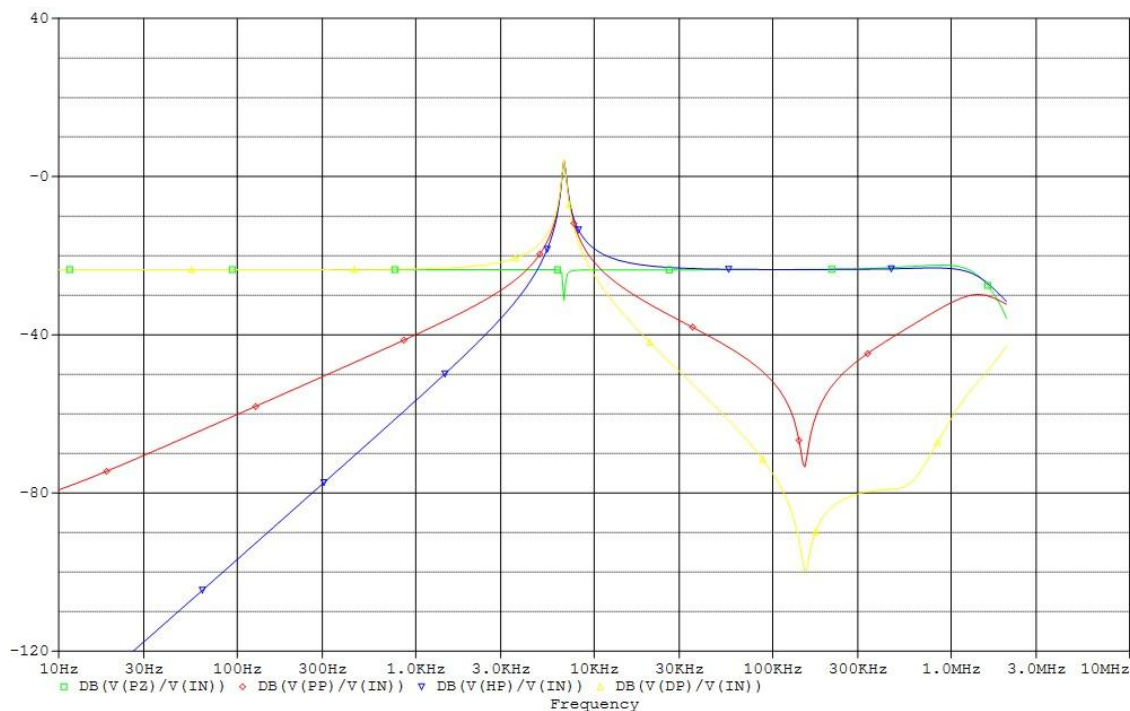


Obr. 4.5: Měření obvodu z obrázku 4.3

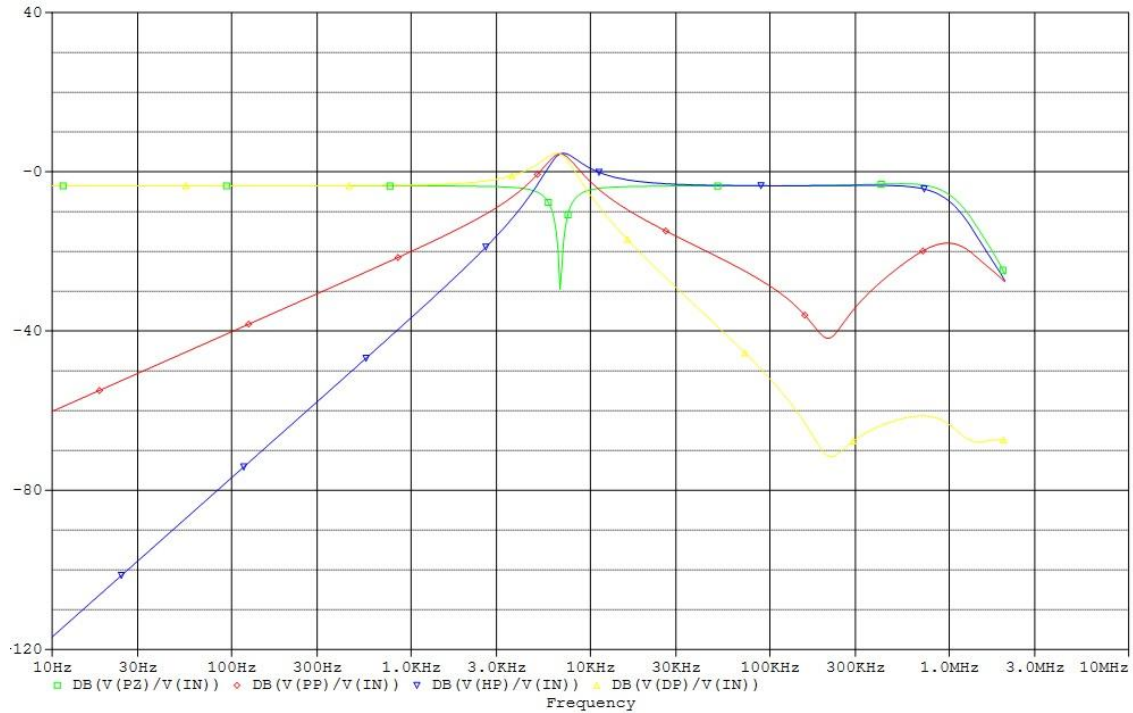
Na obrázku 4.4 můžeme vidět výslednou simulaci obvodového řešení z obrázku 4.3 a 4.5. Jde vidět, že změna přenosové vodivosti není lineární, ale podobná logaritmické. Pokud porovnáme tento obrázek s obrázkem 4.2, vidíme, že průběhy jsou podobné a použití logaritmického potenciometru není nezbytně nutné, postačí toto obvodové řešení.

### 4.3 Volba hodnot rezistorů $R_3$ , $R_4$ , $R_5$ , $R_6$

Ze vztahů 4.1 a 4.2 jde vidět, že změnou těchto rezistorů ovlivňujeme pouze činitel jakosti. Obvykle volíme hodnoty těchto rezistorů všechny stejné tedy  $R_3 = R_4 = R_5 = R_6$ . Rezistory volíme z řady E12 tak, aby jejich hodnota byla blízká k hodnotě  $R$ .



Obr. 4.6: Simulace obvodu pro rezistory  $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 2 \text{ k}\Omega$



Obr. 4.7: Simulace obvodu pro rezistory  $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 20 \text{ k}\Omega$

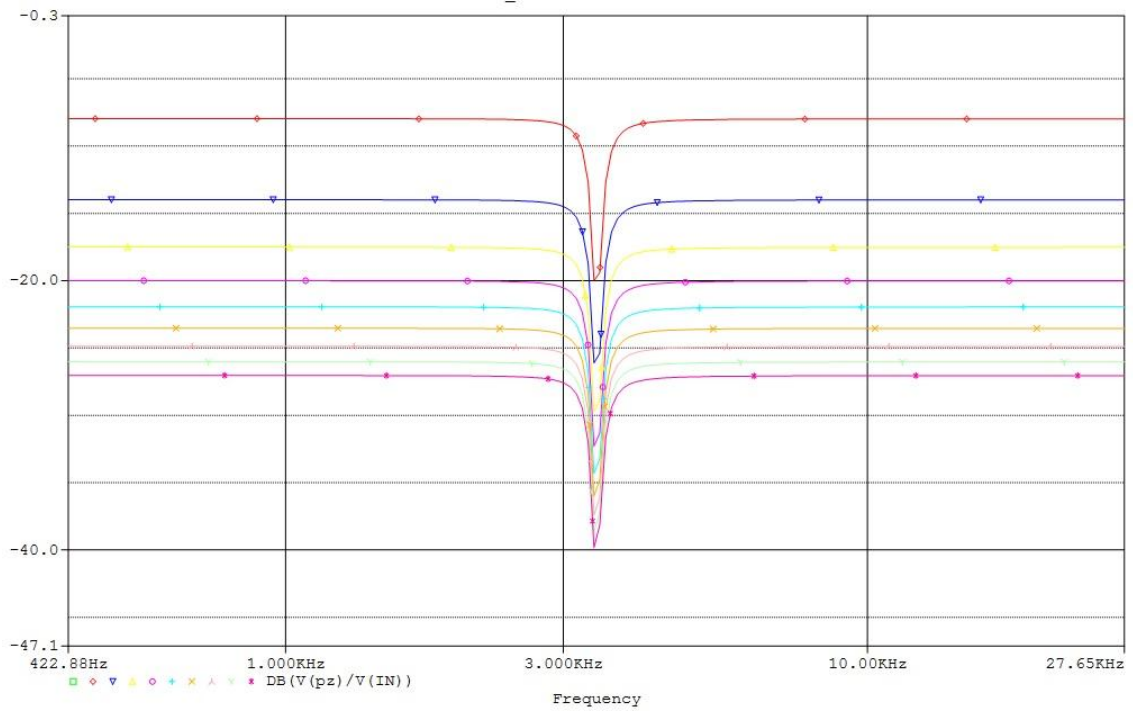
Ze simulací obvodu lze vyčíst, že čím větší hodnota rezistoru  $R_3 = R_4 = R_5 = R_6$ , tím je menší jakost filtru. Protože je snaha dosáhnout co největšího činitele jakosti, bude hodnota těchto rezistorů co nejmenší.

#### 4.4 Volba rezistorů $R_{K0}$

Hodnotou tohoto rezistoru nastavujeme celkové zesílení obvodu. Velikost rezistoru jde spočítat vztahem [1]:

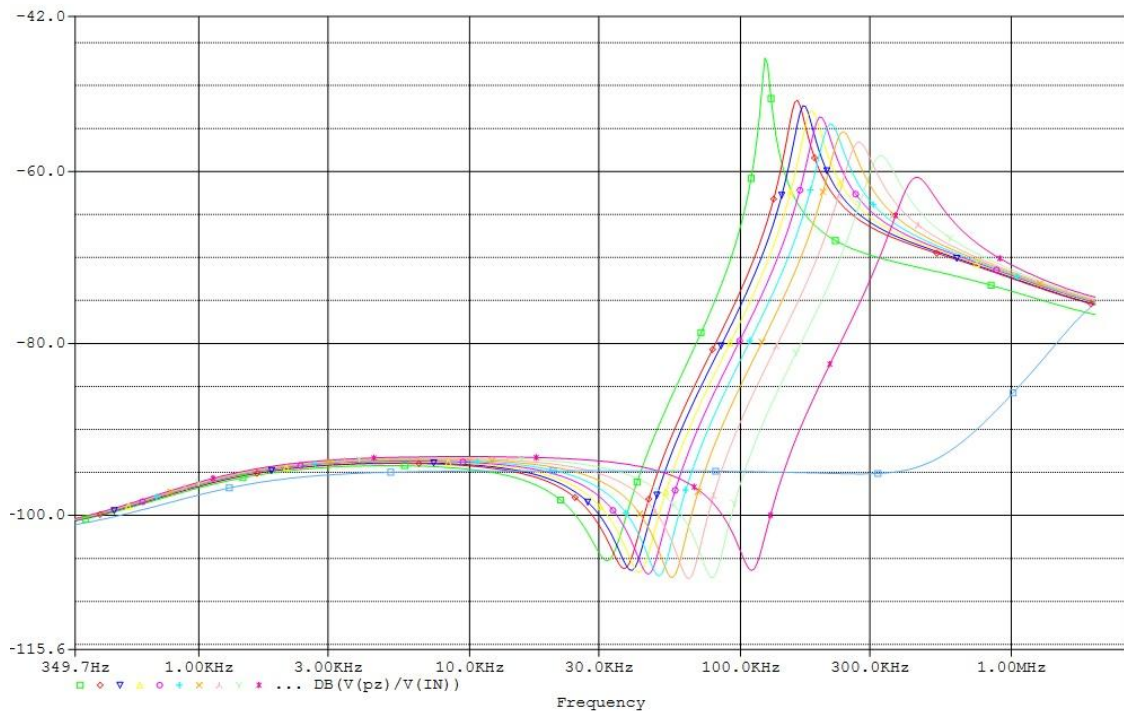
$$R_{K0} = \frac{R_4}{K} = \frac{R_6}{K}, \quad (4.5)$$

kde R jsou hodnoty rezistorů, K je zvolená hodnota zesílení.



Obr. 4.8: Simulace nastavení  $R_{K0}$  u pásmové zadrž.

Rezistor byl nastavován od  $5 \text{ k}\Omega$  do  $50 \text{ k}\Omega$  s krokem  $5 \text{ k}\Omega$ . Tento rezistor z obvodu nelze vynechat. Pokud nebude zapojen, bude docházet k deformaci výstupních průběhů. Na obrázku 4.8 je vidět, že když bude odstraněn rezistor  $R_{K0}$ , bude docházet u stejného typu filtru, pásmové zadrž, k deformaci charakteristiky a filtr se už nechová jako pásmová zadrž.



Obr. 4.9: Simulace obvodu bez rezistoru  $R_{K0}$  pro pásmovou zadrž.

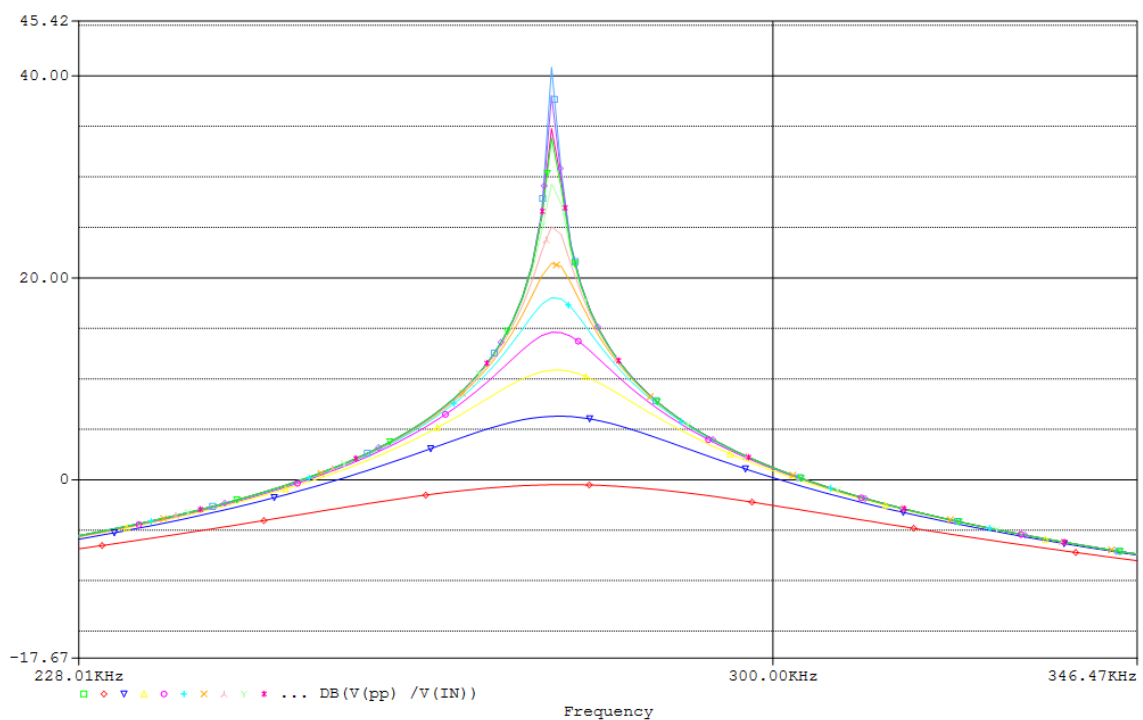
## 4.5 Volba rezistoru $R_Q$

Díky tomu že kondenzátory  $C_1$ ,  $C_2$  a rezistory  $R_1$ ,  $R_2$  jsou stejné, neovlivňují nám rovnici 4.2. Hodnotu rezistoru  $R_Q$  vypočítáme rovnicí[1]:

$$R_Q = R_5 \cdot Q, \quad (4.6)$$

kde  $R$  jsou hodnoty rezistoru a  $Q$  činitel jakosti.

Rezistor  $R_Q$  bude nahrazen digitálním potenciometrem, tím pádem jeho přesnou hodnotu znát nepotřebujeme.

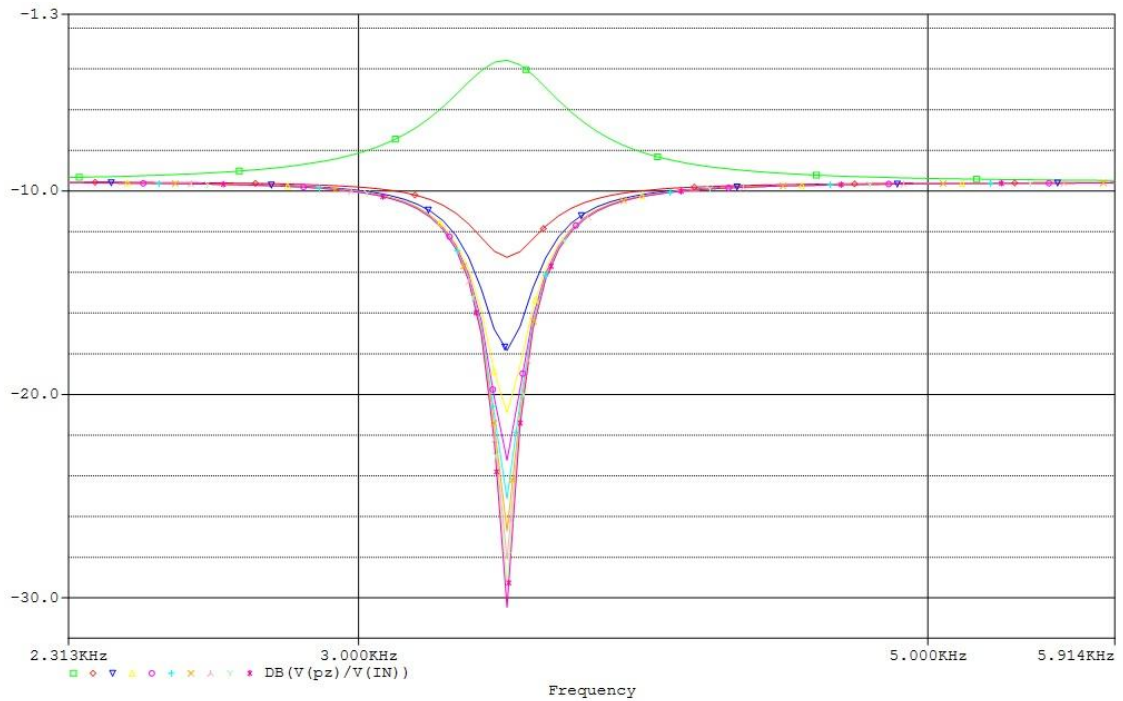


Obr. 4.10: Simulace změny činitele jakosti  $Q$  pro pásmovou propust

## 4.6 Výpočet pásmové zadržky

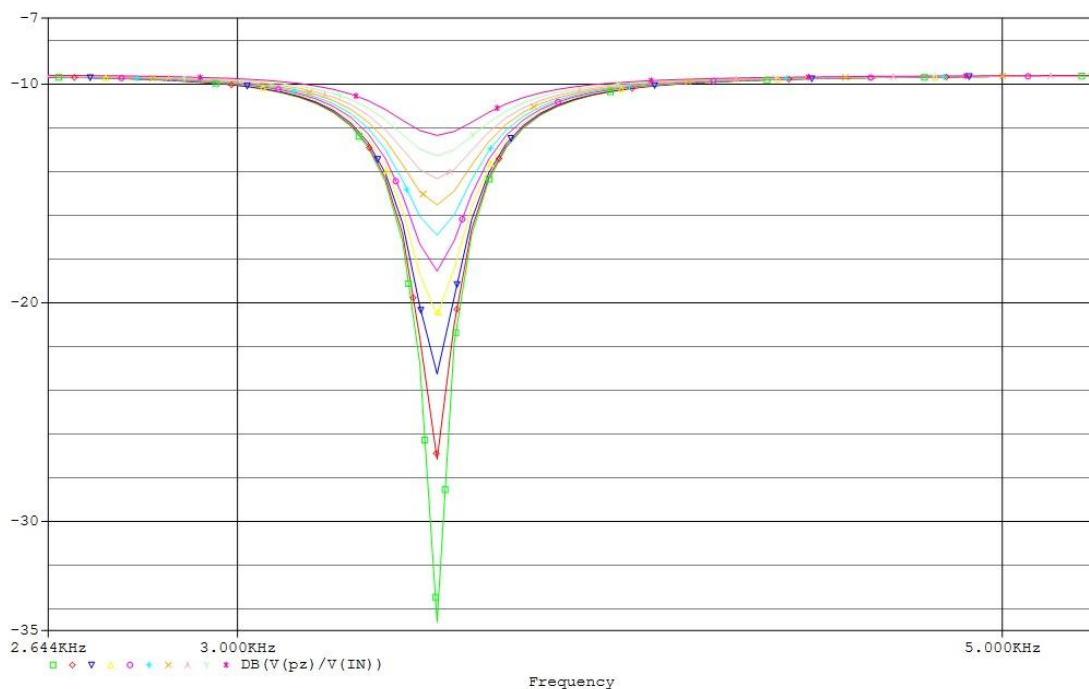
Pásmová zadržka pro tento obvod je realizována přidáním sumačního diferenčního zesilovače. Aby byla pásmová zadržka realizována, musí jít hodnota  $R_{S2}$  do nekonečna a hodnota  $R_{S1} = R_{S3} = R_S = 10 \text{ k}\Omega$ .

Rezistor  $R_{S2}$  byl nastavován od  $50 \text{ k}\Omega$  do  $1 \text{ M}\Omega$ . Z obrázku 4.11 vyplývá, že pokud je rezistor malý, tedy  $50 \text{ k}\Omega$ , už se o pásmovou zadržku nejedná, a čím větší hodnota rezistoru, tím je zadržka ostřejší. Změnou tohoto rezistoru nedochází k ovlivnění parametrů ostatních filtrů, nedochází ke změnám.



Obr. 4.11: Nastavení rezistoru  $R_{S2}$  pro pásmovou zadrž

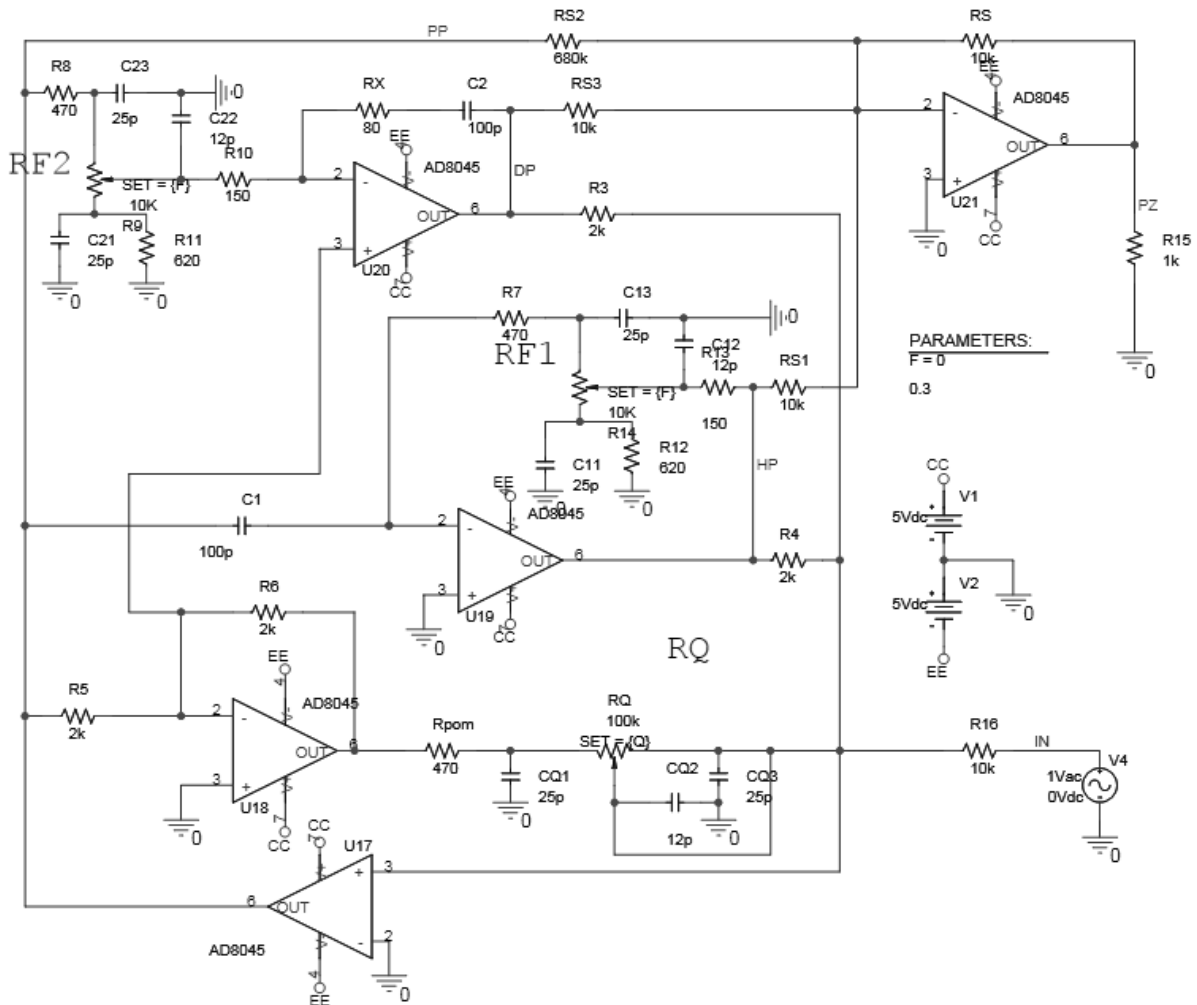
Další podmínkou pro nastavení pásmové zadrž je, aby se rezistory  $R_{S1}$ ,  $R_{S3}$  a  $R_S$  rovnaly. Rezistory byly nastavovány od  $5\text{ k}\Omega$  do  $50\text{ k}\Omega$  s krokem  $5\text{ k}\Omega$ . Z obrázku níže jde vidět, že čím větší rezistor, tím je pásmová zadrž menší. Musí se tedy hledat kompromis mezi rezistorem  $R_{S2}$  a rezistory  $R_{S1}$ ,  $R_{S3}$  a  $R_S$ .



Obr. 4.12: Nastavení rezistorů  $R_{S1}$ ,  $R_{S3}$  pro pásmovou zadrž.

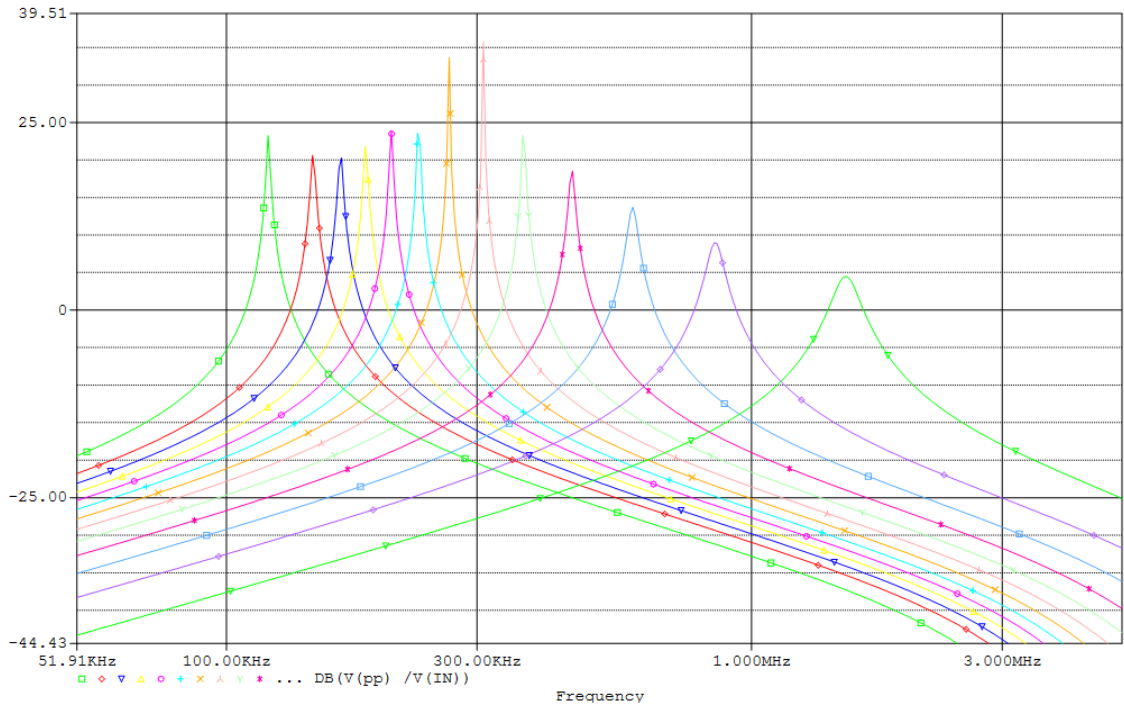
## 4.7 Simulační schéma pro program PSpice

Do obvodového schématu z obrázku 3.1 byly vloženy potenciometry pro regulaci frekvence a jakosti. V programu PSpice nejsou knihovny pro digitální potenciometry, musely tak být rezistory nahrazeny náhradními schématy z katalogů. Neboli obvodové schéma z obrázku 3.6 bylo vloženo za rezistory R1 a R2 z obrázku 4.1. Za rezistor RQ bylo také vloženo náhradní schéma s parazitními kapacitami digitálního potenciometru.

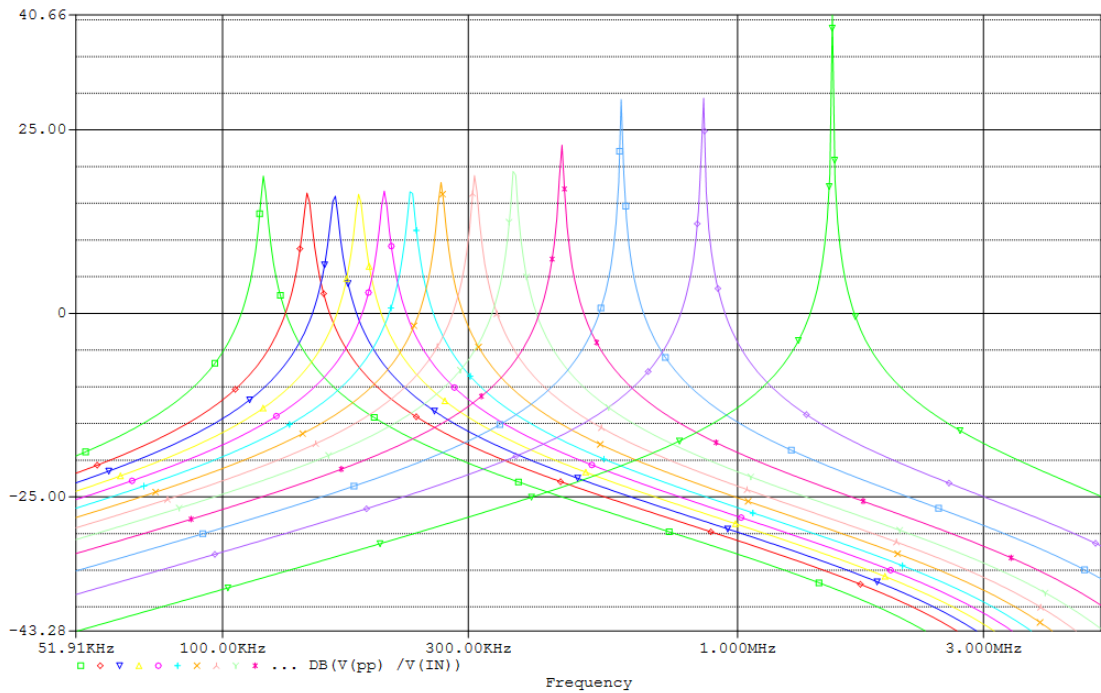


Obr. 4.13: Schéma pro simulaci v programu PSpice.

Kondenzátory u potenciometrů reprezentují parazitní kapacity digitálních potenciometrů. Rezistory R10, R11, R12, R13 nám mění lineární potenciometry na logaritmické, jak jde vidět na obrázku 4.4. Rezistory R8, R7, Rpom slouží k tomu, aby při nastavení potenciometru na krajní polohu, kdy bude odpor potenciometru blízký k nule, nedocházelo k nežádoucím stavům. Rezistor RX nám potlačuje nežádoucí rozkmitání obvodu při vyšších hodnotách činitele jakosti. Další možností potlačení rozkmitání obvodu je zavedení kompenzací. Nejvhodnější by bylo zavedení kompenzace z kladného vstupů OZ U20 na záporný vstup OZ U18. U této kompenzace je mírný pokles pro pásmovou zadrž, ale nedochází ke kmitání poblíž lomového kmitočtu.



Obr. 4.14: Ukázka simulace obvodu bez rezistoru RX

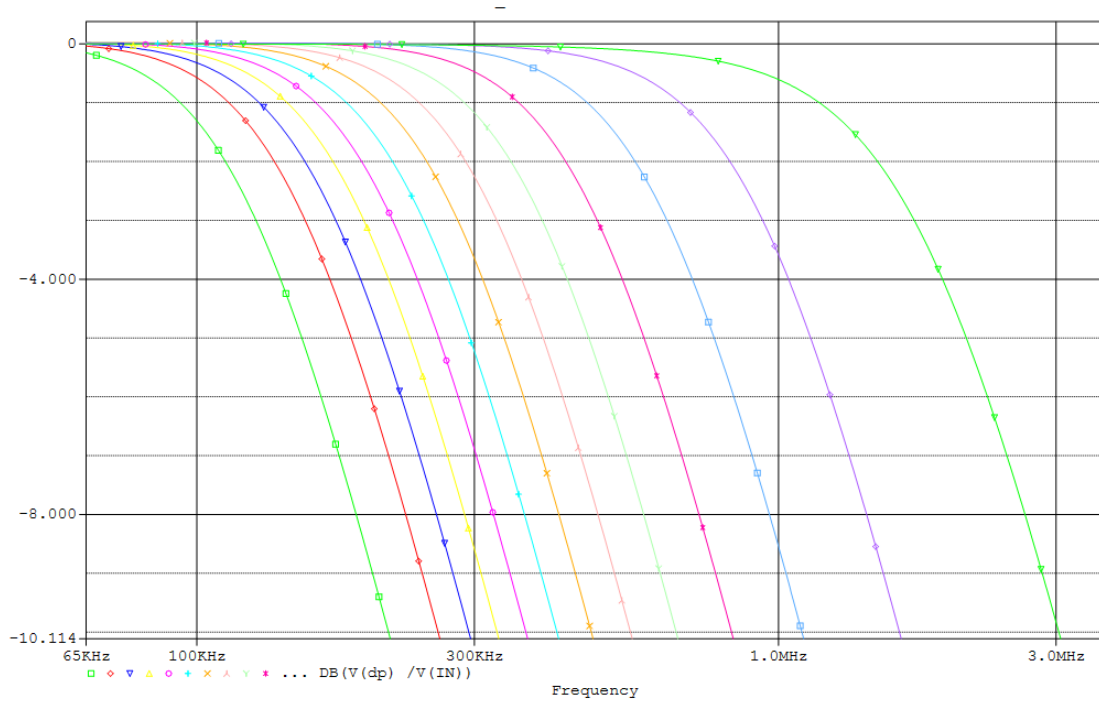


Obr. 4.15: Ukázka simulace obvodu s rezistorem RX

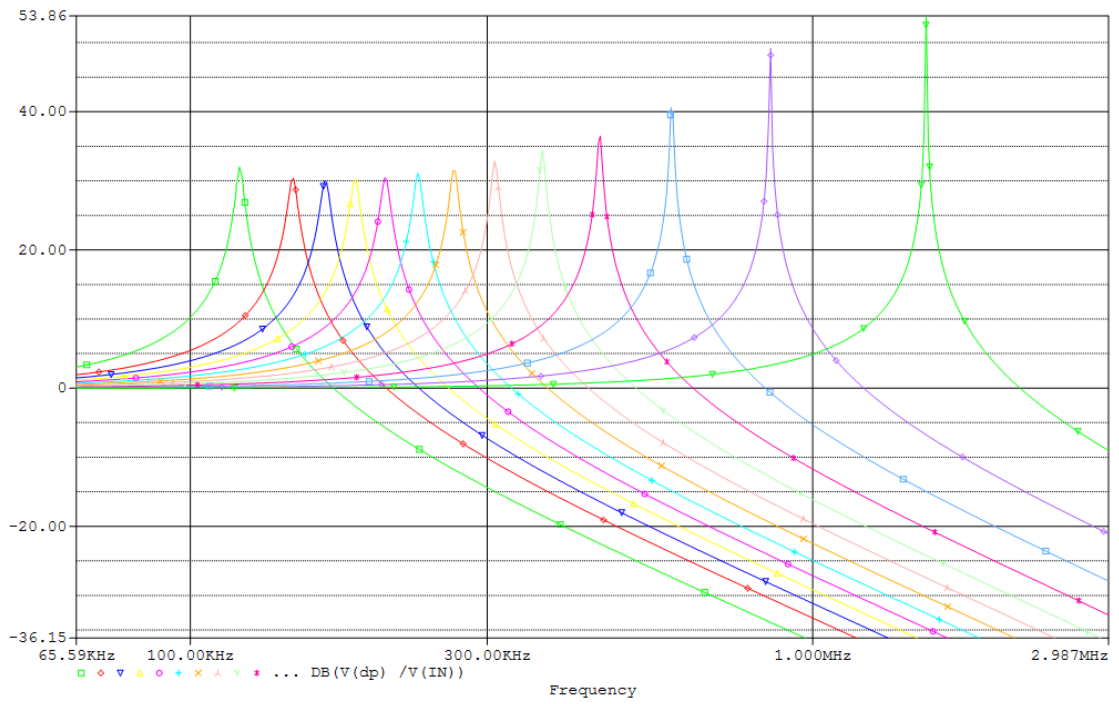
## 4.8 Simulace v programu PSpice

Ze simulací níže lze vyčíst, že změna frekvence a činitele jakosti je pro všechny typy filtrů stejná, tudíž by se všechny filtry měly chovat stejně. Podle simulací by obvod měl pracovat správně do frekvence  $F_0 = 1,5$  MHz při jakosti  $Q = 20$ . Pro jakost  $Q = 50$  by měl obvod pracovat do frekvenci  $F_0 = 100$  kHz. Pouze pásmová zadrž se nechová stejně jako zbytek typů filtrů.

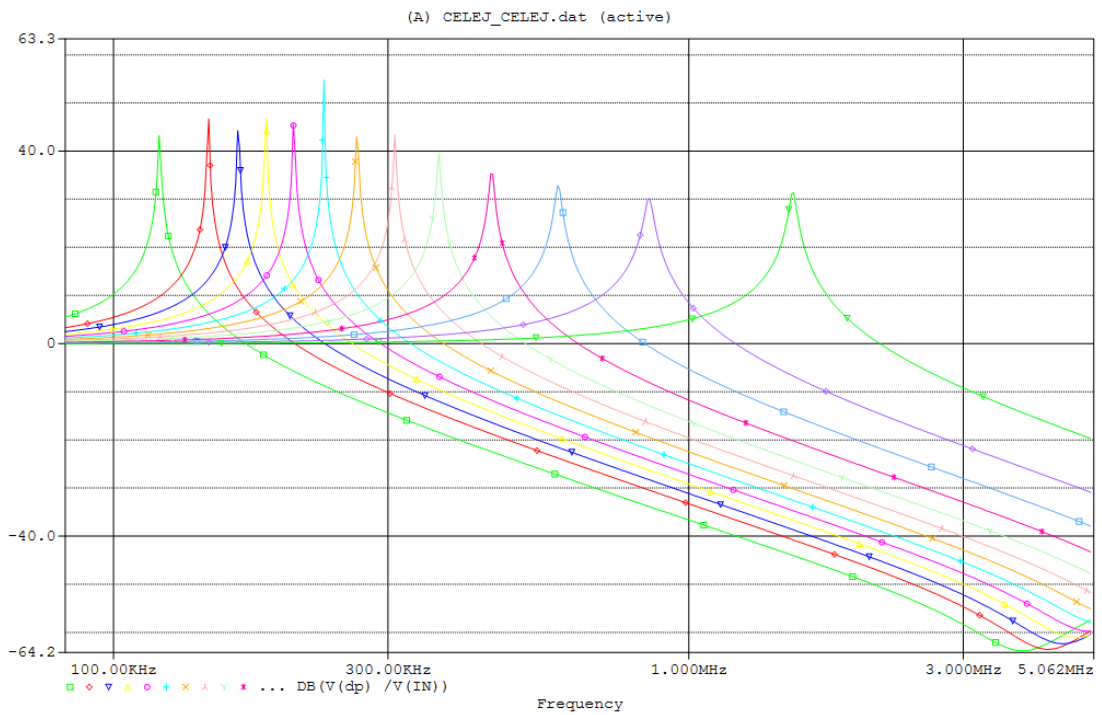
### 4.8.1 Simulace dolní propusti



Obr. 4.16: Simulace dolní propusti pro činitel jakosti  $Q = 1$

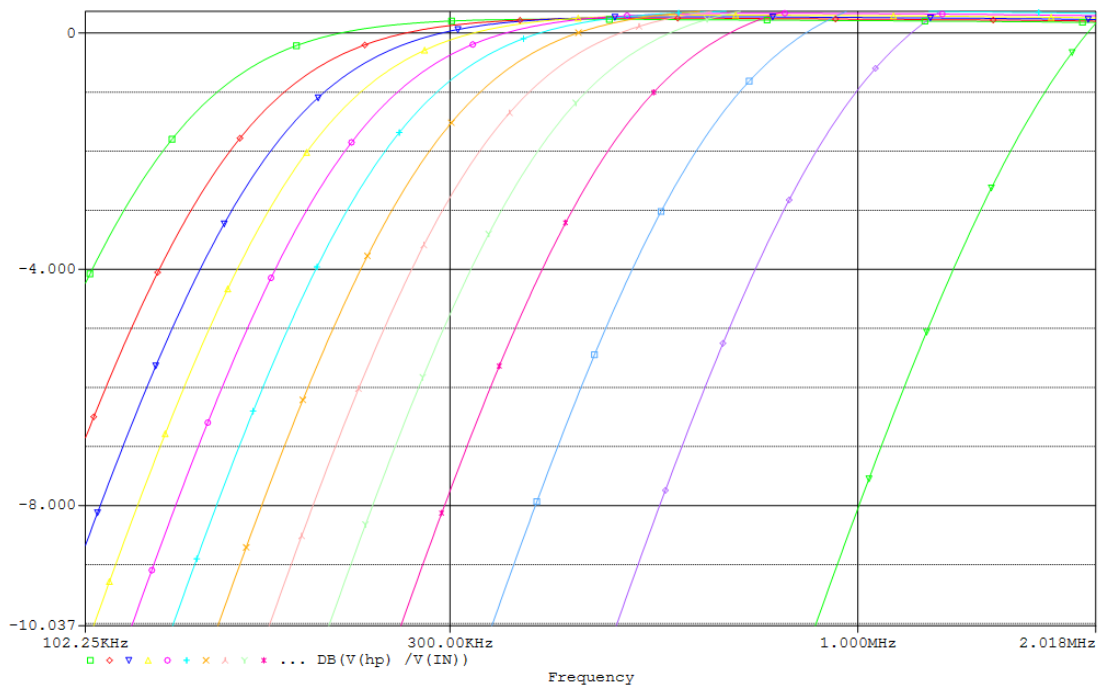


Obr. 4.17: Simulace dolní propusti pro činitel jakosti  $Q = 20$

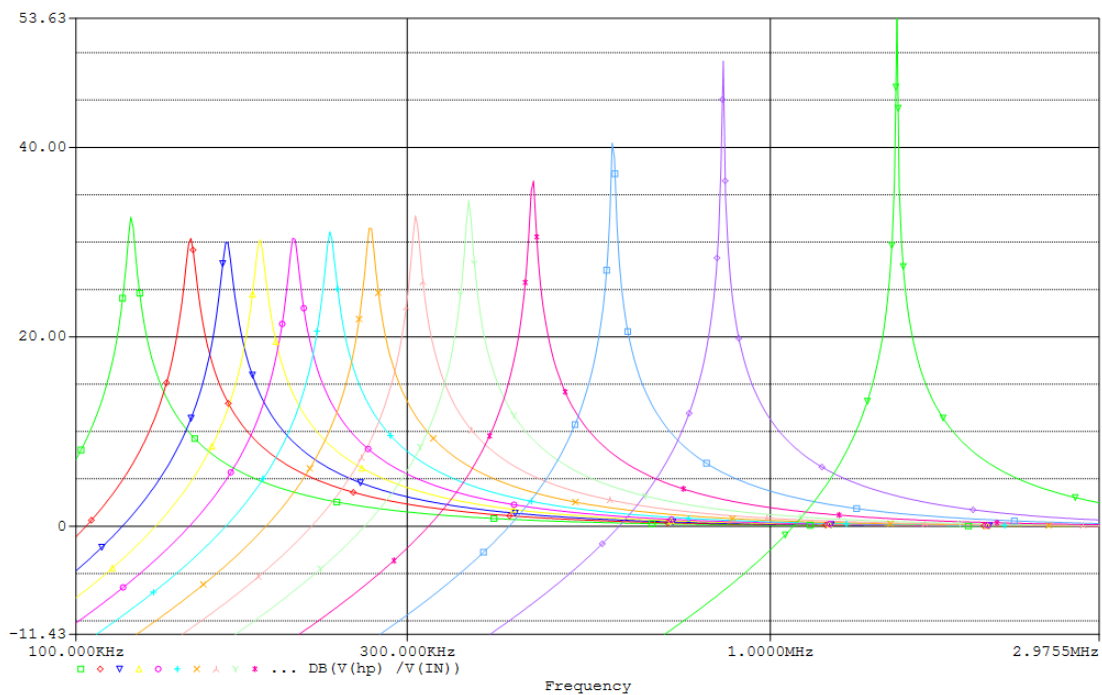


Obr. 4.18: Simulace dolní propusti pro činitel jakosti  $Q = 50$

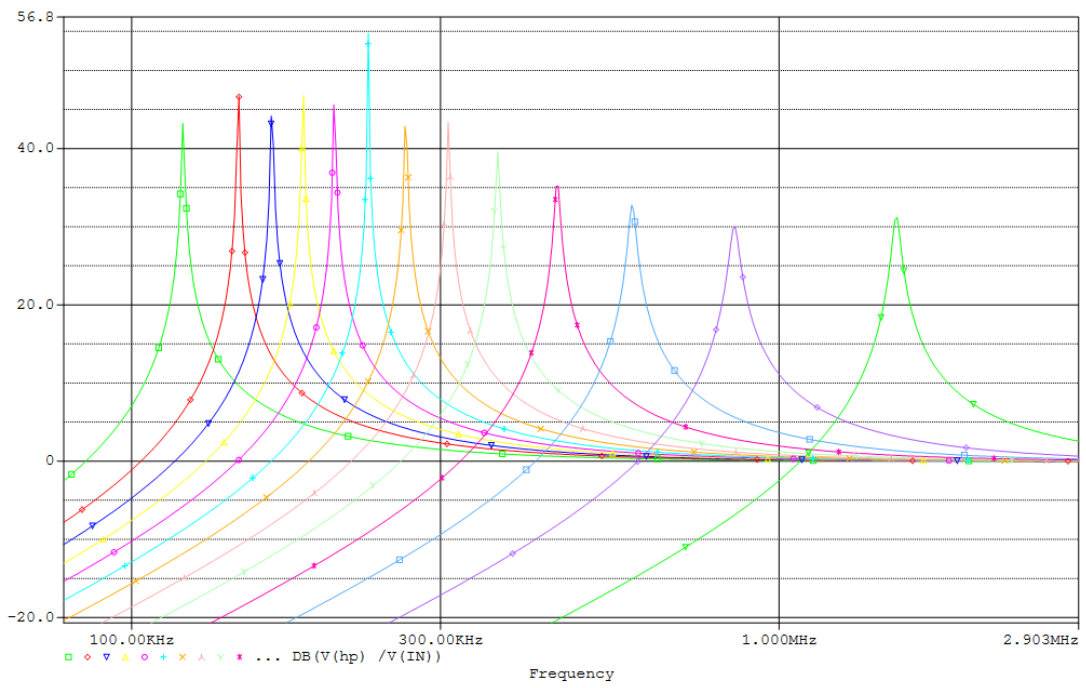
## 4.8.2 Simulace horní propusti



Obr. 4.19: Simulace horní propusti pro činitel jakosti  $Q = 1$

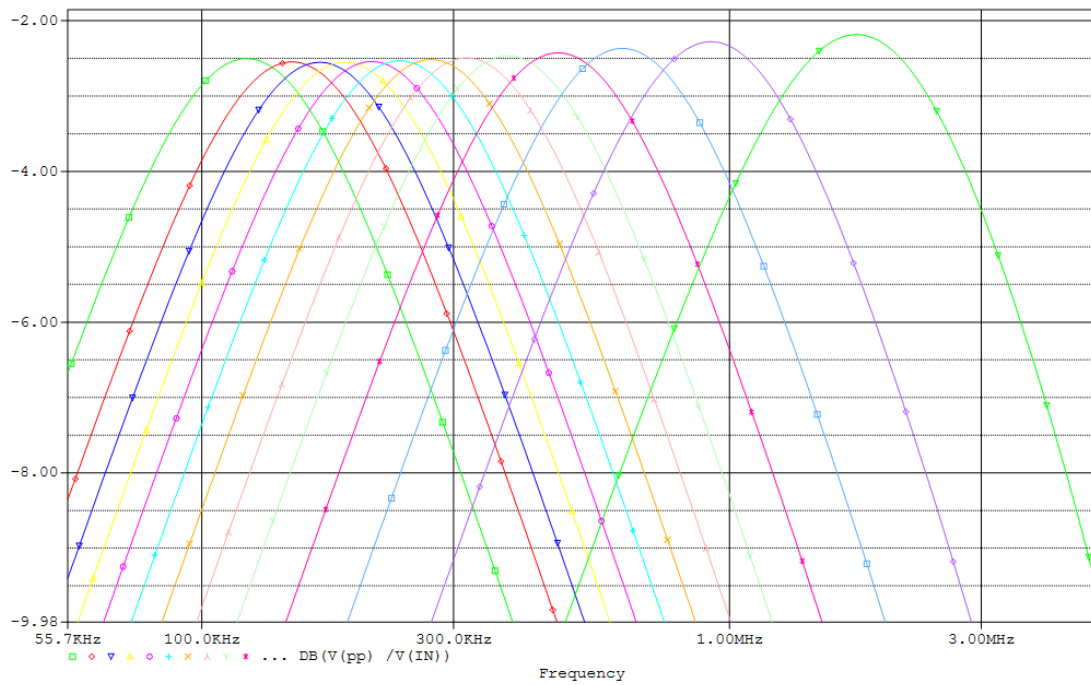


Obr. 4.20: Simulace horní propusti pro činitel jakosti  $Q = 20$

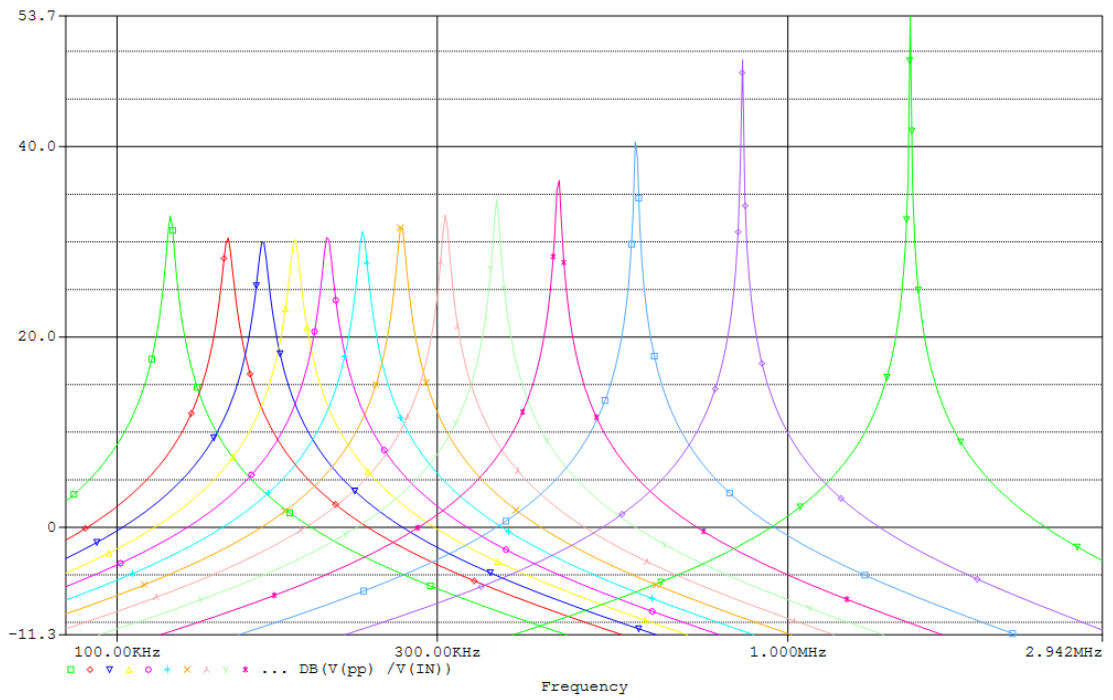


Obr. 4.21: Simulace horní propusti pro činitel jakosti  $Q = 50$

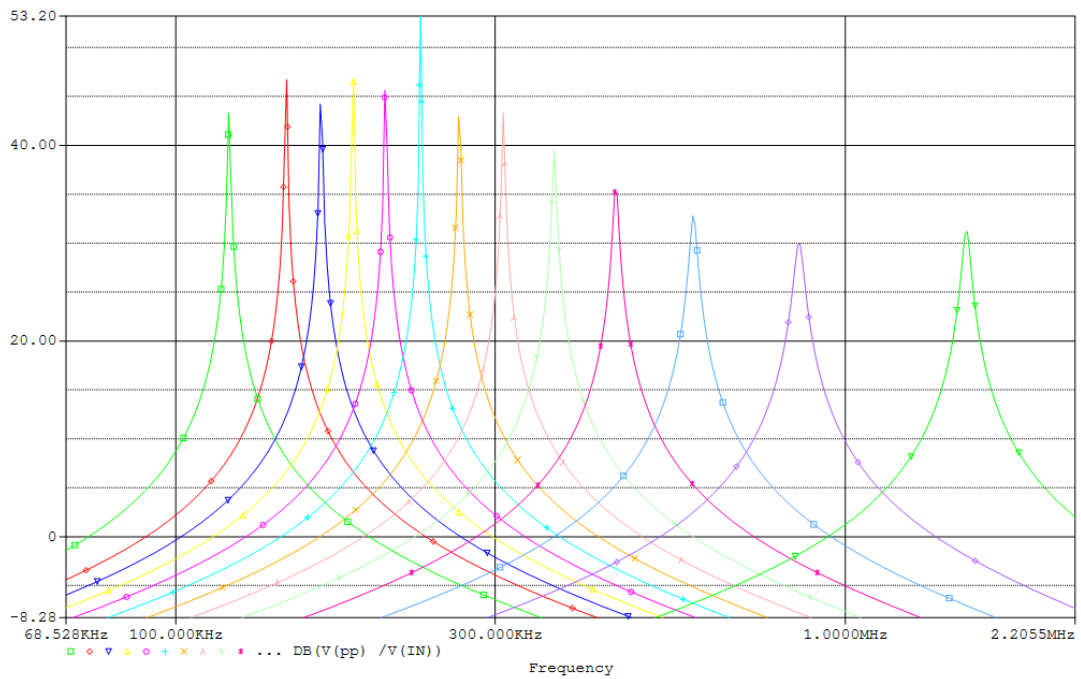
### 4.8.3 Simulace pásmové propusti



Obr. 4.22: Simulace pásmové propusti pro činitel jakosti  $Q = 1$

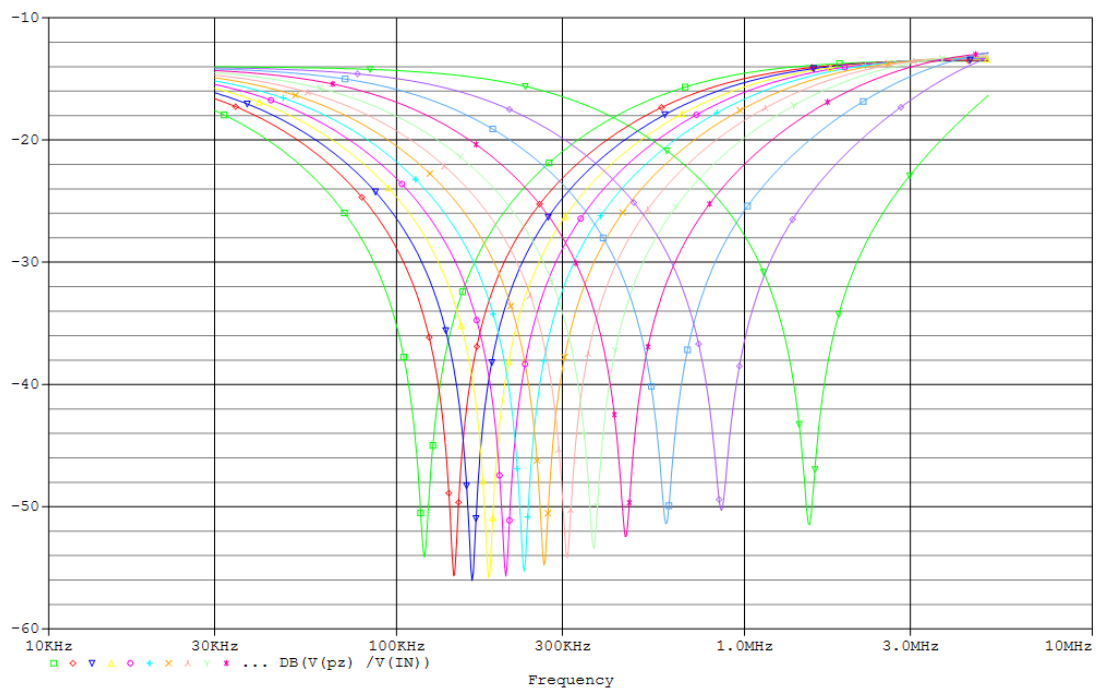


Obr. 4.23: Simulace pásmové propusti pro činitel jakosti  $Q = 20$

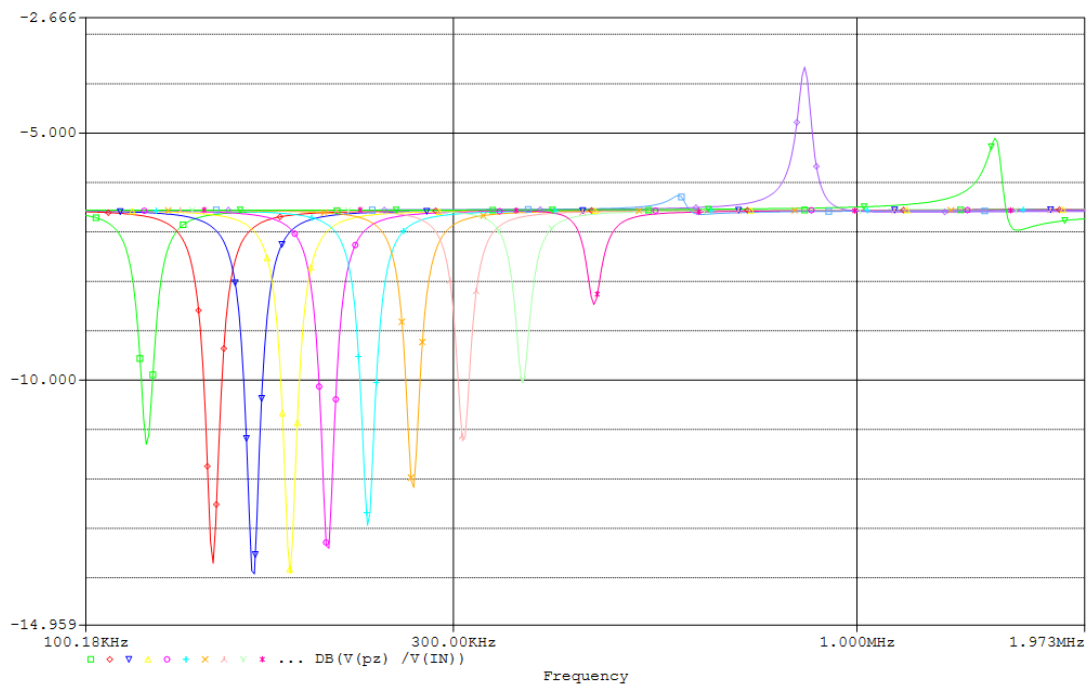


Obr. 4.24: Simulace pásmové propusti pro činitel jakosti  $Q = 50$

#### 4.8.4 Simulace pásmové zadržky



Obr. 4.25: Simulace pásmové zadržky pro činitel jakosti  $Q = 1$



Obr. 4.26: Simulace pásmové zadržky pro činitel jakosti  $Q = 20$

## 5 OBVODOVÉ PRVKY A MĚŘENÍ

Základními stavebními prvky ARC obvodů jsou rezistory, kondenzátory a aktivní prvky, například operační zesilovače.

### 5.1 Kondenzátory

Vzhledem k tomu že kondenzátory  $C_1$  a  $C_2$  vytváří se zbytkem obvodu rezonanční obvod RLC, lze jejich ztráty modelovat sériovým či paralelním spojením ideálního kondenzátoru. Hodnota činitele jakosti musí být alespoň desetkrát větší než výsledná hodnota činitele jakosti. Je potřebné si uvědomit, že ztráty kondenzátorů se můžou zvýšit i sériovým nebo paralelním zapojením kondenzátorů s parazitními odpory. Je dobré tedy vybírat kondenzátory s toleranční řady E6 a E12 tak, aby je nebylo nutno skládat z více prvků.

Z hlediska stability je vhodné používat kondenzátory s umělohmotným dielektrikem nebo keramické s menšími hodnotami kapacit. Méně vhodné je použít kondenzátory s papírovým dielektrikem a nevhodné je používat elektrolytické kondenzátory.

### 5.2 Rezistory

Problém nastává hlavně u rezistorů  $R_1$  a  $R_2$ , v našem zapojení realizovány digitálními potenciometry. Tyto rezistory vytváří se zbytkem obvodu rezonanční obvod a jakákoli parazitní kapacita je v tomto případě ztrátový prvek, který snižuje činitel jakosti. Proto je vhodné při realizaci tohoto obvodu uvažovat v simulačním schématu i parazitní kapacity digitálních potenciometrů. Z tohoto nám vyplývá, že digitální potenciometr musí mít tyto parazitní kapacity co nejmenší.

### 5.3 Aktivní prvky (operační zesilovač)

Jako aktivní prvek je možno použít různé zapojení zesilovačů, které umožní spolu s napájecím zdrojem energetickou kompenzaci ztrát obvodů RC. Zesilovače mohou být realizovány z diskretních prvků, ale v dnešní době je mnohem lepší použít integrovaných obvodů. Pro pracovní kmitočty do 1 MHz je pro většinu případů možno použít běžných operačních zesilovačů s napětovou zpětnou vazbou. V praxi jsou důležité parametry níže uvedené.

Kmitočty prvního lomu  $F_{L1}$  a hodnota  $A_0$  spolu souvisí, tyto hodnoty jsou prakticky konstantní. Proto je lepší vyjadřovat tento vliv hodnotou mezního kmitočtu pro jednotkový přenos  $F_T$ . Tranzitní kmitočty dostaneme vynásobením  $F_{L1}$  a  $A_0$ , v anglické literatuře je obvykle uváděno jako GBW – Gain BandWidth.

Nejvýraznější parazitní vliv operačního zesilovače na filtr druhého řádu má kombinace hodnot tranzitního kmitočtu  $F_T$  a výstupního odporu  $R_0$ . Tento vliv podstatně vzrůstá blížícím se rezonančním kmitočtem k tranzitnímu kmitočtu. Proto se často používá pro hodnocení poměr  $F_0/F_T$ , kdy je pro běžné hodnoty výstupního odporu

potřebné, aby  $F_0/F_T < 0,001$  až  $0,1$ . Hodnota této meze závisí především na typu zapojení a hodnotě  $Q$ . Ostatní vlivy mají význam jen při přesnějším rozboru.

Každý operační zesilovač přidává díky svým kmitočtovým vlastnostem do přenosové funkce filtru minimálně jeden pól navíc a to díky vlivu tranzitního kmitočtu. Z tohoto důvodu má celková přenosová funkce vyšší řád, ale i tak lze tato zapojení považovat za filtry druhého řádu s mírně posunutými hodnotami  $F_0$  a  $Q$ . [1]

### 5.3.1 Operační zesilovač AD8045

Po prostudování problematiky byl zvolen operační zesilovač AD8045. Tranzitní kmitočet tohoto OZ je až  $F_T = 1$  GHz. Symetrické napájecí napětí  $\pm 5V$ , rychlost přeběhu  $1350$  V/ $\mu$ s, vstupní odpor  $R_{in} = 3,6$  M $\Omega$ . [10]

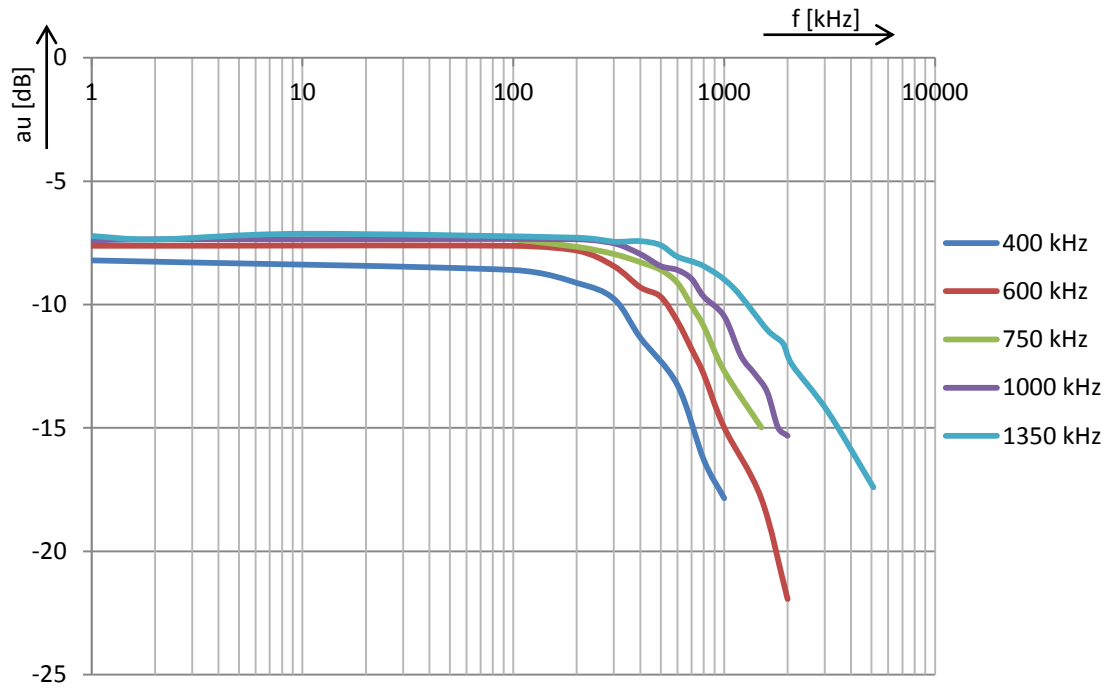
## 5.4 Řízení

Řízení bylo prováděno mikroprocesorem ATmega 8 po sběrnici I<sup>2</sup>C. Pomocí této sběrnice byla posílána data do registrů digitálních potenciometrů. Na desku byla umístěna čtyři tlačítka, jedno resetuje ATmega a zbylé tři jsou programovatelná. Reset digitálních potenciometrů je možný softwarově nebo také sepnutím tranzistoru. Pro indikaci byly do zapojení přidány LED diody. Data byla zapisována do registru RDAC. Tento registr zachovává nastavenou hodnotu i po odpojení napájení a opětovném připojení. Data byla odesílána následovně. První byl odeslán start bit, po něm adresa a bit udávající zápis nebo čtení ze zařízení. Pak následovalo osm bitů s příkazem, který lze vyčíst z dokumentace k digitálnímu potenciometru a pak až hodnota od 0 do 255 pro polohu jezdce. Přesnou hodnotu odporu lze vypočítat ze zadané hodnoty pomocí vztahu:

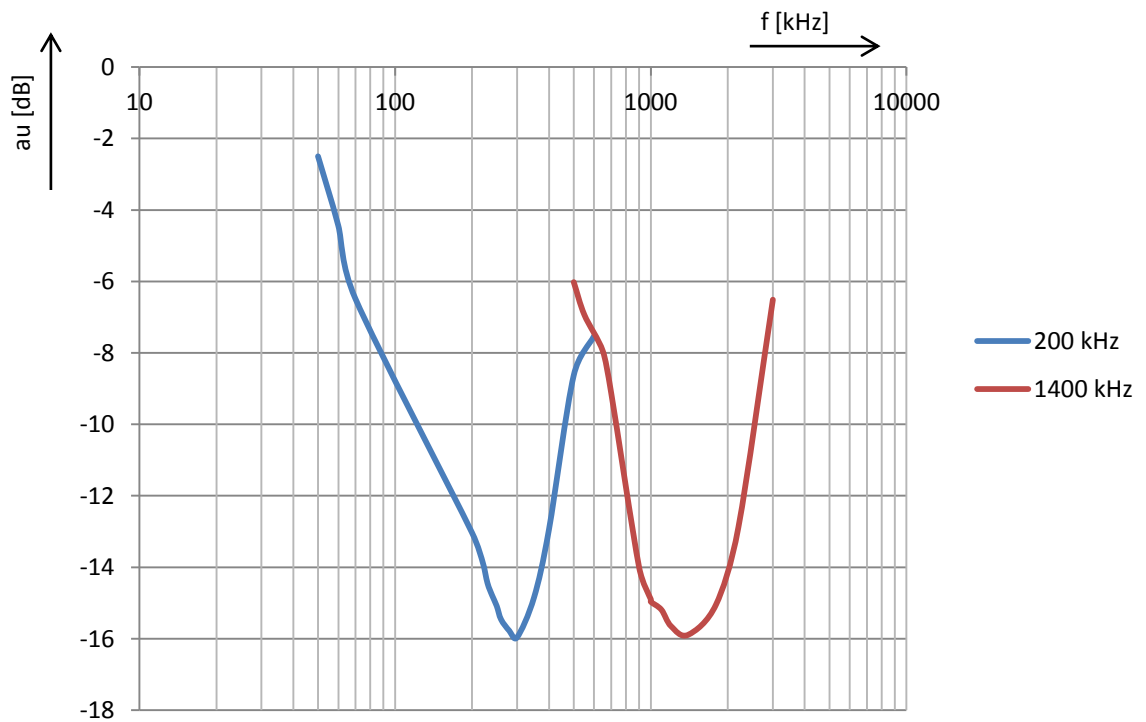
$$R = \frac{R_{max} \cdot D}{D_{max}}, \quad (4.7)$$

kde  $R$  je vypočítaná hodnota rezistoru,  $R_{max}$  je maximální možná hodnota rezistoru,  $D$  je poloha jezdce v desítkové soustavě,  $D_{max}$  udává maximální polohu jezdce.

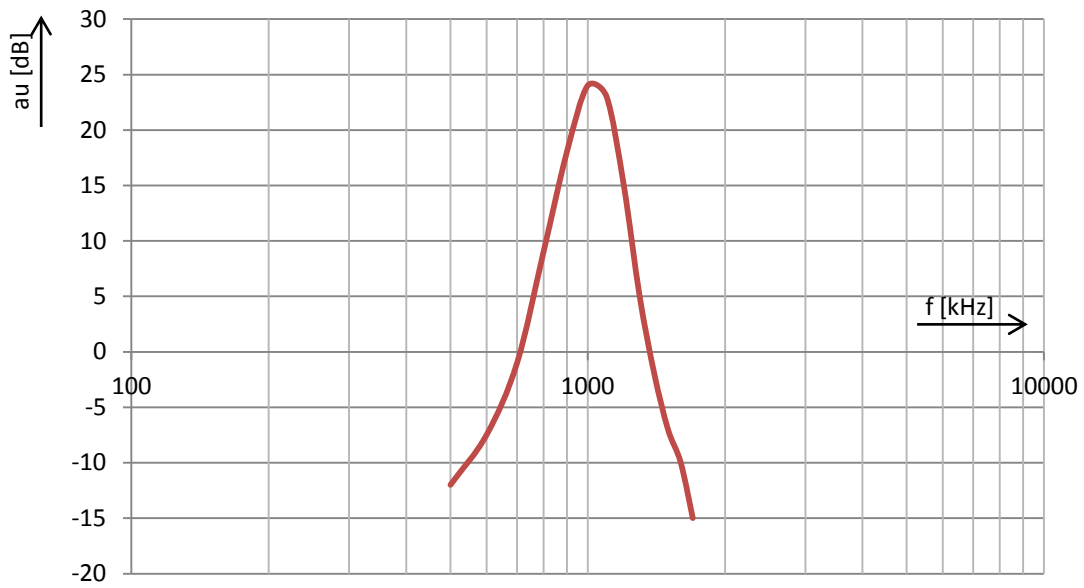
## 5.5 Měření



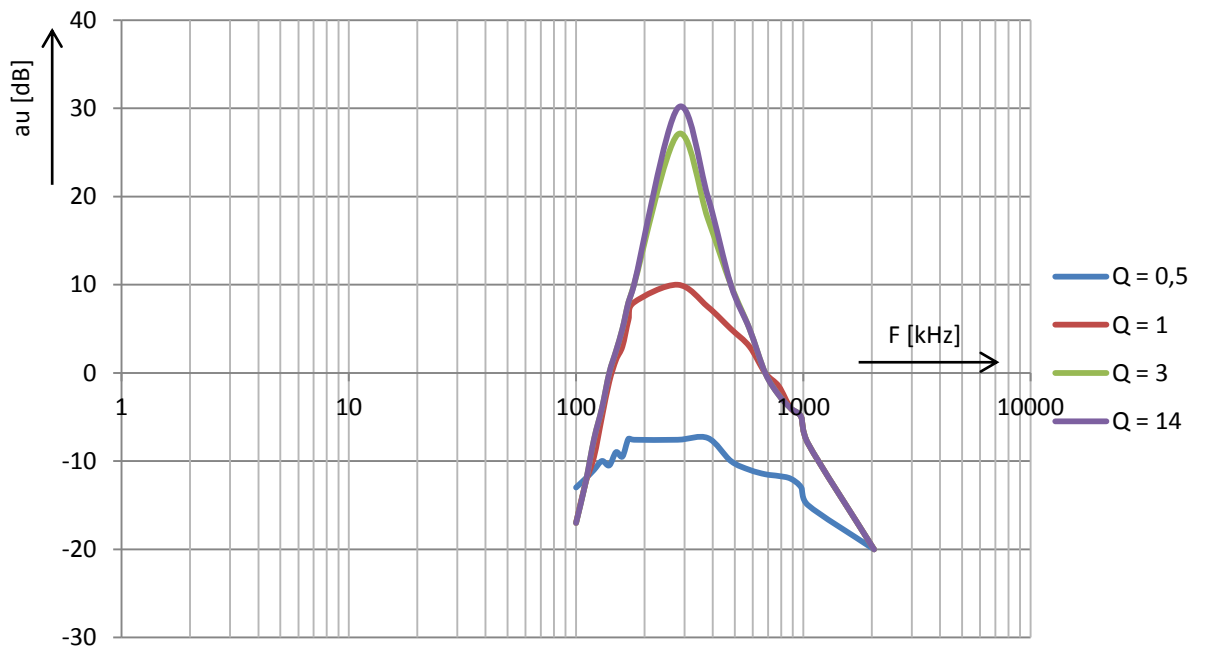
Obr. 5.1: Měření dolní propusti



Obr. 5.2: Měření pásmové zadržky



Obr. 5.3: Měření pásmové propusti pro jakost  $Q = 10$



Obr. 5.4: Měření nastavení činitele jakosti

## 6 ZÁVĚR

Tato diplomová práce se zabývá problematikou aktivních kmitočtových filtrů pro kaskádní syntézu, které umožňují velkou dynamiku digitálního řízení parametrů. Toto řízení bylo realizováno digitálními potenciometry řízenými mikroprocesorem. V textu jsou rozděleny filtry podle typu použitých součástek a způsobu realizace. Dále jsou tyto rozdělené filtry podrobněji popsány a uvedeny jejich základní vlastnosti.

U digitálních potenciometrů je popsána jejich funkce a jejich základní parametry. Dále bylo uvažováno nad jejich kladnými i zápornými vlastnostmi. Největší z nežádoucích vlastností jsou parazitní kapacity, ty se mohou projevit u vyšších kmitočtů. V tomto obvodovém řešení by bylo možné použít i logaritmický digitální potenciometr, ale kvůli nevyhovujícím parametrům (rozlišení a odporu) bylo zvoleno jiné řešení.

Do zvoleného obvodu byly přidány prvky pro zmírnění nežádoucích kmitů na vyšších frekvencích. Ze simulací je patrné, že obvod by měl pracovat do frekvence  $F_0 = 1,5$  MHz při jakosti  $Q = 20$ . Obvod se pro všechny typy filtrů chová stejně, až na pásmovou zádrž. Ta je realizována sumačním diferenciálním zesilovačem a musí se samostatně nastavovat. Při vyšších hodnotách jakosti se pásmová zádrž obrací a stává se z ní pásmová propust

Pro obvodové řešení byl vybrán operační zesilovač AD8045, který by měl vyhovovat našim požadavkům. Dále byly zvoleny digitální potenciometry a to AD5142, pro řízení frekvence a činitele jakosti. Řízení digitálních potenciometrů bylo realizováno mikroprocesorem ATmega 8 po sběrnici I<sup>2</sup>C. Zapojení z obrázku 4.3 bylo měřením odzkoušeno. Funguje správně, tudíž se podařilo z lineární změny vytvořit logaritmickou.

Navrhnutý obvod byl realizován a naměřen. Bohužel ne všechny výstupy filtru pracovaly správně. Filtr typu horní propust nefungoval, tím pádem nebylo možné jej změřit. Z obrázků 5.1, 5.2 lze vidět, že digitální potenciometr opravdu nastavuje mezní frekvenci filtrů. Činitel jakosti se podařilo nastavit až na hodnotu  $Q = 14$ , jenže pro nízkou frekvenci. Podle simulací by měl být činitel jakosti větší. Podle simulace by měl obvod fungovat na mezní frekvenci 1 MHz s činitelem jakosti 20. Bylo však dosaženo pouze jakosti 10. To mohlo být zapříčiněno parazitními vlastnostmi součástek a konstrukcí desky.

Digitální potenciometry se zdají být vhodné pro řízení těchto filtrů, ale musí se uvažovat s parazitními vlastnostmi. Kondenzátory nastavující frekvenci se pro vyšší kmitočty pohybují v řádech desítek pF a už jsou tak malé, že se rovnají parazitním kapacitám potenciometrů, tudíž nám mohou ovlivňovat obvod.

Přes veškeré snahy se nepodařilo dosáhnout simulovaných hodnot. Při měření obvodu pro nízký činitel jakosti fungoval správně a šlo dosáhnout vysokých frekvencí. Při zvyšování činitele jakosti docházelo pomalu k rozkmitání obvodu a k jeho nestabilitě. Už při měření, které plyne z obrázku 5.3, byl obvod rozkmitán a měření nemusí být zcela přesné. Pro lepší funkci by bylo možné vyzkoušet jiný typ zapojení filtru, třeba zapojení dvou invertujících integrátorů a invertoru ve smyčce.

## LITERATURA

- [1] HÁJEK, Karel; SEDLÁČEK, Jiří. *Kmitočtové filtry*. Praha: Technická literatura BEN, 2002. ISBN 80-7300-023-7
- [2] DOSTÁL, Tomáš. *Elektrické filtry*. Elektronické skriptum FEKT VUT UREL, Brno, 2007. 144s.
- [3] KUBÁNEK, David; VRBA, Kamil. *Použití digitálních potenciometrů k řízení parametrů kmitočtových filtrů*. Elektrotechnika [online]. 2002 [cit. 2014-11-10]. Dostupné z www: <http://www.elektrotechnika.cz/clanky/02050/index.html>
- [4] OLŠÁK, Michal. *Elektronické řízení kmitočtových charakteristik filtrů vyššího řádu*. [online]. 2001 [cit. 2014-11-10]. Dostupné z www: <http://www.elektrotechnika.cz/clanky/01037/index.html>
- [5] ANALOG DEVICES. *Choosing the correct digiPOT for your application*. [online]. 2013 [cit. 2014-11-10]. Dostupné z www: [http://www.analog.com/static/imported-files/overviews/Choosing\\_the\\_Correct\\_Digipot.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/overviews/Choosing_the_Correct_Digipot.pdf)
- [6] DUDÁČEK, K. *Sériová rozhraní SPI, Microwire, I2C a CAN*. [online]. 2002 [cit. 2014-11-10]. Dostupné z www: [http://home.zcu.cz/~dudacek/NMS/Seriova\\_rozhrani.pdf](http://home.zcu.cz/~dudacek/NMS/Seriova_rozhrani.pdf)
- [7] Datasheet – AD5260/AD5262, 1 -/2- Channel 15 V digital potentiometer [online]. Analog device, 2010. Dostupné z www: [http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD5260\\_5262.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5260_5262.pdf)
- [8] Datasheet – AD5142, Dual Channel, 256 – Position,  $I^2C$ , Nonvolatile Digital Potentiometer [online]. Analog devices, 2012. Dostupné z www: [http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5122A\\_5142A.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5122A_5142A.pdf)
- [9] Datasheet – X9C303, Logarithmic digitally controlled potentiometer [online]. Intersil, 2009. Dostupné z www: <http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/x9c3/x9c303.pdf>
- [10] Datasheet – AD8045, Ultralow distortion, High Speed Op Amp [online]. Analog device, 2004. Dostupné z www: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8045.pdf>

## SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

A	Jednotka proudu ampér
mA	Jednotka proudu miliampér
$\mu$ A	Jednotka proudu mikroampér
dB	Jednotka decibelů
Hz	Jednotka frekvence hertz
MHz	Jednotka frekvence megahertz
kHz	Jednotka frekvence kilohertz
V	Jednotka napětí volt
$\mu$ F	Jednotka kapacity mikrofarad
pF	Jednotka kapacity pikofarad
$\Omega$	Jednotka odporu ohm
k $\Omega$	Jednotka odporu kiloohm
M $\Omega$	Jednotka odporu megaohm
A, B, W	Svorky odporové dráhy digitálního potenciometru
A/D	Analog / digitál převodník
ARC	Aktivní filtry RC
ASC	Filtry se spínanými kapacitami
B	Šířka pásma
C	Kondenzátor
CCD	Filtry s nábojově vázanými obvody
D/A	Digital na analog převodník
DP	Filtry typu dolní propust
$f_0$	Střední frekvence
$f_{m1}$	Dolní mezní frekvence
$f_{m2}$	Horní mezní frekvence
$f_T$ , GBW	Tranzitní frekvence
HP	Filtry typu horní propust
L	Cívka
LC	Filtr tvořený cívkami a kondenzátory
OZ	Operační zesilovač
PAV	Filtry s povrchovou akustickou vlnou

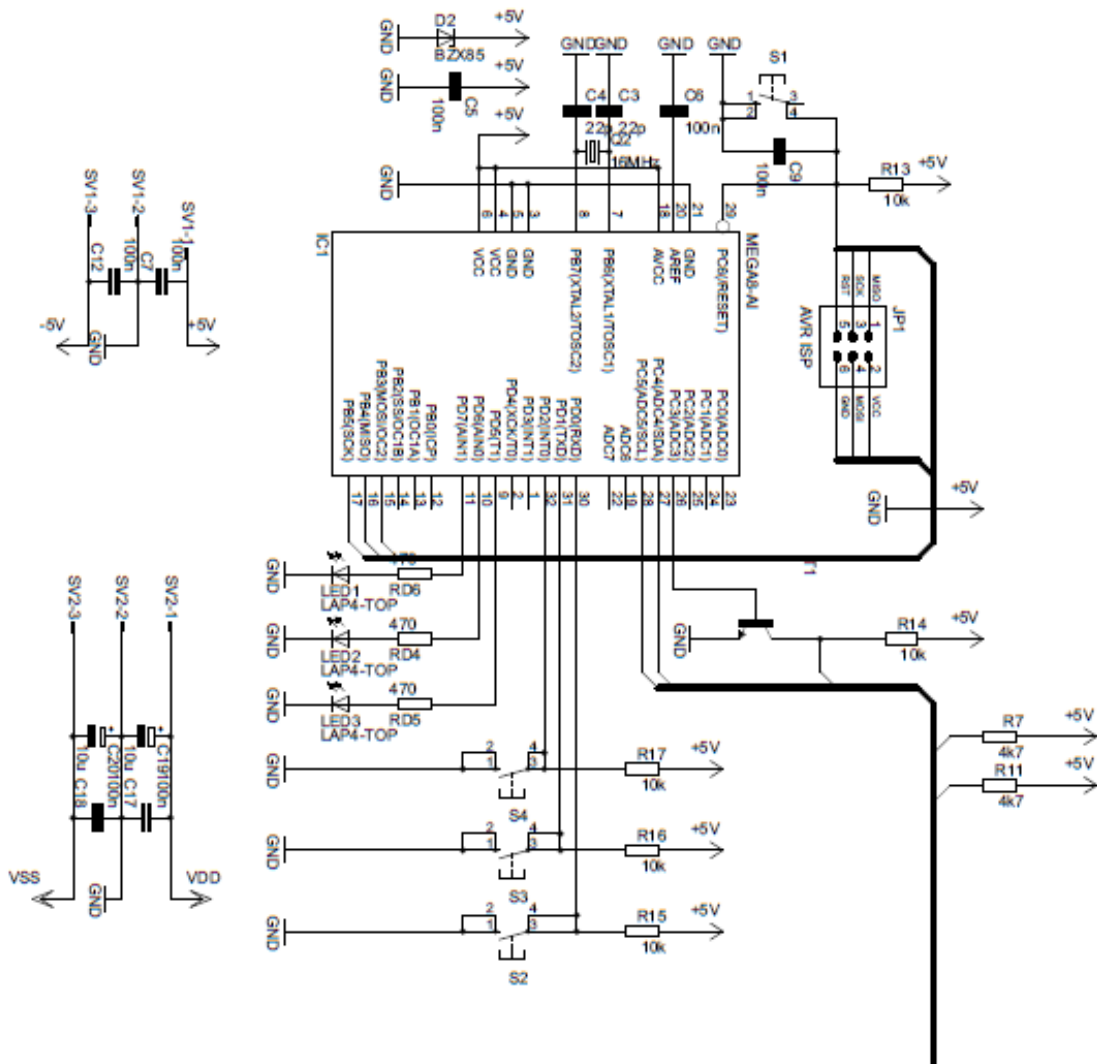
PP	Filtry typu pásmová propust
PZ	Filtry typu pásmová zádrž
Q	Činitel jakosti
R	Rezistor
RC	Filtr tvořený rezistory a kondenzátory
RLC	Filtr tvořený rezistory, cívkami a kondenzátory
SAW	Filtry s povrchovou akustickou vlnou

# SEZNAM PŘÍLOH

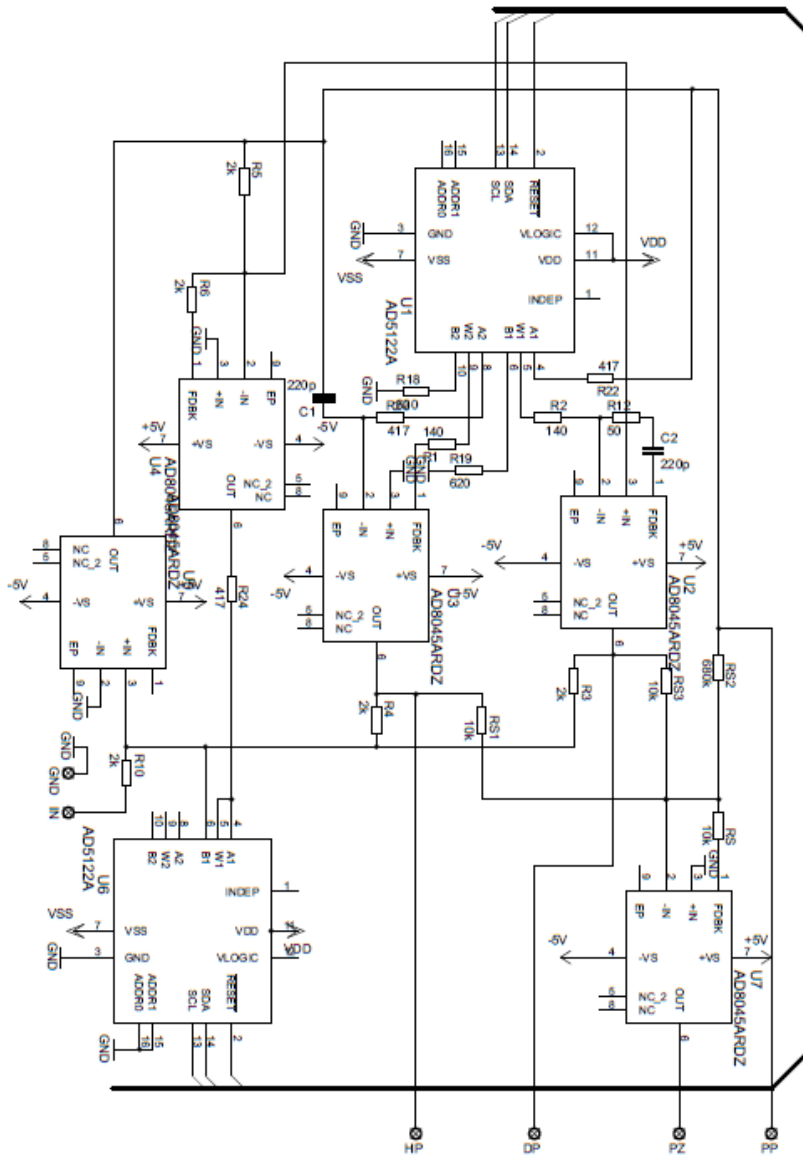
<b>A</b>	<b>Filtr řízený mikroprocesorem</b>	<b>49</b>
A.1	Schéma – Řídící část.....	49
A.2	Schéma – Filtr.....	50
A.2	DSP strana TOP.....	51
A.3	DSP strana BOTTON.....	51
A.4	Osazovací plán.....	52
A.5	Seznam součástek.....	52
A.6	Fotodokumentace.....	53

# A FILTR ŘÍZENÝ MIKROPROCESOREM

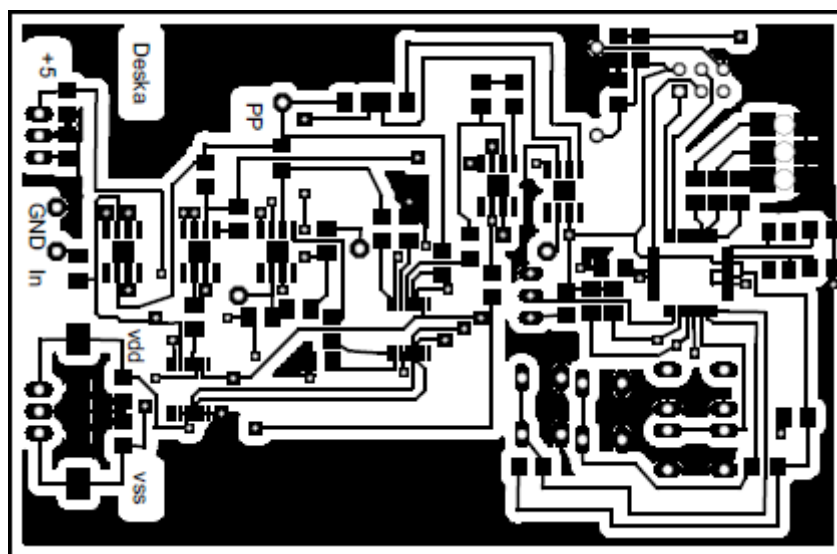
## A.1 Schéma – Řídící část



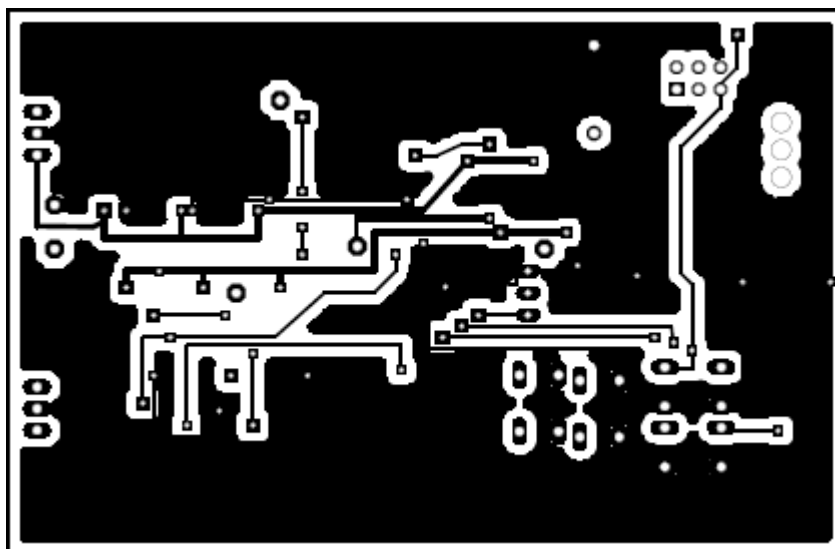
## A.2 Schéma – Filtr



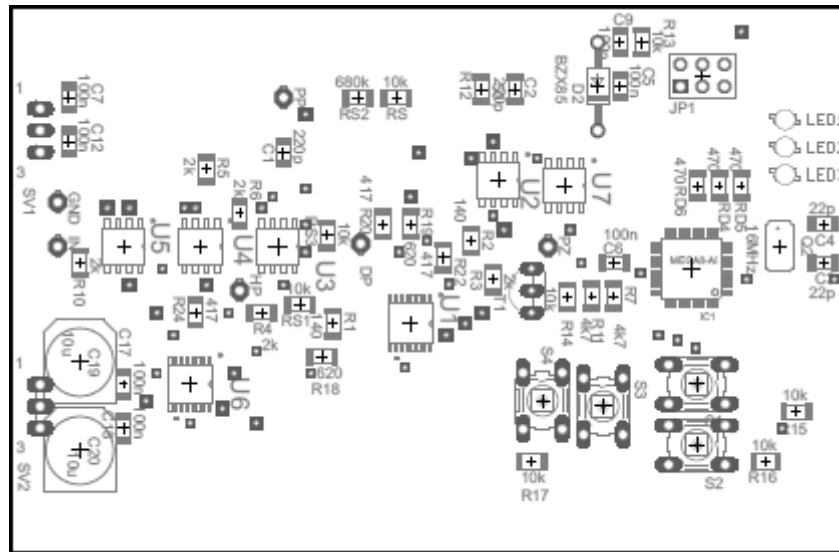
## A.2 DSP strana TOP



## A.3 DSP strana BOTTON



## A.4 Osazovací plán



## A.5 Seznam součástek

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1, C2	220p	C1206	Keramický kondenzátor X7R/50
C3, C4	22p	C1206	Keramický kondenzátor X7R/50
C5, C6, C7, C9,	100n	C1206	Keramický kondenzátor X7R/50
C19, 20	10u	C1206	Keramický kondenzátor X7R/50
D2	5,1V	BZX83V	Zenerova dioda
IC1	Mega8 – AI	TQFP32 - 08	
JP1	-	MLW06G	AVR – ISP – 6VERT
LED1	-	C1206	Barva červená
LED2	-	C1206	Barva červená
LED3	-	C1206	Barva červená
Q2	16 MHz	CTS406	Krystal
R1, R2	150	R1206	Rezistor
R3, R4, R5, R6,	2k	R1206	Rezistor
R7, R11	4k7	R1206	Rezistor
R12	50	R1206	Rezistor
R13, R14, R15,	10k	R1206	Rezistor
R18, R19	620	R1206	Rezistor
R20, R22, R24,	470	R1206	Rezistor
RS2	680k	R1206	Rezistor
S1, S2, S3, S4		B3F-10	Mikro spínače
T1	BC549	TO92	Tranzistor
U1	10k	AD5122A	Digitální potenciometr
U6	100k	AD5122A	Digitální potenciometr
U2, U3, U4, U5,		AD8045	Operační zesilovač

## A.6 Fotodokumentace

