



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY**

**A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

**ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ**

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

## **AKTIVNÍ FILTRY S REZONANČNÍMI OBVODY PRO KOREKCI KMITOČTOVÉ CHARAKTERISTIKY REPRODUKTOROVÉ SOUSTAVY**

ACTIVE FILTERS WITH RESONANT CIRCUITS FOR CORRECTION OF LOUDSPEAKER SYSTEM

FREQUENCY RESPONSE

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

BACHELOR'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

**Iurii Karelin**

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

**Ing. Miroslav Balík, Ph.D.**

**BRNO 2024**

# Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Audio inženýrství**  
specializace Zvuková produkce a nahrávání  
Ústav telekomunikací

**Student:** Iurii Karelin

**ID:** 222747

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2023/24

## NÁZEV TÉMATU:

### Aktivní filtry s rezonančními obvody pro korekci kmitočtové charakteristiky reproduktorové soustavy

#### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Nastudujte teorii aktivních kmitočtových filtrů využívajících ke své funkci rezonanční obvody. Zpracujte přehled vhodných zapojení s OZ, které realizují nelineární, semiparametrické a plně parametrické obvodové řešení těchto kmitočtových filtrů, a které jsou určeny primárně pro filtraci zvukového signálu. U vybraných obvodových řešení zpracujte podrobný postup jejich návrhu. Realizujte vybranou sadu obvodových řešení formou 1x nebo 2x výměnných modulů kompatibilních se sběrnici modulárního systému mAPC-x2, moduly musí splňovat jak jeho mechanické, tak elektrické parametry. Rozšířte stávající laboratorní úlohu týkající se aktivních kmitočtových filtrů používaných v reproduktorových soustavách o vybrané typy filtrů s rezonančními obvody.

#### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] HÁJEK, Karel a SEDLÁČEK, Jiří. Kmitočtové filtry. Praha: BEN - technická literatura, 2002. ISBN 80-7300-023-7.

[2] ELLIOTT, Rod. Active Filters Using Gyration - Characteristics, and Examples. Online. Elliott Sound Product. 2014, 2021. Dostupné z: <https://sound-au.com/articles/gyrator-filters.htm>. [cit. 2024-01-02].

**Termín zadání:** 5.2.2024

**Termín odevzdání:** 31.5.2024

**Vedoucí práce:** Ing. Miroslav Balík, Ph.D.

**doc. Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.**  
předseda rady studijního programu

#### UPOZORNĚNÍ:

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

## **ABSTRAKT**

Bakalářská práce se zabývá problematikou návrhu aktivních kmitočtových filtrů, které jsou určeny pro korekci kmitočtové charakteristiky reproduktorových soustav v rámci laboratorní výuky. Cílem práce je prozkoumat možná řešení s různou mírou přeladitelnosti parametrů a realizovat vybraná řešení formou výměnných modulů pro modulární systém mAPC-x2.

Byly navrženy a vyrobeny dva jednotkové moduly realizující sadu neparametrických filtrů s přepínaným středním kmitočtem a využívající syntetické indukčnosti, a jeden dvojitý plně parametrický modul využívající topologii KHN bikvadu s možností nezávislé regulace parametrů. Vyrobené filtry byly otestovány, doladěny a integrovány do stávající laboratorní úlohy předmětu BPC-REP.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Kmitočtová korekce, reproduktorové soustavy, syntetická indukčnost, gyrátor, aktivní induktor, peak filtr, parametrický ekvalizér, KHN, bikvad, kmitočtová charakteristika, aktivní filtr.

## **ABSTRACT**

The bachelor thesis deals with the synthesis of active frequency filters, that are designed for the correction of frequency response of loudspeaker systems for the educational purposes in laboratory. The aim of the thesis is to explore various solutions with different degrees of parameter tunability and to implement selected solutions in the form of interchangeable modules for the modular system mAPC-x2.

Two single-unit modules implementing a set of non-parametric filters with switchable center frequency and utilizing synthetic inductors, and one fully parametric dual module utilizing the KHN biquad topology with the capability of independent parameter regulation, were designed and manufactured. Those filters were tested, fine-tuned, and integrated into the existing laboratory assignment of the BPC-REP subject.

## **KEYWORDS**

Frequency response correction, loudspeaker systems, synthetic inductor, gyrator, active inductor, peak filter, parametric EQ, KHN, biquad, frequency response, active filter.

KARELIN, Iurii. *Aktivní filtry s rezonančními obvody pro korekci kmitočtové charakteristiky reproduktorové soustavy*. Bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2024. Vedoucí práce: Ing. Miroslav Balík, Ph.D.



## Prohlášení autora o původnosti díla

<b>Jméno a příjmení autora:</b>	Iurii Karelin
<b>VUT ID autora:</b>	222747
<b>Typ práce:</b>	Bakalářská práce
<b>Akademický rok:</b>	2023/24
<b>Téma závěrečné práce:</b>	Aktivní filtry s rezonančními obvody pro korekci kmitočtové charakteristiky reproduktivní soustavy

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné 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 závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno .....  
.....  
podpis autora\*

---

\*Autor podepisuje pouze v tištěné verzi.

## PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské/diplomové/disertační práce panu Ing. Miroslavu Balíkovi, Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

# Obsah

Úvod	15
<b>1 Korekce kmitočtové charakteristiky reproduktorové soustavy</b>	<b>16</b>
1.1 Nežádoucí rezonance v reálných kmitočtových charakteristikách reproduktorových soustav . . . . .	16
1.2 Způsoby odstranění nežádoucích rezonancí a požadavky na korekční obvody	17
1.3 Modulární systém mAPC-X2, jeho vlastnosti a požadavky na výměnné moduly . . . . .	18
<b>2 Parametry kmitočtových filtrů</b>	<b>20</b>
2.1 Modulová a fázová kmitočtová charakteristika . . . . .	20
2.2 Základní typy filtrů podle přenosové charakteristiky . . . . .	20
2.3 Korekční peak filtry a jejich parametry . . . . .	21
2.4 Klasifikace obvodových řešení z pohledu možností změny parametrů filtrů .	22
<b>3 Syntetické induktory</b>	<b>23</b>
3.1 Ztrátové a bezztrátové syntetické induktory . . . . .	23
3.2 Gyrátorový syntetický induktor . . . . .	25
3.3 Prescottův syntetický induktor . . . . .	26
3.4 Antoniův impedanční konvertor . . . . .	27
<b>4 Korekční ARC filtry 2. řádu založené na simulaci rezonančních obvodů</b>	<b>29</b>
4.1 ARC filtry s náhradou reálné cívky na bázi sériového RLC článku . . . . .	29
4.2 Semiparametrický peak filtr s Wienovým můstkem . . . . .	31
4.3 Bikvadratické filtry se dvěma integrátory ve smyčce zpětné vazby . . . . .	32
4.4 KHN bikvad . . . . .	32
4.5 Plně parametrický korekční filtr na základě KHN . . . . .	33
<b>5 Analýza a vyhodnocení vybraných zapojení pomocí simulací a měření na nepájivém kontaktním poli</b>	<b>35</b>
5.1 Simulační program a měřicí pracoviště . . . . .	35
5.2 Antirezonanční peak filtr s gyrátorem . . . . .	36
5.3 Antirezonanční peak filtr s aktivním induktorem . . . . .	40
5.4 Plně parametrický peak filtr na základě KHN bikvadu . . . . .	42
<b>6 Návrh modulů pro mAPC-X2</b>	<b>44</b>
6.1 Sestavování ideových zapojení modulů na základě výsledků analýzy obvodů	44
6.1.1 Jednoduché moduly s gyrátorem a aktivním induktorem . . . . .	44
6.1.2 Dvojitý modul s plně parametrickým KHN filtrem . . . . .	45
6.2 Návrh způsobu přepínání jednotlivých parametrů filtrů . . . . .	46
6.2.1 Návrh přepínání středního kmitočtu u plně parametrického modulu .	46

6.2.2	Logaritmizace změny středního kmitočtu lineárním potenciometrem u plně parametrického modulu . . . . .	48
6.2.3	Zajištění nezávislosti změny parametrů při nastavení $A_f$ u plně parametrického modulu . . . . .	52
6.2.4	Návrh přepínání $Q$ u plně parametrického modulu . . . . .	54
6.2.5	Eliminace přechodových dějů při přepínání . . . . .	55
6.2.6	Finalizace způsobů přepínání parametrů s ohledem na vliv délky přívodů na nežádoucí vlastnosti zapojení . . . . .	56
6.3	Výpočet hodnot součástek a finalizace zapojení . . . . .	60
6.3.1	Jednoduché moduly s gyrátorem a aktivním induktorem . . . . .	60
6.3.2	FPPF s KHN . . . . .	63
6.4	Návrh desek plošných spojů a předních panelů . . . . .	64
6.4.1	Návrh DPS . . . . .	64
6.4.2	Použité součástky . . . . .	64
6.4.3	Umístění ovladacích prvků a označení na předních panelech . . . . .	65
6.4.4	Výsledný návrh a panelizace DPS a předních panelů . . . . .	66
6.5	Výsledné charakteristiky navržených modulů . . . . .	69
6.5.1	Měřené kmitočtové charakteristiky jednoduchých modulů a jejich korekce . . . . .	69
6.5.2	Výsledné charakteristiky a ověření nezávislosti změny parametrů u plně parametrického modulu . . . . .	71
	<b>Závěr</b>	<b>74</b>
	<b>Literatura</b>	<b>75</b>
	<b>Seznam symbolů a zkratk</b>	<b>77</b>
	<b>Seznam příloh</b>	<b>81</b>
	<b>A Schémata navržených obvodů</b>	<b>82</b>
	<b>B Vyrobené moduly</b>	<b>85</b>
	<b>C Doplnění laboratorné úlohy</b>	<b>86</b>
	<b>D Výsledky simulací</b>	<b>88</b>
	D.1 ARPF s gyrátorem . . . . .	88
	D.2 ARPF s aktivním induktorem . . . . .	88
	D.3 Plně parametrický filtr na bázi KHN bikvadu . . . . .	89
	<b>E Výsledky měření na nepájivém kontaktním poli</b>	<b>98</b>
	E.1 ARPF s gyrátorem . . . . .	98
	E.2 ARPF s aktivním induktorem . . . . .	99

E.3	Plně parametrický filtr na bázi KHN bikvadu . . . . .	99
-----	---	----

## Seznam obrázků

1.1	Kmitočtová charakteristika výškového reproduktoru v ozvučnici s vyznačeným návrhem korekce rezonancí v tolerančním pásmu 3 dB ( $pm$ ) (cit. [1]). . . . .	16
1.2	Přední panel a výměnné moduly mAPC-X2. . . . .	18
2.1	Přenosové charakteristiky základních typů selektivních a korekčních kmitočtových filtrů. . . . .	20
2.2	Kmitočtové charakteristiky a základní parametry peak filtrů. . . . .	21
3.1	Reprezentace ztrát syntetických induktorů pomocí náhradního modelu reálné cívky. . . . .	24
3.2	Antoniův impedanční konvertor na bázi GIC . . . . .	25
3.3	Vliv $R_{GS}$ a $R_{GP}$ na impedanční charakteristiku gyrátoru . . . . .	25
3.4	Impedance aktivního induktoru . . . . .	27
3.5	Zobecněné schéma impedančního konvertoru GIC. . . . .	27
4.1	Sériové antirezonanční peak filtry v paralelní topologii. . . . .	30
4.2	Realizace semiparametrického filtru pomocí zapojení do zpětné vazby Wienova můstku. . . . .	31
4.3	Klasické zapojení KHN filtru. . . . .	33
4.4	Plně parametrický filtr na základě KHN. . . . .	33
5.1	Zapojení měřeného přípravku do systému mAPC-X2. . . . .	35
5.2	Přenosová charakteristika ARPF filtru s gyrátorem při změně kmitočtu pomocí $R_{GP}$ . . . . .	36
5.3	Přenosová charakteristika ARPF s gyrátorem při menších použitých hodnotách $R_{GP}$ . . . . .	37
5.4	Přenosová charakteristika ARPF filtru s gyrátorem na nejvyšším kmitočtovém rozsahu . . . . .	38
5.5	Nastavení kvality ARPF filtru s gyrátorem pomocí změny $R_s$ a $R_{ARPF}$ . . . . .	39
5.6	Přenosová charakteristika ARPF filtru s aktivním induktorem při různých hodnotách $R_s$ a $R_{AI}$ . . . . .	41
5.7	Přenosová charakteristika ARPF filtru s aktivním induktorem v celém pásmu slyšitelných kmitočtů. . . . .	41
5.8	Přenosová charakteristika PPPF na bázi KHN navrženého na jeden kmitočtový rozsah pokrývající celé slyšitelné pásmo. . . . .	42
6.1	Ideové schéma zapojení ARPF se syntetickou indukčností realizovanou pomocí a) gyrátoru; b) aktivního induktoru. . . . .	44
6.2	Ideové schéma zapojení PPPF na bázi KHN. . . . .	45
6.3	Chybně navržené přepínání kmitočtů pomocí dvou otočných přepínačů 2P6T, a) předpokladaná signálová cesta při nastavení pozice 3C, b) reálná signálová cesta při nastavení pozice 3C. . . . .	47

6.4	Varianty zapojení potenciometru pro změnu $f_c$ u plně parametrického modulu, a) sériově k $R_{fs}$ , b) jeden konec uzemněný + odpor $R_{fa}$ , c) jeden konec uzemněný + odpory $R_{fa}$ a $R_{fe}$ . . . . .	48
6.5	Změna $f_c$ u KHN pomocí lineárního potenciometru uzemněného na jednom konci. . . . .	49
6.6	Závislost změny středního kmitočtu KHN filtru na poloze jezdce lineárního uzemněného potenciometru simulovaná v Matlabu. . . . .	50
6.7	Závislost změny středního kmitočtu KHN filtru na poloze jezdce lineárního uzemněného potenciometru s dodaným odporem $R_{fe}$ simulovaná v Matlabu. . . . .	51
6.8	Měřená charakteristika přepínání $f_c$ v PPPF s KHN pomocí kompenzovaného lineárního potenciometru s dodaným odporem $R_{fe}$ . . . . .	52
6.9	Nelinearita změny $A_f$ při použití lineárního potenciometru $P_A$ a změna $Q$ při změně $A_f$ , změřené na nepájivém kontaktním poli. . . . .	53
6.10	Schéma přepínání parametru $A_f$ u plně parametrického modulu. . . . .	54
6.11	Přepínání parametru $A_f$ v rozsahu $-0,75$ dB až $-9$ dB měřené na nepájivém kontaktním poli. . . . .	54
6.12	Přepínání parametru $Q$ v rozsahu $1,5$ až $8$ měřené na nepájivém kontaktním poli. . . . .	55
6.13	Eliminace přechodových dějů způsobených odpojením a připojením odporu $R_g$ v ARPF s gyrátorem pomocí přidání paralelního odporu. . . . .	56
6.14	Závislost poklesu míry potlačení na středním kmitočtu na délce přívodů u ARPF s gyrátorem. . . . .	57
6.15	Schéma přepínání parametrů u ARPF s gyrátorem. . . . .	58
6.16	Závislost poklesu míry potlačení na středním kmitočtu na délce přívodů u ARPF s aktivním induktorem. . . . .	58
6.17	Schéma přepínání parametrů u ARPF s aktivním induktorem. . . . .	59
6.18	Závislost poklesu míry potlačení na středním kmitočtu na délce přívodů u PPPF s KHN. . . . .	59
6.19	Schéma přepínání parametrů u PPPF na bázi KHN. . . . .	60
6.20	Citlivý spoj PPPF na bázi KHN v návrhu DPS. . . . .	64
6.21	Navržené přední panely jednotlivých modulů. . . . .	66
6.22	Navržené DPS jednoduchého modulu s gyrátorem. . . . .	67
6.23	Navržené DPS jednoduchého modulu s aktivním induktorem. . . . .	67
6.24	Navržené DPS dvojitého plně parametrického modulu. . . . .	68
6.25	Úkazka panelizace DPS jednoduchých modulů. . . . .	69
6.26	Výsledné charakteristiky ARPF s gyrátorem po provedení korekce. . . . .	70
6.27	Výsledné charakteristiky ARPF s aktivním induktorem po provedení korekce. . . . .	70
6.28	Přepínání $Q$ na mezních $f_c$ krájních rozsahů u plně parametrického modulu. . . . .	71
6.29	Přepínání $A_f$ při mezních nastavených hodnotách $Q$ u plně parametrického modulu. . . . .	72
6.30	Výsledné charakteristiky ARPF s aktivním induktorem po provedení korekce. . . . .	73

A.1	Navržené schéma ARPF se syntetickou indukčností realizovanou pomocí gyrátoru. . . . .	82
A.2	Navržené schéma ARPF se syntetickou indukčností realizovanou pomocí aktivního induktoru. . . . .	83
A.3	Navržené schéma plně parametrického filtru na základě KHN bikvadu. . . .	84
D.1	Odsimulovaná přenosová charakteristika ARPF filtru s gyrátorem při změně kmitočtu pomocí $R_{GP}$ . . . . .	88
D.2	Odsimulovaná přenosová charakteristika ARPF filtru s aktivním induktorem při změně kmitočtu pomocí změny $R_{AI}$ a $R_s$ . . . . .	88
D.3	Odsimulovaná přenosová charakteristika PPPF na bázi KHN s kmitočtovým rozsahem 1,5 dekády. . . . .	89
D.4	Odsimulovaná přenosová charakteristika PPPF na bázi KHN s kmitočtovým rozsahem 3 dekády. . . . .	89
D.5	Odsimulovaná přenosová charakteristika PPPF na bázi KHN při exponenciálním nárůstu $R_f$ . . . . .	90
D.6	Změna $f_c$ u KHN pomocí lineárního potenciometru zapojeného sériově k $R_{fs}$ . . . . .	90
D.7	Změna $f_c$ u KHN pomocí logaritmického potenciometru zapojeného sériově k $R_{fs}$ . . . . .	91
D.8	Změna $f_c$ u KHN pomocí logaritmického potenciometru uzemněného na jednom konci. . . . .	91
D.9	Ověření změny kmitočtu pomocí lineárního uzemněného potenciometru navržené pomocí Matlabu v simulaci. . . . .	92
D.10	Závislost linearity nastavení přenosu na hodnotě $P_A$ ( $P_A = 1 \text{ k}\Omega$ ). . . . .	92
D.11	Závislost linearity nastavení přenosu na hodnotě $P_A$ ( $P_A = 10 \text{ k}\Omega$ ). . . . .	93
D.12	Závislost linearity nastavení přenosu na hodnotě $P_A$ ( $P_A = 50 \text{ k}\Omega$ ). . . . .	93
D.13	Závislost linearity nastavení přenosu na hodnotě $P_A$ . . . . .	94
D.14	Závislost změny kvality při nastavení přenosu na hodnotě $P_A$ ( $P_A = 1 \text{ k}\Omega$ ). . . . .	94
D.15	Závislost změny kvality při nastavení přenosu na hodnotě $P_A$ ( $P_A = 10 \text{ k}\Omega$ ). . . . .	95
D.16	Závislost změny kvality při nastavení přenosu na hodnotě $P_A$ ( $P_A = 50 \text{ k}\Omega$ ). . . . .	95
D.17	Nastavení $Q$ pomocí lineárního potenciometru $500 \Omega$ . . . . .	96
D.18	Nastavení $Q$ pomocí lineárního potenciometru $1 \text{ k}\Omega$ . . . . .	96
D.19	Nastavení $Q$ pomocí lineárního potenciometru $5 \text{ k}\Omega$ . . . . .	97
E.1	Přenosová charakteristika ARPF filtru s gyrátorem při změně kmitočtu pomocí současné změny $R_{GP}$ , $R_{ARPF}$ a $R_s$ . . . . .	98
E.2	Vliv dielektriku použitých kondenzátorů na výslednou kmitočtovou charakteristiku ARPF s gyrátorem. . . . .	98
E.3	Přenosová charakteristika ARPF filtru s gyrátorem na nejnižším kmitočtovém rozsahu . . . . .	99
E.4	Přenosová charakteristika ARPF filtru s gyrátorem na středním kmitočtovém rozsahu . . . . .	99



E.5	Přenosová charakteristika ARPF filtru s gyrátorem na vyšším kmitočtovém rozsahu . . . . .	100
E.6	Vliv $R_{GS}$ na přenos ARPF s gyrátorem. . . . .	100
E.7	Vliv délky přívodů mezi součástkami při zapojení společného pólu přepínače kmitočtu na neinvertující vstup OZ gyrátoru (ARPF s gyrátorem). . . . .	101
E.8	Vliv délky přívodů mezi součástkami při zapojení společného pólu přepínače kmitočtu na zem (ARPF s gyrátorem). . . . .	102
E.9	Závislost přenosu ARPF filtru s aktivním induktorem na vyšších kmitočtech na použitých kondenzátorech. . . . .	103
E.10	Různé konfigurace ARPF filtru s aktivním induktorem na stejném kmitočtu se stejným $Q$ . . . . .	103
E.11	Přenosová charakteristika ARPF filtru s aktivním induktorem na vyšších kmitočtůech při větším zatížení OZ. . . . .	104
E.12	Přenosová charakteristika ARPF filtru s aktivním induktorem na vyšších kmitočtůech při normálním zatížení OZ. . . . .	104
E.13	Měřená přenosová charakteristika PPPF na bázi KHN s kmitočtovým rozsahem 1,5 dekády. . . . .	105
E.14	Vliv změny $R_g$ na pokles přenosu a změnu $Q$ u PPPF na bázi KHN. . . . .	105
E.15	Vliv reálných OZ integrátorů na pokles přenosu u PPPF na bázi KHN. . . . .	106
E.16	Vliv reálných sumačních OZ na pokles přenosu u PPPF na bázi KHN. . . . .	106
E.17	Změna $Q$ pomocí $\mathbf{rq!}$ u PPPF na bázi KHN. . . . .	107
E.18	Změna $Q$ pomocí $P_Q$ u PPPF na bázi KHN. . . . .	107
E.19	Změna $Q$ pomocí $R_A$ a $R_d$ u PPPF na bázi KHN. . . . .	108
E.20	Změna $Q$ pomocí $R_g$ u PPPF na bázi KHN. . . . .	108
E.21	Vliv $R_f$ a $C_f$ na pokles útlumu při vyšších $Q$ . . . . .	109
E.22	Vliv $\mathbf{rb!}$ a $R_c$ na pokles útlumu při vyšších $Q$ . . . . .	109
E.23	Vliv $R_A$ a $R_d$ na pokles útlumu při vyšších $Q$ . . . . .	110

## Seznam tabulek

6.1	Rozsahy přeladění ARPF s gyrátorem a aktivním induktorem . . . . .	61
6.2	Nastavení středního kmitočtu pomocí potenciometru u plně parametrického modulu . . . . .	73

# Úvod

Tato práce se zaměřuje na návrh a implementaci aktivních kmitočtových filtrů s rezonančními obvody určených pro korekci frekvenční charakteristiky reproduktorových soustav.

Hlavním cílem je realizace výměnných modulů pro zvukový procesor mAPC-X2, které budou aplikovány v laboratorních cvičeních předmětu BPC-REP (Reproduktorové soustavy). Práce také nabízí přehled možných zapojení korekčních filtrů a posuzuje jejich praktickou aplikovatelnost a efektivitu.

První kapitola je věnována stanovení požadavků, které musí splňovat zapojení korekčních filtrů. Tyto požadavky jsou odvozeny ze specifikace problému korekce frekvenční charakteristiky reálných reproduktorových soustav s ohledem na specifické vlastnosti zvukového modulárního systému mAPC-X2, který se používá v laboratorní výuce.

Ve druhé kapitole jsou popsány základní typy kmitočtových filtrů a jsou podrobněji rozebrány parametry korekčních peak filtrů, které pak budou realizovány.

Třetí kapitola je věnována problému nahrazení reálných cívek syntetickými induktory a obsahuje přehled zapojení s OZ, které mají za úkol simulovat induktivní charakter impedance.

Ve čtvrté kapitole je představen přehled aktivních korekčních filtrů s rezonančními obvody. Důraz je kladen na filtry s náhradou reálné cívky a bikvadratické filtry se dvěma integrátory. Také je popsána problematika návrhu neparаметrických, semiparametrických a plně parametrických obvodových řešení probíraných zapojení, jsou vyhodnoceny jejich výhody a nevýhody, ze kterých plyne volba jednotlivých zapojení, která budou dále realizována ve výsledných modulech pro mAPC-X2.

Pátá kapitola obsahuje výsledky analýzy, realizované pomocí simulačního nástroje Tina-TI a doplněné o laboratorní měření přípravků na nepájivém kontaktním poli pomocí analyzátoru Audio Precision APX515. Tato data jsou klíčová pro návrh zapojení s reálnými komponenty, jejichž vliv na výsledné charakteristiky filtrů byl také zhodnocen.

Šestá kapitola se věnuje návrhu obvodových řešení a plošných spojů pro jednotlivé moduly. Jsou uvedena související měření přípravků, zapojených do zvukového procesoru mAPC-X2, která byla provedena pro optimalizaci návrhu. Jsou popsána finální měření, postup při doladění filtrů a následně je ohodnoceno, do jaké míry jsou splněny nebo nesplněny stanovené požadavky na jednotlivá zapojení.

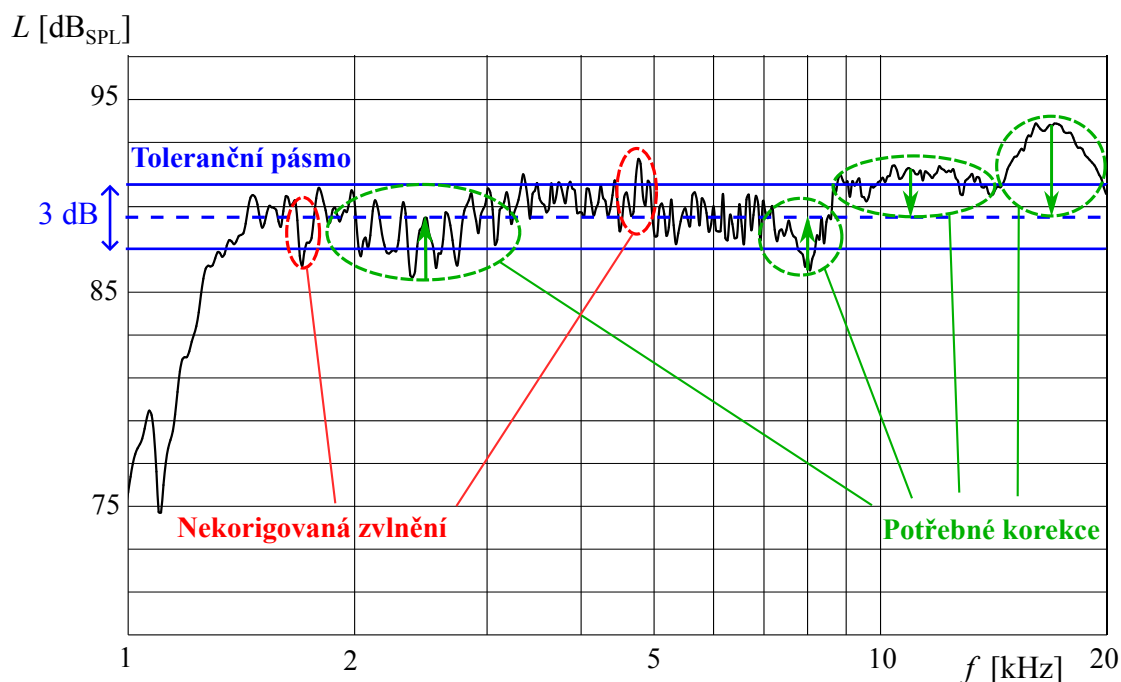
Výsledkem této práce je rozšíření stávající laboratorní úlohy o dva jednoduché moduly se syntetickými indukčnostmi a o jeden plně parametrický dvojitý modul využívající zapojení KHN bikvadu.

# 1 Korekce kmitočtové charakteristiky reproduktorové soustavy

## 1.1 Nežádoucí rezonance v reálných kmitočtových charakteristikách reproduktorových soustav

Minimální zvlnění modulové kmitočtové charakteristiky je jedním z nejdůležitějších požadavků kladených na reproduktorové soustavy schopné věrné reprodukce zvukových signálů. Zvlnění kmitočtové charakteristiky, které se projevuje vznikem lokálních minim a maxim v sousedících kmitočtových pásmech, má za následek vznik jevu maskování části užitečného signálu. Tento jev znemožňuje správnou reprodukci stereofonního obrazu při použití reproduktorových soustav s výrazně zvlněnou kmitočtovou charakteristikou.

Proto je potřeba během návrhu minimalizovat zvlnění kmitočtové charakteristiky v nejužším možném tolerančním pásmu, což může být docíleno zapojením korekčních obvodů do signálové cesty. Potlačení (a případně zesílení, pokud se jedná o aktivní obvody) určitých kmitočtových pásem se dá zúžit toleranční pásmo, do kterého spadá kmitočtová charakteristika korigované soustavy.



Obr. 1.1: Kmitočtová charakteristika výškového reproduktoru v ozvučnici s vyznačeným návrhem korekce rezonancí v tolerančním pásmu 3 dB (cit. [1]).

Na obr. 1.1 je zobrazena kmitočtová charakteristika výškového reproduktoru v ozvučnici [1], v níž jsou zvýrazněny nežádoucí rezonance. Rezonance, které by se měly korigo-

vat, jsou označeny zelenou barvou. Příliš úzké rezonance v kmitočtové charakteristice jsou nejčastěji způsobeny vlastnostmi měřicí metody, a navíc by korekce příliš úzkých pásem způsobovala více problémů, než by pomáhala věrné reprodukci kvůli fázovému zpoždění, šumu a zkreslení filtrů s vyšší kvalitou. Takovéto rezonance proto není vhodné korigovat, na obr. 1.1 jsou označeny červeně. Modrou barvou je vyznačeno toleranční pásmo, které by mělo být dosaženo po provedení korekce. Čárkovaně je označený střed tohoto tolerančního pásma, ke kterému by se měly prováděné korekce vztahovat. Šipky ukazují, zda dané pásmo má být potlačeno nebo zesíleno. Lokální rezonance v charakteristice na tomto obrázku dosahují hodnot až 4 dB. V jiných případech může tato hodnota být podstatně vyšší, až do 10 dB [2].

Při výběru rezonancí, které by měly být korigovány, je nutné rozlišovat mezi rezonancemi vzniklými interferencí odražených vln v prostoru, kde probíhalo měření, a rezonancemi způsobenými zvlněním kmitočtové charakteristiky samotných reproduktorů nebo interferencí primárních a sekundárních zdrojů vlnění vzniklých na hranách ozvučnice. Kmitočtová charakteristika reproduktorů v ozvučnici se proto měří v akustické ose reproduktorové soustavy (zpravidla uprostřed mezi osami jednotlivých reproduktorů v případě dvoupásmové reproduktorové soustavy), s příkonem 1 W a ve vzdálenosti 1 m. Vliv prostoru je minimalizován průměrováním více měření provedených na různých místech uvnitř měřeného prostoru [3].

## 1.2 Způsoby odstranění nežádoucích rezonancí a požadavky na korekční obvody

Možné příčiny zvlnění kmitočtové charakteristiky reproduktorové soustavy mohou být spojeny jak se zvlněním kmitočtových charakteristik jednotlivých použitých reproduktorů, ovlivněných jejich mechanickými a elektrickými vlastnostmi, tak i s jejich vzájemným umístěním a polohou vůči ozvučnici, jejím druhem a tvarem. Proto je vhodné provést optimalizaci návrhu ozvučnice a umístění reproduktorů, aby se minimalizoval vliv interference mezi primárními a sekundárními zdroji vlnění. Měřené zvlnění může být také způsobeno interferencí primárních a sekundárních zdrojů vlnění v prostoru, ve kterém probíhalo měření; je tedy nezbytné eliminovat vliv měřicího prostoru na měřenou charakteristiku. Po návrhu ozvučnice a změření frekvenčních charakteristik jednotlivých reproduktorů v ozvučnici je vhodné použít korekční obvody – analogové nebo digitální rezonanční frekvenční filtry – pro korekci kmitočtové charakteristiky.

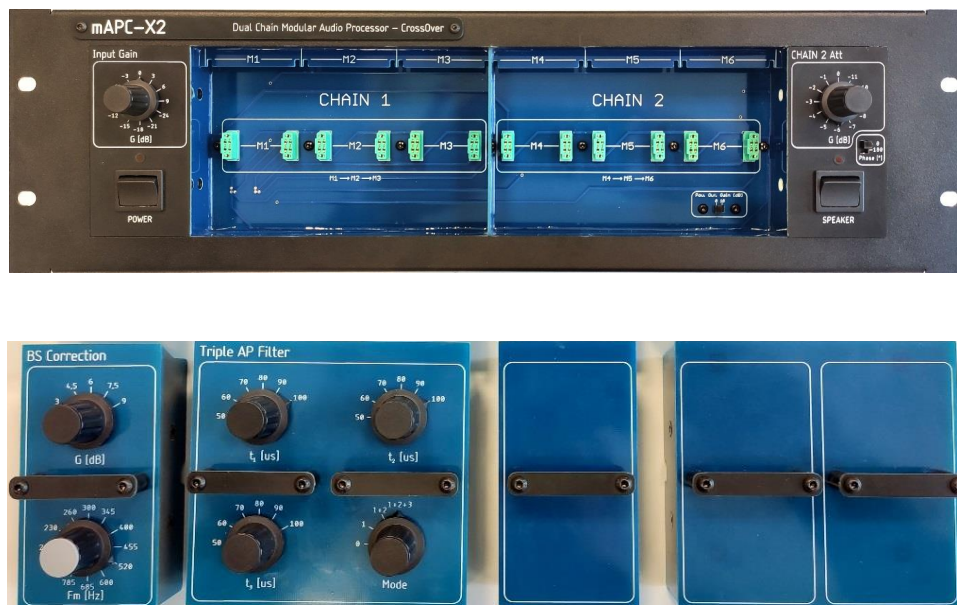
Digitální řešení nejsou součástí této práce, zatímco analogová řešení lze rozdělit na pasivní a aktivní. Pasivní kmitočtové filtry (RLC filtry) nelze použít pro zesílení signálu, proto pomocí nich nelze kompenzovat lokální minima - charakteristika je korigována pomocí potlačení lokálních maxim, což vede ke zhoršení citlivosti reproduktorové soustavy. Navíc, pasivní řešení vyžadují rozměrné a drahé komponenty (zejména reálné cívky), které jsou náchylné k vnějšímu magnetickému rušení a pracují na výkonové úrovni s podstatně vyššími proudy. Takové součástky vykazují vyšší míru nelineárních vlastností, které se

mění s teplotou. Naproti tomu, aktivní kmitočtové filtry (ARC filtry) využívají aktivní prvky (nejčastěji operační zesilovače), jsou odolnější vůči vnějšímu rušení a mohou být navrženy až na úrovni monolitických obvodů [4]. ARC filtry pracují na linkové úrovni s podstatně menšími proudy a jejich další výhodou je snadnější realizace zapojení s nastavitelnými parametry.

Požadavky na korekční obvody vyplývají z parametrů nežádoucích rezonancí, které jsou popsány v kapitole 1.1. Filtr musí mít definitivně nastavené parametry tak, aby byla zajištěna korekce určitého pásma na hodnotu přenosu potřebnou pro dosažení vyrovnané kmitočtové charakteristiky. Střední kmitočet filtrů by měl být nastavitelný v celém rozsahu slyšitelného pásma, ideálně od 20 Hz do 20 kHz. Filtry by měly být schopny dosáhnout přenosu na středním kmitočtu až  $\pm 10$  dB. Je zásadní, aby tyto filtry měly činitel kvality  $Q$  větší než 1 a byly schopné dosahovat vyšších hodnot pro korekci úzších pásem (maximální potřebný  $Q$  je v rozsahu  $Q = 8$  až 10). Filtry s  $Q$  nižším než 1 nejsou vhodné pro korekci lokálních rezonancí v kmitočtové charakteristice reproduktorových soustav, protože mají vliv na příliš široké kmitočtové pásmo. Dále by mělo být možné tyto filtry používat v kaskádním řazení, aniž by došlo k nadměrnému zatížení následujících stupňů.

### 1.3 Modulární systém mAPC-X2, jeho vlastnosti a požadavky na výměnné moduly

V laboratorních úlohách předmětu „Reproduktorové soustavy“ se používá modulární systém mAPC-X2 s různými druhy aktivních filtrů ve formě výměnných modulů. Přední panel přístroje a příklady výměnných modulů je vidět na obr. 1.2.



Obr. 1.2: Přední panel a výměnné moduly mAPC-X2. (cit. [6])

Modulární systém se skládá z pevných modulů „Input Gain“ a „CHAIN 2 Att“ a dvou řetězců pro výškový a hlubokotónový reproduktor („CHAIN 1“ a „CHAIN 2“), do kterých se dají vkládat až tři jednoduché moduly za sebou (resp. jeden dvojitý a jeden jednoduchý modul).

Korekční filtry, jejichž návrh je hlavním cílem této práce, musí být realizovány ve formě modulů pro daný systém a proto musí splňovat jeho mechanické a elektrické parametry.

Každý modul má alespoň dva konektory, z nichž jeden slouží pro přivedení signálu z procesoru do modulu a zpět (piny „IN“, „OUT“ a „GND“) a druhý pro symetrické napájení operačních zesilovačů (piny „VSS“, „VCC“, „GNDA“).

Jeden modul se skládá ze základní desky plošných spojů (DPS), předního panelu, dvou bočnic a dvou stojin. Rozměry DPS jsou přesně definovány konstrukcí modulů a činí  $80 \times 44$  mm pro jednoduché moduly a  $80 \times 94$  mm pro dvojitě.

Maximální počet rozměrově velkých součástek (přepínačů, potenciometrů, OZ) je omezen fyzickými rozměry modulů. Na výstupu první sekce v každém z řetězců „CHAIN1“ a „CHAIN2“ je zapojený invertující napěťový sledovač pro impedanční oddělení základní desky systému a prvního modulu v řetězci. Výstup každého modulu však musí být také impedančně oddělen od následujícího modulu. Přepínání poloh u jednotlivých modulů by nemělo způsobit přechodové děje, které by mohly zničit základní desku mAPC-X2 nebo jiné moduly.

## 2 Parametry kmitočtových filtrů

### 2.1 Modulová a fázová kmitočtová charakteristika

Jednou ze základních charakteristik kmitočtových filtrů je jejich komplexní přenosová funkce  $\mathbf{H}(s)$ . Tato funkce vyjadřuje poměr Laplaceových transformací výstupních a vstupních napěťových signálů:

$$\mathbf{H}(s) = \frac{U_{\text{výst}}(s)}{U_{\text{vst}}(s)}, \quad (2.1)$$

kde  $s$  je komplexní proměnná. Komplexní přenosová funkce může být po dosazení za  $s = j\omega$  převedena na modulovou a fázovou kmitočtovou charakteristiku [7, s. 1]. Modulová kmitočtová charakteristika napěťových signálů popisuje míru zesílení nebo potlačení napětí na výstupu ve srovnání s napětím na vstupu v závislosti na kmitočtu. Tato charakteristika se vyjadřuje v decibelech:

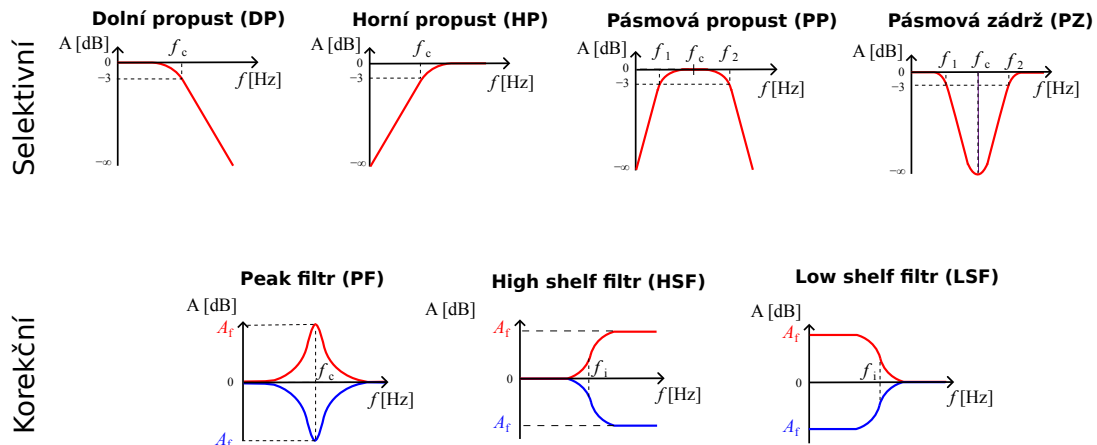
$$A(\omega) = 20 \log |\mathbf{H}(j\omega)| \quad (2.2)$$

Fázová kmitočtová charakteristika ilustruje fázový posun mezi signálem na výstupu a signálem na vstupu filtru v závislosti na kmitočtu signálu, uvádí se v radianech:

$$\phi(\omega) = \arg \mathbf{H}(j\omega) \quad (2.3)$$

### 2.2 Základní typy filtrů podle přenosové charakteristiky

Podle [5] se dají kmitočtové filtry podle tvaru jejich přenosové charakteristiky rozdělit na selektivní, korekční a all-pass filtry (obr. 2.1).



Obr. 2.1: Přenosové charakteristiky základních typů selektivních a korekčních kmitočtových filtrů.



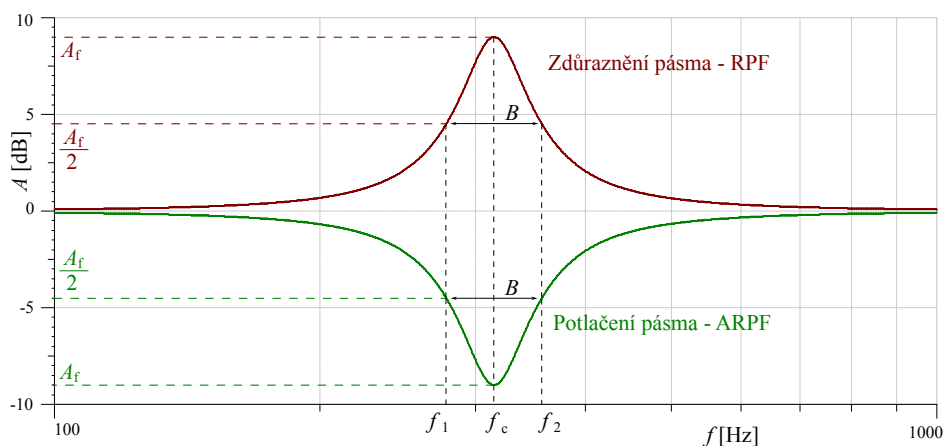
K selektivním filtrům patří horní propust (HP), dolní propust (DP), pásmová propust (PP) a pásmová zadrž (PZ). Tyto filtry vždy mají aspoň jedno přenosové, nepřenosové a přechodové pásmo. Jejich účelem je úplně odfiltrovat alespoň jedno kmitočtové pásmo.

Ke korekčním filtrům patří shelving a peak filtry. Na rozdíl od selektivních filtrů mají korekční filtry za úkol změnit citlivostní poměr mezi korigovaným a nekorigovaným pásmem. Proto přenos v korigovaném pásmu je konečný a závisí na požadované míře zdůraznění nebo potlačení korigovaného pásma. V nekorigovaných pásmech by signál neměl být ovlivňován.

All-pass filtry zavádějí frekvenčně závislé zpoždění signálu a proto mají vliv na fázovou kmitočtovou charakteristiku - modulová charakteristika by měla být na celém rozsahu neměnná. Příkladem takových filtrů jsou fázovací články, které se využívají například pro korekci fázové charakteristiky jednotlivých reproduktorů v reproduktorové soustavě nebo stereofonním páru, která je potřebná kvůli frekvenčně závislým fázovým zpožděním, vzniklým při použití korekčních a kompenzačních obvodů.

### 2.3 Korekční peak filtry a jejich parametry

Tato práce se zabývá návrhem korekčních peak filtrů, které slouží ke zdůraznění nebo potlačení rezonancí v určitém kmitočtovém pásmu. Oproti tradičním filtrům typu pásmová propust (PP) nebo pásmová zadrž (PZ) není žádné z pásem u peak filtrů zcela nepropustné a přenos  $A_f$  na středním kmitočtu  $f_c$  je vždy konečný – může být záporný (jedná se o antirezonanční peak filtr - ARPF) nebo kladný (rezonanční peak filtr - RPF), jak je ukázáno na obr. 2.2.



Obr. 2.2: Kmitočtové charakteristiky a základní parametry peak filtrů.

V propustných pásmech by měl být signál ovlivněn co nejméně; v ideálním případě by měl být přenos v propustném pásmu  $A_f = 0$  dB.

Důležitým parametrem je činitel kvality  $Q$ , vyjadřující poměr mezi středním kmitočtem a šířkou rezonančního pásma  $B$ :

$$Q = \frac{f_c}{B} = \frac{f_c}{f_2 - f_1} \quad (2.4)$$

Odečítání šířky rezonančního pásma  $B$  na hodnotě  $\pm 3$  dB ( $+3$  dB v případě RPF a  $-3$  dB v případě ARPF) oproti přenosu v nekorigovaném pásmu, jak tomu je u PP a PZ, není dostatečně informativní v případě peak filtrů - přenos na středním kmitočtu je konečný a jeho absolutní hodnota může být dokonce menší než  $\pm 3$  dB. Není zcela ideální ani definice šířky pásma na hodnotě  $\pm 3$  dB oproti přenosu na středním kmitočtu - při větších hodnotách  $A_f$  by šířka pásma už neodpovídala reálné šířce pásma kmitočtu, které jsou ovlivněny korekcí; navíc takový způsob také není použitelný při absolutních hodnotách přenosu na středním kmitočtu menších než 3. Proto v rámci této práce bude šířka pásma  $B$  odečítána na polovině přenosu na středním kmitočtu  $A_f/2$ . Tímto je zajištěna závislost parametru  $Q$  na proměnném  $A_f$ . Vyšší  $Q$  v případě peak filtrů odpovídá korekci užšího kmitočtového pásma.

## 2.4 Klasifikace obvodových řešení z pohledu možností změny parametrů filtrů

Možnost přeladění jednotlivých parametrů (středního kmitočtu  $f_c$ , činitele kvality  $Q$  a přenosu na středním kmitočtu  $A_f$ ) závisí na konkrétní topologii použitého filtru a podstatně ovlivňuje složitost návrhu a komplikovanost zapojení.

Nejjednodušší a nejlevnější řešení představuje filtr s pevně nastavenými parametry (neparametrický filtr), jehož charakteristiky jsou definovány použitými součástkami a nelze je při používání měnit. Tyto filtry se často využívají jako finální zapojení korekčních obvodů reproduktorové soustavy.

V procesu návrhu reproduktorové soustavy je ovšem velmi výhodné mít možnost nastavení jednotlivých parametrů korekčních filtrů, aby bylo možné porovnat jejich vliv na výslednou kmitočtovou charakteristiku. Plně parametrické obvodové řešení umožňuje nezávislou modifikaci jednotlivých parametrů filtrů, což usnadňuje návrh korekčních obvodů.

Avšak tato řešení jsou relativně nákladná a nejsou realizovatelná s každou topologií. Proto existují semiparametrická řešení, kde některé parametry nejsou regulovatelné a změna jednoho parametru může ovlivnit jiný (například při změně  $f_c$  dojde ke změně  $Q$ ). V důsledku tohoto omezení existuje jen několik možných nastavení filtru, což může v procesu návrhu korekčních obvodů významně omezovat nebo dokonce znemožňovat efektivní využití semiparametrických řešení.

### 3 Syntetické induktory

Reálné cívky mají řadu nevýhod: jsou objemné (zvláště při větších požadovaných hodnotách  $L$  a  $Q$ ), náchylné k vnějšímu magnetickému rušení a vykazují nelinearitu svých vlastností. Přesné dosažení hodnot indukčnosti je komplikované kvůli omezenému výběru sériově vyráběných komponent a jejich menší přesnosti [8].

Z tohoto důvodu je často vhodné nahradit reálnou cívku syntetickou indukčností - alternativním zapojením, které s určitou přesností simuluje chování reálné cívky pomocí aktivních prvků, kondenzátorů a odporů. Tato zapojení umožňují snadnou realizaci vyšších hodnot indukčnosti při zachování malých rozměrů součástek. Syntetické indukčnosti jsou oproti reálným cívkám obvykle méně náchylné k vnějšímu elektromagnetickému rušení a jejich indukčnost je obvykle lineárně závislá na některých prvcích, což je výhodné pro návrh přeladitelných filtrů.

Syntetické indukčnosti lze podle typu realizace rozdělit na „gyrátorové“, „konvertorové“ a realizované pomocí speciálních funkčních bloků [4, s.80-88]. Z hlediska parazitních vlastností se simulované indukčnosti dělí na ztrátové a bezztrátové.

#### 3.1 Ztrátové a bezztrátové syntetické induktory

Reálná cívka, na rozdíl od ideálního induktoru, vždy obsahuje parazitní vlastnosti, které jsou významné při návrhu kmitočtových filtrů a mají podstatný vliv na výsledné charakteristiky zapojení. Příčiny parazitních vlastností reálné cívky zahrnují:

1. Konečný odpor vinutí, který zajišťuje nenulový reálný odpor pro stejnosměrné signály.
2. Parazitní kapacitu mezi jednotlivými závity, která od určitého rezonančního kmitočtu způsobuje pokles modulu impedance oproti impedanci ideálního induktoru, která s kmitočtem obvykle narůstá.
3. Ztrátu části energie ve formě tepla v jádře cívky. Tyto ztráty závisí na frekvenci signálu a na materiálu a rozměrech jádra.
4. Proximity efekt mezi závity cívky, kde změna proudu v jednotlivých závitech generuje magnetické pole, které ovlivňuje proud v sousedních závitech a vede ke zvýšení efektivní impedance na vyšších frekvencích.
5. Skin efekt na vyšších frekvencích, kdy se efektivní průřez vodiče zmenšuje s rostoucí frekvencí v závislosti na materiálu, což vede ke zvýšení impedance.

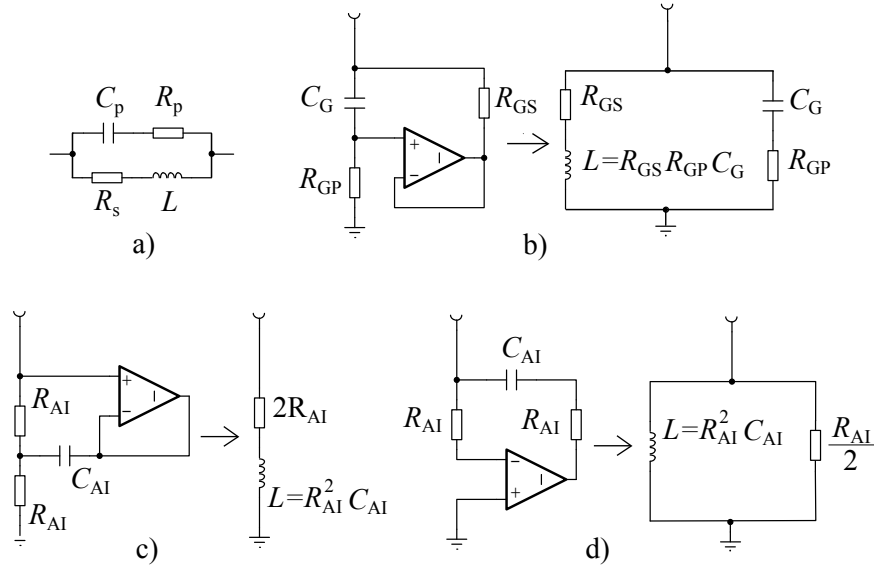
Z těchto důvodů je vhodné zavést náhradní model reálné cívky, který popisuje její nejvýznamnější parazitní vlastnosti.

Sériový odpor  $R_s$  reprezentuje odpor vinutí cívky, zatímco paralelní odpor  $R_p$  a kapacita  $C_p$  odpovídají ztrátám v jádře. V kontextu použití v kmitočtových filtrech má příliš vysoký sériový odpor  $R_s$  obvykle negativní dopad na kvalitu filtru. Hodnoty paralelních prvků v náhradním modelu ovlivňují rezonanční vlastnosti RLC obvodu.

V závislosti na vlastnostech použitého zapojení mohou syntetické induktory simulovat některé vlastnosti reprezentované v náhradním modelu reálné cívky, proto jsou označovány

jako ztrátové syntetické induktory.

Ztrátové syntetické induktory obvykle využívají jeden aktivní prvek. Mezi tyto patří zapojení Prescottova aktivního induktoru se sériovým (3.1a) a paralelním (3.1b) ztrátovým odporem, dále zapojení syntetického induktoru využívajícího gyrátor s jedním OZ, a různá další zapojení ([17], [9], [10]).



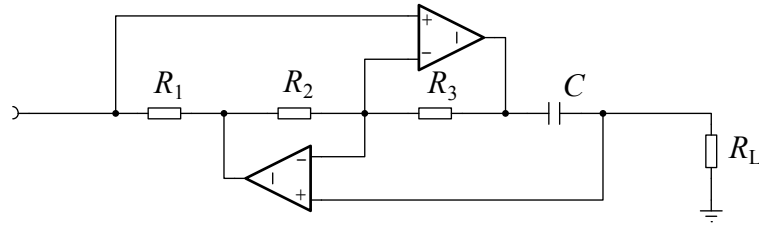
Obr. 3.1: Reprezentace ztrát syntetických induktorů pomocí náhradního modelu reálné cívky. a) Náhradní model reálné cívky. b) Ztrátový gyrátorový syntetický induktor. c) Prescottův aktivní induktor se sériovým odporem. d) Prescottův aktivní induktor s paralelním odporem.

Výhodou ztrátových zapojení je jejich jednoduchost, spočívající v minimálním počtu komponent. Indukčnost těchto zapojení lze upravit změnou hodnoty jedné součástky (odporu nebo kapacity). Ovšem jejich efektivita je často omezena vlastnostmi použitého reálného operačního zesilovače (OZ) a ztrátovými vlastnostmi, které jsou těmito obvody simulovány.

Mezi bezztrátové syntetické induktory patří zapojení využívající impedanční konvertory, zvláště pak Antoniův impedanční konvertor (obr. 3.2).

Bezeztrátové syntetické indukčnosti napodobují chování ideálního induktoru, ale určitá omezení vkládají vlastnosti reálných OZ, které mají konečný maximální proudový odběr a reálnou zatěžovací impedanci.

Dále jsou probrána jednotlivá zapojení syntetických induktorů, která jsou relevantní při návrhu kmitočtových filtrů pro audio aplikace.

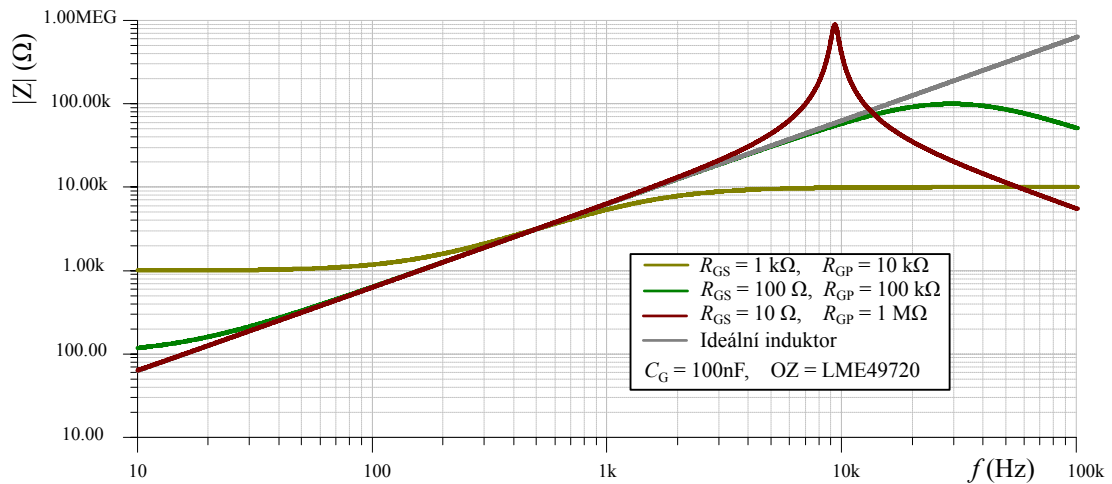


Obr. 3.2: Antoniuův impedanční konvertor na bázi GIC.

## 3.2 Gyrátorový syntetický induktor

Gyrátor je speciálním případem transformačního dvojbránu, který transformuje impedanci zátěže na vstupní admitanci násobenou gyrátorovou konstantou [4, s.75-77]. Při zapojení kapacitoru na výstupní bránu gyrátoru se na vstupu objevuje induktivní charakter impedance, což vede k inverzi impedanční charakteristiky. Realizace gyrátoru s jedním OZ, jak je znázorněno na obrázku 3.1c, modeluje reálnou cívku s jejími parazitními vlastnostmi: odpor  $R_{GS}$  odpovídá sériovému odporu vinutí reálné cívky  $R_s$ , odpor  $R_{GP}$  reprezentuje paralelní odpor ztrát v jádře  $R_p$  a kondenzátor  $C_G$  simuluje paralelní kapacitu  $C_p$  mezi závity reálné cívky.

Změna jakékoli z těchto hodnot má za následek změnu parazitních vlastností, které omezují frekvenční rozsah použitelnosti obvodu. Impedanční charakteristika gyrátoru je zobrazena na obrázku 3.3.



Obr. 3.3: Vliv  $R_{GS}$  a  $R_{GP}$  na impedanční charakteristiku gyrátoru

Graf ukazuje tři případy, kdy gyrátory s identickou indukčností (1 H) se liší pouze hodnotami použitých rezistorů  $R_{GS}$  a  $R_{GP}$ . Impedance na nižších frekvencích je omezena hodnotou  $R_{GS}$  a na vyšších frekvencích hodnotou  $R_{GP}$ , což vede k požadavku na co nejmenší hodnotu  $R_{GS}$  a co nejvyšší hodnotu  $R_{GP}$ .

Příliš velké hodnoty odporu  $R_{GP}$  vedou ke zvýšení Nyquistova šumu a tím zhoršují poměr signál/šum (SNR) zapojení. Příliš malá hodnota  $R_{GS}$  způsobuje větší zatížení operačního zesilovače (OZ) na vyšších kmitočtech, kdy OZ už nemusí být schopen poskytnout potřebný proud. Z těchto důvodů se hodnota  $R_{GP}$  obvykle pohybuje v rozmezí od přibližně 100 k $\Omega$  do 1 M $\Omega$  a hodnota  $R_{GS}$  je v rozsahu od cca 100  $\Omega$  do 1 k $\Omega$ .

Indukčnost gyrátoru  $L$  lze vypočítat podle následujícího vzorce:

$$L = (R_{GP} - R_{GS}) R_{GS} C_G \approx R_{GS} R_{GP} C_G \quad (3.1)$$

Hodnota  $R_{GS}$  je typicky velmi malá ve srovnání s  $R_{GP}$ , kapacita  $C_G$  může nabývat až jednotek  $\mu\text{F}$ . Proto indukčnost gyrátoru bývá obvykle dostatečně velká, často dosahuje až desítek H.

### 3.3 Prescottův syntetický induktor

Alternativní zapojení, využívající stejné součástky, jsou zobrazená na obr. 3.1a,b. Nejčastěji používaným je zapojení tzv. Prescottova syntetického induktoru [11], zobrazené na obr. 3.1a, které také vychází z gyrátoru zatíženého kapacitorem [12, s. 62-64]. Tento obvod je někdy také označován jako „aktivní induktor“ [17], což je termín, který bude dále používán.

Hodnoty odporů  $R_{AI1}$  a  $R_{AI2}$  se volí zpravidla stejné a jejich součet odpovídá sériovému odporu náhradního modelu:

$$R_s = 2R_{AI} \quad (3.2)$$

Hodnota  $R_{AI}$  se pohybuje v rozmezí od 100  $\Omega$  do desítek k $\Omega$ , zatímco hodnota  $C_{AI}$  je obvykle v řádu stovek nF až jednotek  $\mu\text{F}$ . Indukčnost aktivního induktoru se počítá stejným způsobem jako u gyrátoru:

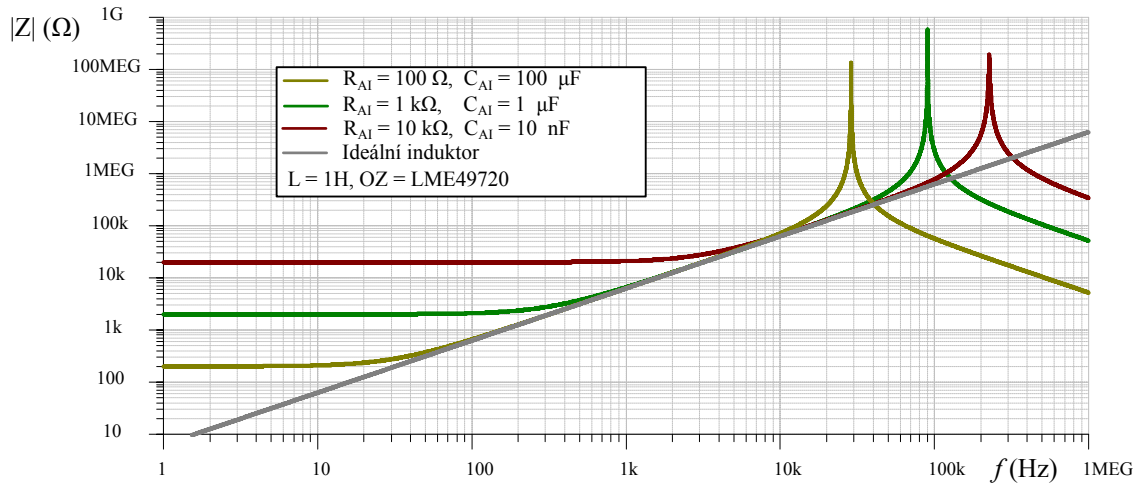
$$L = R_{AI1} R_{AI2} C_{AI} = R_{AI}^2 C_{AI} \quad (3.3)$$

Na grafu 3.4 je zobrazena impedanční charakteristika tří aktivních induktorů s indukčností  $L = 1$  H, ale s použitím různých kombinací hodnot  $R_{AI}$  a  $C_{AI}$ .

Pozorovaná rezonance na vyšších kmitočtech je dána vlastnostmi reálného OZ, který byl použit v simulaci. Na nižších kmitočtech je průběh impedance ovlivněn sériovým odporem aktivního induktoru.

Z grafu je patrné, že velké hodnoty odporu nejsou prakticky použitelné - v celém rozsahu akustických kmitočtů (20 Hz až 20 kHz) se zapojení chová spíše jako odpor o hodnotě 200 k $\Omega$ . Žlutá křivka je nejbližší ideálnímu induktoru, avšak použitá kapacita  $C_{AI} = 100 \mu\text{F}$  není v praxi realizovatelná. Aktivní induktor se stává méně výhodným v případě, kdy je požadována velká indukčnost  $L$ , protože narůstají hodnoty sériového odporu a kapacity  $C_{AI}$ . Výhodou je však nekonečný odpor  $R_p$  a lepší vlastnosti na vyšších kmitočtech.

Odpor  $R_{AI}$  by měl být co nejmenší, přičemž nejnižší hodnota impedance je omezena hodnotou  $2R_{AI}$ . Příliš malé hodnoty  $R_{AI}$  však zvyšují zatížení operačního zesilovače a

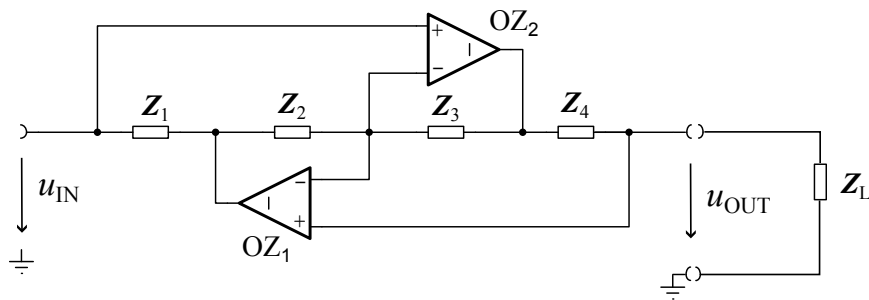


Obr. 3.4: Impedanční charakteristika aktivního induktoru při různých konfiguracích  $R_{AI}$  a  $C_{AI}$ .

vyžadují zvýšení kapacity  $C_{AI}$  pro dosažení stejné hodnoty indukčnosti  $L$ . Proto jsou pomocí aktivního induktoru snadněji realizovatelné menší hodnoty indukčnosti.

### 3.4 Antoniův impedanční konvertor

Impedanční konvertor (v anglické literatuře *Generalized Impedance Converter* (GIC), obr. 3.5) je transformační dvojbran, který násobí impedanci zátěže konverzní konstantou, která při použití akumulacních prvků (např. kapacitorů) může být kmitočtově závislá.



Obr. 3.5: Zobecněné schéma impedančního konvertoru GIC.

Impedance na vstupní braně GIC se počítá podle vzorce:

$$Z_{vst} = \frac{Z_1 Z_3}{Z_2 Z_4} Z_L. \quad (3.4)$$

Při použití kapacitoru na místě  $Z_4$  nebo  $Z_2$  obvod přímo realizuje Brutonovu transformaci [5, s. 225-228], která je definována vztahem:

$$\mathbf{Z}_T = \frac{k_T}{\mathbf{p}} \mathbf{Z}, \quad (3.5)$$

kde  $\mathbf{Z}_T$  je transformovaná impedance,  $k_T$  je transformační konstanta a  $\mathbf{p}$  je komplexní kmitočet. Provedení Brutonovy transformace umožňuje funkčně nahradit obvodové prvky za jejich transformované analogy při zachování stejného přenosu celého obvodu. Induktivní impedance po transformaci se stává rezistivní, rezistivní se stává kapacitní a kapacitní se transformuje v impedanci syntetického prvku - dvojného kapacitoru. Celkový RLC obvod se transformuje na analogický RCD obvod. Impedanční konvertor funguje na obě strany - připojením na výstup GIC rezistivní impedance na vstupu vznikne induktivní impedance, tímto způsobem je pomocí Antoniova konvertoru realizovaná syntetická indukčnost na obr. 3.2.

Realizovaný tímto způsobem aktivní induktor je bezztrátový a v teorii napodobuje ideální induktor, v praxi je to ovlivněno vlastnostmi reálných OZ a použitými hodnotami součástí.

Ze vztahu 3.5 lze odvodit vztah pro výpočet indukčnosti simulované pomocí Antoniova konvertoru:

$$L = \frac{R_1 R_3 R_L C}{R_2}. \quad (3.6)$$

Hodnoty  $R_1$  a  $R_3$  se volí stejné, přičemž by měly být větší nebo rovné  $R_2$ . Podrobněji jsou optimální podmínky návrhu popsány v [4, s. 79] a v [5, s. 317].



## 4 Korekční ARC filtry 2. řádu založené na simulaci rezonančních obvodů

Pro korekci lokálních rezonancí v kmitočtové charakteristice reproduktorové soustavy lze použít rezonanční pásmové korektory 2. a vyšších řádů [5, s. 78]. Tato práce se zaměřuje na návrh obvodů filtrů, které lze realizovat pomocí diskrétních pasivních komponent a operačních zesilovačů (OZ), s ohledem na kompatibilitu s modulárním procesorem mAPC-X2 a již navrženými moduly.

Návrh ARC filtrů 2. řádu je možné realizovat na základě simulace jednotlivých prvků pasivního RLC filtru. Tento proces zahrnuje nahrazení reálných cívek syntetickými induktory nebo použití Brutonovy transformace, po níž následuje výměna všech prvků obvodu za jejich transformované verze a implementace syntetických prvků, jako jsou dvojnásobné kapacity. Alternativní metodou návrhu je funkční simulace pasivního prototypu, popsána pomocí obvodových rovnic [4, s. 57-60].

Dále jsou v textu specifikovány základní parametry korekčních ARC filtrů 2. řádu.

### 4.1 ARC filtry s náhradou reálné cívky na bázi sériového RLC článku

Při návrhu antirezonančního korekčního filtru 2. řádu lze vyjít z jeho pasivního ekvivalentu, který představuje sériový RLC článek (obr. 4.1a), zapojený paralelně k zátěži. Na středním kmitočtu impedanční a kapacitní složky impedance sériového RLC článku mají stejný modul a opačnou fázi, proto celková impedance je daná odporem  $R_{\text{ARPF}}$  a parazitními odpory součástí a přívodů. V případě sériového RLC s ideálním induktorem s nulovým sériovým odporem a nulovým  $R_{\text{ARPF}}$  by přenos na středním kmitočtu měl dosahovat  $-\infty$  dB. Reálné součástky vždy mají parazitní vlastnosti, které do určité míry tlumí rezonanci a hodnota  $R_s$  není nikdy nulová.

Odpor  $R_s$  nastavuje pracovní proud a představuje zároveň impedanci zdroje. Přenos na středním kmitočtu je definován napěťovým děličem, který se skládá z  $R_s$  a celkové rezistivní složky impedance RLC článku, která je dána odporem  $R_{\text{ARPF}}$  a v případě ztrátového induktoru sériovým odporem induktoru  $R_{\text{LS}}$ :

$$A_f = 20 \log \frac{R_{\text{ARPF}} + R_{\text{LS}}}{R_{\text{ARPF}} + R_{\text{LS}} + R_s}. \quad (4.1)$$

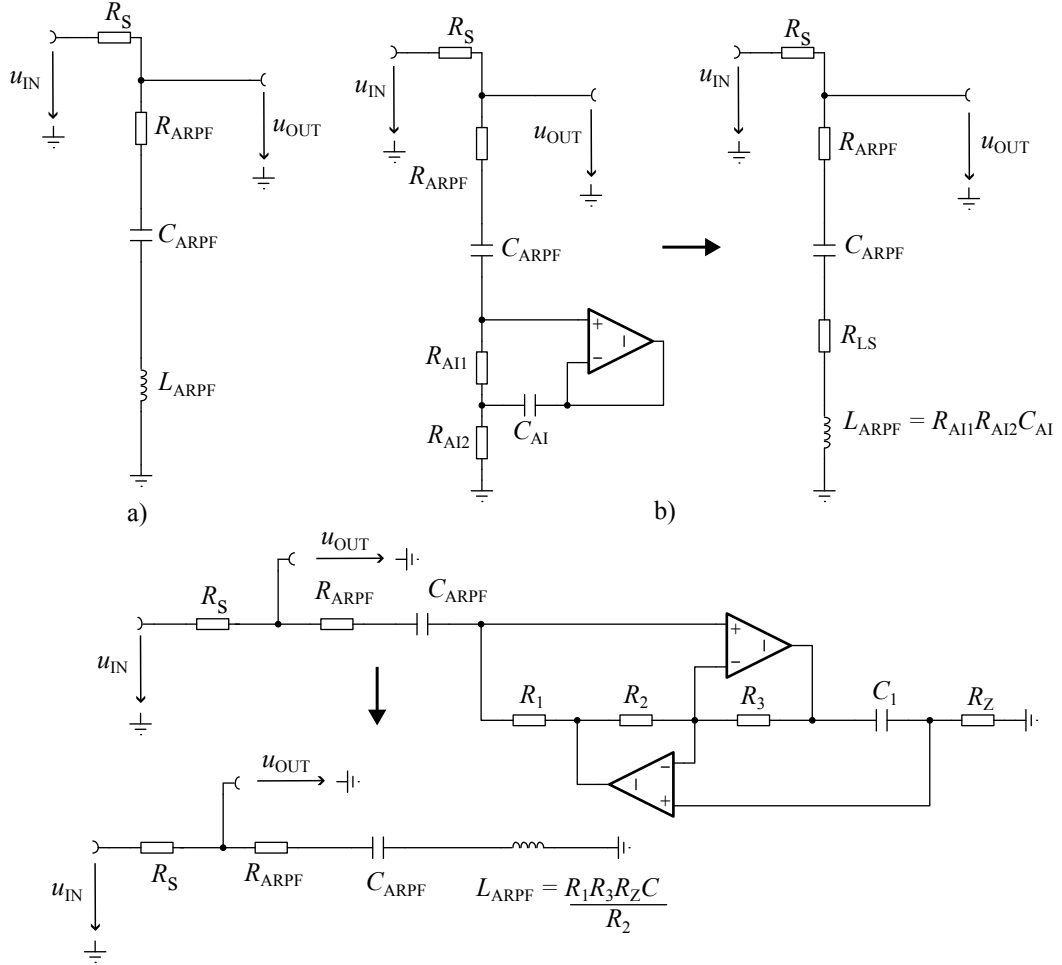
Střední kmitočet je definován podle vztahu:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{ARPF}}C_{\text{ARPF}}}}. \quad (4.2)$$

Sériový odpor RLC článku lze označit jako  $R_p$ :

$$R_p = R_{\text{ARPF}} + R_{\text{LS}}, \quad (4.3)$$

celkový odpor včetně  $R_s$  lze označit za  $R_c$ :



Obr. 4.1: Sériové antirezonanční peak filtry v paralelní topologii. a) Pasivní RLC. b) ARPF s aktivním induktorem (ztrátový). c) ARPF s GIC (bezeztrátový).

$$R_c = R_p + R_s. \quad (4.4)$$

Kvalitu sériového RLC lze v takovém případě zapsat jako:

$$Q = \sqrt{\frac{L_{ARPF}}{R_c \cdot R_p \cdot C_{ARPF}}} \quad (4.5)$$

Pro zvýšení kvality je potřeba vyšších hodnot  $L_{ARPF}$  a menších hodnot  $C_{ARPF}$  a  $R_{ARPF}$ .

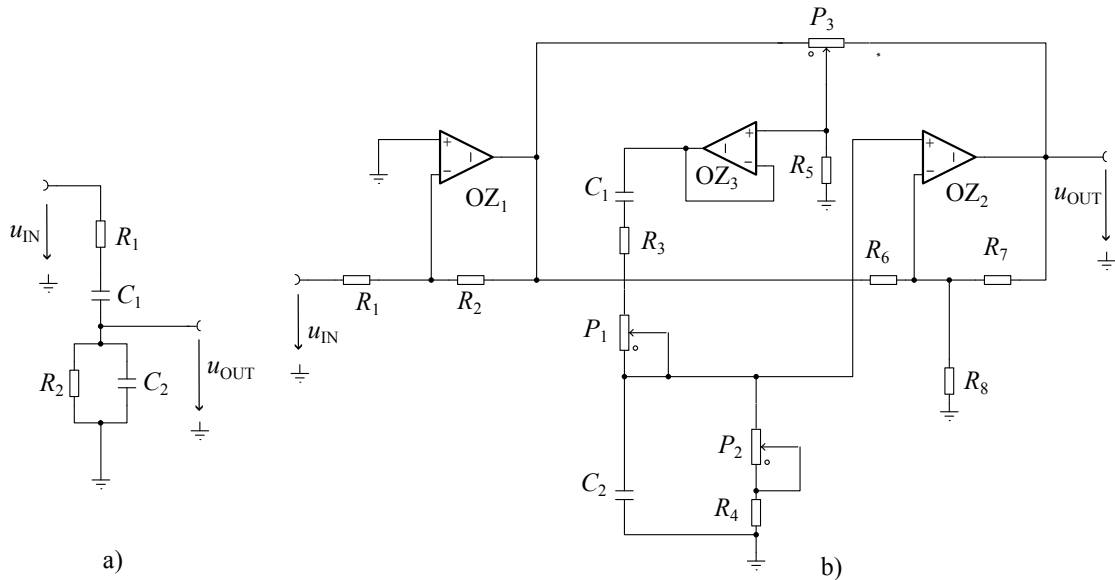
Z uvedených vztahů plyne, že kvalita a střední kmitočet ARPF filtrů závisí současně na hodnotě  $L_{ARPF}$  a na  $C_{ARPF}$ . Navíc kvalita a přenos závisí na  $R_{ARPF}$ , proto realizace plně parametrických řešení s touto topologií není z principu možná. Při změně  $f_c$  pomocí změny  $L_{ARPF}$  nebo  $C_{ARPF}$  se změní i  $Q$ . Pro zachování konstantního  $Q$  a  $A_f$  při změně  $f_c$  je možné současně se změnou  $L_{ARPF}$  nebo  $C_{ARPF}$  měnit  $R_{ARPF}$  a  $R_s$ , ale komplikovanost obvodového řešení tím narůstá do míry, kdy je mnohem výhodnější použít jinou topologii.

V aktivní realizaci je indukčnost simulována pomocí uzemněného syntetického induktoru. Na obrázku 4.1 je ukázka zapojení se ztrátovými a bezztrátovými syntetickými induktory.

## 4.2 Semiparametrický peak filtr s Wienovým můstkem

Jednou ze základních topologií ARC filtrů je zapojení RC článku, který se nejčastěji skládá ze dvou odporů a dvou kapacitorů, do zpětnovazební větve operačního zesilovače. Nejznámějšími příklady jsou obvody Sallena a Keye, obvody s přemoštěným T-článkem, dvojitým T-článkem (Twin-T), filtry s vícenásobnou zpětnou vazbou (Multiple Feedback) [5, s. 242-258].

Jedním z nejpoužívanějších RC článků je Wienův můstek, který je zobrazen na obr. 4.2a.



Obr. 4.2: Zapojení s Wienovým můstkem. a) Wienův můstek. b) Semiparametrický peak filtr s Wienovým můstkem.

Pasivní topologie představuje filtr typu PP s malým pevně nastaveným činitelem jakosti  $Q = 0,33$  [16].

Střední kmitočet je dán kombinací použitých odporů a kapacitorů, které se volí zpravidla stejné, a je dán vztahem:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.6)$$

Zapojením do zpětnovazební větve OZ a přidáním sledovače mezi  $P_3$  a můstek dostaneme semiparametrický korekční filtr, schéma zapojení je na obr. ??b.

Frekvence je nastavována pomocí současné změny  $P_1$  a  $P_2$ , potenciometr  $P_3$  nastavuje přenos. Možnost změny  $Q$  u zapojení chybí, kvalita filtru závisí na hodnotě  $R_s$  a na nastaveném přenosu. Pomocí snížení hodnoty  $R_s$  se dá dosáhnout vyššího  $Q$ , ale obvod se stává nestabilní a může začít oscilovat. Při změně přenosu se změní  $Q$  a také mírně se změní i střední kmitočet. Tomuto jevu brání  $OZ_3$ , který impedančně odděluje Wienův můstek od potenciometru  $P_3$ . Podle simulací však tento jev je patrný i s takto zapojeným sledovačem.

Filtry s Wienovým můstkem nejsou použitelné pro korekci kmitočtové charakteristiky reproduktorových soustav kvůli malému  $Q$ , který nepřesahuje hodnotu 1. Při změně hodnoty  $A_f$  se také mění střední kmitočet filtru i při použití sledovače mezi můstkem a  $P_3$ . Navíc, semiparametrické řešení se třemi  $OZ$  není důvod používat, když existují dostupná plně parametrická řešení se čtyřmi  $OZ$ .

### 4.3 Bikvadratické filtry se dvěma integrátory ve smyčce zpětné vazby

Jiný způsob návrhu ARC filtrů představuje funkční simulace RLC prototypu jako celku. Simulace je provedena na základě stavového popisu RLC prototypu, ze kterého je sestaven graf signálových toků. Z tohoto grafu je odvozena obecná struktura filtru 2. řádu, kterou lze představit ve tvaru dvou integrátorů, zapojených za sebou, jejichž výstupy se sčítají na sumátoru. Praktickou realizaci tohoto principu lze najít v zapojeních, v literatuře často označovaných jako bikvady (kvůli možnosti vyjádření jejich přenosové funkce ve tvaru bikvadratické rovnice) nebo v anglické literatuře State Variable Filters (protože vycházejí z popisu obvodů pomocí metody stavových proměnných) [13].

### 4.4 KHN bikvad

Původní zapojení bikvadu se dvěma integrátory je KHN (Kerwin, Huelsman a Newcomb) filtr, který je představený na obr. 4.3. Toto zapojení má současně k dispozici 3 výstupy - HP, DP a PP [14], přičemž výstup PP je invertující.

Střední kmitočet  $f_c$  závisí na zvolené časové konstantě integrátorů a poměru odporů  $R_6$  a  $R_5$  [15, s. 119-120]:

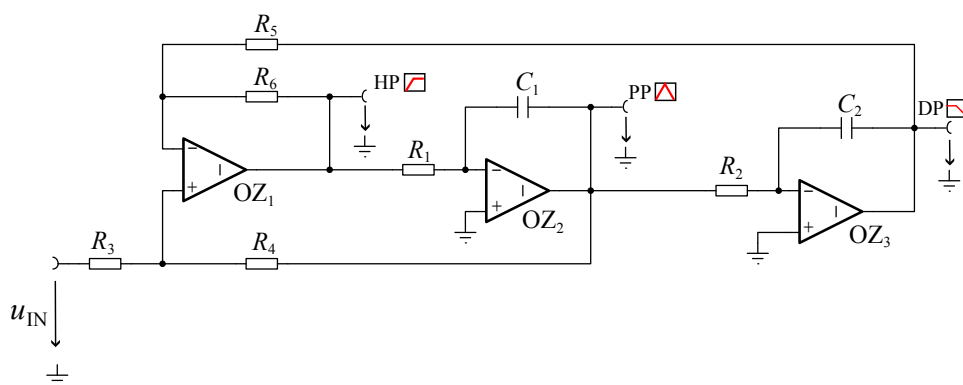
$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_6}{R_5 R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (4.7)$$

Zpravidla se volí stejné hodnoty  $R_6$  a  $R_5$ , časové konstanty integrátorů by také měly být shodné ( $R_1 = R_2 = R$  a  $C_1 = C_2 = C$ ). V takovém případě pro střední kmitočet platí:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.8)$$

Parametr  $Q$  závisí na všech zvolených hodnotách součástek:

$$Q = \frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R_6}{R_5}} \sqrt{\frac{R_6 R_1 C_1}{R_5 R_2 C_2}} \quad (4.9)$$



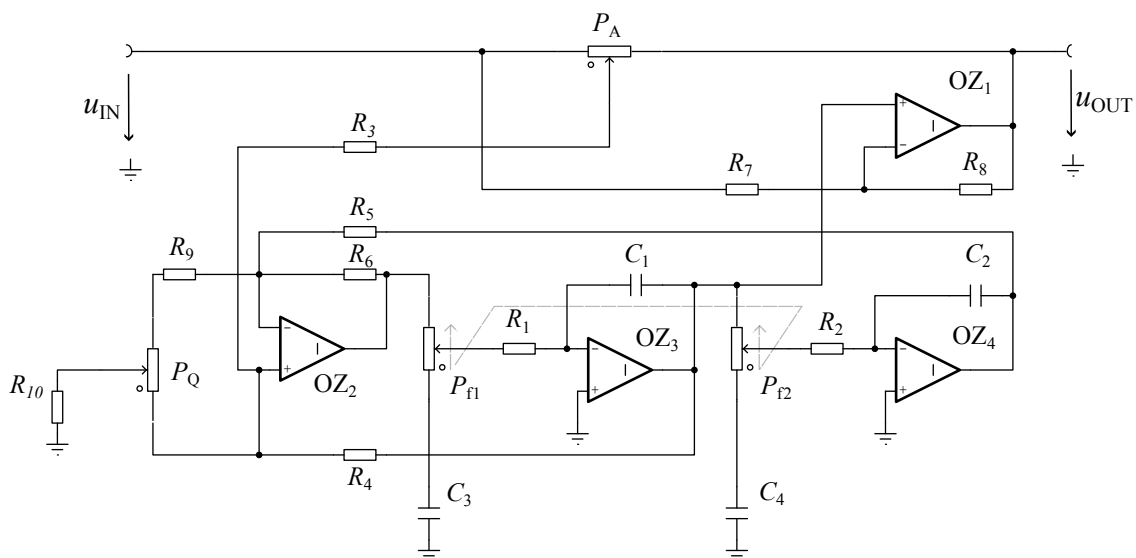
Obr. 4.3: Klasické zapojení KHN filtru.

Při zachování stejných podmínek, které byly popsány výše, je kvalita nastavována poměrem odporů  $\frac{R_4}{R_3}$ :

$$Q = \frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{2} \quad (4.10)$$

## 4.5 Plně parametrický korekční filtr na základě KHN

Dodáním rozvažovaného zesilovače ke klasickému KHN, na jehož neinvertující vstup je přiveden signál z výstupu PP, a potenciometrů pro nastavení jednotlivých parametrů lze získat plně parametrický peak filtr, jehož schéma je na obr. 4.4 (zapojení bylo převzato z [13]). Přenos na středním kmitočtu  $A_f$  se nastavuje potenciometrem  $P_A$ , přičemž pokud



Obr. 4.4: Plně parametrický filtr na základě KHN.

je potenciometr ve střední poloze, nastavovaný přenos by měl být roven 0 dB, v krajní

levé poloze je přenos maximální  $A_{fm}$  a v krajní pravé - minimální  $-A_{fm}$ . Hodnota  $P_A$  na to nemá vliv, maximální přenos je závislý na hodnotách  $R_3$  a  $R_4$ .

Pro nastavení  $f_c$  je použitý dvojitý potenciometr, který mění časové konstanty obou integrátorů současně. Kondenzátory  $C_3$  a  $C_4$  oddělují stejnosměrnou složku signálu od zemního vodiče.

Nastavení  $Q$  se provádí pomocí  $P_Q$ , odpor  $R_{10}$  nastavuje maximální hodnotu  $Q_{\max}$ , odpor  $R_9$  - minimální  $Q_{\min}$ .

Odpor  $R_7$  a  $R_8$  nastavují zesílení  $OZ_1$  a pro symetrické hodnoty maximálního a minimálního přenosu se volí stejné.

Hlavní výhodou tohoto zapojení je nezávislá regulace jednotlivých parametrů filtru a vysoké dosažitelné  $Q$ .

## 5 Analýza a vyhodnocení vybraných zapojení pomocí simulací a měření na nepájivém kontaktním poli

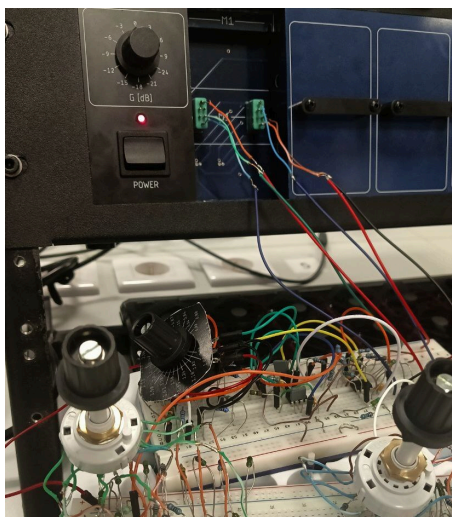
### 5.1 Simulační program a měřicí pracoviště

Pro simulaci obvodů byl zvolen simulační program Tina-TI od Texas Instruments kvůli jeho jednoduchosti, rychlosti a svobodné distribuci. Navíc obsahuje rozsáhlou knihovnu s makry běžně používaných součástek, což umožnilo odsimulovat chování obvodů s ohledem na reálné vlastnosti aktivních prvků.

Na základě výsledků porovnání vlastností několika OZ pro implementaci filtrů byly zvoleny operační zesilovače LME49720NA, protože byly schopné pracovat do nízkoohmové zátěže, poskytovaly nejlepší šumové vlastnosti a minimální pokles přenosu na vyšších kmitočtech. Měření přenosové charakteristiky filtrů se provádělo pomocí měřicího systému Audio Precision APX515, s využitím měřicího programu „Frequency Response“.

V první fázi návrhu byly sestaveny funkční prototypy zkoumaných obvodů na nepájivém kontaktním poli. Napětí  $\pm 15V$  se přivádělo ze zdroje stabilizovaného napětí /Název zdroje/. Pro impedanční oddělení měřeného přípravku od APX-515 se na vstup a výstup vždy přidávaly napěťové sledovače (výjma případů, kde napěťový sledovač na vstupu nebo výstupu už byl součástí zkoumaného obvodu). Během této fáze signálová zem a zem napájecí nebyly odděleny. Vstup a výstup zapojení byly nesymetricky propojené s APX-515.

Ve druhé fázi návrhu po otestování funkčnosti zapojení se měřený přípravek zapojoval přímo do systému mAPC-X2 (zapojení na obr. 5.1), na jehož vstup „CHAIN 2“ byl přiveden symetrický výstup z APX-515 a z výstupu pro hlubokotonový reproduktor byl signál veden na vstup měřicího systému.



Obr. 5.1: Zapojení měřeného přípravku do systému mAPC-X2.

Napěťový sledovač se už na vstup zapojení nepřidával, protože přípravek se zapojoval

do slotu pro první modul, u kterého je již zajištěno impedanční oddělení. Zem napájení a signálová zem byly od sebe odděleny a zapojeny na příslušné piny konektorů pro napájení a vedení signálu.

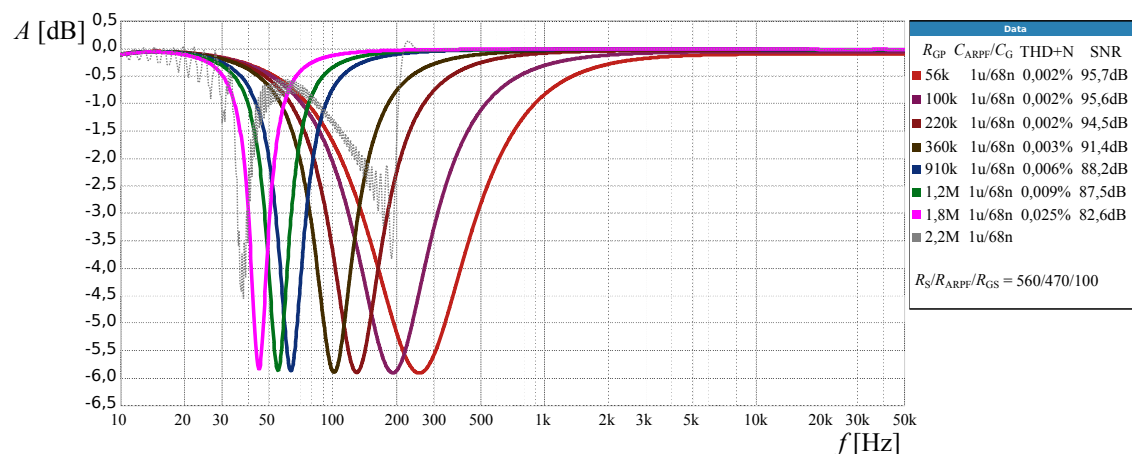
Účelem měření obvodů na nepájivém kontaktním poli bylo posoudit, jaké možnosti obvodového řešení (neparametrické, semiparametrické nebo plně parametrické) je možné realizovat, jak jsou definovány meze reálně použitelných hodnot jednotlivých součástek a jaké jsou vlivy parazitních vlastností reálných součástek na výsledné charakteristiky filtrů. Navrhovaná obvodová řešení musela být otestována uvnitř mAPC-X2 před návrhem a objednáním plošných spojů.

Důraz byl kladen na měření modulových přenosových charakteristik filtrů a také na měření hodnoty THD (poměr vyšších harmonických složek k původnímu harmonickému signálu v procentech, vyjadřující harmonické zkreslení) a SNR (poměr signálu k šumu v dB) na nastaveném středním kmitočtu  $f_c$  a standardně na 1kHz. Tyto hodnoty, pokud byly měřeny, jsou zpravidla uvedeny v legendách ke grafům.

Napětí budicího signálu, pokud není uvedeno jinak, je vždy 3 V<sub>RMS</sub>, doba rozmítání je 3 s (při měření na nižších kmitočtech byla zvýšena na 5 s).

## 5.2 Antirezonanční peak filtr s gyrátorem

Na obrázku 5.2 je zobrazena přenosová charakteristika ARPF s gyrátorem v závislosti na změně hodnoty  $R_{GP}$ . Změna kmitočtu pomocí  $R_{GS}$  by vedla ke změně přenosu v důsledku toho, že  $R_{GS}$  představuje sériový odpor induktoru, jehož změna ovlivní celkový odpor RLC článku a tím se změní poměr napěťového děliče určujícího přenos filtru podle vztahu 4.1. Změna kapacitorů je obvodově náročnější, proto je pro změnu kmitočtu vhodnější použít odpor  $R_{GP}$ .



Obr. 5.2: Přenosová charakteristika ARPF filtru s gyrátorem při změně kmitočtu pomocí  $R_{GP}$ .



Jak je vidět, kvalita filtru se mění s kmitočtem, což je dáno závislostí hodnot  $Q$  a  $f_c$  na indukčnosti a kapacitě RLC článku, jak je podrobně rozebráno v kapitole 4.1.

Je patrné, že při snižující se hodnotě  $R_{GP}$  klesá přenos v nekorigovaném pásmu na vyšších kmitočtech, což lze označit za první nežádoucí jev, který je potřeba během návrhu minimalizovat.

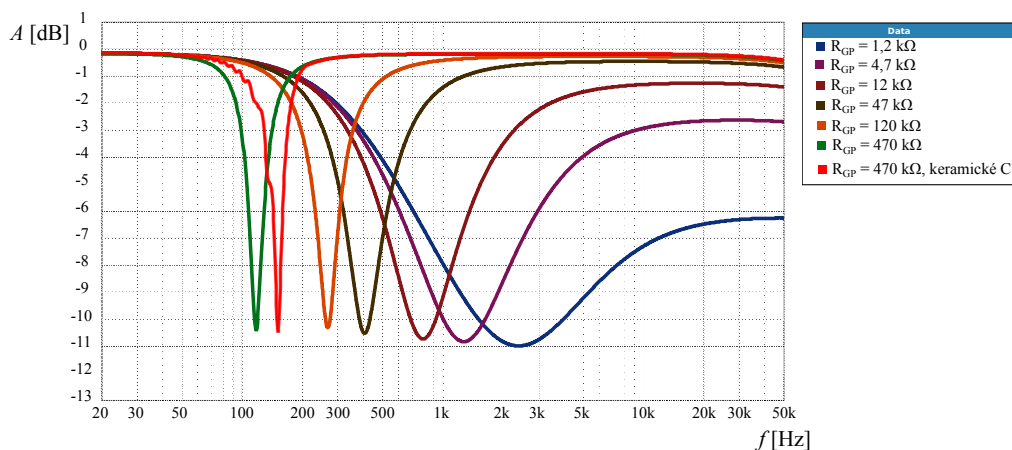
Druhý nežádoucí jev spočívá ve zmenšení míry potlačení na středním kmitočtu  $f_c$  při zvyšování  $R_{GP}$  (a současném zvyšování kvality). V případě použití příliš velkého odporu se obvod stává zcela nefunkčním (šedý tečkovaný průběh). Tento jev není patrný v simulaci (D.1), kde lze dosáhnout podstatně vyšších hodnot  $Q$  než v reálném zapojení.

Se zvyšující se hodnotou  $R_{GP}$  narůstá THD a klesá SNR. Hodnota  $R_{GP} = 910 \text{ k}\Omega$  je z hlediska šumových vlastností již na hraně přijatelnosti. Proto další otázkou při návrhu byl použitelný rozsah změny  $R_{GP}$ , který je definován kompromisem mezi popsány mi negativními vlastnostmi.

Je také důležité určit optimální hodnotu  $R_s$ , která je omezena minimální možnou zátěží, do které je operační zesilovač (OZ) schopen dodávat potřebný proud. Podle datasheetu použitých OZ by tato hodnota neměla být menší než  $600 \text{ }\Omega$ .

Maximální hodnota  $R_{GP}$ , při které filtr efektivně funguje, souvisí s kvalitou filtru. V žádném z měřených konfigurací s gyrátorem se nepodařilo dosáhnout hodnot  $Q$  nad 6. Pro zjištění rozsahu  $R_{GP}$  bylo proto provedeno měření, během něhož byly současně se změnou  $R_{GP}$  zvyšovány  $R_s$  a  $R_{ARPF}$  o stejnou hodnotu, aby se udržel konstantní přenos a kvalita (Obr. E.1).

Z měření vyplývá, že obvod s nižší kvalitou funguje i s vyššími hodnotami  $R_{GP}$ , ale kvůli zvyšování sériových odporů a hodnoty  $R_{GP}$  dochází k prudkému poklesu SNR. Proto by hodnota  $R_{GP}$  měla být definitivně menší než  $1 \text{ M}\Omega$ . Minimální použitelná hodnota  $R_{GP}$  je daná poklesem přenosu na vyšších kmitočtech (viz obr. 5.3).



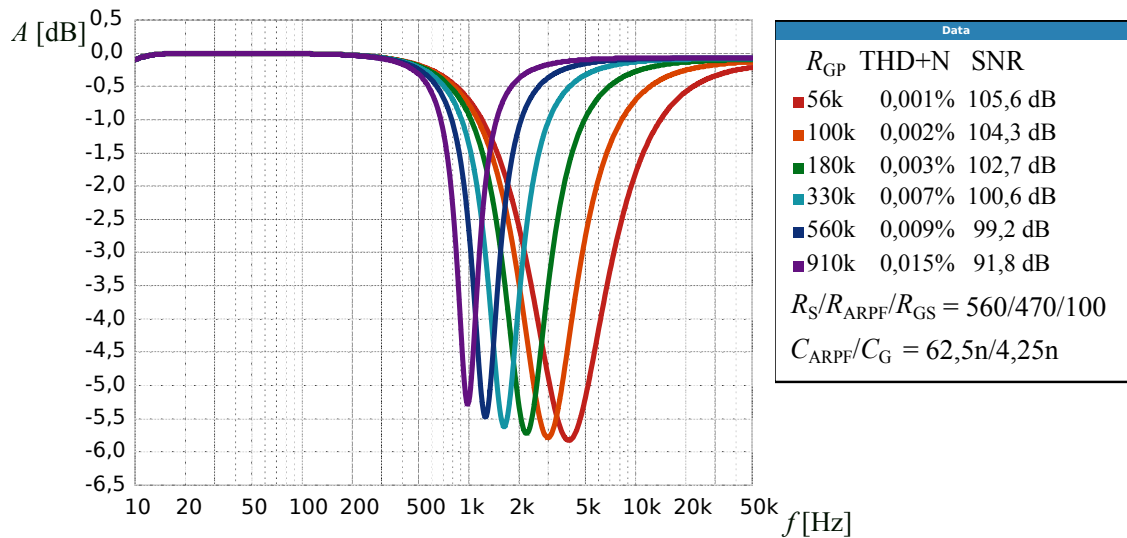
Obr. 5.3: Přenosová charakteristika ARPF s gyrátorem při menších použitých hodnotách  $R_{GP}$ .

Jako kompromis byl zvolen rozsah přeladění maximálně dvě oktávy, přičemž minimální

hodnota  $R_{GP}$  by neměla klesnout pod 50 k $\Omega$ . To implikuje, že maximální hodnota by neměla být větší než 800 k $\Omega$  (narůst kmitočtu o dvě oktávy odpovídá jeho čtyřnásobnému zvýšení, což znamená, že indukčnost v RLC článku by se měla zvýšit 16krát).

Z obrázku 5.3 je také zřejmý vliv použitých kondenzátorů. Při použití keramického kondenzátoru na místě  $C_{ARPF}$  obvod přestává fungovat už při  $R_{GP} = 470$  k $\Omega$ , zatímco s polypropylenovými kondenzátory funguje i při vyšších  $R_{GP}$ . Při menších  $Q$  zapojení funguje i s keramickými kondenzátory, ale významně klesne míra potlačení na středním kmitočtu (E.2). Z tohoto vyplývá požadavek na použití kvalitních kondenzátorů s dielektrikem typu COG (NP0) v obvodech rezonančních filtrů.

Pro nastavený rozsah přeladění kmitočtů byla provedena série měření s cílem určit nejvyšší kmitočtový rozsah, ve kterém jsou nežádoucí vlastnosti zapojení ještě přijatelné. Činitel kvality na nejnižším  $f_c$  u každého rozsahu byl nastaven na hodnotu  $Q = 3$ , a kmitočtové rozsahy se měnily současnou změnou  $C_{ARPF}$  a  $C_G$  pro zachování stejné kvality v různých rozsazích při použití stejného  $R_{GP}$ . Na obr. E.3, E.4 a E.5 je vidět, jak při posunutí rozsahu směrem k vyšším kmitočtům se zmenšuje míra potlačení na  $f_c$  - a to tím víc, čím je vyšší  $Q$  filtru. Na obr. 5.4 je nejvyšší měřený rozsah, u kterého rozdíl mezi  $A_f$  na začátku a konci rozsahu je skoro 1 dB. Z výsledků těchto měření vyplývá, že pro kmitočty nad 1 kHz není zapojení s gyrátorem vhodné, pokud se má dosahovat vyšších hodnot  $Q$ .

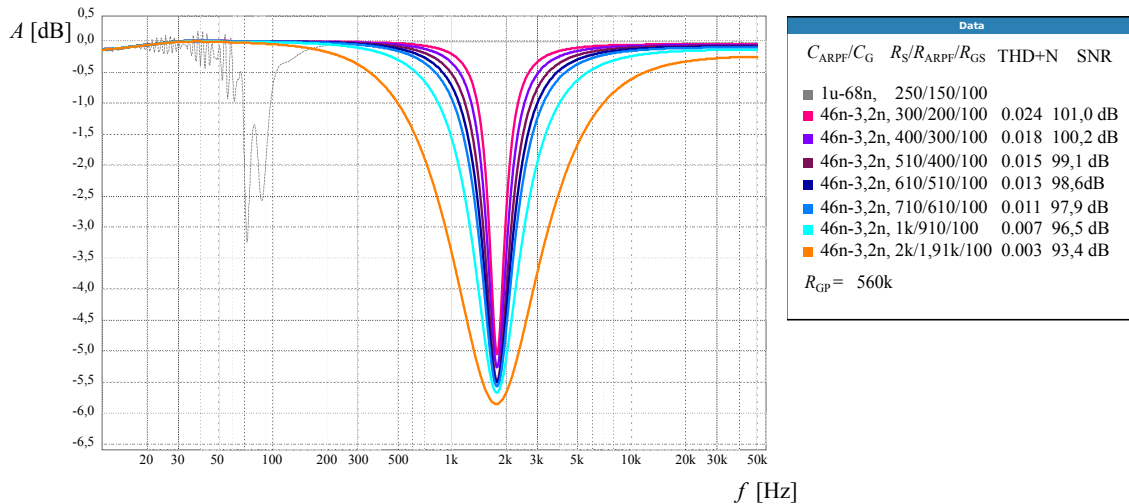


Obr. 5.4: Přenosová charakteristika ARPF filtru s gyrátorem při změně kmitočtu na nejvyšším kmitočtovém rozsahu.

S ohledem na nutnost nastavit odpor  $R_{GS}$ , který definuje sériový odpor simulované cívky, bylo provedeno měření (viz obr. E.6), které ukazuje, že při stejném středním kmitočtu a kvalitě zapojení nevedou různé hodnoty  $R_{GS}$  k zásadním změnám přenosu na vyšších kmitočtech. Pro dosažení vyšší kvality filtru na vyšších kmitočtech je vhodné zvo-

lit menší hodnotu  $R_{GS}$ , ale současně takovou, která neohrozí stabilitu zapojení. Proto byla zvolena hodnota  $100 \Omega$ .

Pro zjištění maximální dosažitelné kvality ARPf s gyrátorem byla provedena měření, při kterých došlo k postupnému snižování hodnot  $R_{ARPf}$  a  $R_s$ , čímž se zvyšovala kvalita filtru (viz obr. 5.5). Výsledky měření potvrdily údaje poskytnuté výrobcem ohledně zatížení OZ. Maximální kvalita byla dosažena při  $R_s = 300 \Omega$ ,  $R_{ARPf} = 200 \Omega$  a  $R_{GS} = 100 \Omega$ , což odpovídá celkovému zatížení  $600 \Omega$ . Při dalším snižování hodnoty  $R_s$  obvod přestal fungovat, což ukazuje, že hodnota  $R_s$  by neměla klesat pod  $300 \Omega$  při  $R_{GS} = 100 \Omega$ .



Obr. 5.5: Nastavení kvality ARPf filtru s gyrátorem pomocí změny  $R_s$  a  $R_{ARPf}$ .

Z provedených měření lze odvodit následující závěry týkající se obvodu ARPf s gyrátorem:

1. Zapojení není vhodné pro realizaci plně parametrického nebo semiparametrického řešení. Ekonomicky výhodná a prakticky použitelná varianta s proměnnými parametry je omezena na zapojení s nastavitelným kmitočtem v úzkém rozsahu - maximálně 2 oktávy.
2. Zapojení je citlivé na kvalitu použitých součástek, zejména kapacitorů na místě  $C_{ARPf}$  a OZ.
3. Přepínání kmitočtů je nejjednodušší realizovat pomocí změny  $R_{GP}$ , přepínání rozsahů pak současnou změnou  $C_{ARPf}$  a  $C_G$ .
4. Zapojení prokazuje nejlepší vlastnosti na nejnižších kmitočtech. Při zvyšování rozsahu se začínají projevovat parazitní vlastnosti obvodu a reálného OZ. Při nastavení středního kmitočtu nad 1 kHz je problematické dosáhnout vyšší kvality při zachování stability obvodu a nastaveného přenosu.
5. Pro optimální funkci obvodu je vhodné volit  $R_{GP}$  v rozmezí  $50 k\Omega$  až  $800 k\Omega$ , odpory  $R_{GS}$  a  $R_s$  by měly být co nejmenší s ohledem na proudové zatížení OZ.
6. Maximální dosažitelná kvalita  $Q$  je přibližně  $Q = 6$ , ale při tak velkých  $Q$  se vý-

razně zhoršují šumové vlastnosti obvodu a jeho stabilita, proto maximální použitelný činitel kvality byl stanoven na hodnotu  $Q = 4$ .

### 5.3 Antirezonanční peak filtr s aktivním induktorem

Pomocí ARPF s aktivním induktorem je možné dosahovat jak nejvyšších tak i nejnižších kmitočtů slyšitelného pásma ale dosažení vyšší kvality filtru při zachování dostatečného útlumu na nižších kmitočtech je problematické.

Pro dosažení nižších  $f_c$  musí být dostatečně velké hodnoty  $L_{ARPF}$  a  $C_{ARPF}$ . Ze vztahů 4.1 a 4.5 lze odvodit vzorce pro  $Q$  a  $A_f$  u ARPF s aktivním induktorem:

$$A(f) = 20 \log \frac{R_{ARPF} + 2R_{AI}}{R_{ARPF} + 2R_{AI} + R_s} \quad (5.1)$$

$$Q = R_{AI} \cdot \sqrt{\frac{C_{AI}}{(R_{ARPF} + 2R_{AI} + R_s) \cdot (R_{ARPF} + 2R_{AI}) \cdot C_{ARPF}}} \quad (5.2)$$

Pro zvýšení simulované indukčnosti  $L_{ARPF}$  lze zvyšovat hodnotu  $R_{AI}$ . Při zvýšení  $R_{AI}$  ale zmenšuje se maximální dosažitelný útlum, protože  $R_{AI}$  definuje sériový odpor simulovaného induktoru, jehož zvýšení při stejných hodnotách ostatních odporů v obvodu vede na zmenšení  $|A_f|$ . Aby přenos zůstal stejný, měl by být zachovaný poměr mezi  $R_s$  a  $R_{ARPF} + 2R_{AI}$ . To vede na zvýšení hodnot odporů a zhoršení SNR.

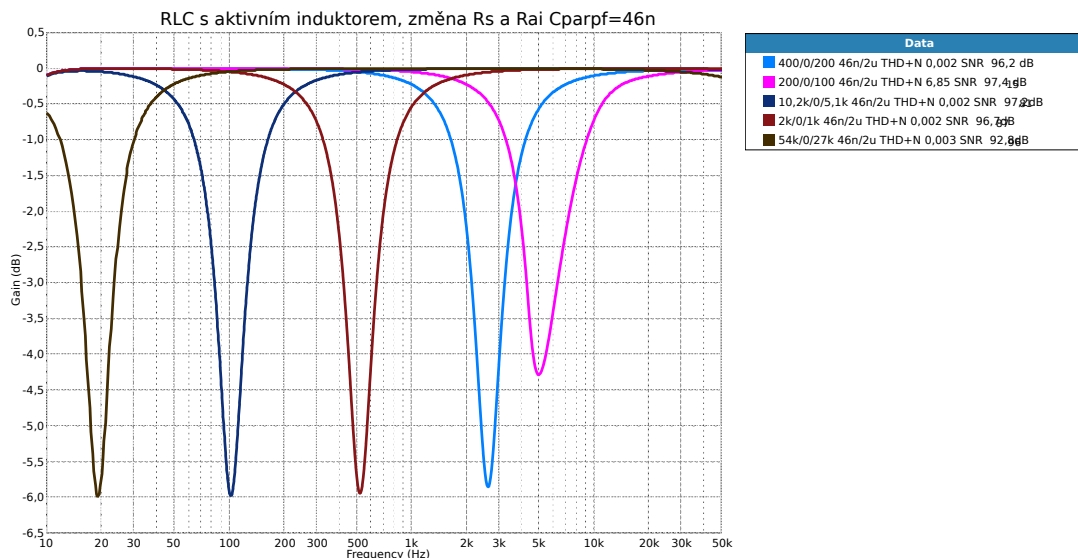
Na obr. D.2 jsou odsimulované charakteristiky filtru při současné změně  $R_{AI}$  a  $R_s$ , odpor  $R_{ARPF}$  je nulový. Podle měření reálného přípravku (obr. 5.6) obvod není schopen fungovat správně při malých hodnotách  $R_s$  (ružový průběh).

V reálném zapojení také je vidět pokles útlumu na vyšších kmitočtech, který je ale o hodně méně výrazný než shodný jev u ARPF s gyrátorem. Při použití vyšších hodnot odporů je vidět zhoršení SNR a pokles přenosu na vyšších kmitočtech.

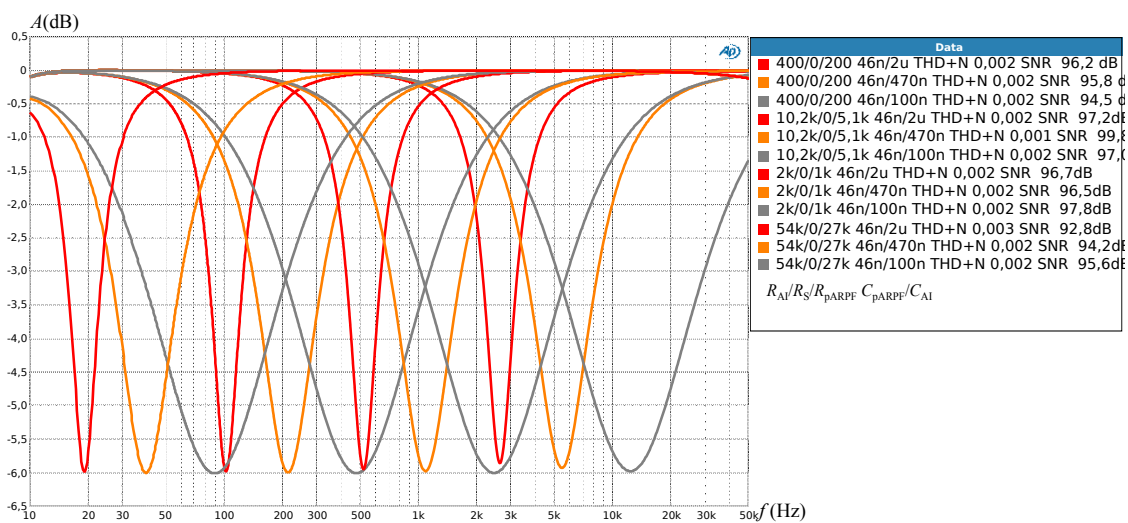
Pro dosažení vyššího  $L_{ARPF}$  (a tím nižších kmitočtů) je možné zvyšovat hodnotu  $C_{AI}$ . Pro zapojení ARPF s aktivním induktorem je stejně důležitá kvalita použitých kondenzátorů jak tomu bylo u ARPF s gyrátorem. Vliv použitých kondenzátorů je demonstrativně ukázán na obr. E.9, kde v jednom případě jsou použity keramické kondenzátory a v druhém případě je použita sériová kombinace polypropylénových a keramických kondenzátorů. Rozdíl v přenosu mezi těmito dvěma případy je 0,4 dB u průběhu s vyšším  $Q$ .

Kvalitní kondenzátory s dielektrikem typu C0G jsou vyráběny s kapacitou maximálně jednotky  $\mu\text{F}$ , které už jsou většinou rozměrné, proto zvýšení kapacity je také relevantní jenom do hodnot jednotek  $\mu\text{F}$ . Navíc zvýšení kapacitní zátěže OZ ohrozuje stabilitě zapojení.

Z hlediska zachování konstantního útlumu se zapojení s aktivním induktorem jeví jako výrazně lepší než zapojení s gyrátorem. Tento rozdíl může být dán faktem, že na rozdíl od gyrátoru, v zapojení s aktivním induktorem nejsou simulovány ztráty v jádře cívky ani kapacita mezi závitů.



Obr. 5.6: Přenosová charakteristika ARPF filtru s aktivním induktorem při různých hodnotách  $R_s$  a  $R_{AI}$ .



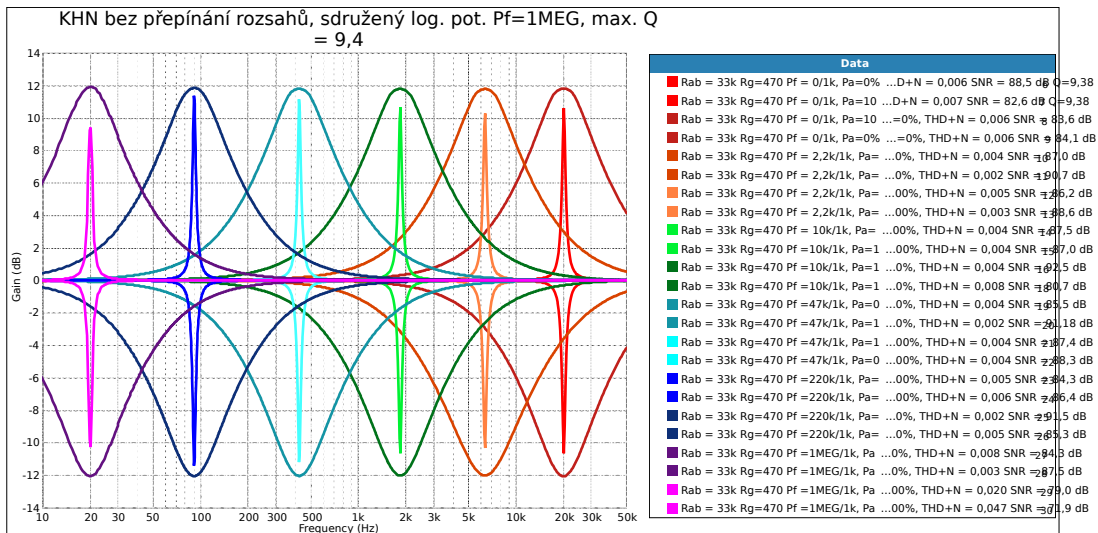
Obr. 5.7: Přenosová charakteristika ARPF filtru s aktivním induktorem v celém pásmu slyšitelných kmitočtů.

Na obrázku E.10 jsou zobrazeny přenosové charakteristiky různých konfigurací ARPF s aktivním induktorem, které však mají stejný střední kmitočt a kvalitu. Cílem měření bylo ověřit vliv poměrů mezi jednotlivými součástkami na přenos filtru a poskytnout informace pro volbu parametrů při návrhu filtru. Z výsledků měření vyplynulo, že při menších hodnotách  $R_s$  a  $R_{AI}$  a zároveň větších hodnotách  $C_{AI}$  a  $C_{ARPF}$  je pokles přenosu

na vyšších kmitočtech menší. Tyto poznatky byly následně využity při návrhu finálního zapojení filtru.

## 5.4 Plně parametrický peak filtr na základě KHN bikvadu

Na obr. 5.8 je zobrazena měřená kmitočtová charakteristika plně parametrického KHN filtru, navrženého na jeden kmitočtový rozsah, který pokrývá celé slyšitelné pásmo. Na grafu je vidět průběhy, odpovídající krajním nastavením potenciometrů  $P_A$  a  $P_Q$  pro každý nastavený střední kmitočet. Filtr je navržený na maximální nastavitelný přenos 12 dB a maximální kvalitu  $Q = 10$



Obr. 5.8: Přenosová charakteristika PPPF na bázi KHN navrženého na jeden kmitočtový rozsah pokrývající celé slyšitelné pásmo.

V porovnání se simulací (obr. D.4) je patrný stejný problém, který se vyskytoval u filtrů se syntetickými indukčnostmi - zmenšení  $|A_f|$  při zvýšení  $Q$ . U KHN tento problém je přítomný i na nejnižších kmitočtech při dostatečně vysoké kvalitě. Narůst přenosu u posledního (červeného) průběhu odpovídá výsledkům simulace. Přenos na vyšších kmitočtech ale mírně klesá i při menších kvalitách. Toto lze označit za problém, který je potřeba vyřešit při návrhu.

Na nižších kmitočtech zapojení v důsledku použití příliš velkých odporů v integrovaných klesá SNR. Pro zmenšení hodnot odporů a rovnoměrnější rozložení  $f_c$  na logaritmické ose při změně středního kmitočtu pomocí potenciometru je vhodnější použít jinou konfiguraci zapojení potenciometru a rozdělit pásmo nastavovaných kmitočtů na několik rozsahů (tomuto problému se podrobněji věnuje kapitola 6.2.2).

Následující řada měření má z úkol zjistit možné příčiny poklesu přenosu při zvýšení kvality u PPPF na bázi KHN a určit optimální podmínky návrhu.

Byly změřeny charakteristiky filtrů s vyšší nastavenou hodnotou  $Q$  při použití různých OZ na místě integrátorů (OZ3 a OZ4, obr. E.15) a rozvažovaného a sumačního zesilovačů (OZ1 a OZ2, obr. E.16). Významný rozdíl mezi použitými zesilovači z hlediska poklesu přenosu na vyšších kvalitách nebyl nalezen. Použití TL072 na místě integrátorů o něco zvýšilo  $A_f$  ale je zřejmé, že použité zesilovače nejsou zdrojem problému.

Kvalita zapojení je ovlivňovaná více součástkami, proto byly provedené měření, během kterých se  $Q$  zvyšovalo pomocí změny v různých sekcích obvodu, aby se zjistily možné negativní efekty při nastavování  $Q$  různými způsoby.

Snižování hodnot  $\mathbf{r}q!$  (obr. E.17) a  $P_Q$  (obr. E.18) zvyšuje minimální  $Q$ , které je nastavováno, když je  $P_Q$  v krajní pozici a tím zužuje rozsah změny  $Q$ . Na hodnotu maximálního  $Q$ , které je možné nastavit potenciometrem  $P_Q$ , má vliv zvýšení hodnot odporů  $R_A$  a  $R_d$  při zachování jejich poměru (aby se zachovala stejná hodnota  $A_f$ ). Zvýšení  $Q$  takovýmto způsobem je ukázáno na obr. E.19 (spolu s odpory  $R_A$  a  $R_d$  se zvyšovali  $\mathbf{r}b!$  a  $R_c$ ). Zvýšení odporů je relevantní jenom do určité míry, v důsledku tohoto zvýšení klesá SNR.

Jiný způsob, jak zvětšit maximální  $Q$ , je zmenšit odpor  $R_g$  (obr. E.20). Příliš nízké  $R_g$  (pod  $300 \Omega$ ) už vede k porušení funkce zapojení. Zvýšení  $Q$  pomocí zmenšení hodnoty  $R_g$  vede k významnějšímu poklesu  $|A_f|$  ale při větších hodnotách tohoto odporu nelze dosáhnout dostatečně vysoké kvality.

Proto byly provedena měření, které by měli projevit vliv absolutních hodnot použitých odporů (jinými slovy, vliv proudů, protékajících zapojením) na zkoumanou nežadoucí vlastnost. Podle výsledků měření (obr. E.22 a E.23) vyšší absolutní hodnoty odporů jenom zhoršují SNR a nepřinášejí významné zlepšení.

Hodnoty použitých  $R_f$  a  $C_f$  v integrátorech také nemají na tlumení rezonance vliv (obr. E.21).

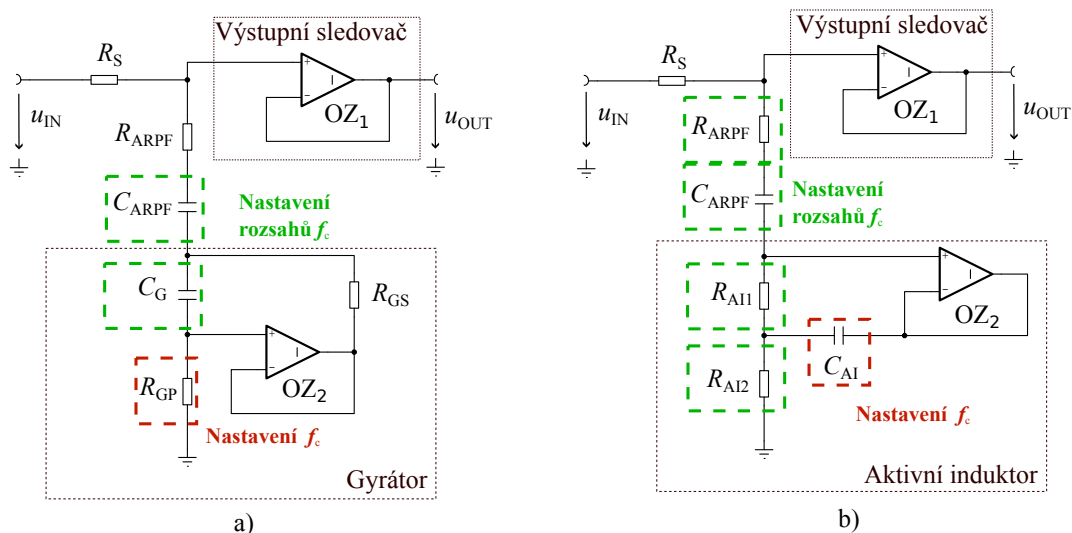
Podle provedených měření je možné říct, že problém s inkonzistencí přenosu při vyšších  $Q$  není ovlivněn hodnotami použitých součástek a je nejspíše daný vedením spojů nebo parazitními vlastnostmi kondenzátorů.

## 6 Návrh modulů pro mAPC-X2

### 6.1 Sestavování ideových zapojení modulů na základě výsledků analýzy obvodů

#### 6.1.1 Jednoduché moduly s gyrátorem a aktivním induktorem

Na základě provedených měření bylo rozhodnuto vytvořit dva jednoduché moduly se syntetickými induktory - jeden s gyrátorem a jeden s aktivním induktorem (obr. 6.1).



Obr. 6.1: Ideové schéma zapojení ARPF se syntetickou indukčností realizovanou pomocí a) gyrátoru; b) aktivního induktoru.

Tyto moduly by měli sloužit primárně pro studijní účely a pro porovnání vlastností různých ztrátových syntetických indukčností. Vzhledem k omezeným rozměrům jednoduchých modulů je možné použít pouze 2 otočné přepínače pro nastavení parametrů, proto realizace jednoduchých modulů, které by mohli být použity pro korekci kmitočtové charakteristiky reálné reproduktorové soustavy, nepřichází v úvahu. Hlavním rozdílem mezi moduly, který by se dalo ukázat v laboratorní úloze, je jejich schopnost pracovat v různých kmitočtových pásmech. Proto oba otočné přepínače by měli být využité pro nastavení středního kmitočtu - jeden přepínač pro hrubé nastavení (přepínač rozsahů  $f_c$ ) a jeden pro jemné nastavení uvnitř rozsahu (přepínač  $f_c$ ). Tím pádem se jedná o sádu přepínáných neparаметrických řešení, realizovaných v rámci jednoho modulu.

Pro jemnou změnu kmitočtů je důležité mít největší možný počet poloh, který je u klasických otočných přepínačů roven dvanácti při použití jenom jednoho pólu. Proto jemná změna  $f_c$  by měla být realizována přepínáním jedné součástky na jednom úzlu. U ARPF s gyrátorem takovou součástkou může být  $R_{GP}$  a u ARPF s aktivním induktorem -  $C_{AI}$ .



Při takovém způsobu přepínání mění se jenom indukčnost  $L_{ARPF}$ , proto se úměrně změně kmitočtu bude vždy při jemném nastavení měnit i  $Q$ . Obvod musí být navržen tak, aby na nejnižším kmitočtu v rozsahu byla hodnota  $Q = 4$ , což odpovídá mezní hodnotě  $Q$ , při které jsou obvody s gyrátorem a aktivním induktorem ještě schopny pracovat stabilně při středním buzení na většině kmitočtů.

Hrubá změna kmitočtů by měla být realizována tak, aby při přepínání rozsahu nastavené  $Q$  zůstávalo stejné, když se nemění jemné nastavení. Proto při přepínání rozsahu by se mělo měnit několik součástek najednou.

U ARPF s gyrátorem přepínání rozsahů je realizováno současnou změnou hodnot  $C_{ARPF}$  a  $C_G$ , jejichž poměr zůstává stejný pro zachování konstantního  $Q$  - poměr mezi  $C_{ARPF}$  a  $L_{ARPF}$  se nemění a sériový odpor zapojení je konstantní.

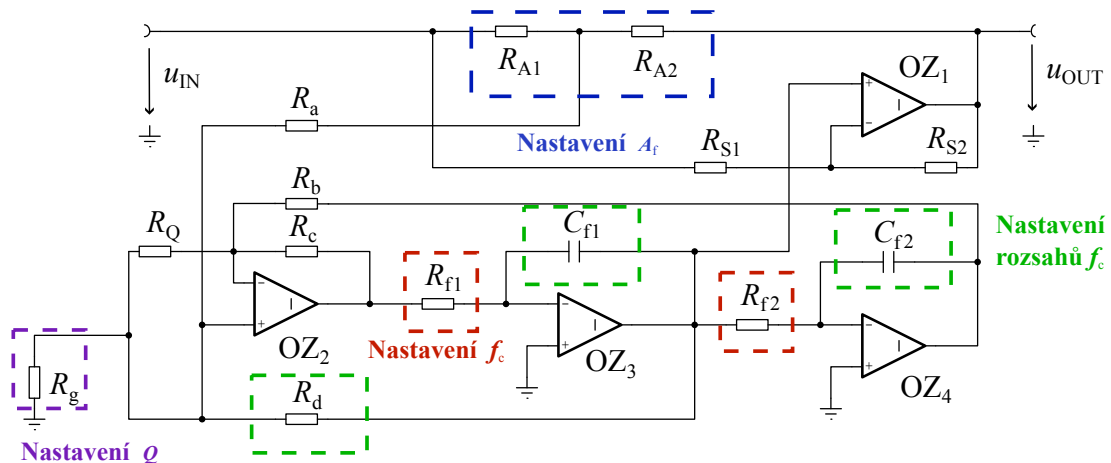
U aktivního induktoru realizace přepínání rozsahů je komplikovanější - odpory  $R_{AI}$  nastavují nejen indukčnost  $L_{ARPF}$  ale zároveň i simulovaný sériový odpor  $R_{LS}$ . Proto je potřeba měnit  $R_{AI1}$ ,  $R_{AI2}$  a  $C_{ARPF}$  pro změnu rozsahu středních kmitočtů a současně  $R_{ARPF}$  pro zachování konstantního  $A_f$  a  $Q$ .

Změna rozsahů proto u obou modulů byla realizována pomocí přepínačů se třemi póly a čtyřmi polohami. Přenos na středním kmitočtu byl zvolen fixní  $A_f = -6$  dB pro zjednodušení odečtení šířky pásma, která by se odečítala na polovině přenosu v decibelech ale zároveň na hodnotě  $-3$  dB.

Pro impedanční oddělení modulů od následujícího stupně je na výstupu použitý invertující napěťový sledovač.

### 6.1.2 Dvojitý modul s plně parametrickým KHN filtrem

Plně parametrický filtr byl navržen jako dvojitý modul, jehož ideové schéma je naznačeno na obr. 6.2 Modul by měl mít  $Q$  nastavované v rozmezí 1,5 až 8, přenos  $A_f$  v rozmezí



Obr. 6.2: Ideové schéma zapojení PPPF na bázi KHN.

-9 dB až +9 dB a střední kmitočet  $f_c$  by měl pokrývat kmitočtové pásmo od 30 Hz do 20 kHz s co možná nejmenším krokem změny.

Zapojení bylo lehce modifikováno vzhledem k použití otočných přepínačů místo potenciometrů pro přepínání všech parametrů kromě středního kmitočtu  $f_c$ . Odpor **rs3!** byl vynechán, protože dosažení potřebné hodnoty  $A_f$  je realizovatelné nastavením správného poměru  $R_A/R_d$  bez nutnosti dodání další součástky. Potenciometr  $P_Q$  se úplně vynechal, potenciometr  $P_A$  byl nahrazen kombinací odporů s přepínačem a uzemněný zdvojený lineární potenciometr  $P_f$  byl kompenzován pomocí odporové sítě pro logaritmizaci nastavení **fc!**. Kondenzátory mezi zemi a potenciometrem byly také vynechány - signálová zem a zem napájení jsou v modulech a samotném mAPC-X2 vedeny zvlášť, proto použití blokovacích kondenzátorů v daném kontextu by bylo zbytečné.

Nastavení kmitočtového rozsahu je realizováno přepínáním kondenzátorů  $C_f$  a současně se přepíná odpor  $R_d$ . Přepínání tohoto odporu slouží pro případnou korekci  $A_f$  a  $Q$  v rámci rozsahu, která bude potřebná v případě, když problem se změnou přenosu při vyšších  $Q$  se nevyřeší lepším vedením spojů na DPS než tomu bylo na nepájivém kontaktním poli. Jemné nastavení kmitočtů je řešeno pomocí změny hodnot **rf1!** a **rf2!** v integrátoch. Hodnota  $Q$  se nastavuje pomocí změny  $R_g$ . Tím, že se  $Q$  přepíná jedním prvkem, je dosaženo nejmenšího možného kroku přepínání při použití otočného přepínače na dvanáct poloh. Přenos **af!** se určuje poměrem odporů **ra1!** a **ra2!**. Realizace nastavení jednotlivých parametrů je rozsahlým a komplikovaným předmětem, proto návrh a podrobnější schéma přepínání každého z parametrů jsou dále popsány podrobněji v příslušných podkapitolách.

## 6.2 Návrh způsobu přepínání jednotlivých parametrů filtrů

### 6.2.1 Návrh přepínání středního kmitočtu u plně parametrického modulu

Dvojitý plně parametrický modul by měl poskytovat možnost korigovat reálné rezonance v kmitočtových charakteristikách reproduktorových soustav. Vzhledem k tomu, je kriticky důležité přesné nastavení hodnoty  $f_c$ , protože při použití peak filtrů s vysokým  $Q$  není možné korigovat rezonance, když střední kmitočet není přesně nastavený. Krok změny středního kmitočtu by měl odpovídat stejné relativní šířce pásma při zobrazení na logaritmické stupnici, nastavované střední kmitočty by měli být na této stupnici rovnoměrně rozloženy.

Splnění podmínky rovnoměrného rozložení veličiny na logaritmické stupnici znamená, že když se táto veličina vynese na logaritmickou osu  $y$  v závislosti na lineárně se měnícím parametru  $x$ , tak tím vznikne graf přímky. Tuto podmínku lze zapsat ve tvaru rovnice:

$$\log y(x) = kx + n, \quad (6.1)$$

kde  $k$  a  $n$  jsou koeficienty přímky.

Střední kmitočet  $f_c$  u KHN filtru podle 4.8 závisí na odporu  $R_f$  jako:

$$f_c(R_f) = \frac{h}{R_f}, \quad (6.2)$$

kde  $h = \frac{1}{2\pi C}$ . Závislost středního kmitočtu na odporu v integrátorech je hyperbolická. Dosažením 6.14 za  $y(x)$  v 6.1 lze získat:

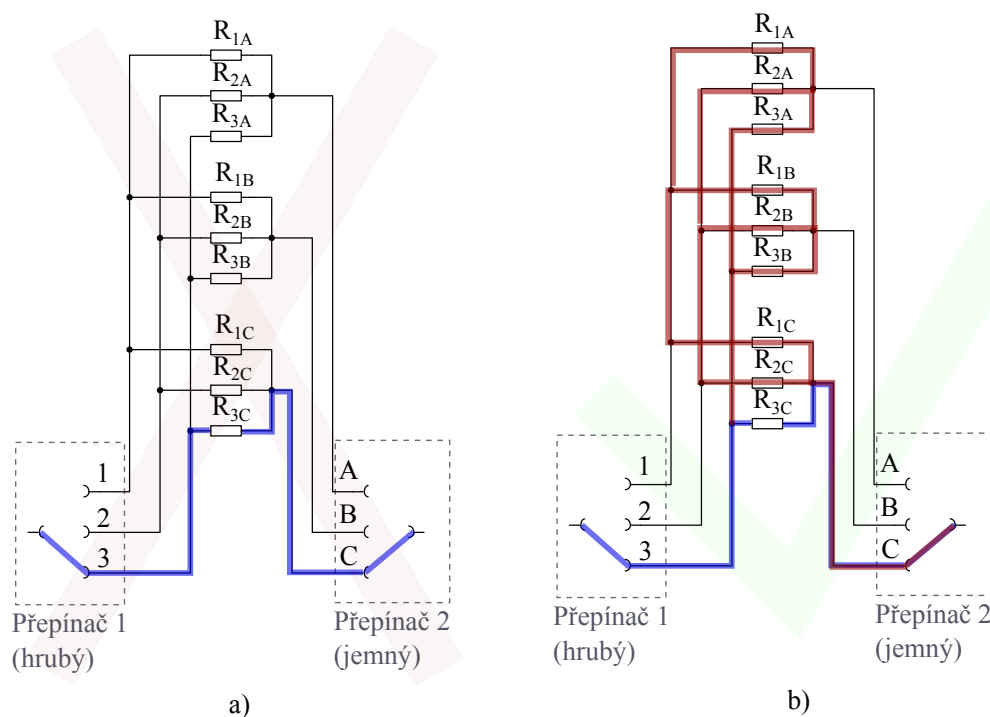
$$\log \frac{h}{R_f} = kx + n, \quad (6.3)$$

a po následném upravení dostaneme požadovaný charakter změny  $R_f$  pro dosažení rovnoměrné změny  $f_c$  na logaritmické stupnici:

$$R_f = h \cdot 10^{-kx+n}. \quad (6.4)$$

Z rovnice 6.4 vyplývá, že pro splnění podmínky 6.1 musí odpor  $R_f$  narůstat exponenciálně. Toto tvrzení bylo ověřeno pomocí simulace (obr. D.5), kde byly nastavované exponenciálně narůstající hodnoty  $R_f$ .

Nejpřesnější nastavení by mohlo být zajištěno přepínáním odporů, které by byly vypočítané pro každé nastavení středního kmitočtu zvlášť. Proto bylo navrženo zapojení, které je schematicky naznačeno na obr. 6.3a.



Obr. 6.3: Chybně navržené přepínání kmitočtů pomocí dvou otočných přepínačů 2P6T, a) předpokladaná signálová cesta při nastavení pozice 3C, b) realná signálová cesta při nastavení pozice 3C.

Pro přepínání  $f_c$  bylo myšleno použít modifikaci tohoto zapojení se šesti odpory v každé skupině odporů a se šesti skupinami. Takové zapojení podle chybných předpokladů by bylo

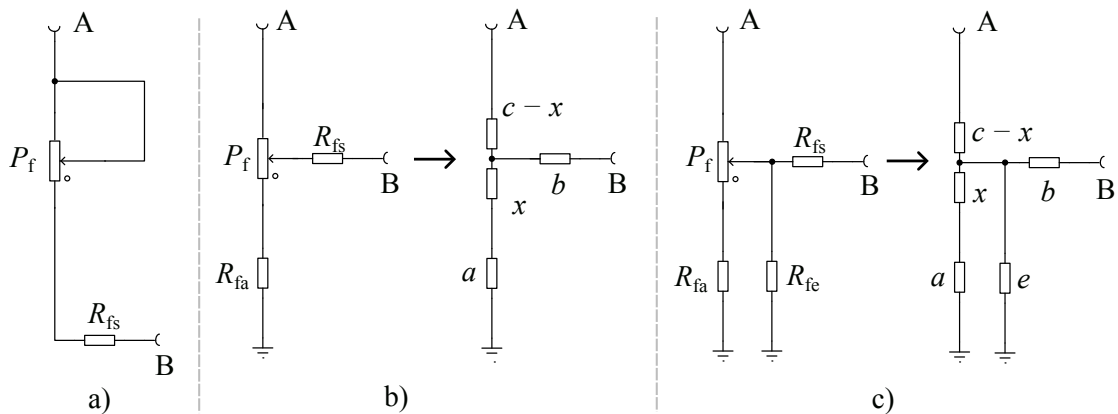
schopé poskytnout nastavení 36 nezávislých pozicí pomocí dvou otočných přepínačů 2P6T. Levý přepínač by měl odpovídat hrubé změně kmitočtů v rámci rozsahu a pravý by měl přepínat jemně mezi dvěma nastaveními hrubého přepínače. Hodnota  $R_f$  v integrátorech by se tímpadem nastavovala přímo jedním z 36 přesně spočítaných odporů.

S ohledem na toto řešení bylo navrženo finální schéma a byly objednané součástky, DPS a přední panely - ale během pjení se zjistilo, že nastavovaný odpor při nastavení jednotlivých pozicí neodpovídá odporu jedné nastavované větve, jak se chybně předpokládalo - ale paralelně k té větvi zůstávají zapojené ostatní, jak je ukázáno na obr. 6.3b.

Jiná možná řešení s přepínači nebyly schopné poskytnout buď dostatečně jemný nebo dostatečně rovnoměrný krok nastavení, protože se jednalo vždy o změnu kombinací mezi 12 odpory, ze kterých šest byly zapojeny k jednomu přepínači a šest ke druhému, proto se nakonec musel použít potenciometr.

### 6.2.2 Logaritmicke změny středního kmitočtu lineárním potenciometrem u plně parametrického modulu

Nastavení  $f_c$  pomocí zdvojeného potenciometru může být řešeno ve dvou variantách [13]. První řešení (obr. 6.4a) spočívá ve přímém zapojení potenciometru tak, že jeden jeho konec je propojený s jezdcem a druhý je zapojený k sériovému odporu  $R_s$ , který určuje minimální odpor mezi úzly A a B, když je potenciometr v krájní pravé poloze. Druhým řešením (obr. 6.4b) je uzemnění jednoho konce potenciometru s tím, že druhý konec je zapojen na úzel A a jezdec je zapojený k  $R_s$ . Přidáním dalšího odporu  $R_{fe}$  (obr. 6.4c) lze dodatečně ovlivnit průběh změny  $f_c$ . Je také možné použít buď potenciometr s lineární nebo s exponenciální (logaritmický potenciometr) závislostí odporu na poloze jezdce.



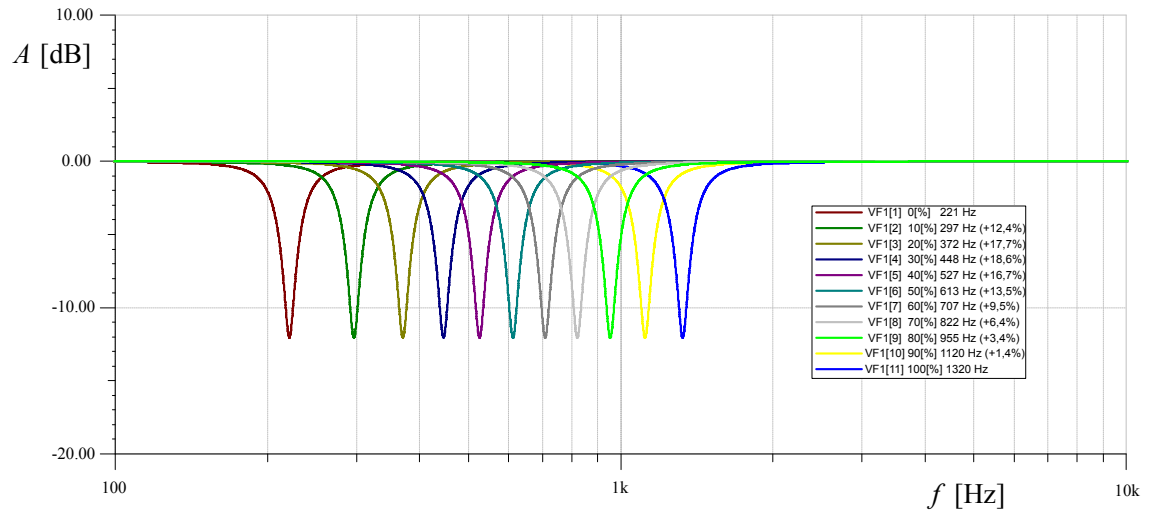
Obr. 6.4: Varianty zapojení potenciometru pro změnu  $f_c$  u plně parametrického modulu, a) sériově k  $R_{fs}$ , b) jeden konec uzemněný + odpor  $R_{fa}$ , c) jeden konec uzemněný + odpory  $R_{fa}$  a  $R_{fe}$ .

Teoreticky by exponenciální změna  $R_f$  mohla být realizována přímým zapojením logaritmického potenciometru mezi úzly A a B. Podle datasheetu [18] logaritmický potenci-

ometr by měl mít průběh změny odporu v závislosti na poloze jezdce blízký exponenciálnímu. Problém spočívá v tom, že odpor v integrátoch KHN by nikdy neměl klesnout až k nule, proto v sérii s potenciometrem je vždy zapojený odpor  $R_{fs}$ . Přidáním tohoto odporu se změni závislost celkového odporu mezi úzly A a B na poloze jezdce, logaritmická změna kmitočtů bude fungovat správně jenom pro tu část drahy potenciometru, u které nastavovaný odpor  $R_f \gg R_{fs}$ . Pro malé rozsahy změny  $f_c$  zapojení není vhodné.

Řešení by mohlo spočívat ve fyzickém omezení drahy potenciometru tak, aby se nastavovaný odpor měnil od nenulové hodnoty - ale tím by se zmenšila efektivní délka dráhy, což by vedlo na vyšší citlivost při nastavení  $f_c$ . Navíc, reálné logaritmické potenciometry mají většinou horší přesnost než lineární potenciometry, jejich exponenciální závislost odporu na poloze jezdce není zcela přesná.

Na základě simulací různých typů potenciometrů v různých variantách zapojení (D.6, D.7, D.8) bylo rozhodnuto použít uzemněný lineární potenciometr (6.5), protože rozložení kmitočtů na logaritmické škále při tomto způsobu zapojení bylo nejbližší logaritmickému.



Obr. 6.5: Změna  $f_c$  u KHN pomocí lineárního potenciometru uzemněného na jednom konci.

Celkový odpor mezi úzly A a B v tomto zapojení se dá spočítat podle vzorce [13]:

$$R_f = R_{pP} \cdot \left( \frac{R_{fs}}{R_{fa} + R_{pL}} + 1 \right) + R_{fs}, \quad (6.5)$$

kde  $R_{pP}$  je odpor mezi pravým vývodem potenciometru a jezdce a  $R_{pL}$  je odpor mezi levým vývodem a jezdce. Když označíme  $R_{pL}$  za  $x$ , což by odpovídalo změně polohy jezdce zleva napravo (při ideálně lineární závislosti změny odporu na poloze jezdce), nominální odpor potenciometru označíme za  $c$ , hodnotu  $R_{fs}$  za  $b$  a hodnotu  $R_{fa}$  za  $a$  (obr. 6.4b) - můžeme přepsat rovnici 6.5 a po upravení dostaneme:

$$R_f(x) = \frac{-x^2 + x(c - a) + c(a + b) + ab}{a + x}. \quad (6.6)$$

Pomocí správného nastavení parametrů  $a$ ,  $b$  a  $c$  je možné s určitou přesností aproximovat změnu  $R_f$  k požadovanému exponenciálnímu průběhu. Hodnota  $R_f$  by se měla měnit v rozsahu  $R_{f_{\min}}$  až  $t \cdot R_{f_{\min}}$ , kde  $t$  je poměr mezi nejvyšším a nejnižším nastavovaným kmitočtem v rámci rozsahu. Jeden stupeň volnosti se proto musí zredukovat, aby byla zajištěna tato podmínka. Podmínku lze popsat pomocí následující rovnice:

$$R_f(0) = t \cdot R_f(c), \quad (6.7)$$

po dosažení 6.6 do 6.7 lze zapsat rovnici s proměnnou  $a$ :

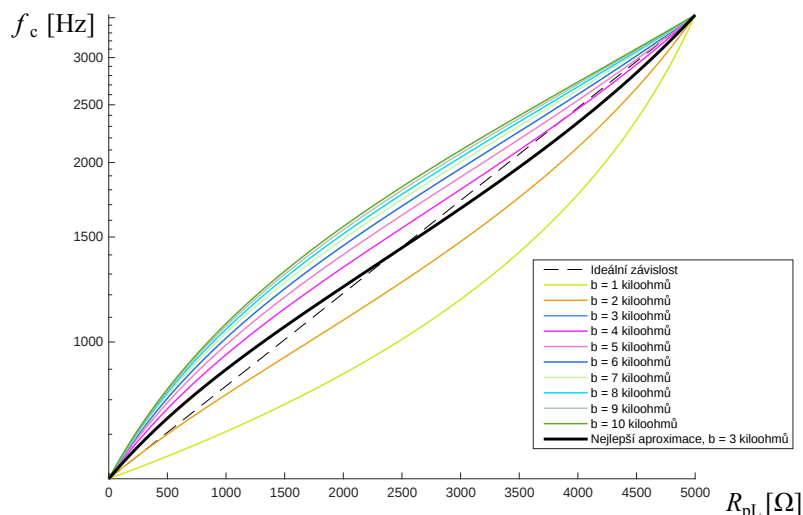
$$\frac{c(a+b) + ab}{a} = t \cdot \frac{-c^2 + c(c+a) + c(a+b) + ab}{a+c}, \quad (6.8)$$

kterou pak lze vyřešit a najít takový parametr  $a$  pro zadané  $b$  a  $c$ , který zajistí správný poměr  $R_{\max}/R_{\min}$ :

$$a = \frac{-bc}{c - (t-1) \cdot b}. \quad (6.9)$$

Dosažením hodnoty  $a$  z 6.9 do 6.6 dostaneme závislost  $R_f$  na odporu mezi levým vývodem potenciometru a jezdcem (fakticky závislost na poloze jezdce lineárního potenciometru) s nastavitelnými parametry: nominálním odporem potenciometru  $c$ , poměrem změny kmitočtu v rámci rozsahu  $t$  a hodnotou odporu  $b$  v sérii s potenciometrem.

Na základě této závislosti byl napsan skript v Matlabu, který přijímá na vstup hodnotu  $P_f$  a stepuje v zadaném rozsahu hodnotu  $R_{fs}$  (a současně s tím hodnotu  $C_f$  tak, aby průběh změny kmitočtů zůstal ve stejném rozsahu). Potřebná hodnota  $R_{fa}$  se dopočítává automaticky pro zadaný rozsah změny kmitočtu. (obr. 6.6). Původně byl tento rozsah zvolen na hodnotu 6:1, aby se mohl použít přepínač se čtyřmi polohy a třemi póly pro přepínání rozsahů a tímto celé kmitočtové pásmo by bylo pokrýváno čtyřmi rozsahy.



Obr. 6.6: Závislost změny středního kmitočtu KHN filtru na poloze jezdce lineárního uzemněného potenciometru simulovaná v Matlabu.

Výstupem programu jsou 10 průběhů, odpovídajících závislosti středního kmitočtu filtru na použité konfiguraci potenciometru a odporů. Průběhy jsou porovnávány s ideálním exponenciálním průběhem, který odpovídá rovnoměrnému rozložení nastavovaných kmitočtů na logaritmické ose. Nejlepší z 10 průběhů je nakreslen tučně černou barvou.

Hodnota  $R_{fa}$  se dopočítá podle vzorce 6.9 a tímto způsobem zjištěné hodnoty prvků lze zadat do simulačního programu (obr. D.9).

Dosažená přesnost aproximace není dostačující, proto do zapojení byla přidána součástka  $R_{fe}$ , která zavádí nový stupeň volnosti a zvyšuje potenciální dosažitelnou přesnost aproximace. Vzorec 6.5 se tímpadem upravuje na:

$$R_f = R_{pP} \cdot \left( \frac{R_{fs}}{\frac{(R_{fa} + R_{pL}) \cdot R_{fe}}{R_{fa} + R_{pL} + R_{fe}}} + 1 \right) + R_{fs}, \quad (6.10)$$

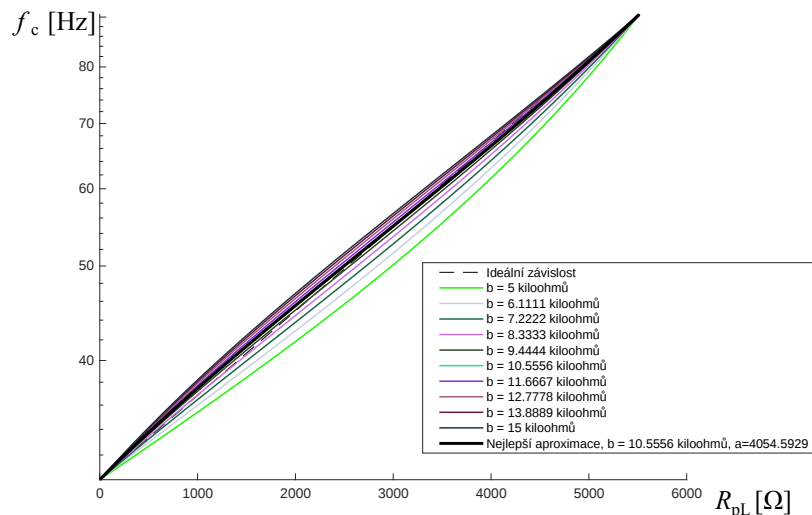
po sestavení rovnice pro  $R_f(x)$  a jejím upravení lze zapsat:

$$R_f(x) = \frac{-x^2(b + e) + x(bc + ce - ab - ae) + ab(e + c) + ce(a + b)}{ae + ex}, \quad (6.11)$$

Analogickým způsobem, jak tomu bylo u předchozího zapojení, je možné najít  $a$  pro zadaný rozsah změny kmitočtů:

$$a = \frac{bce}{b((t - 1) \cdot e - c) - ec}, \quad (6.12)$$

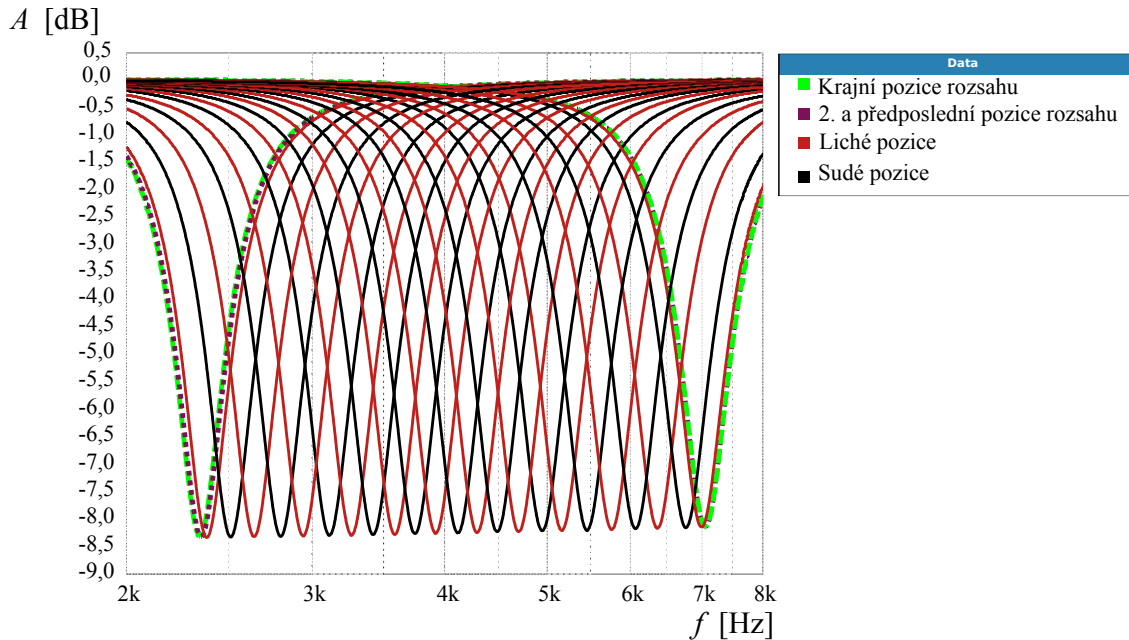
a pak vytvořit analogický skript v Matlabu, do kterého se přidá parametr  $e$  (obr. 6.7).



Obr. 6.7: Závislost změny středního kmitočtu KHN filtru na poloze jezdce lineárního uzemněného potenciometru s dodaným odporem  $R_{fe}$  simulovaná v Matlabu.

Rozsah jemného nastavení kmitočtů byl také upraven z 6:1 na 3:1, což umožnilo dosáhnout lepších výsledků ale vedlo na nutnost zvýšit počet kmitočtových rozsahů na 6.

Táto konfigurácie už vyhovuje požiadavkám na rovnomerné rozloženie prepínaných kmitočtů, proto byla otestována na nepájivém kontaktním póli s reálným potenciometrem. Draha potenciometru byla rozdělena na 26 rovnoměrných úseků (27 pozic nastavení) (obr. 6.8).



Obr. 6.8: Měřená charakteristika prepínání  $f_c$  v PPPF s KHN pomocí kompenzovaného lineárního potenciometru s dodaným odporem  $R_{fe}$ .

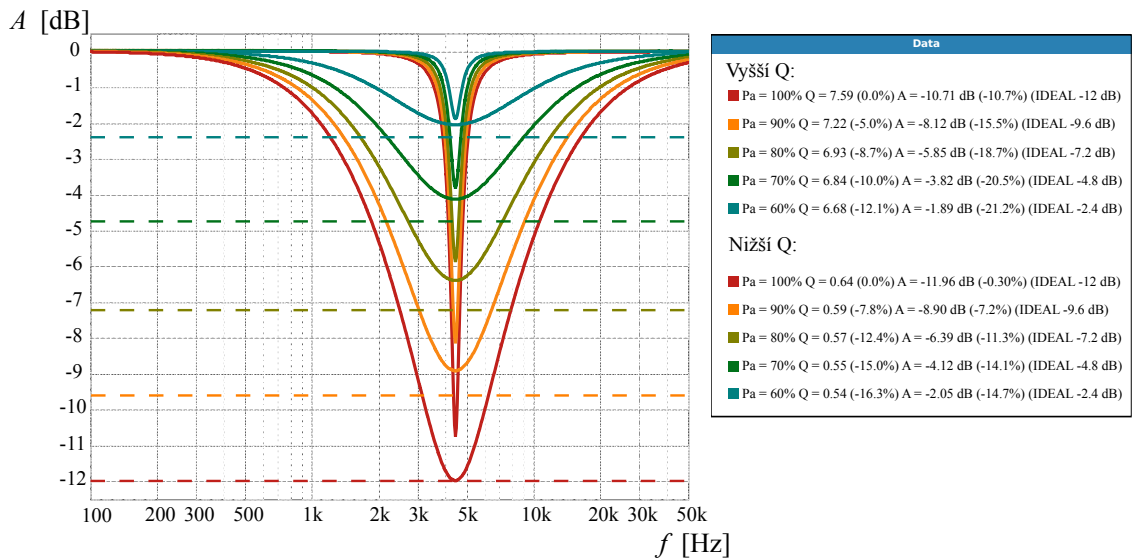
Vlivem nelinearity závislosti odporu reálného potenciometru na poloze jezdce, krajní polohy nastavení nevyhovují požadavkům na rovnoměrné rozložení kmitočtů, proto se korekce musela přizpůsobit zkracení používané délky drahy potenciometru o  $22,5^\circ$  z každé strany, což je podrobněji popsáno v sekci 6.3.2. Výsledná odchylka od ideálně rovnoměrného rozložení kmitočtů na logaritmické stupnici nepřesahuje 3%, což lze považovat za uspokojivý výsledek.

### 6.2.3 Zajištění nezávislosti změny parametrů při nastavení $A_f$ u plně parametrického modulu

Při použití lineárního potenciometru  $P_A$  pro nastavení  $A_f$  vzniká řád problémů, které byly zjištěny měřením na nepájivém kontaktním poli při dvou nastaveních  $Q = 0,75$  a  $Q = 8$ , které přibližně odpovídají mezním poloham rozsahu požadovaných hodnot  $Q$ , které by měl filtr být schopný poskutnout. Lineární potenciometr byl nahrazen dvěma odpory, jejichž hodnoty se měnily lineárně (obr.6.9).

Čarkovane jsou zdůrazněné hodnoty přenosu, které by měli být dosahované u příslušných nastavení pro zachování lineární změny  $A_f$  v dB, které by umožňovalo ocejchovat stupnici ovladacího prvku tak, aby bylo možné přesně nastavit  $A_f$  na celém rozsahu změny





Obr. 6.9: Nelinearita změny  $A_f$  při použití lineárního potenciometru  $P_A$  a změna  $Q$  při změně  $A_f$ , změřené na nepájivém kontaktním poli.

parametru. Z obr. 6.9 je patrné, že lineární změna  $P_A$  neodpovídá lineární změně  $A_f$  v dB. Toto je první problém, který by se musel vyřešit při návrhu přepínání  $A_f$ .

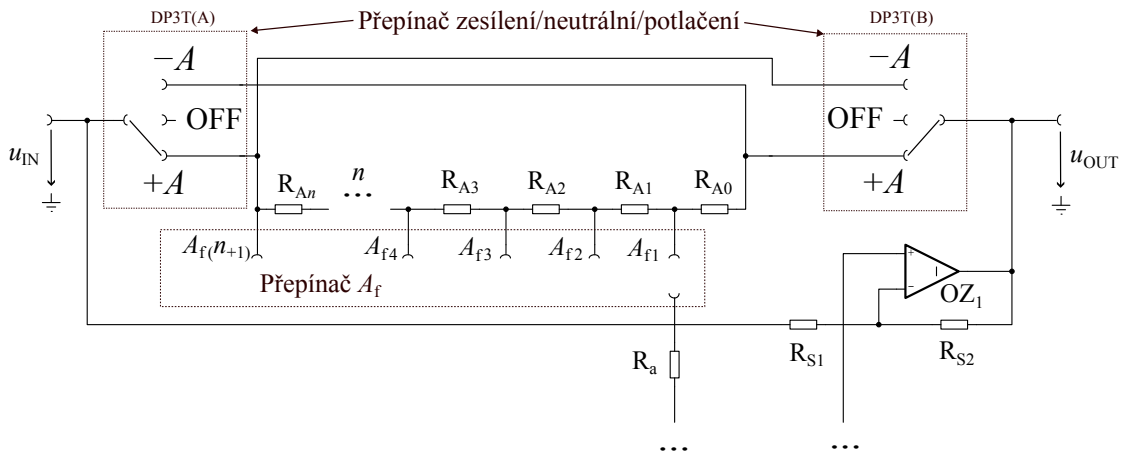
Lineáritu změny přenosu lze ovlivnit hodnotou použitého potenciometru  $P_A$ . Při použití menší hodnoty  $P_A$  lineárta se zlepšuje (obr. D.10, D.11, D.12) ale i při  $P_A < 1$  k $\Omega$  není dostatečná pro přesné nastavení parametru pomocí potenciometru. Podle simulací (obr. D.13) při konstantním nastavení  $P_A = 90\%$  a maximálním nastavovaném útlumu  $A_f = -12$  dB přenos nikdy nebude nastavený na požadovanou hodnotu  $-9,6$  dB i při použití potenciometru s nominálním odporem  $100 \Omega$ .

Druhý nežádoucí jev, který je přítomný na obr. 6.9, spočívá v tom, že při změně parametru  $A_f$  mění se i parametr  $Q$ . V legendě k tabulce jsou v závorkách vyznačené odchylky v %, odchylka  $Q$  je vztažena k měřené hodnotě při nastavení  $P_A = 100\%$ , odchylka  $A_f$  je vztažena k požadované lineární změně přenosu v dB. Se zmenšením  $|A_f|$  klesá i nastavované  $Q$ , přičemž pro různé nastavené  $Q$  relativní změna je také různá (maximální odchylka pro vyšší nastavované  $Q$  je  $-12,1\%$ , pro nižší je  $-16,3\%$ ).

Změna  $Q$  při nastavení  $A_f$  závisí na použitých hodnotách  $P_A$  a  $R_A$ . Konstantní šířky pásma na hodnotě  $A_f/2$  při změně  $A_f$  se podařilo dosáhnout při použití vyšších hodnot  $P_A$  ( $50$  k $\Omega$ ) a zachování poměru  $P_A/R_A = 2$  (obr. D.14, D.15, D.16).

Z výsledků těchto měření a simulací plyne, že použití potenciometru  $P_A$  neumožňuje dosáhnout zároveň lineární změny  $A_f$  a zachování konstantního  $Q$  při nastavení přenosu. Proto ve finálním zapojení se použil otočný přepínač se dvanácti polohami v kombinaci s posuvným přepínačem, jejichž vzájemné propojení je schematicky naznačeno na obr. 6.19.

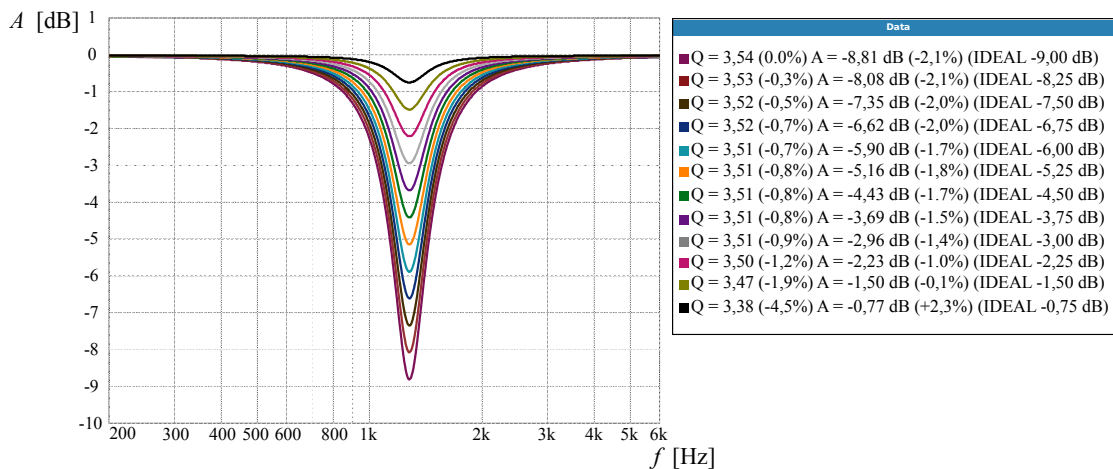
Otočný přepínač napodobuje potenciometr  $P_A$  s tím rozdílem, že hodnoty  $R_{A1}$ ,  $R_{A2}$  až  $R_{An}$  jsou přesně nastavené tak, aby zajistit lineární změnu přenosu s konstantním krokem



Obr. 6.10: Schéma přepínání parametru  $A_f$  u plně parametrického modulu.

v dB. Součet všech odporů  $R_{A0}$  až  $R_{An}$  je  $40 \text{ k}\Omega$ , což při správné volbě hodnoty  $R_A$  by mělo zároveň zajistit nezávislost  $Q$  na změně  $A_f$ .

Navržené zapojení bylo otestováno na nepájivém kontaktním poli (obr. 6.11), maximální odchylka  $Q$  je  $-4,5\%$  což by mělo souviset s problémem poklesu přenosu na vyšších kvalitách, který do určité míry rozhodí nastavení  $A_f$  a  $Q$ .



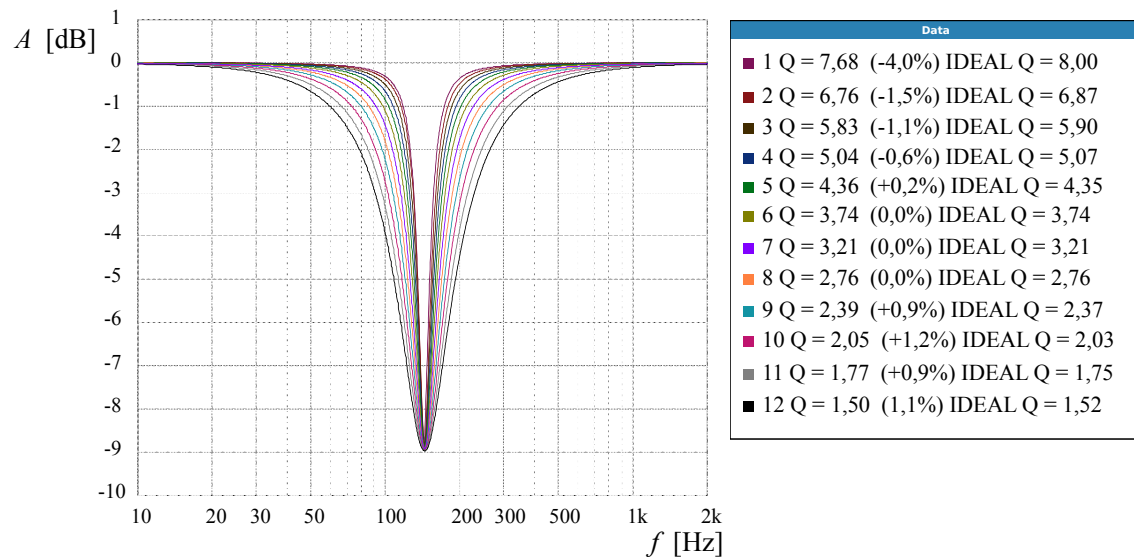
Obr. 6.11: Přepínání parametru  $A_f$  v rozsahu  $-0,75 \text{ dB}$  až  $-9 \text{ dB}$  měřené na nepájivém kontaktním poli.

## 6.2.4 Návrh přepínání $Q$ u plně parametrického modulu

Změna parametru  $Q$  by měla být realizovaná takovým způsobem, aby změna šířky pásma na logaritmické ose kmitočtů byla rovnoměrná. Tomu odpovídá exponenciálně rostoucí změna parametru  $Q$ . Při změně  $Q$  pomocí potenciometru  $P_Q$  se nepodařilo dosáhnout

přesné exponenciální změny činitele jákosti (simulace na obr. D.17, D.18, D.19), proto přepínání  $Q$  bylo řešeno realizovat pomocí otočného přepínače, který by přepínal uzemněné odpory  $R_g$ . Použití odporů  $R_g$  nad  $500\ \Omega$  nevede na zhoršení vlastností zapojení a řešení s přepínačem umožňuje přesné nastavení činitele kvality.

Přepínání  $Q$  bylo ověřeno na nepájivém kontaktním poli (obr. 6.12, vyšší odchylka při nejvyšších nastavených  $Q$  je dána nekonzistencí přenosu při zvýšení kvality).



Obr. 6.12: Přepínání parametru  $Q$  v rozsahu 1,5 až 8 měřené na nepájivém kontaktním poli.

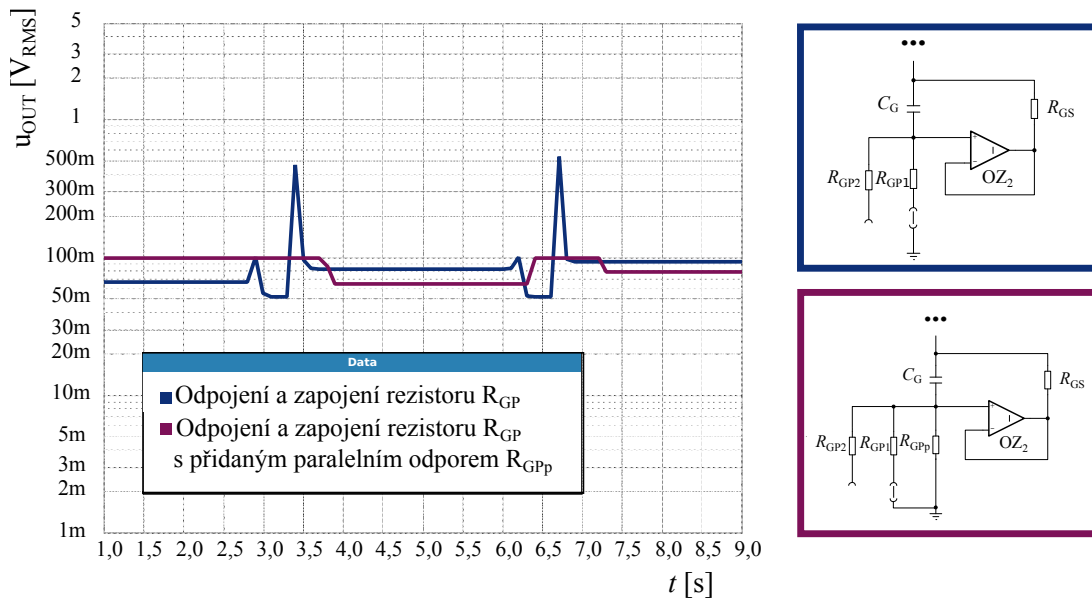
### 6.2.5 Eliminace přechodových dějů při přepínání

Při rozpojení obvodů při přepínání může dochazet ke vzniku výrazných přechodových dějů, které by mohli způsobit zničení připojených reproduktorů. Proto byly provedena měření vlivu rozpojení a připojení určitých úzlů, aby se zjistilo, v jakém případě se musí k přepínači přidat paralelní součástka, která bude konstantně zapojená a zajistí stabilitu při přepínání.

Na obr. 6.13 je zobrazena měřená hodnota výstupního napětí ve  $V_{RMS}$  v závislosti na čase. Modrý průběh odpovídá úplnému rozpojení úzlu, fialový průběh odpovídá rozpojení a připojení  $R_{GP}$  při paralelně zapojeném odporu **rgpp!**.

Podle výsledku měření odpor  $R_{GP}$  není použitelný bez přídavného odporu **rgpp!** kvůli výrazným přechodovým dějům způsobeným jeho přepínáním.

Podobně byly provedena měření pro ostatní přepínané součástky u všech modulů. Rezistory  $r_{aicon}$  v aktivním induktoru a kondenzátory  $C_f$  a rezistory  $R_f$  v KHN způsobovali při přepínání výrazné přechodové děje, proto jejich přepínání bylo navrženo s využitím paralelně zapojené součástky. Přepínání kondenzátorů u modulů s gyrátorem a aktivním



Obr. 6.13: Eliminace přechodových dějů způsobených odpojením a připojením odporu  $R_g$  v ARPF s gyrátorem pomocí přidání paralelního odporu.

induktorem nezpůsobovalo přechodové děje, které by ohrožovali zničením zapojených reproduktorů ale byly přítomné slyšitelné artefakty při přepínání, proto se také použilo paralelní zapojení.

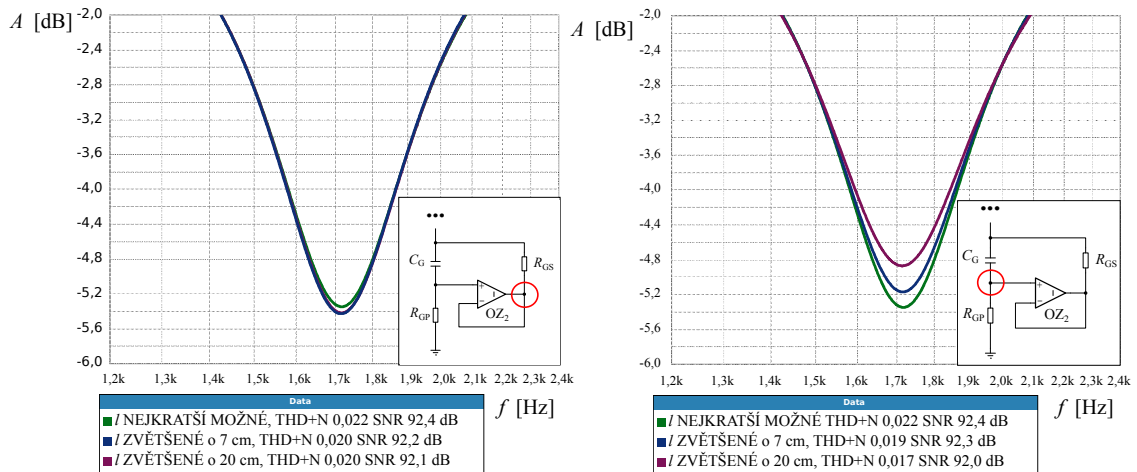
### 6.2.6 Finalizace způsobů přepínání parametrů s ohledem na vliv délky přívodů na nežádoucí vlastnosti zapojení

Při zkoumání vlastností zapojení v kapitole 5 u všech filtrů byl patrný jev tlumení rezonance na středním kmitočtu při vyšších  $Q$ . Příčina tohoto jevu by mohla spočívat ve způsobu vedení spojů na nepájivém kontaktním poli a jejich délce. Proto byla provedena řada měření, které by měli poskytnout informaci o citlivosti jednotlivých úzlů zapojení k délce přívodů. Na základě výsledků těchto měření se následně rozhodovalo o způsobu vedení spojů při návrhu DPS.

U ARPF s gyrátorem invertující vstup OZ, naproti očekáváním, nevykazuje významnou citlivost na délku přívodů (obr. 6.14).

Neinvertující vstup OZ u gyrátoru se ukázal jako nejcitlivější, při prodloužení přívodů o 20 cm!  $|A_f|$  klesl o přibližně 0,5 dB. Na tento úzel jsou připojené dvě součástky, které se budpu měnit přepínačem -  $R_{GP}$  a  $C_G$ . Proto byly provedené měření se zapojením přepínače v různých konfiguracích a prodloužením jednotlivých vodičů pro zjištění optimálního způsobu zapojení přepínače.

Přepínání všech součástek u gyrátoru je realizováno paralelní kombinací z důvodů, podrobněji popsanych v kap. ???. Z výsledků měření na obr. E.7 a E.8 je patrné, že při zapojení přepínače mezi neinvertující vstup OZ a přepínané odpory lze dosáhnout lepších



Obr. 6.14: Závislost poklesu míry potlačení na středním kmitočtu na délce přívodů u ARPF s gyrátorem.

výsledků než při zapojení přepínače na zem, pokud budou zachované minimální délky vodičů mezi vstupem OZ a paralelně zapojenou součástkou  $R_{GP}$  a pólem přepínače. Při zapojení přepínače kmitočtu na zem (obr. E.8) obvod vykazuje menší citlivost na délku přívodů ale pro přepínání kmitočtů při takové konfiguraci přepínače by bylo potřeba zapojit 12 odporů na citlivý úzel, což by vedlo na mnohém delší přívody na citlivém úzlu. Měření ukázalo, že i když tyto odpory jsou fakticky rozpojené, delší přívody stejně zhoršují vlastnosti zapojení. Z tohoto důvodu bylo zvoleno zapojení jako na obr. E.7.

Podobně se rozhodovalo u přepínače rozsahů a ze stejných důvodů přepínač součástky  $C_G$  byl zařazen mezi neinvertující vstup OZ a přepínané kondenzátory. Přepínání  $C_{ARPF}$  nepředstavovalo problem, protože není zapojeno na žádný z citlivých úzlů filtru.

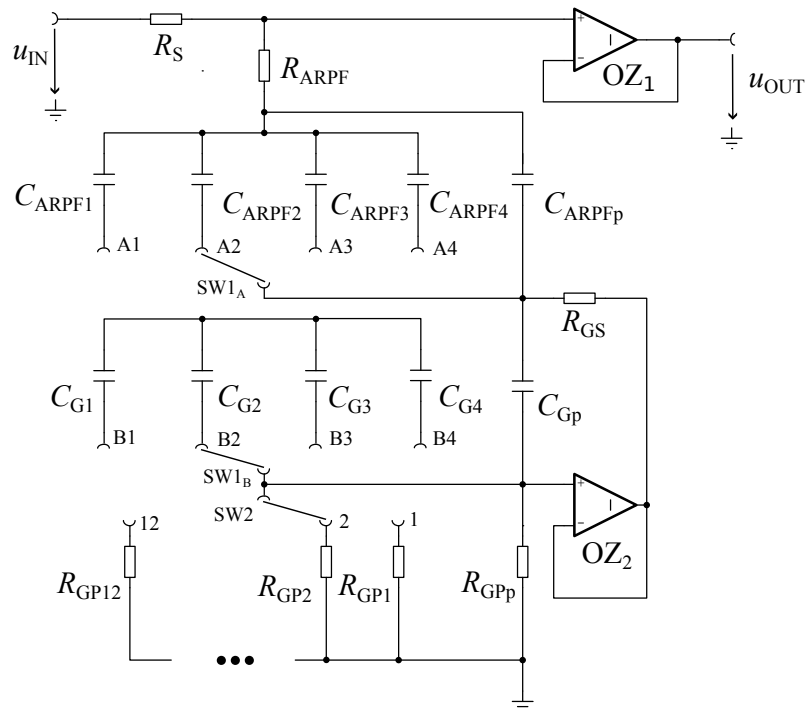
Na obr. 6.15 je představeno schéma ARPF s gyrátorem se zařazenými přepínači a použitými paralelními součástkami, které zajišťují stabilitu při přepínání.

U ARPF s aktivním induktorem nejcitlivější na délku přívodů jsou úzly, na které je připojený kondenzátor  $C_{AI}$  (obr. 6.16). Z hlediska návrhu DPS je to problematické, protože kapacita  $C_{AI}$  by se měla přepínat pro nastavení středního kmitočtu filtru. Neinvertující vstup OZ u aktivního induktoru není citlivý na délku přívodů.

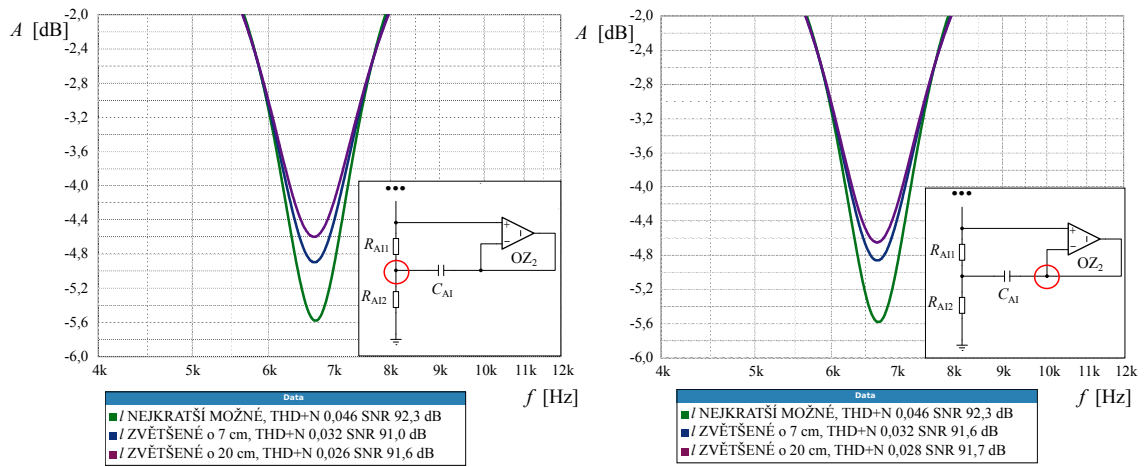
Podle výsledků měření bylo rozhodnuto použít zapojení přepínače mezi invertující vstup OZ a přepínané kondenzátory.

Plně parametrické zapojení s KHN neprokázalo tak značnou závislost na délce přívodů jednotlivých úzlu. Největší citlivost má výstup prvního integrátoru, tedy výstup typu PP, který je zapojený na neinverující vstup rozvažovaného zesilovče OZ1 (obr. 6.18).

U zapojení se syntetickými indukčnostmi při zvýšení délky přívodů k citlivým úzlem dochazelo ke snížení útlumu až o 1 dB, u zapojení s KHN při stejném prodloužení přívodů pokles útlumu nepřesahuje 0,2 dB. To ale může být způsobeno tím, že při realizaci zapojení s KHN na nepájivém kontaktním poli nejkratší možná délka přívodů na citlivém úzlu je

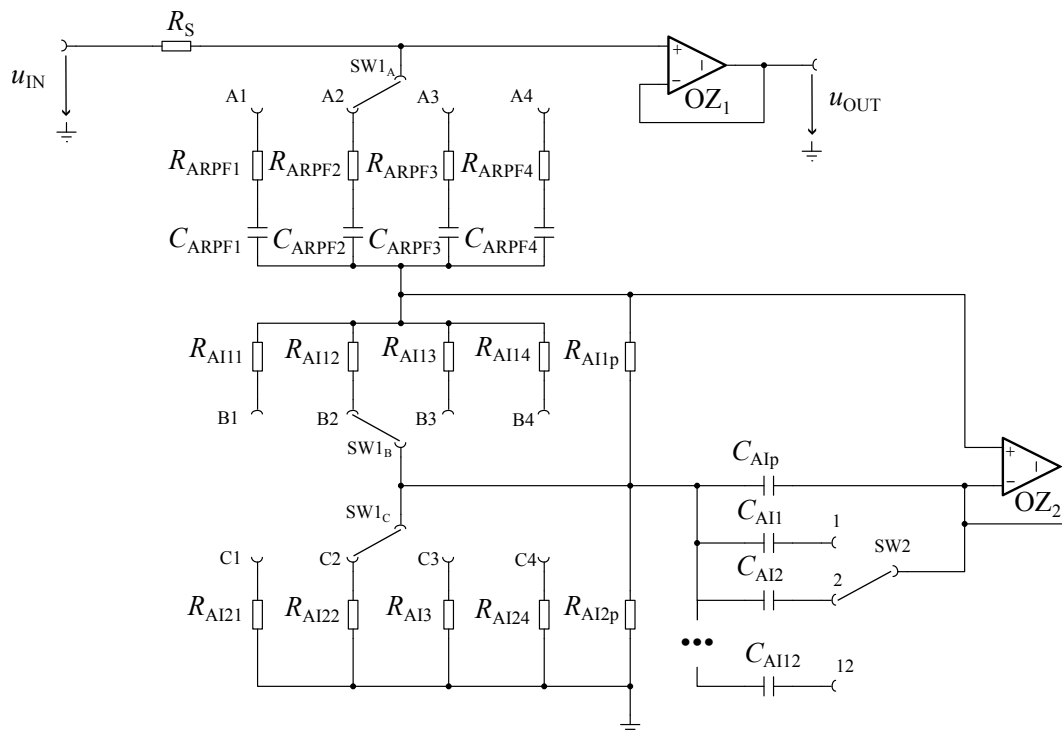


Obr. 6.15: Schéma přepínání parametrů u ARPF s gyrátorem.

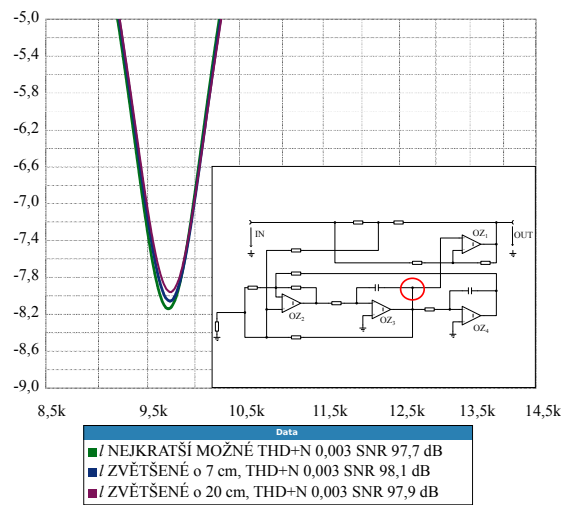


Obr. 6.16: Závislost poklesu míry potlačení na středním kmitočtu na délce přívodů u ARPF s aktivním induktorem.

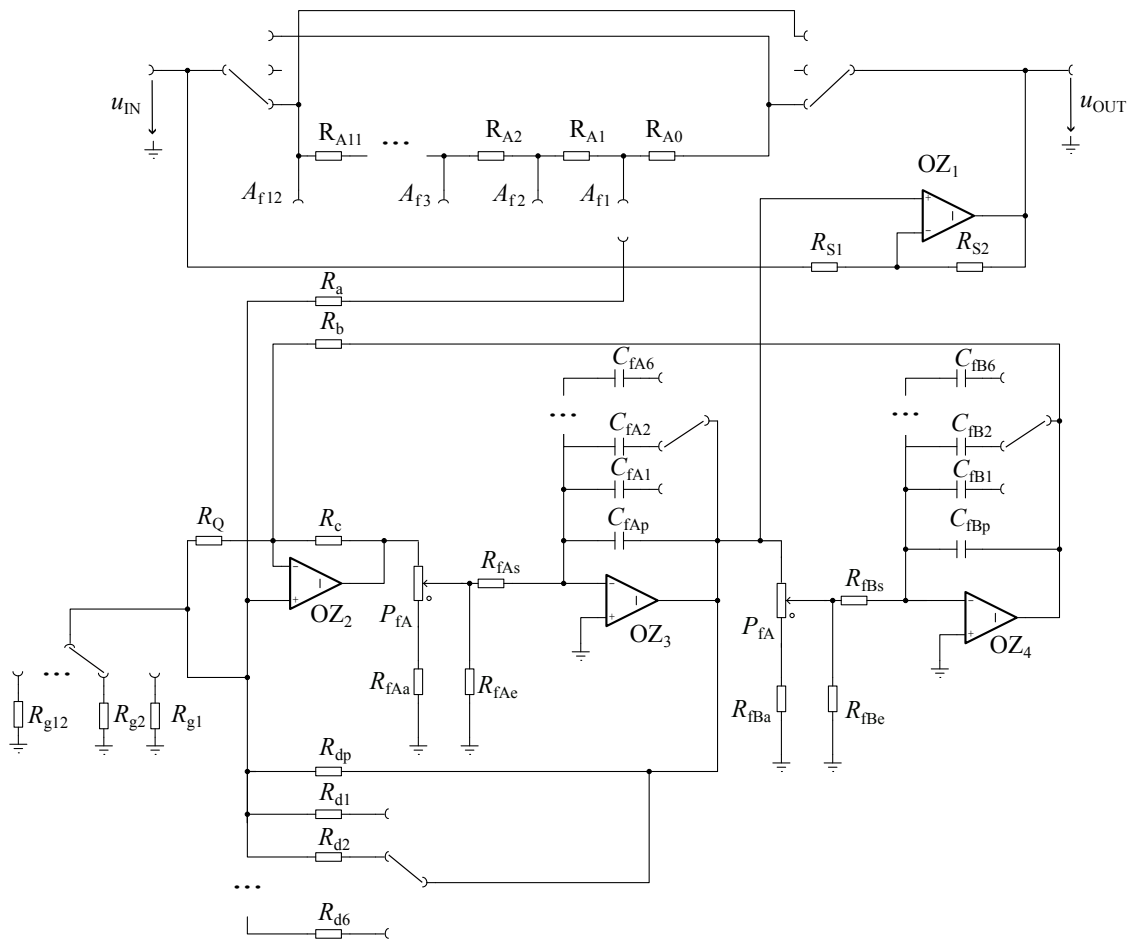
stejně velká a negativní efekt je vždy přítomný.



Obr. 6.17: Schéma přepínání parametrů u ARPF s aktivním induktorem.



Obr. 6.18: Závislost poklesu míry potlačení na středním kmitočtu na délce přívodů u PPPF s KHN.



Obr. 6.19: Schéma přepínání parametrů u PPPF na bázi KHN.

## 6.3 Výpočet hodnot součástek a finalizace zapojení

### 6.3.1 Jednoduché moduly s gyrátorem a aktivním induktorem

Slyšitelné kmitočtové pásmo bylo rozděleno na 5 dvouoktavových pásem podle tab. 6.2, v každém pásmu je možné nastavit  $f_c$  na jednu z dvanácti hodnot, rovnoměrně rozložených na logaritmické ose.

Kmitočty byly vypočítané podle vzorce

$$f_{c(n+1)} = f_{c(n)} \cdot \sqrt[6]{2}, \quad (6.13)$$

kde  $n$  je číslo polohy přepínače středního kmitočtu.

Činitel kvality na nejnižším středním kmitočtu v každém rozsahu by měl být roven  $Q = 4$ , při zvýšení středního kmitočtu pak dojde ke zmenšení kvality v poměru, odpovídajícím poměru středních kmitočtů:

$$Q_{(n+1)} = \frac{Q_{(n)}}{\sqrt[6]{2}}, \quad (6.14)$$



Tab. 6.1: Rozsahy přeladění ARPF s gyrátorem a aktivním induktorem

ARPF s gyrátorem	$f_c$ [Hz]												ARPF s aktivním induktorem
	Rozsahy	$n=1$	$n=2$	$n=3$	$n=4$	$n=5$	$n=6$	$n=7$	$n=8$	$n=9$	$n=10$	$n=11$	
1. rozsah	25,00	28,06	31,50	35,36	39,69	44,54	50,00	56,12	63,00	70,71	79,37	89,09	-
2. rozsah	100,0	112,2	126,0	141,4	158,7	178,2	200,0	224,5	252,0	282,8	317,5	356,4	1. rozsah
3. rozsah	400,0	449,0	504,0	565,7	635,0	712,7	800,0	898,0	1008	1131	1270	1425	2. rozsah
4. rozsah	1600	1796	2016	2263	2540	2851	3200	3592	4032	4525	5080	5702	3. rozsah
-	6400	7184	8063	9051	10159	11404	12800	14368	16127	18102	20319	22807	4. rozsah
Poměr $f_{cn}/f_{c1}$	1,00	1,12	1,26	1,41	1,59	1,78	2,00	2,24	2,52	2,83	3,17	3,56	

Přenos na středním kmitočtu by měl zůstat neměnný  $A_f = -6$  dB.

U ARPF s gyrátorem rozsah hodnot odporů  $R_{GP}$  by neměl přesahovat meze 50 k $\Omega$  až 800 k $\Omega$  a zároveň je definovaný poměrem maximálního a minimálního nastavovaného středního kmitočtu v rozsahu, který činí  $f_{cmax}/f_{cmin} = 3,56$ . Podle vztahů (4.2) a (3.1) střední kmitočet je závislý na odmocnině z  $R_{GP}$ , proto potřebný rozsah hodnot  $R_{GP}$  je

$$\frac{R_{GPmax}}{R_{GPmin}} = \left( \frac{f_{cmax}}{f_{cmin}} \right)^2 = 3,56^2 = 12,6736. \quad (6.15)$$

Nejvyšší efektivní hodnota  $R_{GP}$  byla zvolena jako  $R_{GPmax} = 638$  k $\Omega$  a z toho byla vypočítaná minimální hodnota  $R_{GPmin} = 50,3$  k $\Omega$ .

Celkový sériový odpor RLC článku a impedance zdroje by podle provedených měření měly být minimálně 600  $\Omega$ , s rezervou byla zvolena hodnota  $R_c = 740$   $\Omega$ . Pro zachování přenosu na středním kmitočtu  $A_f = -6$  dB by podle (4.1) mělo platit, že

$$R_s = R_{GS} + R_{ARPF}. \quad (6.16)$$

Byla zvolena hodnota  $R_{GS} = 100$   $\Omega$  jako mezní hodnota, při které lze dosáhnout relativně vysokých kmitočtů a zároveň OZ nebude přetížený. Podle toho se pomocí (6.16) vypočítaly hodnoty  $R_s = 370$   $\Omega$  a  $R_{ARPF} = 270$   $\Omega$ .

Pro zachování konstantního  $Q$  mezi rozsahy by měl být zachován konstantní poměr  $C_{ARPF}/C_G$ . Tento poměr lze odvodit ze vztahu (4.5) a dosažením za  $L_{ARPF}$  indukčnosti gyrátoru podle 3.1 získáme:

$$\frac{C_{ARPF}}{C_G} = \frac{R_{GS} \cdot R_{GP}}{Q^2 \cdot R_c \cdot R_p}. \quad (6.17)$$

Po dosažení hodnot  $R_{GS}$ ,  $R_{ARPF}$  a  $R_s$ , hodnoty  $Q=4$  a odpovídajícího odporu  $R_{GP}$  lze spočítat:

$$\frac{C_{ARPF}}{C_G} = \frac{100\Omega \cdot 638k\Omega}{4^2 \cdot (370\Omega + 270\Omega + 100\Omega) \cdot (270\Omega + 100\Omega)} = 14,564. \quad (6.18)$$

Nejnižší střední kmitočet nejvyššího rozsahu je  $f_c = 1,6$  kHz, po dosažení za  $C_{ARPF} = 14,564 \cdot C_G$  do (4.2) a po úpravě lze získat potřebnou hodnotu  $C_G$  pro nejvyšší rozsah:

$$C_G = \frac{1}{2\pi 1600\text{Hz} \cdot \sqrt{14,564 \cdot 100\Omega \cdot 638000\Omega}} = 3,281\text{nF} \quad (6.19)$$

Hodnota  $C_{\text{ARPF}}$  pro nejvyšší rozsah je  $C_{\text{ARPF}} = 3,281\text{nF} \cdot 14,564 = 47,78\text{nF}$ . Hodnoty  $C_G$  a  $C_{\text{ARPF}}$  pro ostatní rozsahy se vypočítaly čtyřnásobným zvětšením kapacit menšího rozsahu, což odpovídá skoku  $f_c$  o dvě oktavy.

Přepínání kmitočtů a rozsahů se řešilo pomocí paralelních kombinací. Odpor  $R_{\text{GPP}}$  byl zvolen  $1,5\text{M}\Omega$  a odpory  $R_{\text{GP}n}$  na jednotlivých přepínaných pozicích byly vypočítané tak, aby v paralelní kombinaci s  $R_{\text{GPP}}$  byly dosahované potřebné hodnoty odporu. Kondenzátory  $C_{\text{GP}}$  a  $C_{\text{ARPFp}}$  byly zvoleny odpovídající hodnotam nejvyšších rozsahů ( $3,3\text{nF}$  a  $47\text{nF}$ ).

Finální schéma s vypočítanými hodnotami je na obr. (??).

U ARPF s aktivním induktorem poměr kapacit  $C_{\text{AI}max}/C_{\text{AI}min}$  odpovídá poměru  $R_{\text{GP}max}/R_{\text{GP}min}$  u gyrátoru vypočtenému podle 6.15. Nejvyšší kapacita by neměla přesahovat několik  $\mu\text{F}$ , proto byla zvolena nejmenší hodnota  $C_{\text{AI}} = 162\text{nF}$  a z toho dopočítaná největší hodnota  $C_{\text{AI}} = 2,056\mu\text{F}$ .

Pro dosažení vysoké kvality na nižších rozsazích je potřeba co možná menších hodnot  $C_{\text{ARPF}}$ . Hodnoty  $C_{\text{ARPF}}$  by ale neměli klesnout v žádném z rozsahů pod stovky pF. Proto na nejnižším rozsahu byla zvolena hodnota  $C_{\text{ARPF}} = 247\text{pF}$ .

Ze zvolené hodnoty  $C_{\text{ARPF}}$  a libovolné hodnoty  $f_{cn}$  a odpovídající této hodnotě kapacitě  $C_{\text{AI}n}$  lze spočítat potřebný odpor  $R_{\text{AI}}$  pro daný rozsah podle (4.2):

$$R_{\text{AI}} = \frac{1}{2\pi \cdot 6,4\text{kHz} \cdot \sqrt{247\text{pF} \cdot 2,056\mu\text{F}}} = 1,104\text{k}\Omega. \quad (6.20)$$

Při přechodu na nižší rozsah hodnota  $C_{\text{ARPF}}$  se zvýší čtyřikrát a hodnota  $R_{\text{AI}}$  dvakrát, tím je zajištěno konstatní  $Q$  mezi rozsahy a dvouoktávový posun středního kmitočtu.

Podobně, jak tomu bylo u gyrátoru, odpor  $R_s$  by měl být rovný celkovému sériovému odporu  $R_p$  pro zachování  $A_f = -6\text{dB}$ , v případě aktivního induktoru to implikuje:

$$R_s = R_{\text{ARPF}} + 2R_{\text{AI}}. \quad (6.21)$$

Vztah (5.2) lze proto upravit na:

$$Q = \frac{R_{\text{AI}}}{R_s} \cdot \sqrt{\frac{C_{\text{AI}}}{2C_{\text{ARPF}}}} \quad (6.22)$$

Na nejnižším  $f_c$  v rozsahu je požadovaná kvalita  $Q = 4$ , proto můžeme vyjádřit  $R_s$  z (6.22) a dosadit hodnoty  $R_{\text{AI}}$  a  $C_{\text{ARPF}}$  pro zvolený rozsah a hodnoty  $C_{\text{AI}}$  a  $Q$  pro nejnižší nastavovaný  $f_c$ :

$$R_s = \frac{1,104\text{k}\Omega}{4} \cdot \sqrt{\frac{2,056\mu\text{F}}{2 \cdot 247\text{pF}}} = 17,80\text{k}\Omega. \quad (6.23)$$

Hodnoty  $R_{\text{ARPF}}$  pro jednotlivé rozsahy se dopočítávaly podle (6.21).

### 6.3.2 FPPF s KHN

U plně parametrického modulu přepínání kmitočtů bylo realizováno na 6 rozsázích s poměrem kmitočtů v rámci rozsahu  $f_{c\max}/f_{c\min} = 3$ . Nejnižší kmitočet nejnižšího rozsahu byl zvolen na 30 Hz, nejvyšší rozsah při takovém uspořádání rozsahů je 7,29 kHz až 21,87 kHz.

Pro přepínání kmitočtů byl použit dvojitý potenciometr s nominálním odporem 5 k $\Omega$ , jehož reálný odpor byl 5,515 k $\Omega$  u první dráhy a 4,521 k $\Omega$  u druhé. Optimální hodnota  $R_{fb}$  a kompenzačních prvků  $R_{fa}$  a  $R_{fe}$  pro každou dráhu potenciometru, při kterých se podařilo dosáhnout nejlepší aproximace logaritmické změny  $f_c$  lineárním potenciometrem, byly nalezené pomocí skriptu v Matlabu, který je popsán v kapitole 6.2.2. Z nalezené hodnoty  $R_{fb} = 10,27$  k $\Omega$ , která odpovídá odporu  $R_f$  v krajní pravé poloze potenciometru (tedy  $f_c$  je na konci daného kmitočtového rozsahu) se vypočítala kapacita pro nejmenší rozsah podle vzorce 4.8:

$$C_f = \frac{1}{2\pi \cdot 10270\Omega \cdot 21870\text{Hz}} = 708,6\text{pF}. \quad (6.24)$$

Hodnota kapacitorů  $C_f$  při zmenšení rozsahu se zmenšuje třikrát, podle toho byly vypočítány ostatní hodnoty  $C_{fn}$ .

Byly použité hodnoty  $R_A = 24,2$  k $\Omega$  a  $R_d = 22$  k $\Omega$ , které spolu s odporem  $P_A = 40$  k $\Omega$  zajišťovaly přenos 9 dB v krajní poloze  $P_A$  a zároveň konstantní  $Q$  při změně  $A_f$  v simulaci (obr. D.16). Hodnoty  $R_d$  jsou přepínané pro případnou korekci  $A_f$  a  $Q$  mezi rozsáhy, při přepínání zůstává vždy zapojený odpor  $R_{dp} = 56$  k $\Omega$ , proto v paralelní kombinaci s ním byly použité stejné hodnoty  $R_{dn} = 36,24$  k $\Omega$ , které by se pak mohli zvětšit v případě potřeby během korekce.

Při takto zvolených hodnotách  $R_A$  a  $R_d$  maximální činitel kvality  $Q = 8$  byl dosažen při použití  $R_g = 895$   $\Omega$ . Ostatní hodnoty  $R_g$  byly odečteny ze simulace, ve které se  $R_g$  zvyšovalo tak, aby byla zajištěna exponenciální změna  $Q$ .

Podobným způsobem se odečetli ze simulací hodnoty  $R_{A0}$  až  $R_{A11}$  pro lineární změnu přenosu v dB s krokem 0,75 dB v rozsahu nastavení 0,75 dB až 8 dB.

Hodnoty  $R_{S1} = R_{S2} = 1$  k $\Omega$  určují nastavení rozvažovaného zesilovače  $OZ_1$  a je rozhodující jejich poměr, který by měl zůstat roven 1 pro symetrické nastavení záporných a kladných hodnot  $A_f$ .

Hodnota  $R_Q = 5,6$  k $\Omega$  byla použita stejná, jako v předchozích měřeních, protože při nastavení kvality pomocí  $R_g$  neovlivňuje žádný z nastavovaných parametrů filtru.

Ve finálním návrhu hodnoty  $C_f$  měli být přizpůsobené použití v paralelní kombinaci s kapacitou  $C_{fp} = 680$  pF. Vzhledem k tomu, že se měli použít kondenzátory, jejichž hodnoty byly vypočítané pro chybný návrh s přepínačem místo potenciometru, kondenzátory  $C_f$  byly navrženy jako serio-paralelní kombinace pro dosažení potřebných hodnot  $C_f$  pomocí kapacit, které byly k dispozici.

## 6.4 Návrh desek plošných spojů a předních panelů

### 6.4.1 Návrh DPS

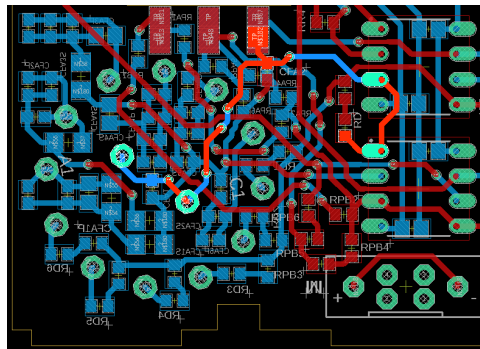
Při návrhu DPS se vycházelo z měření, podrobněji popsanych v kapitolach 6.2.5 a 6.2.6, konkrétně primárním cílem bylo dosáhnout nejmenší možné délky citlivých přívodů zapojení při zachování minimální možné délky ostatních spojů a správného stylu jejich vedení.

Navržené DPS jsou dvouvrstvé, v hladině BOTTOM byly umístěny jenom pasivní součástky, do hladiny TOP se umísťovaly rozměrné součástky (přepínače a OZ) a v některých případech, z důvodů zachování minimálních vzdáleností, i pasivní součástky (platí pro DPS dvojitého modulu). Také v hladině TOP byly umístěny pájecí plošky pro případné dodání filtračních kondenzátorů do napájecí sítě ale nakonec nebyly osazeny.

Tažené spoje měli šířku 0,508 mm, v několika místech tato šířka se musela zmenšit na 0,406 mm při tážení spojů mezi vývody OZ.

Pasivní součástky, které se přepínaly pomocí otočných přepínačů, pro zachování minimální délky přívodů se většinou umísťovaly tak, aby jejich společný úzel ležel uvnitř půlkruhu, čímž byla minimalizována jeho délka. Blokovací kondenzátory 100 nF byly umístěny co nejbližší vývodům OZ.

U ARPF s gyrátorem se podařilo dosáhnout délky citlivého vodiče  $l = 39,9$  mm mezi neinvertujícím vstupem OZ a póly přepínačů. U ARPF s aktivním induktorem délka citlivého přívodu k invertujícímu vstupu měří  $l = 19,9$  mm a délka společného vodiče přepínaných kondenzátorů  $C_{AI_n}$  má  $l = 191$  mm, protože bylo použito více kondenzátorů paralelně pro dosažení vyšších hodnot  $C_{AI}$ . U plně parametrického modulu délka citlivého spoje mezi neinvertujícím vstupem rozvažovaného OZ a výstupem prvního integrátoru je  $l = 56,88$  mm (zdůrazněný spoj na obr. 6.20).



Obr. 6.20: Citlivý spoj PPPF na bázi KHN v návrhu DPS.

### 6.4.2 Použité součástky

Použité pasivní součástky byly většinou realizovány v pouzdře 0603 z důvodů kompaktnějšího umístění na DPS. Vyjímkou jsou kondenzátory s kapacitou nad 10 nF, které se vyrábějí jenom ve větších pouzdrech 0805 a 1206. Byly použité jak tenkovrstvé, tak

tlůstovrstvé odpory s tolerancí 1 % a maximálním příkonem 0,125 W, přičemž byly použité hodnoty z přesnější řady E96 pro dosažení potřebných hodnot pomocí dvou odporů v sérii. Použité kondenzátory mají toleranci 5 % a maximální povolené napětí 50 V, byly použité hodnoty z řady E12.

Z důvodů zachování prostoru pro korekci hodnot součástek všechny odpory byly nahrazeny seriovými kombinacemi dvou odporů, u kterých druhý je korekční a jeho změnou a případně vynecháním je možné korigovat nastavovanou hodnotu v rozsahu přibližně  $\pm 10-15\%$ . Potřebné kapacity byly skládané z většího počtu kondenzátorů v paralelním uspořádání z důvodu příliš řídké řady vyráběných COG součástek (řada E12) a maximální kapacitou jedné součástky 470 nF. Většinou byla použita kombinace ze dvou paralelně zapojených kondenzátorů pro nastavení potřebné hodnoty a jednoho místa pro korekční součástku. Některé součástky, jejichž přesnost významně neovlivňovala žádný z parametrů filtrů, nebyly skládané do serio-paralelních kombinací.

Byly použity nízkošumové operační zesilovače LME49720NA kvůli nejlepším šumovým vlastnostem a schopnosti dodávat potřebný proud na vyšších kmitočtech oproti ostatním uvažovaným (TL072 a NE5532).

### 6.4.3 Umístění ovladacích prvků a označení na předních panelech

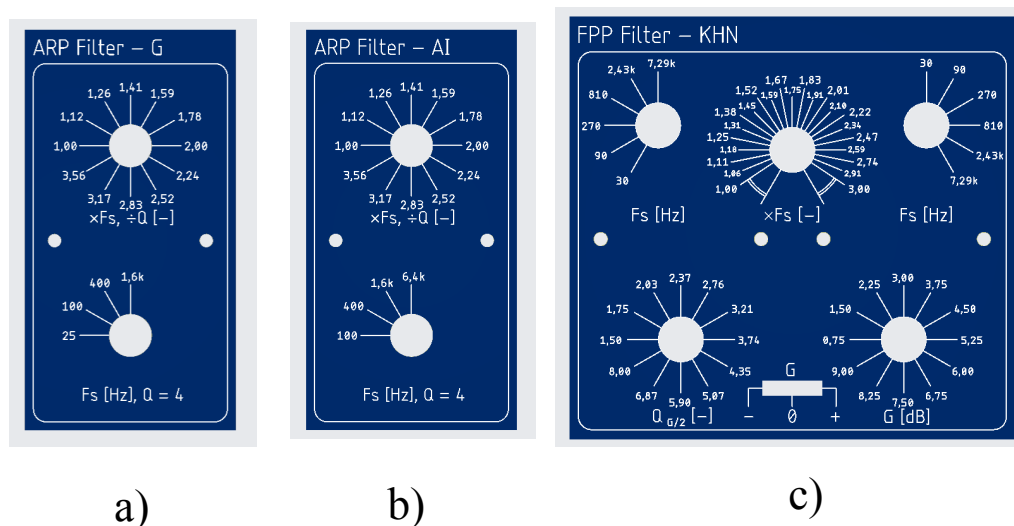
U jednoduchých modulů na přední panely u přepínačů rozsahů (dolní přepínače) byly vyneseny popísky, odpovídající nastavovaným hodnotám  $f_c$  pro první nastavovaný kmitočet v rozsahu. U přepínačů kmitočtu (horní přepínače) byly vyneseny koeficienty s přesností na 2 desetinná místa, které odpovídají poměru nastavované hodnoty  $f_c$  k nejnižšímu kmitočtu v rozsahu. Nastavení kmitočtu se provádí tak, že střední kmitočet, nastavený pomocí dolního přepínače, je nasobený koeficientem, který se nastavuje horním přepínačem.

Návrhy předních panelů jsou zobrazené na obr. 6.21

Rozměry plně parametrického modulů předpokládají umístění čtyřech velkých ovladacích prvků, návrh PPPF na bázi KHN s použitím potenciometru pro nastavení kmitočtu bylo možné realizovat jenom s pěti velkými ovladacími prvky - se čtyřmi otočnými přepínači a jedním dvojitým potenciometrem.

Proto přepínače rozsahů se měli maximálně posunout do stran, aby mezi ně dalo umístit dvojitý potenciometr pro nastavení kmitočtu v rámci rozsahu. Při takovém uspořádání vznikl problém s umístěním popísek, protože při požadované přesnosti nastavení popísky potenciometru by měli být přesné aspoň na 2 desetinná místa. Ovladací knoflíky přepínačů rozsahů při takovém umístění by překrývali popísky potenciometru. Proto krájní ovladací prvky se museli posunout blíže k hornímu okrájí DPS a potenciometr blíže ke středu. Popísky přepínačů rozsahu byly orientovány k okrajům modulu a font popísek potenciometru byl zmenšen, což umožnilo umístit tři ovladací prvky do řady.

Pro umístění potenciometru kvůli větší výšce těla součástky byl udělaný výřez v DPS, do kterého byl vložen potenciometr tak, že vývody jedné dráhy byly napájeny na pájecí plošky v hladině TOP a vývody druhé dráhy v hladině BOTTOM.



Obr. 6.21: Navržené přední panely jednotlivých modulů.

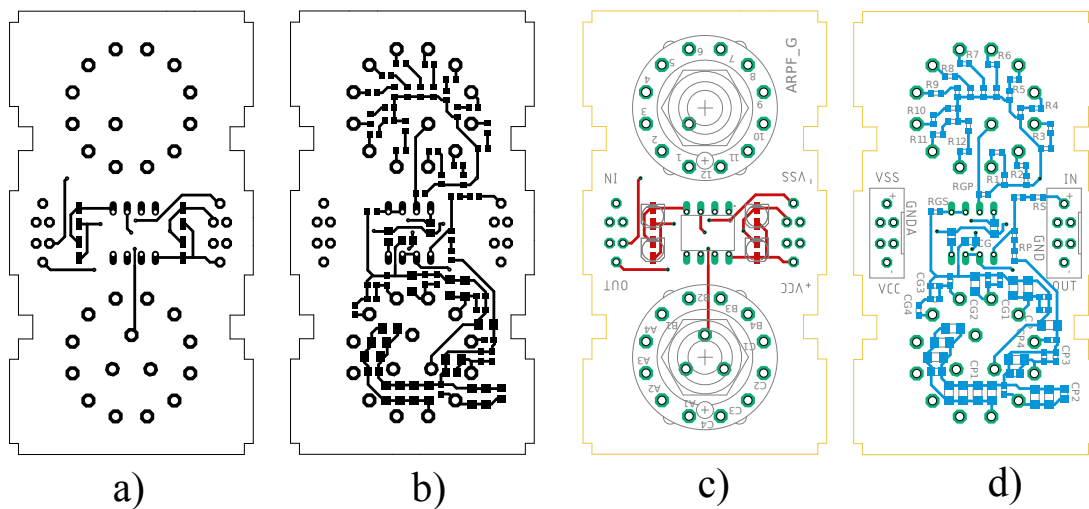
Pro upevnění posuvného přepínače byla navržena vložka s pájecími plochami, na které se napájely vývody součástky. Tato vložka byla kolmo vložena do průřezu v DPS, na jehož okrajích byly umístěny pájecí plošky v hladině TOP pro přivedení signálové cesty na přepínač a zpět a v hladině BOTTOM pro upevnění vložky. Výška vložky byla navržena tak, aby přepínač se opíral zespodu o přední panel pro zajištění mechanické odolnosti.

Označení posuvného přepínače na předním panelu odpovídá nastavovanému pracovnímu režimu: poloha „+“ označuje zesílení na středním kmitočtu na hodnotu nastavenou pomocí přepínače  $A_f$ , poloha „-“ odpovídá potlačení na středním kmitočtu a poloha „0“ odpovídá rozpojení filtru a přenosu 0 dB v celém kmitočtovém pásmu (z důvodu konzistence terminologie s ostatními moduly používanými v laboratoři přenos na středním kmitočtu byl označen na předním panelu písmenem „G“ (Gain)). Navržené desky plošných spojů jsou na obr. 6.22, 6.23 a 6.24.

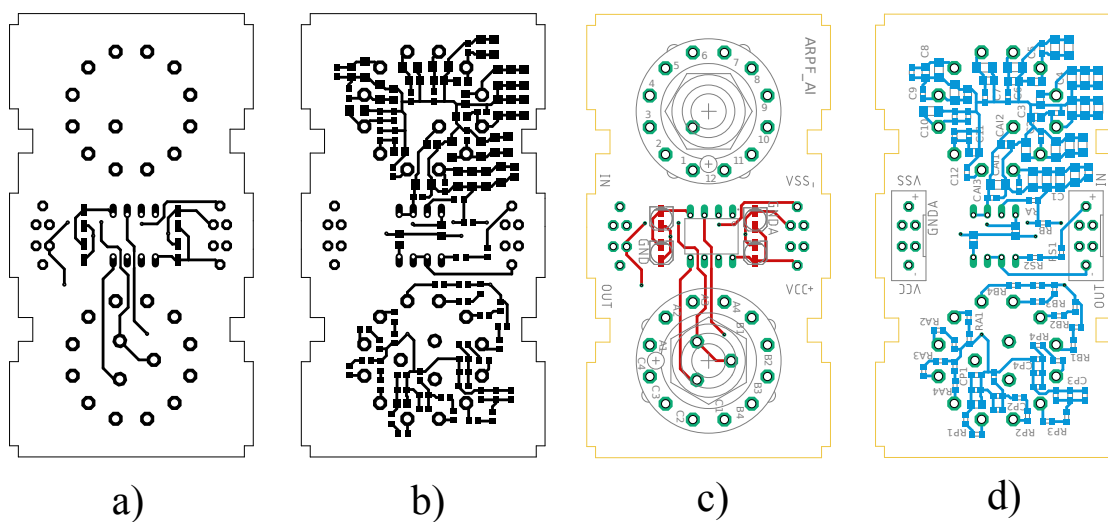
#### 6.4.4 Výsledný návrh a panelizace DPS a předních panelů

Pro docílení konzistence odstínu modré barvy mezi jednotlivými DPS, ze kterých se skládají moduly, byla provedena panelizace jednotlivých DPS tak, aby byly vyrobené na jednom pracovním panelu a obarvené současně (příklad panelizace je na obr. 6.25).

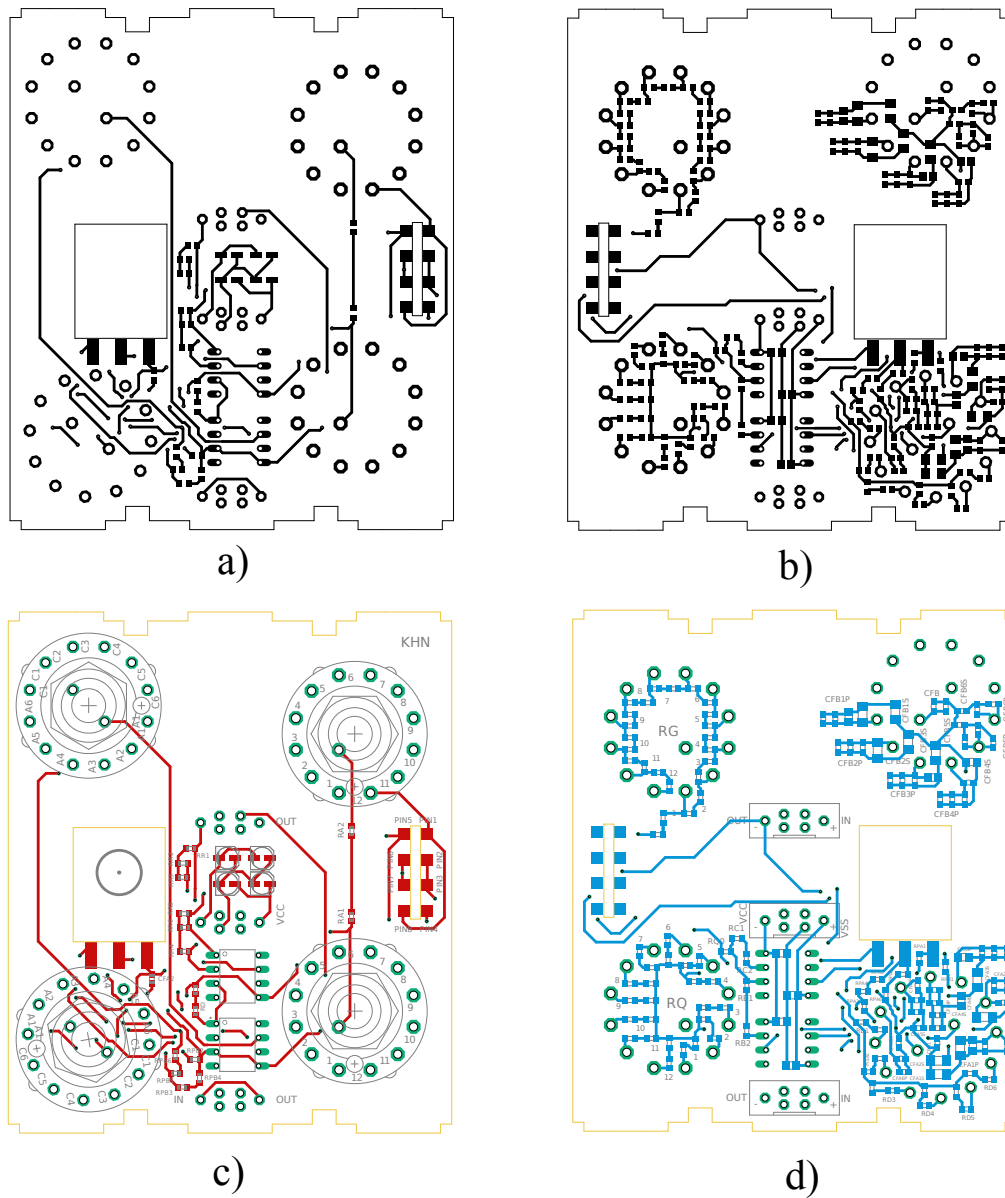
Jednotlivé desky na panelu jsou oddělené krátkými děrovanými úseky (angl. *Stamp holes*), které umožňují vyrobit desky jako jednu DPS a pak mechanicky oddělit jednotlivé desky. Propojovací sekce byly navrženy v souladu s požadávkami výrobce tak, aby nedošlo k oddělení desek během výroby a zároveň tyto sekce by měli být minimálně přítomné na okrajích předních panelů, aby se zachoval rovný povrch okrajů, který je důležitý pro snadné umístění modulů do slotů mAPC-X2. Po oddělení desek zbytky spojovacích sekcí



Obr. 6.22: Navržené DPS jednoduchého modulu s gyrátorem: a) vedení spojů, TOP; b) vedení spojů, BOTTOM; c) osazení TOP; d) osazení BOTTOM.

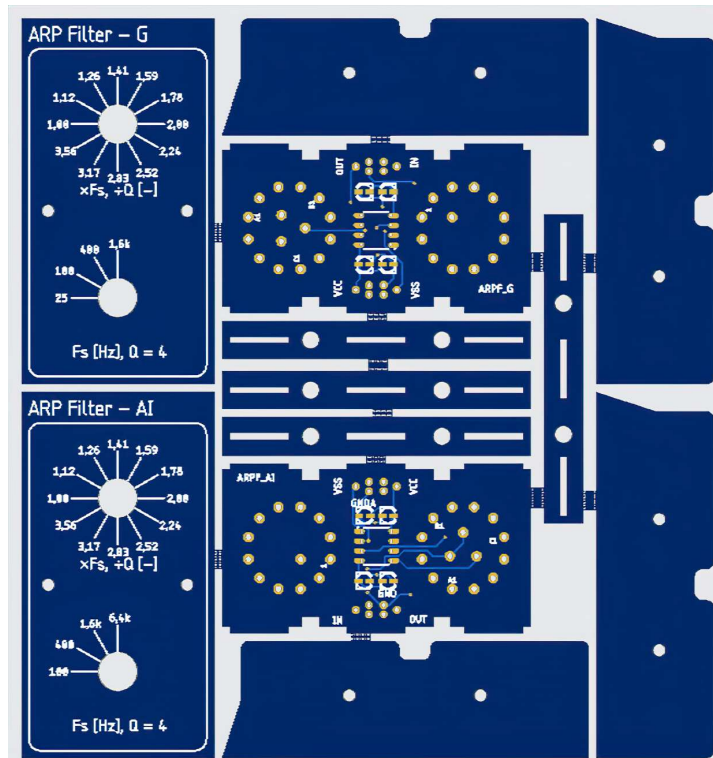


Obr. 6.23: Navržené DPS jednoduchého modulu s aktivním induktorem: a) vedení spojů, TOP; b) vedení spojů, BOTTOM; c) osazení TOP; d) osazení BOTTOM.



Obr. 6.24: Navržené DPS dvojitého plně parametrického modulu: a) vedení spojů, TOP; b) vedení spojů, BOTTOM; c) osazení TOP; d) osazení BOTTOM.





Obr. 6.25: Úkazka panelizace DPS jednoduchých modulů.

byly mechanické odstraněné.

## 6.5 Výsledné charakteristiky navržených modulů

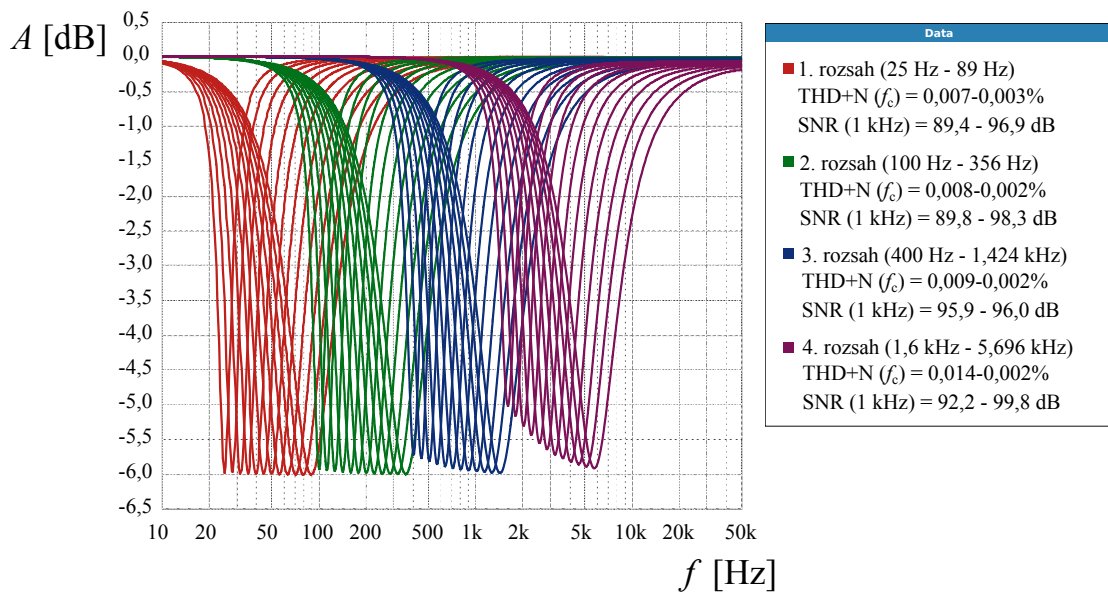
### 6.5.1 Měření kmitočtové charakteristiky jednoduchých modulů a jejich korekce

Měřené charakteristiky jednoduchého modulu s gyrátorem po provedené korekce jsou zobrazeny na obr. 6.26

Problém s nekonzistencí přenosu na vyšších kmitočtech se nepodařilo úplně vyřešit, i když maximální pokles útlumu u měřeného modulů v nejvyšším rozsahu činí  $-1$  dB oproti  $-1,4$  u měřeného přípravku na nepájivém kontaktním póli.

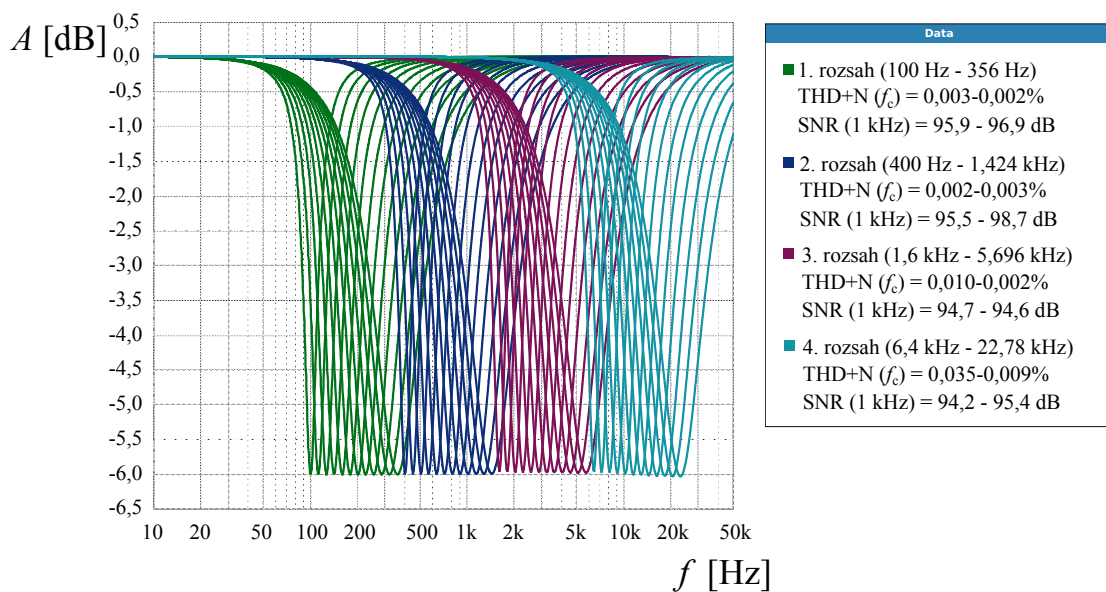
Je také patrné zhoršení SNR na nejnižších polohách nižších rozsahů. Zapojení bylo navrženo na maximální kvalitu  $Q = 4$ , která podle měření už je na hranici stabilního chování obvodu. Při zvýšení napětí vstupního signálu na hodnotu  $4 V_{RMS}$  zapojení začíná oscilovat a stává se nefunkční při nastavení nejvyšší kvality na nižších rozsazích.

Po provedené korekci nastavované střední kmitočty spádají do tolerančního pásma  $\pm 0,3\%$ . Nastavovaná kvalita odpovídá vypočítaným hodnotám s přesností  $\pm 0,5\%$  u těch pozicí, kde  $A_f$  je přibližně roven  $-6$  dB. U pozicí, kde došlo k potlačení rezonance, narůstá chyba v nastavovaném parametru  $Q$ , protože šířka pásma se odečítá na polovině  $A_f$ .



Obr. 6.26: Výsledné charakteristiky ARPF s gyrátorem po provedení korekce.

Na obr. 6.27 je zobrazená měřená charakteristika jednoduchého modulu s aktivním induktorem po provedené korekce.



Obr. 6.27: Výsledné charakteristiky ARPF s aktivním induktorem po provedení korekce.

Problém s nekonzistencí přenosu se u tohoto modulu vyřešil správným vedením spojů, největší odchylka  $A_f$  je 0,06 dB (oproti 0,27 dB při měření na nepájivém kontaktním poli). Modul má také lepší šumové vlastnosti oproti modulu s gyrátorem - odstup signálu od

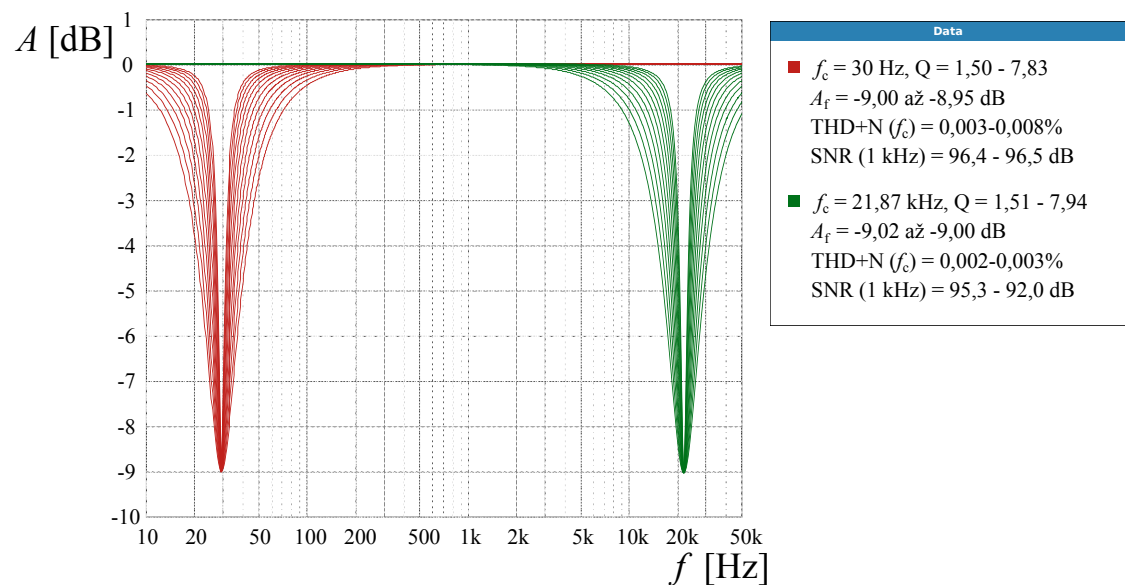
šumu nikdy neklesne pod 94 dB.

Nepodařilo se však zcela přesně doladit  $Q$  u všech rozsahů kvůli tomu, že u ARPF s aktivním induktorem jediný způsob jak změnit  $Q$  při zachování stejných parametrů  $A_f$  a  $f_c$  je změnit poměr kondenzátorů  $C_{AI}$  a  $C_{ARPF}$ . Kondenzátory  $C_{AI}$  však slouží pro přepínání kmitočtů v rámci rozsahu a pro korekci  $Q$  v celém rozsahu by bylo potřeba měnit všech dvanáct nastavovaných hodnot  $C_{AI}$  a tím by se změnila kvalita i v ostatních rozsázích. Když se kvalita bude měnit pomocí odporů, změní se i nastavovaný útlum nebo střední kmitočet, protože oba tyto parametry jsou závislé na hodnotě  $R_{AI}$ .

Na vyšších rozsázích (3. a 4. rozsahy) proto kvalita je přibližně o 1 % vyšší, navíc na konci 4. rozsahu začínají klesat nastavované střední kmitočty, nejvyšší nastavovaný kmitočet je o 0,64 % nižší než vypočítaná hodnota. V ostatních rozsázích po provedení korekce hodnoty  $f_c$  spádávají do tolerančního pásma  $\pm 0,3\%$ , stejně jak tomu je u modulu s gyrátorem.

### 6.5.2 Vysledné charakteristiky a ověření nezávislosti změny parametrů u plně parametrického modulu

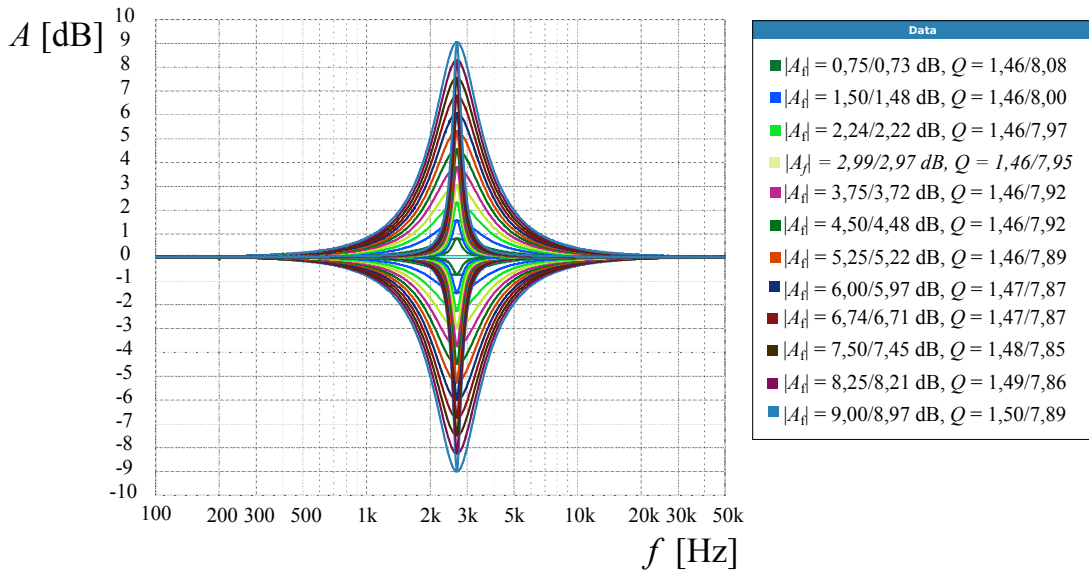
Na obr. 6.28 jsou zobrazené měřené charakteristiky plně parametrického modulu při nastavení dvanácti hodnot činitele kvality na mezních kmitočtech krájních rozsahů.



Obr. 6.28: Přepínání  $Q$  na mezních  $f_c$  krájních rozsahů u plně parametrického modulu.

Nastavení kvality na jednotlivých pozicích je současně v rozsahu přibližně  $\pm 1\%$ , při nejvyšší nastavené kvalitě na nejnižším měřeném kmitočtu je odchylka  $-2,18\%$ , je potřebná korekce použitých hodnot  $R_{gn}$ . Nastavení kvality se také mírně liší na nejvyšším a nejnižším měřeném kmitočtu.

Z průběhu je patrné, že problem s nekonzistencí přenosu při zvýšení kvality se kompletně vyřešil při realizaci zapojení na DPS, pokles útlumu nepřesahuje 0,04 dB na nejnižším měřeném kmitočtu. Šumové vlastnosti zapojení jsou při všech měřených nastaveních vyhovující. Na obr. 6.29 je možné sledovat průběh změny  $A_f$  při dvou mezních nastaveních  $Q$ .



Obr. 6.29: Přepínání  $A_f$  při mezních nastavených hodnotach  $Q$  u plně parametrického modulu.

Při zmenšení  $|A_f|$  dojde ke snížení  $Q$  na 3 % při minimální nastavené kvalitě a ke zvýšení na 3 % při maximální nastavené kvalitě. Lze říct, že se nepodařilo dosáhnout úplně ideální nezávislosti  $Q$  na změně  $A_f$  ale pro přesnější posouzení tohoto jevu je potřeba změřit závislost  $Q$  na změně  $A_f$  na středních nastavovaných hodnotach  $Q$ .

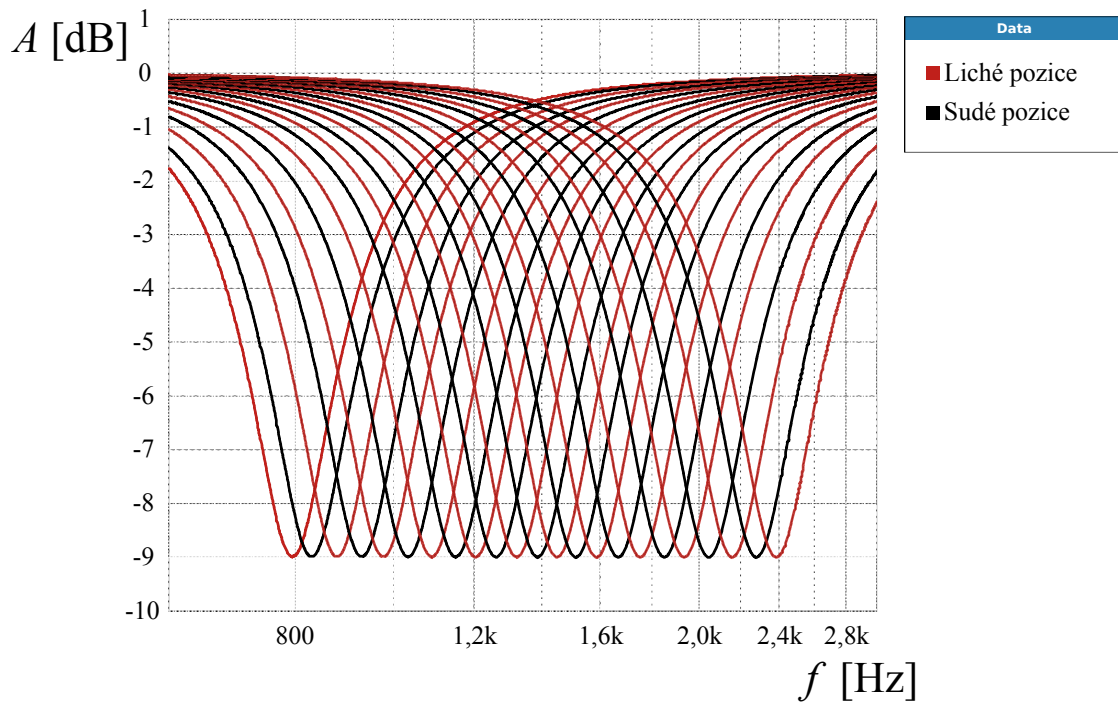
Nastavení přenosu funguje přesně dle návrhu, při vyšší kvalitě odchylka je větší a nastavovaný přenos je maximálně o 2,7 % menší než hodnota, označená na předním panelu (v poloze  $|A_f| = 9$  dB).

Na grafu 6.30 je zobrazený průběh změny středního kmitočtu pomocí kompenzovaného lineárního potenciometru.

V tab. 6.5.2 jsou znázorněné měřené střední kmitočty, poměr nastavovaného kmitočtu k nejnižšímu v rozsahu je porovnáván s popískami na předním panelu u potenciometru.

Meze rozsahu jsou nastavené přesně, chyba při nastavení jednotlivých poloh nepřesahuje 1,7 %. Větší chyby mohou být také spojené s nepřesným nasazením ovládacího knoflíku potenciometru a chybou měření při nastavení jednotlivých poloh.

Pro zjištění přesnosti nastavovaných rozsahů bylo provedeno měření přenosu v krájních polohách potenciometru při nastavené hodnotě  $A_f = -9$  dB. Výsledky měření je vidět na obr. ??.



Obr. 6.30: Výsledné charakteristiky ARPF s aktivním induktorem po provedení korekce.

Tab. 6.2: Nastavení středního kmitočtu pomocí potenciometru u plně parametrického modulu

$f_c$	$f_c$ PANEL	$f_{cn}/f_{c1}$	$f_{cn}/f_{c1}$ PANEL	Odchylka
Hz	Hz	-	-	%
794,3	794,3	1,00	1,00	0,00
829,4	842,0	1,04	1,06	-1,49
878,6	881,7	1,11	1,11	-0,34
929,6	937,3	1,17	1,18	-0,82
976,3	992,9	1,23	1,25	-1,67
1033	1041	1,30	1,31	-0,73
1090	1096	1,37	1,38	-0,56
1151	1152	1,45	1,45	-0,08
1204	1207	1,52	1,52	-0,28
1262	1263	1,59	1,59	-0,10
1322	1326	1,66	1,67	-0,34
1386	1390	1,75	1,75	-0,29
1449	1454	1,82	1,83	-0,32
1512	1517	1,90	1,91	-0,31
1585	1597	2,00	2,01	-0,73
1665	1668	2,10	2,10	-0,19
1751	1763	2,20	2,22	-0,72
1849	1859	2,33	2,34	-0,52
1934	1962	2,43	2,47	-1,42
2046	2057	2,58	2,59	-0,56
2158	2176	2,72	2,74	-0,85
2279	2311	2,87	2,91	-1,39
2385	2383	3,00	3,00	0,08

## Závěr

V rámci bakalářské práce byl zpracován přehled zapojení aktivních korekčních filtrů a byla zhodnocena jejich použitelnost pro návrh neparаметrických, semiparametrických a plně parametrických řešení, které by měli sloužit pro korekci kmitočtové charakteristiky reproduktorové soustavy.

Z aktivních filtrů s náhradou reálné cívky přednost byla dána obvodům se ztrátovými syntetickými induktory z důvodů jednoduchosti a ceny takových zapojení, které ale mohou být použité v korekčních filtrech jako neparаметrická řešení. Přepínání parametrů u aktivních filtrů, které vycházejí z RLC prototypu a nahrazují reálnou cívku syntetickou indukčností, je vždy propojeno mezi sebou a plně parametrické řešení proto není realizovatelné. Zapojení bezztrátových syntetických indukčností nebylo zkoumáno podrobněji z důvodu jejich složitějšího obvodového řešení s větším počtem aktivních prvků, které ale stejně neumožňuje návrh plně parametrického zapojení.

Byly důsledně porovnány vlastnosti dvou zapojení syntetických indukčností, označovaných v práci jako gyrátor a aktivní induktor. Z tohoto porovnání plyne, že při použití aktivního induktoru v rezonančních filtrech lze dosáhnout lepších výsledků z hlediska zachování konstantního přenosu při změně kmitočtu. Pomocí aktivního induktoru však nejde simulovat dostatečně velkou indukčnost, aby se mohl použít na nejnižších kmitočtech slyšitelného rozsahu (pod 100 Hz). Proto na nižších kmitočtech alternativou je gyrátor. S těmito zapojeními byly navrženy, vyrobené, odkorigované a proměřené dva jednoduché moduly, které byly následně implementované v laboratorní výuce (viz příloha C).

Pomocí těchto zapojení není možné dosáhnout dostatečné kvality pro korekci úžších kmitočtových pásem, proto byl navržený dvojitý modul na bázi KHN bikvadu, u kterého při vhodném návrhu byla dosažena vyhovující míra nezávislosti změny jednotlivých parametrů.

## Literatura

- [1] PEŠEK, Marko. *Modulární systém pro měření charakteristik dvoupásmových reproduktorových soustav*. Online, Diplomová práce, vedoucí Miroslav Balík. Brno: Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav telekomunikací, 2019. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/11012/177549>. [cit. 2023-12-10].
- [2] BIAMP. *Equalizing loudspeakers in a sound system*. Online. . Stránka byla naposledy editována 2020.02.24 [cit. 2023-12-10]. Dostupné z: [https://support.biamp.com/General/Audio/Equalizing\\_loudspeakers\\_in\\_a\\_sound\\_system](https://support.biamp.com/General/Audio/Equalizing_loudspeakers_in_a_sound_system)
- [3] GREENFIELD Richard a HAWKSFORD Malcolm Omar *Efficient Filter Design for Loudspeaker Equalization*, AES Convention 86, 1989. Dostupné z: [https://www.researchgate.net/publication/269101225\\_Efficient\\_Filter\\_Design\\_for\\_Loudspeaker\\_Equalization](https://www.researchgate.net/publication/269101225_Efficient_Filter_Design_for_Loudspeaker_Equalization)
- [4] MARTINEK, Pravoslav; HOSPODKA, Jiří a BOREŠ, Petr. *Elektrické filtry*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2003. ISBN 80-01-02765-1.
- [5] HÁJEK, Karel a SEDLÁČEK, Jiří. *Kmitočtové filtry*. Praha: BEN - technická literatura, 2002. ISBN 80-7300-023-7.
- [6] BALÍK, Miroslav. *Měření charakteristik aktivních kmitočtových výhybek, korekčních a kompenzačních obvodů: laboratorní úloha předmětu "Reproduktorové soustavy"* [Online]. VUT v Brně.
- [7] PACTITIS, S. A. *Active filters: Theory and design*. Boca Raton: CRC Press, 2008. ISBN 1-4200-5476-7.
- [8] JAYJALALITHA, D. S. a D. SUSAN. Grounded Simulated Inductor - A Review. *Middle East J. Sci. Res.* 2013, 15(2), s. 278-286.
- [9] FRÖHLICH, Lubomír. *Aktivní kmitočtové filtry pro vyšší frekvence..* Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014.
- [10] SENANI Raj a TIWARI R.N. New Canonic Active RC Realization of Grounded and Floating Inductors. *Proc. IEEE*, 66(7), 1978, s. 803-804.
- [11] MOHYLOVA, Jitka; PUNCOCHAR, Josef a ZAJACZEK, Stanislav. Band Stop Filter with a Synthetic Inductor with Series Resistance and a Real Operational Amplifier. Online. *Advances in electrical and electronic engineering*. 2018, roč. 16, č. 1, s. 109-117. ISSN 1336-1376. Dostupné z: <https://doi.org/10.15598/aece.v16i1.2317>. [cit. 2023-12-09].
- [12] KULESZ, James John. *A study of gyrator circuits*. Monterey, California. U.S. Naval Postgraduate School, 1969. Dostupné z: <https://archive.org/details/studyofgyratorci00kule>

- [13] ELLIOTT, Rod. *State Variable Filters*. Online. Elliott Sound Product. 2012, 2021. Dostupné z: <https://sound-au.com/articles/state-variable.htm#s10>. [cit. 2024-05-13].
- [14] KERWIN, W.J.; HUELSMAN, L.P. a NEWCOMB, R.W. State-Variable Synthesis for Insensitive Integrated Circuit Transfer Functions. Online. *IEEE journal of solid-state circuits*. 1967, roč. 2, č. 3, s. 87-92. ISSN 0018-9200. Dostupné z: <https://doi.org/10.1109/JSSC.1967.1049798>. [cit.2023-12-12].
- [15] RAUT, Rabindranath a M.N.S SWAMI. *Modern analog filter analysis and design: a practical approach*. Weinheim: Wiley-VCH, 2010. ISBN 978-3-527-40766-8.
- [16] ELLIOTT, Rod. *Wien Bridge Based Parametric Equaliser*. Online. Elliott Sound Product. 2014. Dostupné z: <https://sound-au.com/project150.htm>. [cit. 2024-05-13].
- [17] ELLIOTT, Rod. *Active Filters Using Gytrators - Characteristics, and Examples*. Online. Elliott Sound Product. 2014, 2021. Dostupné z: <https://sound-au.com/articles/gyrator-filters.htm>. [cit. 2023-11-04].
- [18] Alpha RV122F-20-15F-A10K-0072 dual-gang potentiometer DATASHEET. In: ALPHA. *cz.mouser.com* [online]. [cit. 2024-05-25]. Dostupné z: [https://cz.mouser.com/datasheet/2/13/Alpha\\_09142016\\_RV122F-20-15F-A10K-0072-1155573.pdf](https://cz.mouser.com/datasheet/2/13/Alpha_09142016_RV122F-20-15F-A10K-0072-1155573.pdf)



## Seznam symbolů a zkratek

Šířka levého sloupce Seznamu symbolů a zkratek je určena šířkou parametru prostředí acronym (viz řádek 1 výpisu zdrojáku na str. ??)

<b>KolikMista</b>	pouze ukázka vyhrazeného místa
<b>DSP</b>	číslicové zpracování signálů – Digital Signal Processing
$f_{vz}$	vzorkovací kmitočet
$R_p$	Paralelní odpor náhradního modelu reálné cívky
$R_{AI}$	Rezistor $R_{AI}$ v aktivním induktoru
$R_s$	Sériový odpor náhradního modelu reálné cívky
$C_p$	Paralelní kapacita náhradního modelu reálné cívky
$L$	Indukčnost
<b>OZ</b>	Operační Zesilovač - Operational Amplifier (OpAmp)
$Z_{in}$	Vstupní impedance zdroje signálu
<b>OZ2</b>	Operační Zesilovač č. 2
<b>SNR</b>	Signal-to-Noise Ratio
<b>APX-515</b>	Měřicí systém APX-515
<b>KHN</b>	Kerwin-Hewlett-Newcomb filter
<b>DPS</b>	Deska plošných spojů
<b>ARPF</b>	Antirezonanční peak filtr
<b>PPPF</b>	Plně parametrický peak filtr
<b>RPF</b>	Rezonanční peak filtr
<b>GIC</b>	Generalized Impedance Converter
<b>NIC</b>	Negative Impedance Converter
<b>FDNR</b>	Frequency Dependent Negative Resistance
<b>IO</b>	Integrovaný Obvod
<b>ARC</b>	Aktivní RC-filtry
<b>RLC</b>	Rezonanční filtry

<b>mAPC-X2</b>	Modulární zvukový procesor-výhybka, používaný v laboratorních úlohách předmětu BPC-REP
<b>RCD</b>	Obvod vzniklý Brutonovou transformací, název je odvozen z prvků obvodu: rezistorů(R), kapacitorů(C) a dvojných kapacitorů(D)
$R_g$	Uzemněný odpor v sekci kvality u KHN
R	Odpor gyrátoru
$R_1$	Sériový odpor gyrátoru
$R_2$	Paralelní odpor gyrátoru
$R_3$	Třetí odpor
$C_1$	Paralelní kapacita gyrátoru
$R_{in}$	Odpor zdroje signálu na vstupu gyrátoru
$R_{GS}$	Sériový odpor gyrátoru
$R_{GP}$	Paralelní odpor gyrátoru
$R_{GS}$	Sériový odpor gyrátoru - konstanta
$R_{GP}$	Paralelní odpor gyrátoru -konstanta
$C_G$	Kapacitor v gyrátoru - konstanta
$C_G$	Kapacitor v gyrátoru
<b>PP</b>	Pásmová propust
<b>DP</b>	Dolní propust
<b>HP</b>	Horní propust
<b>PZ</b>	Pásmová zádrž
$B$	angl. <i>Bandwith</i> - šířka pásma
<b>PK</b>	Pásmový korektor
$R_{AI}$	Odpor v aktivním induktoru
$R_c$	Celkový odpor RLC s impedancí zdroje
$R_{AI_1}$	1. Odpor v aktivním induktoru
$R_{AI_2}$	2. Odpor v aktivním induktoru
$C_{AI}$	Kapacitor v aktivním induktoru

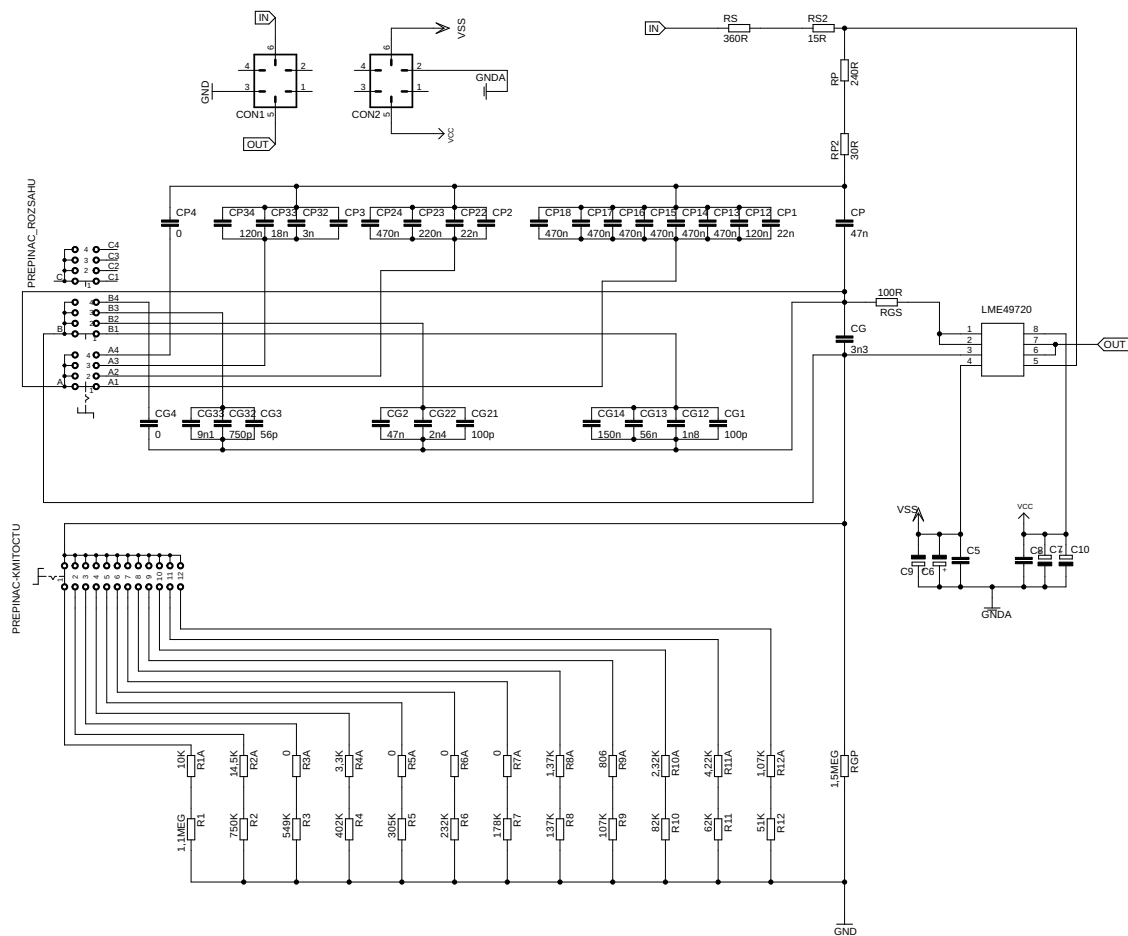
ARPF	Antirezonanční Peak Filtr v paralelní topologii
$R_{ARPF}$	Sériový odpor v sériovém RLC článku
$L_{ARPF}$	Sériový odpor v sériovém RLC článku
$C_{ARPF}$	Sériový odpor v sériovém RLC článku
$R_{LS}$	Sériový odpor induktoru
$P_A$	Potenciometr nastavení $A_f$ u KHN
$P_Q$	Potenciometr nastavení $Q$ u KHN
$R_A$	Odpor $R_A$ u KHN
$C_f$	Kapacita v integrátorech u KHN
$C_f$	Kondenzátor v integrátorech u KHN
$P_f$	nominální odpor potenciometru v integrátorech u KHN
$R_f$	Odpor v integrátorech u KHN
$R_f$	Rezistor v integrátorech u KHN
$R_{fe}$	Uzemněný odpor zapojený na úzel s jezdcem v integrátorech u KHN
$R_d$	Odpor $R_d$ u KHN
$R_{fa}$	Uzemněný odpor zapojený na úzel s levým vývodem potenciometru v integrátorech u KHN
$R_{fb}$	Odpor zapojený na jezdec potenciometru v integrátorech u KHN
$R_{fs}$	Sériový odpor v integrátorech u KHN
$f_c$	Střední kmitočet filtru
$Q$	Činitel kvality filtru
$A_f$	Přenos na středním kmitočtu filtru
$A_{fm}$	Maximální přenos na středním kmitočtu filtru
$Q_{max}$	Maximální činitel kvality filtru
$Q_{min}$	Minimální činitel kvality filtru
mm	milimetry
k'	KiloOhmy
Hz	Hertz

kHz	KiloHertz
H	Henry
mH	miliHenry
$\mu$ H	mikroHenry
M $\cdot$	MegaOhmy
$\cdot$	Ohmy
nF	NanoFarady
$\mu$ F	MicroFarady
dB	decibely
V <sub>RMS</sub>	decibely

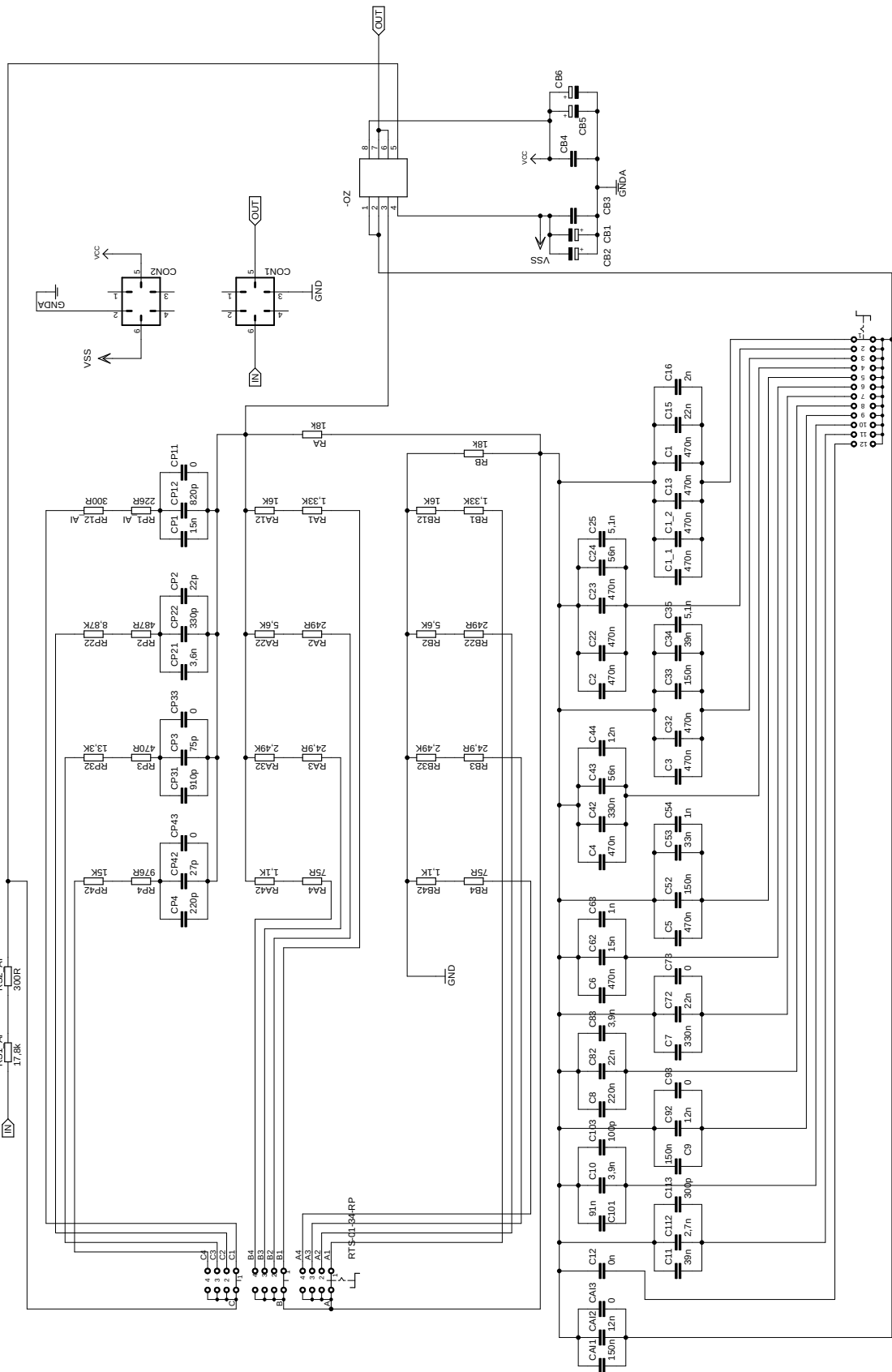
## Seznam příloh

<b>A</b>	<b>Schémata navržených obvodů</b>	<b>82</b>
<b>B</b>	<b>Vyrobené moduly</b>	<b>85</b>
<b>C</b>	<b>Doplnění laboratorné úlohy</b>	<b>86</b>
<b>D</b>	<b>Výsledky simulací</b>	<b>88</b>
D.1	ARPF s gyrátorem . . . . .	88
D.2	ARPF s aktivním induktorem . . . . .	88
D.3	Plně parametrický filtr na bázi KHN bikvadu . . . . .	89
<b>E</b>	<b>Výsledky měření na nepáživém kontaktním poli</b>	<b>98</b>
E.1	ARPF s gyrátorem . . . . .	98
E.2	ARPF s aktivním induktorem . . . . .	99
E.3	Plně parametrický filtr na bázi KHN bikvadu . . . . .	99

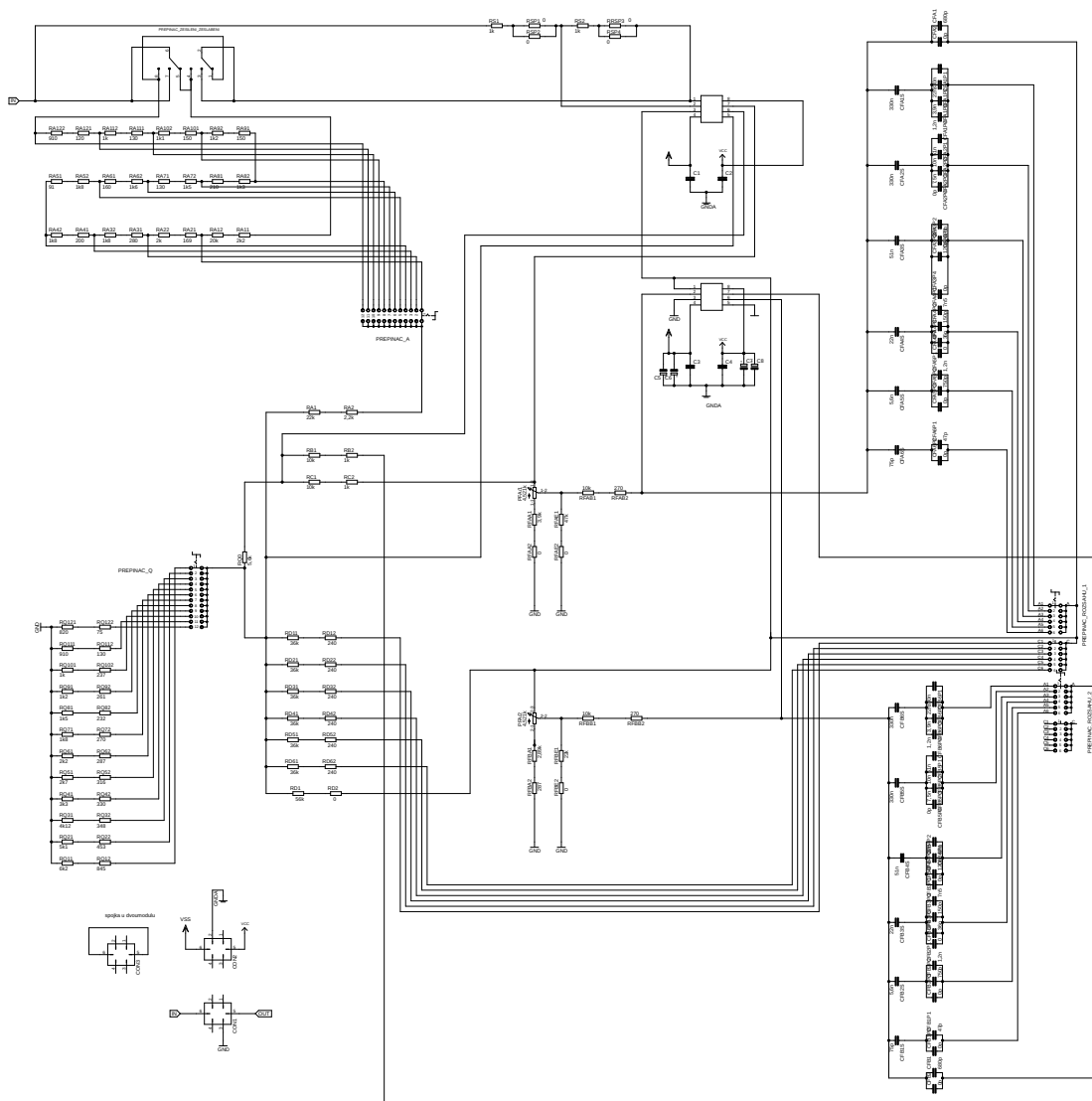
# A Schémata navržených obvodů



Obr. A.1: Navržené schéma ARPF se syntetickou indukčností realizovanou pomocí gyrátoru.



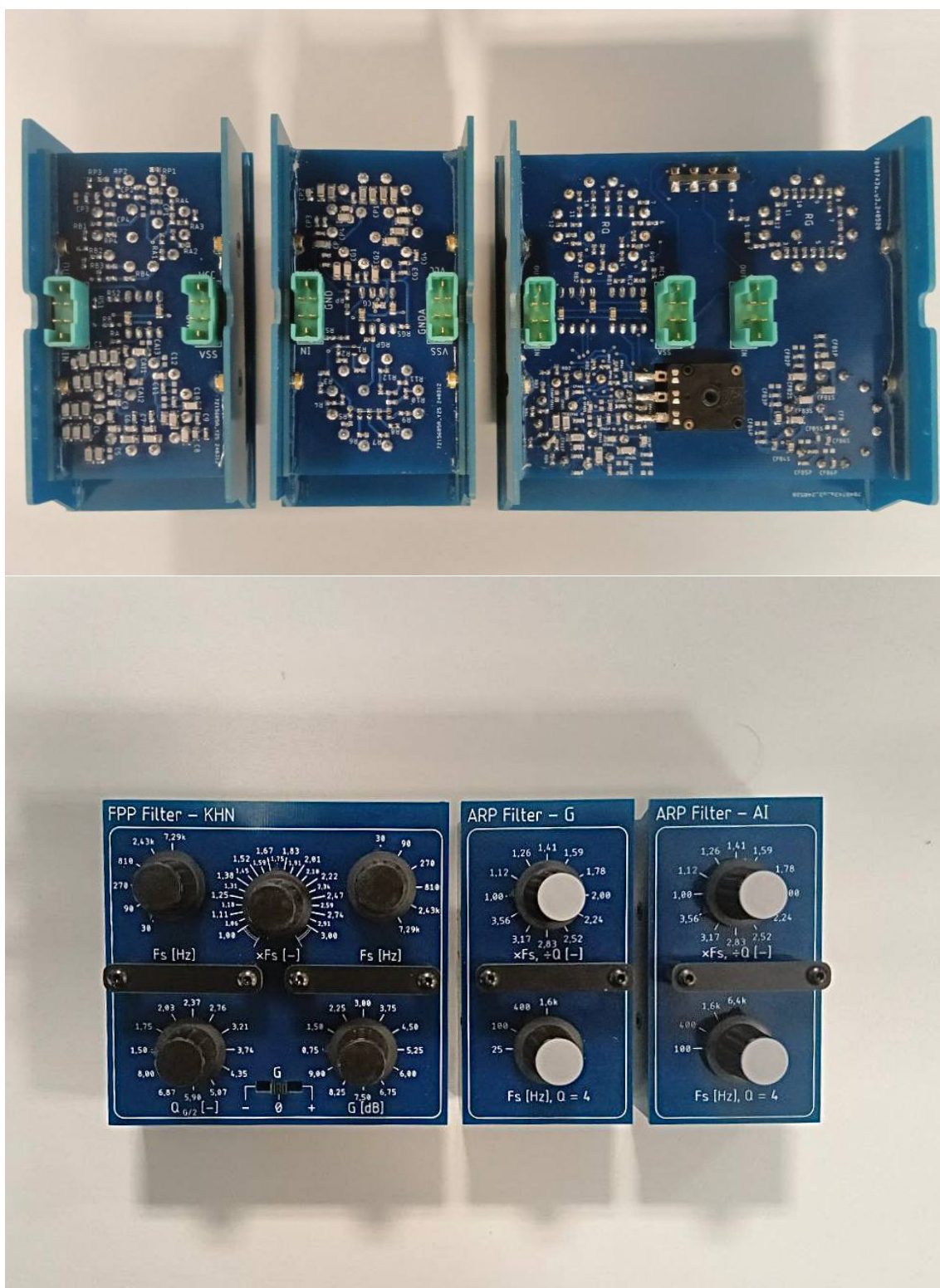
Obr. A.2: Navrhéne schéma ARPF se syntetickou indukčností realizovanou pomocí aktivního induktoru.



Obr. A.3: Navržené schéma plně parametrického filtru na základě KHN bikvadu.



## B Vyrobené moduly



Obr. B1: Navržené moduly

## C Doplnění laboratorné úlohy

To zajišťuje opakovatelnost a přesnost nastavení každého parametru. Přepínání parametrů je uvedeno vždy pod přepínačem. Všechny polohy přepínače jsou označeny hodnotou přepínacího parametru. Přepínání mezi hodnotami je možno pootočením přepínače, kdy na zvolenou hodnotu parametru poukazuje šipka přepínače. Ovládací prvky, které ovládají parametr ovlivňující kmitočet, mají hmatník s krytkou šedé barvy, ostatní ovládací prvky, které mění zbývající parametry zařízení, mají hmatník s černou krytkou. **Přehled všech nastavitelných hodnot zařízení mAPC-X2 je uveden v tabulce 1. Měnit hodnotu parametrů všech modulů a základní desky je možné i v zapnutém stavu.**



Obr. 6: Výměnné moduly pro mAPC-X2

Výměnné moduly **LP Filter - LR 2<sup>th</sup>** a **HP Filter - LR 2<sup>th</sup>** obsahují filtry typu dolní a horní propust s aproximací Linkwitz-Riley 2. řádu. Pro nastavení parametrů obvodů je na každém modulu jeden přepínač, který **přepíná mezní kmitočet  $F_m$  v rozmezí 1800 Hz až 3600 Hz.**

Výměnné moduly **LP Filter - BW 3<sup>th</sup>** a **HP Filter - BW 3<sup>th</sup>** obsahují filtry typu dolní a horní propust s aproximací Butterworth 3. řádu. Pro větší složitost obvodů jsou na každém modulu dva přepínače, které **přepínají mezní kmitočet  $F_{m1}$  a  $F_{m2}$  v rozmezí 1800 Hz až 3600 Hz.** Pro přepnutí filtru na požadovaný mezní kmitočet je zapotřebí uvést **oba přepínače do stejné polohy** (na stejnou hodnotu mezního kmitočtu).

Výměnné moduly **LP Filter - LR 4<sup>th</sup>** a **HP Filter - LR 4<sup>th</sup>** obsahují filtry typu dolní a horní propust s aproximací Linkwitz-Riley 4. řádu. Stejně jako tomu je u modulů obsahujících filtry s aproximací Butterworth 3. řádu, tak i zde jsou na každém modulu dva přepínače, které **přepínají mezní kmitočet  $F_{m1}$  a  $F_{m2}$  v rozmezí 1800 Hz až 3600 Hz.** Ovládání přepínačů je stejné (**oba přepínače do stejné polohy**).

Výměnné moduly **ARP Filter - AI** a **ARP Filter - G** obsahují antirezonanční peak filtry se syntetickými indukčnostmi, které jsou realizované pomocí obvodů **gyrátoru (ARP Filter - G)** a **aktivního induktoru (ARP Filter - AI)**. Přenos na středním kmitočtu je **nastavený na hodnotu  $G = -6$  dB.** Moduly obsahují dva přepínače pro přepínání středního kmitočtu. **Přepínač  $F_s$  nastavuje kmitočtový rozsah s krokem dvě oktávy,** popisky odpovídají **nejnižšímu kmitočtu v daném rozsahu.** Přepínač  $\times F_s \div Q$  nastavuje kmitočet v rámci rozsahu, popisky odpovídají **poměru nastaveného kmitočtu k nejnižšímu v rozsahu.** Současně se zvětšením kmitočtu se **ve stejném poměru zmenší  $Q$ .** Na nejnižším kmitočtu v rozsahu **je nastavená kvalita  $Q = 4$ .**

Výměnný modul **APP Filter - KHN** obsahuje plně parametrický peak filtr, realizovaný na bázi **KHN bikvadu.** Modul obsahuje 6 ovládacích prvků. Přepínač **Q** nastavuje **činitel**

filtry a následná měření provádět stejným postupem jako v bodě 4). Volte kombinace filtrů DP (do CHAIN 1) a HP (do CHAIN 2), které **mají rozdílnou aproximaci, řád a mezní kmitočet**. Naměřená data si vždy uložte do souboru s odpovídajícím názvem (**pozor, nevolte stejné názvy, jinak se Vám data přepíšou**) a následně nainportujte do výstupního protokolu do listu *Km. výhybky rozdílné 2*, abyste mohli sledovat vliv rozdílných mezních kmitočtů, aproximací a řádů filtrů na měřené charakteristiky (především součtové a rozdílové). Pokuste se docílovat různých nesymetrických průběhů modulové kmitočtové charakteristiky výhybky v okolí jejího mezního kmitočtu, anebo naopak vyrovnané modulové kmitočtové charakteristiky s filtry různého řádu a aproximace. Na závěr nezapomeňte nainportovat Váš původní soubor naměřený v tomto bodě postupu („06 LPBW3-1,8\_HPLR4-2,1“).

#### **ad 7) Měření antirezonančních peak filtrů s gyrátorem a aktivním induktorem na nižších a vyšších kmitočtech**

Zvukový procesor - výhybku mAPC-X2 vypněte a vyjměte výměnné moduly filtrů. Do CHAIN 1 vložte modul ARP Filter – G a do CHAIN 2 vložte modul ARP Filter – AI (zbylá místa modulových šachet budou obsazeny propojovacími moduly). U obou modulů nastavte střední kmitočet na 200 Hz pomocí správné kombinací přepínačů **Fs** a **×Fs**. Ujistěte se, že moduly jsou řádně zasunuty a zapněte mAPC-X2.

Stejným postupem jako v bodě 3) pomocí programu APx500 změňte úroveň RMS v závislosti na kmitočtu, fázovou kmitočtovou charakteristiku a skupinové zpoždění. Soubor s naměřenými daty pojmenujte „07a ARPF-200\_ARPFAI-200“. Ve výstupním protokolu do listu *ARPF s gyrátorem a AI zm. rozs.* pomocí tlačítka *IMPORT – 7a* nainportujte Váš soubor „07a ARPF-200\_ARPFAI-200“.

Nastavte hodnotu středního kmitočtu **obou filtrů** na 800 Hz a spusťte měření. Soubor s naměřenými daty pojmenujte „07b ARPF-800\_ARPFAI-800“. Ve výstupním protokolu do listu *ARPF s gyrátorem a AI zm. rozs.* pomocí tlačítka *IMPORT – 7b* nainportujte Váš soubor „07b ARPF-800\_ARPFAI-800“.

Nastavte hodnotu středního kmitočtu **obou filtrů** na 3,2 kHz a spusťte měření. Soubor s naměřenými daty pojmenujte „07c ARPF-3,2k\_ARPFAI-3,2k“. Ve výstupním protokolu do listu *ARPF s gyrátorem a AI zm. rozs.* pomocí tlačítka *IMPORT – 7c* nainportujte Váš soubor „07c ARPF-3,2k\_ARPFAI-3,2k“.

Pokračujte vypracováním dalšího bodu.

#### **ad 8) Měření změny kvality antirezonančních peak filtrů s gyrátorem a aktivním induktorem v rámci rozsahu**

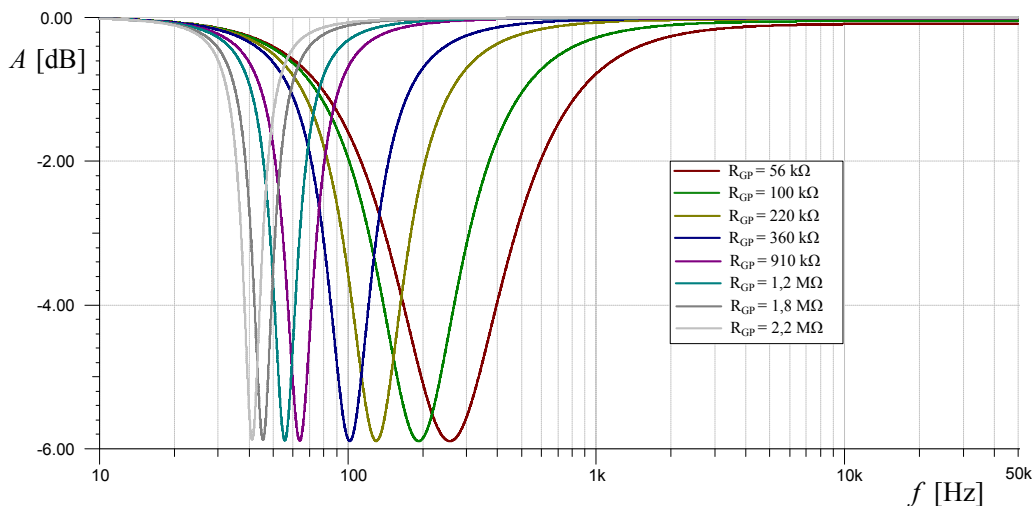
U zapojených modulů nastavte střední kmitočet na hodnotu 400 Hz a spu měření. Soubor s naměřenými daty pojmenujte „08a ARPF-400\_ARPFAI-400“. Ve výstupním protokolu do listu *ARPF s gyrátorem a AI zm. Q* pomocí tlačítka *IMPORT – 8a* nainportujte Váš soubor „08a ARPF-400\_ARPFAI-400“.

Nastavte hodnotu středního kmitočtu **obou filtrů** na 636 Hz a spusťte měření. Soubor s naměřenými daty pojmenujte „08b ARPF-636\_ARPFAI-636“. Ve výstupním protokolu do listu *ARPF s gyrátorem a AI zm. rozs.* pomocí tlačítka *IMPORT – 8b* nainportujte Váš soubor „08b ARPF-636\_ARPFAI-636“.

Nastavte hodnotu středního kmitočtu **obou filtrů** na 1008 Hz a spusťte měření. Soubor s naměřenými daty pojmenujte „08c ARPF-1008\_ARPFAI-1008“. Ve výstupním protokolu do listu *ARPF s gyrátorem a AI zm. rozs.* pomocí tlačítka *IMPORT – 8c* nainportujte Váš soubor „08c ARPF-1008\_ARPFAI-1008“.

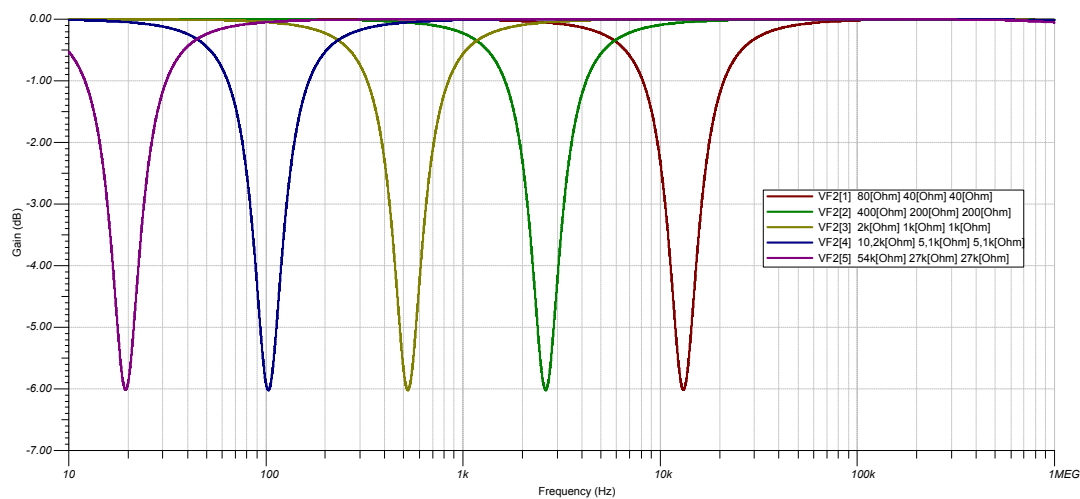
## D Výsledky simulací

### D.1 ARPF s gyrátorem



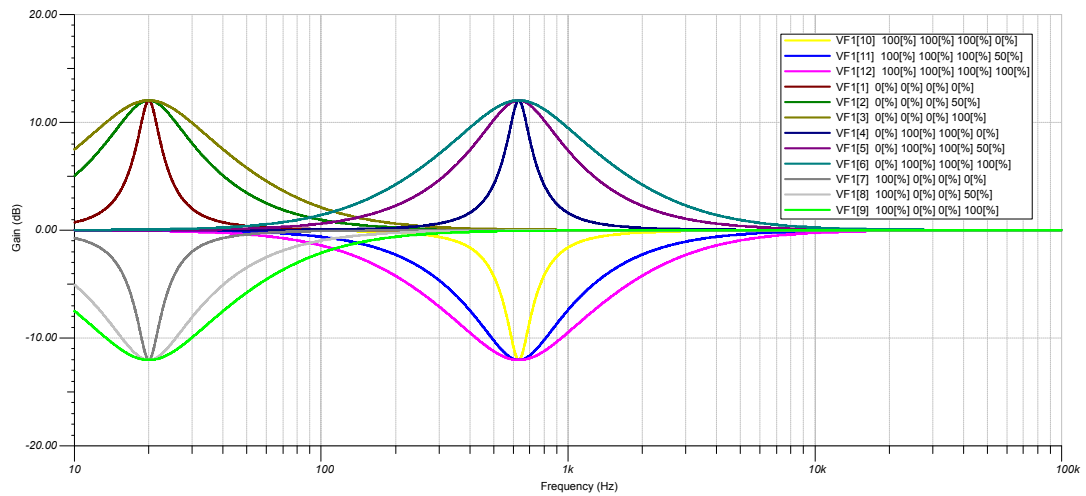
Obr. D.1: Odsimulovaná přenosová charakteristika ARPF filtru s gyrátorem při změně kmitočtu pomocí  $R_{GP}$ .

### D.2 ARPF s aktivním induktorem

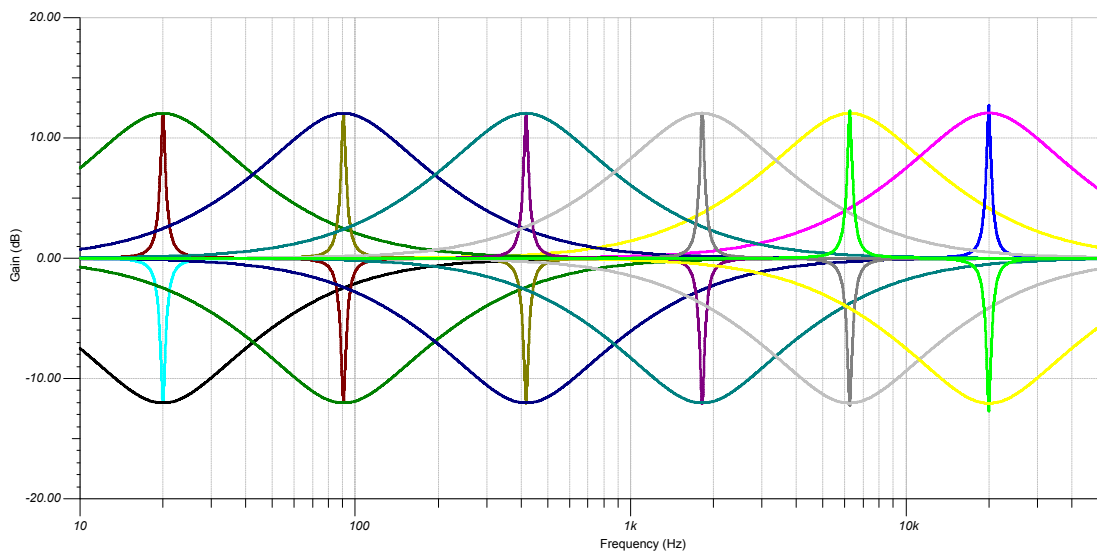


Obr. D.2: Odsimulovaná přenosová charakteristika ARPF filtru s aktivním induktorem při změně kmitočtu pomocí změny  $R_{AI}$  a  $R_s$ .

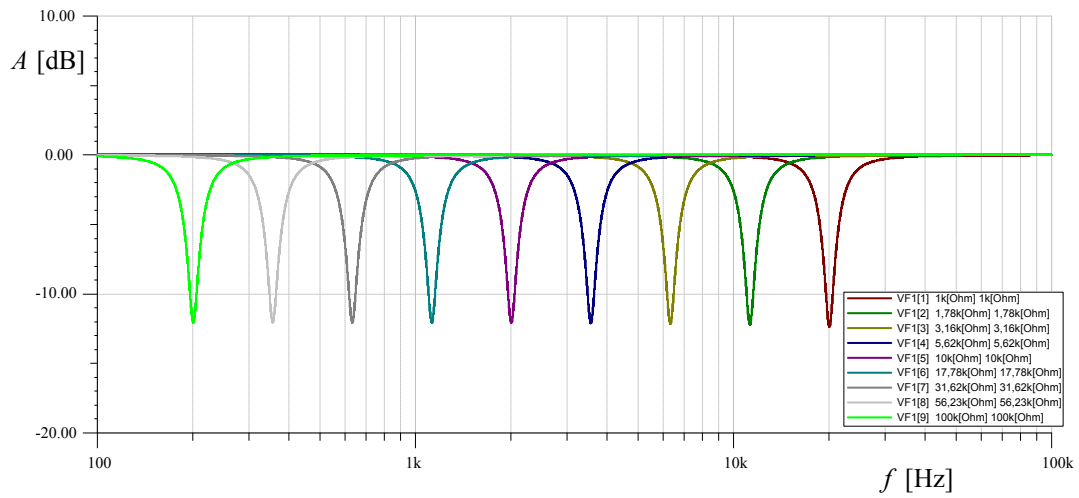
### D.3 Plně parametrický filtr na bázi KHN bikvadu



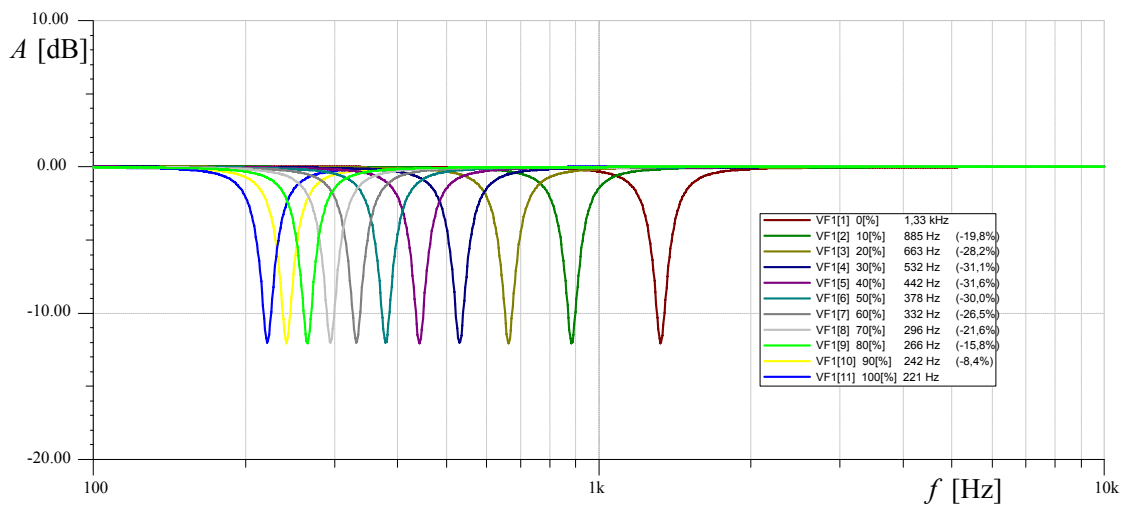
Obr. D.3: Odsimulovaná přenosová charakteristika PPPF na bázi KHN s kmitočtovým rozsahem 1,5 dekády.



Obr. D.4: Odsimulovaná přenosová charakteristika PPPF na bázi KHN s kmitočtovým rozsahem 3 dekády.

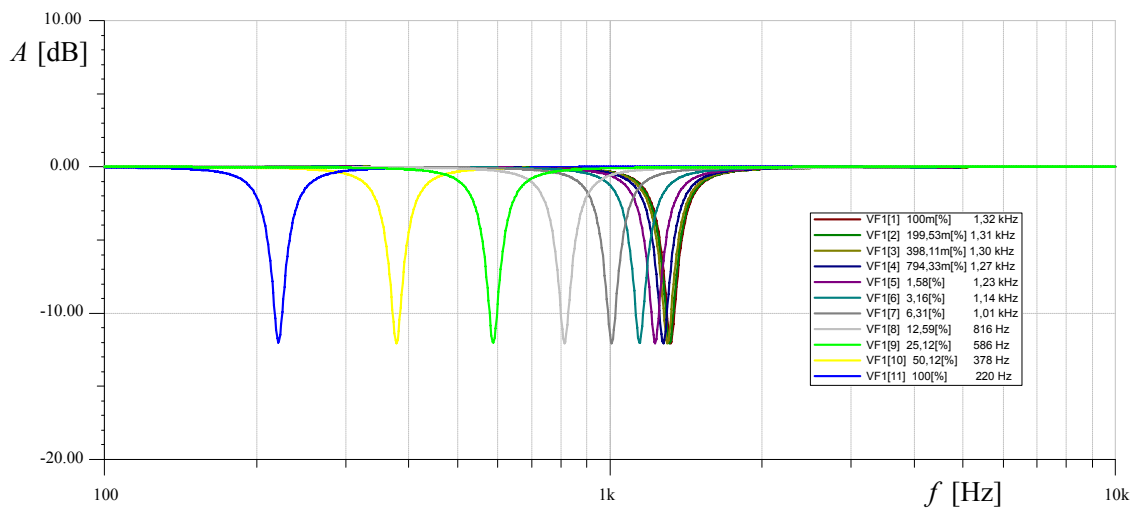


Obr. D.5: Odsimulovaná přenosová charakteristika PPPF na bázi KHN při exponenciálním nárůstu  $R_f$ .

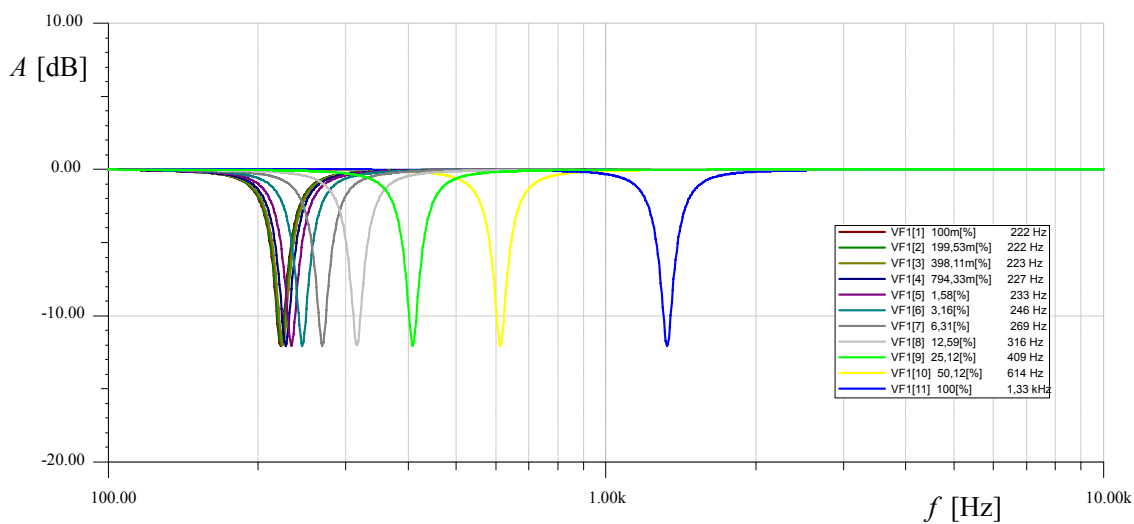


Obr. D.6: Změna  $f_c$  u KHN pomocí lineárního potenciometru zapojeného sériově k  $R_{fs}$ .

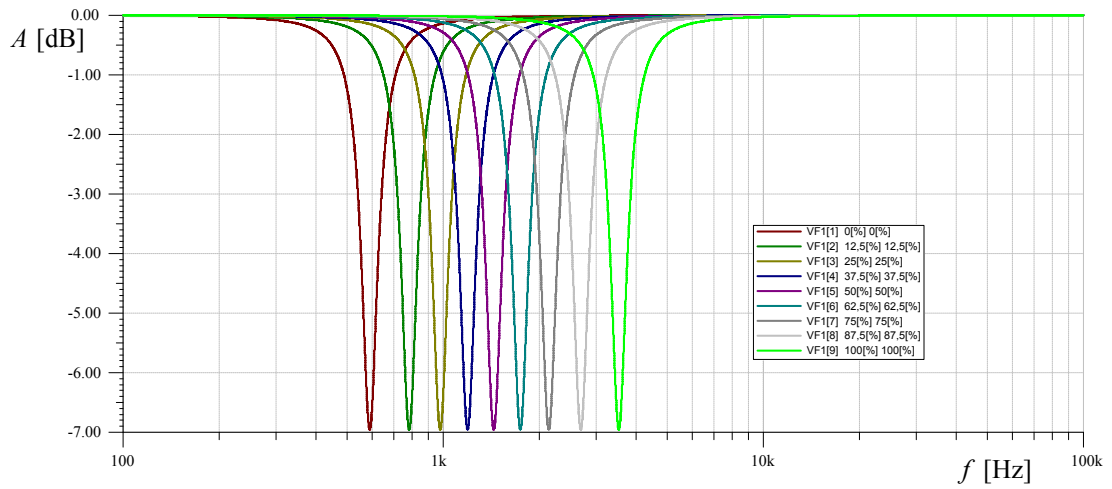




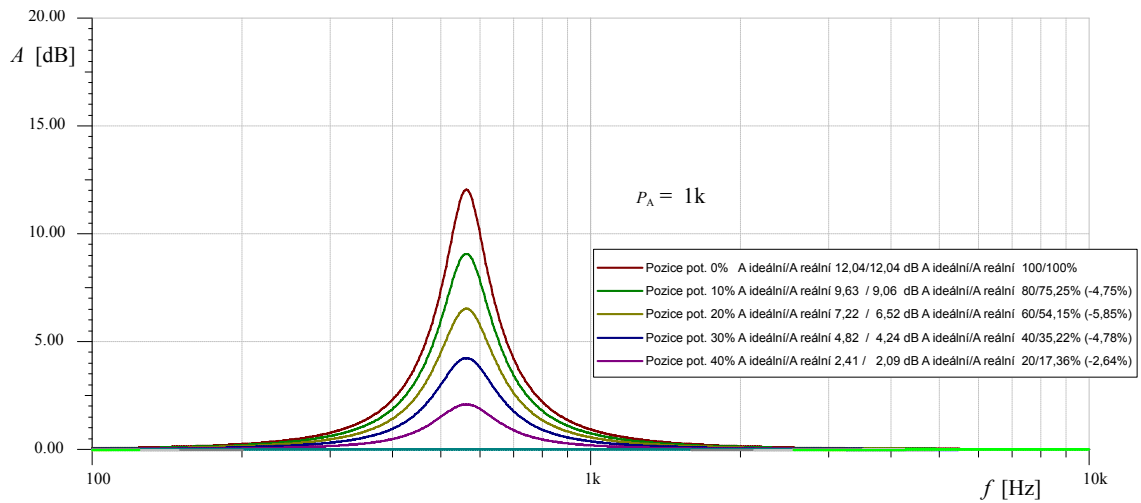
Obr. D.7: Změna  $f_c$  u KHN pomocí logaritmického potenciometru zapojeného sériově k  $R_{fs}$ .



Obr. D.8: Změna  $f_c$  u KHN pomocí logaritmického potenciometru uzemněného na jednom konci.

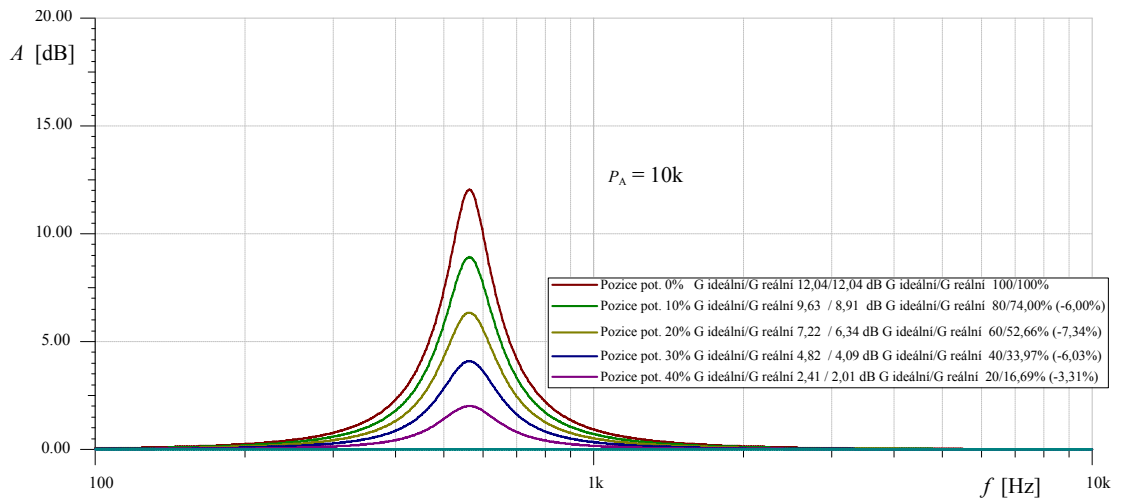


Obr. D.9: Ověření změny kmitočtu pomocí lineárního uzemněného potenciometru navržené pomocí Matlabu v simuláci.

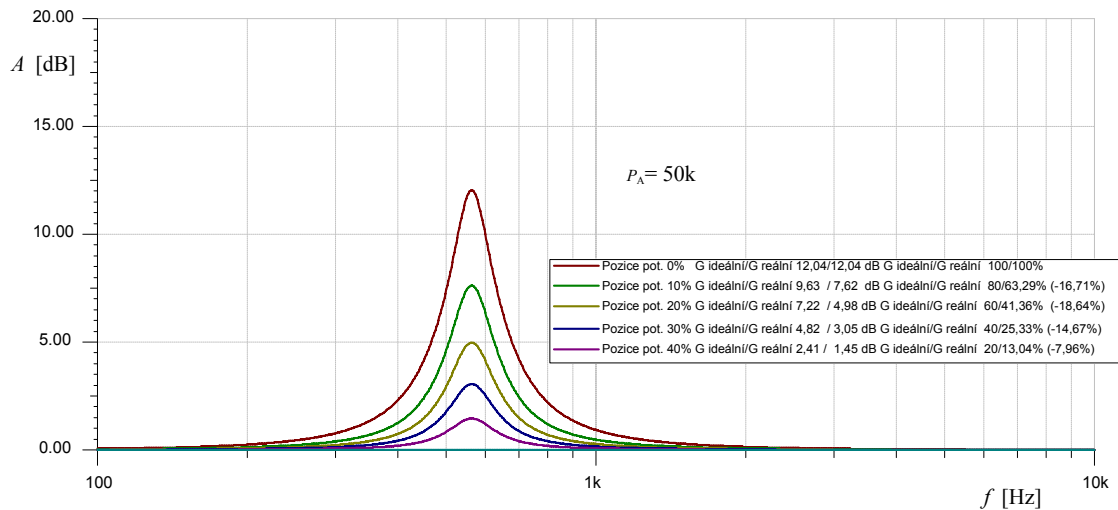


Obr. D.10: Závislost linearity nastavení přenosu na hodnotě  $P_A$  ( $P_A = 1 k\Omega$ ).

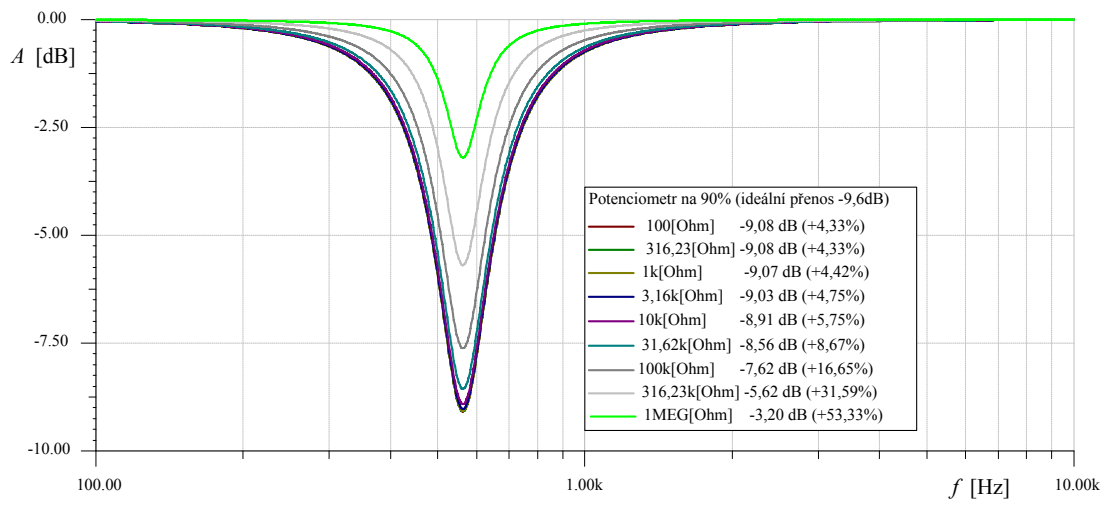




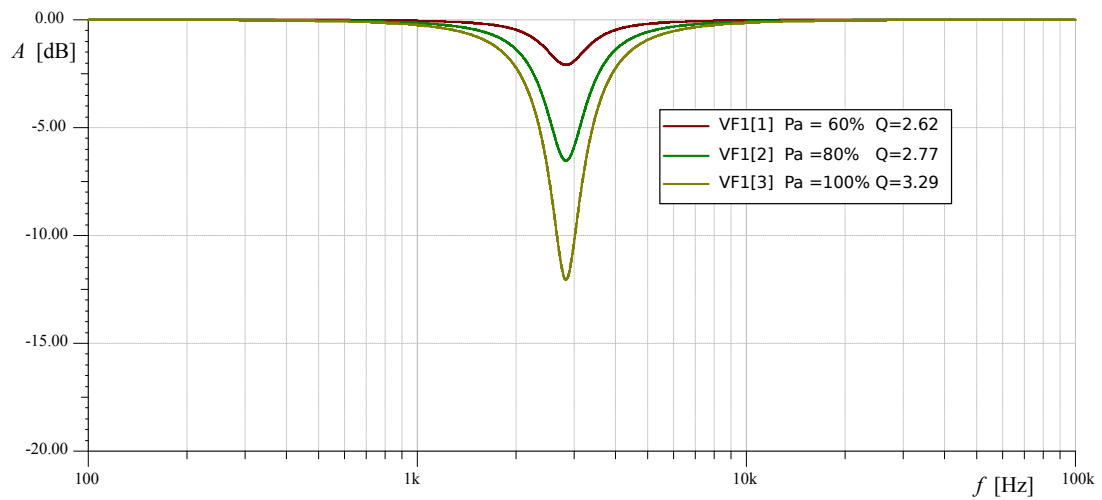
Obr. D.11: Závislost linearity nastavení přenosu na hodnotě  $P_A$  ( $P_A = 10 \text{ k}\Omega$ ).



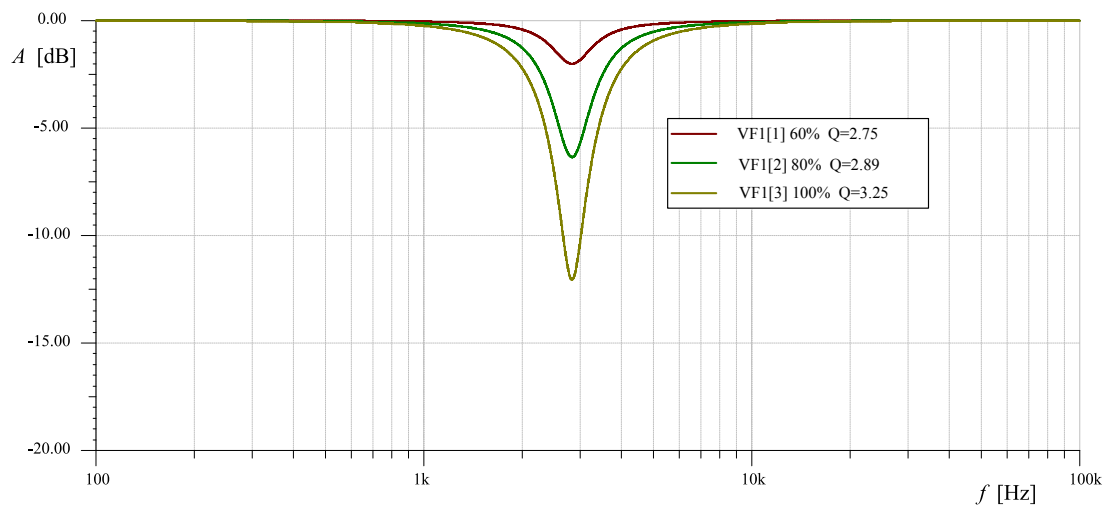
Obr. D.12: Závislost linearity nastavení přenosu na hodnotě  $P_A$  ( $P_A = 50 \text{ k}\Omega$ ).



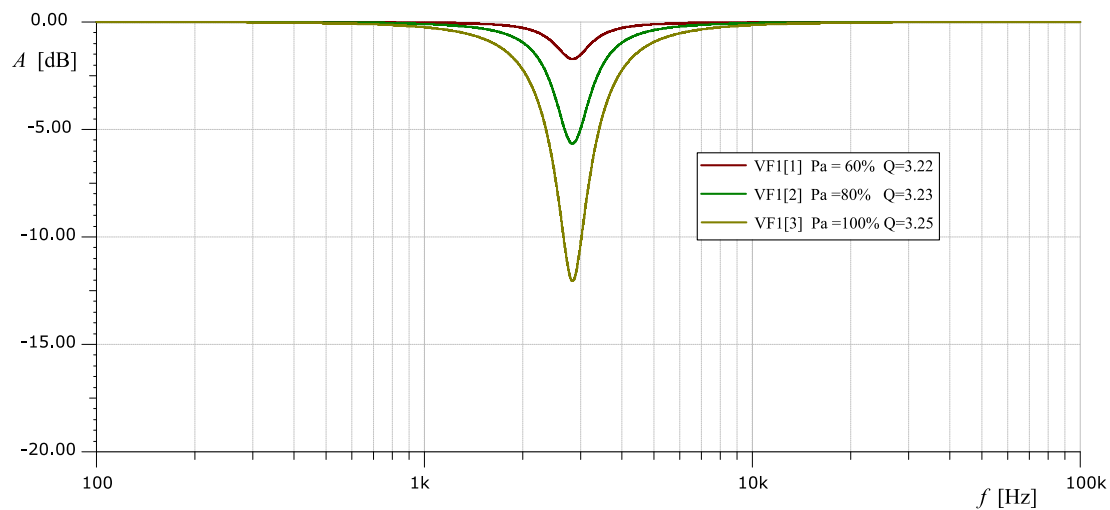
Obr. D.13: Závislost linearity nastavení přenosu na hodnotě  $P_A$ .



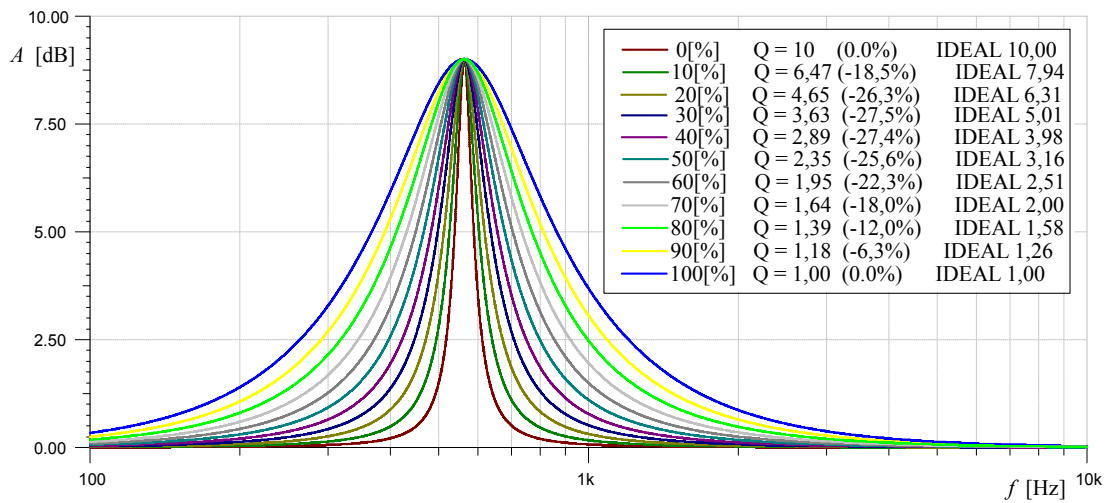
Obr. D.14: Závislost změny kvality při nastavení přenosu na hodnotě  $P_A$  ( $P_A = 1 \text{ k}\Omega$ ).



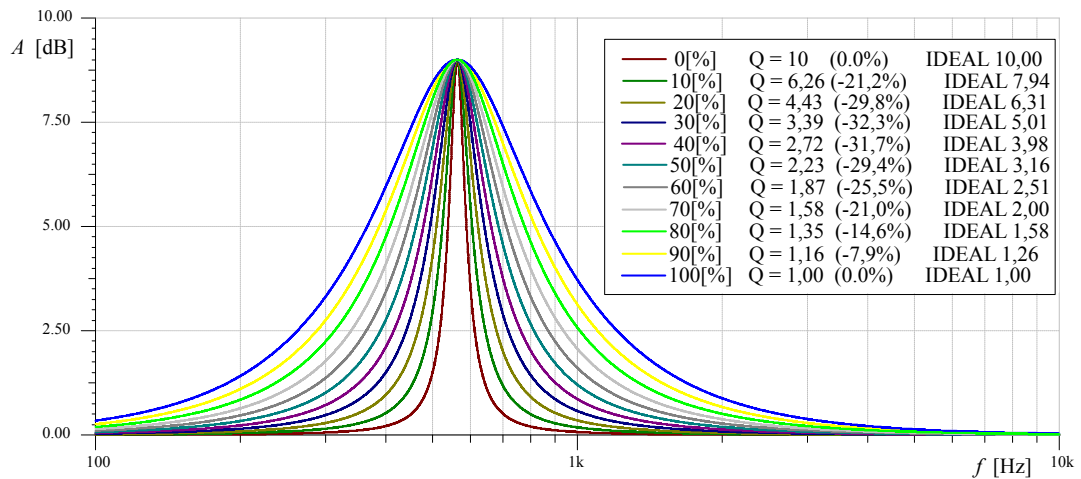
Obr. D.15: Závislost změny kvality při nastavení přenosu na hodnotě  $P_A$  ( $P_A = 10 \text{ k}\Omega$ ).



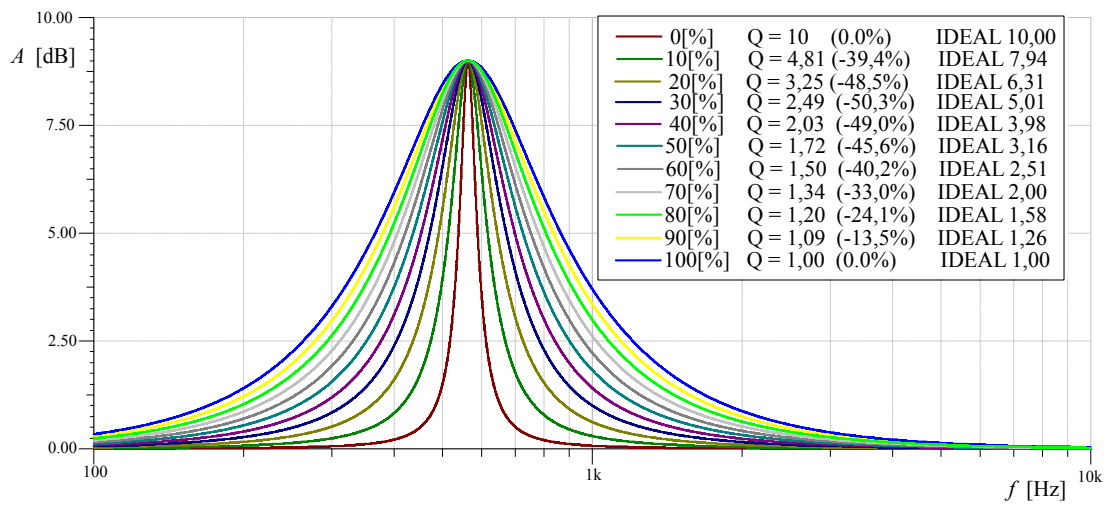
Obr. D.16: Závislost změny kvality při nastavení přenosu na hodnotě  $P_A$  ( $P_A = 50 \text{ k}\Omega$ ).



Obr. D.17: Nastavení  $Q$  pomocí lineárního potenciometru  $500 \Omega$ .



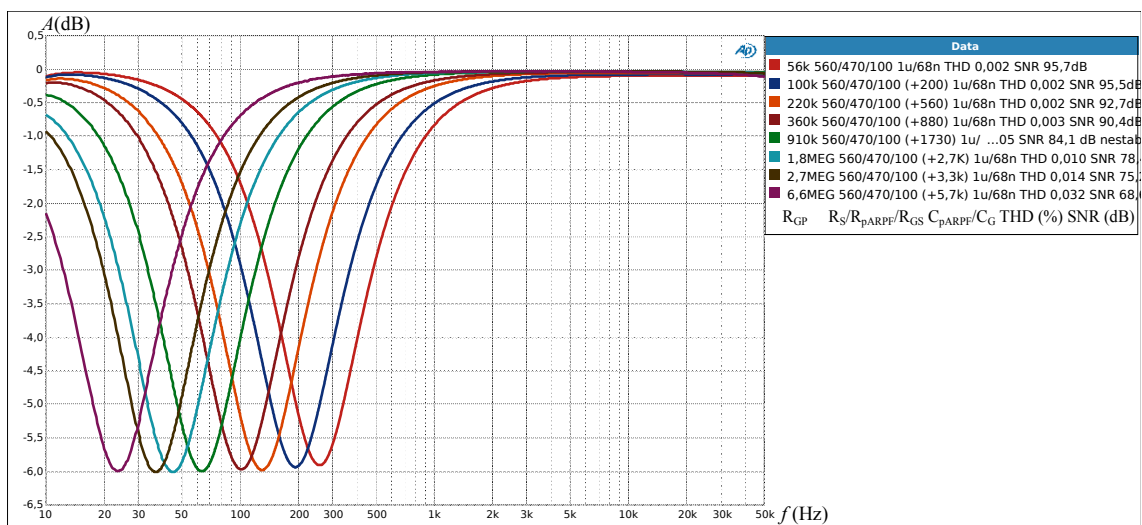
Obr. D.18: Nastavení  $Q$  pomocí lineárního potenciometru  $1 \text{ k}\Omega$ .



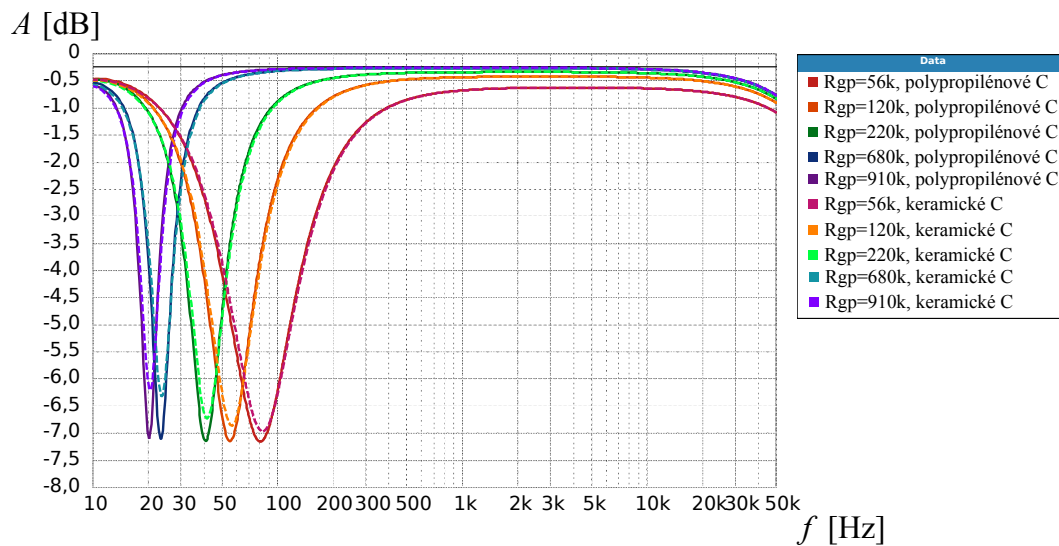
Obr. D.19: Nastavení  $Q$  pomocí lineárního potenciometru  $5\text{ k}\Omega$ .

# E Výsledky měření na nepájivém kontaktním poli

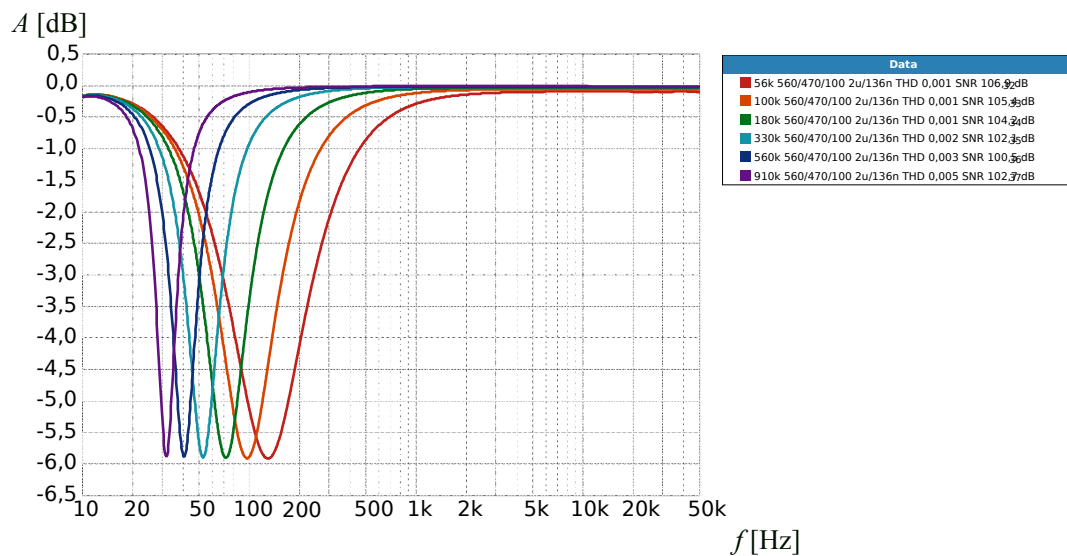
## E.1 ARPF s gyrátorem



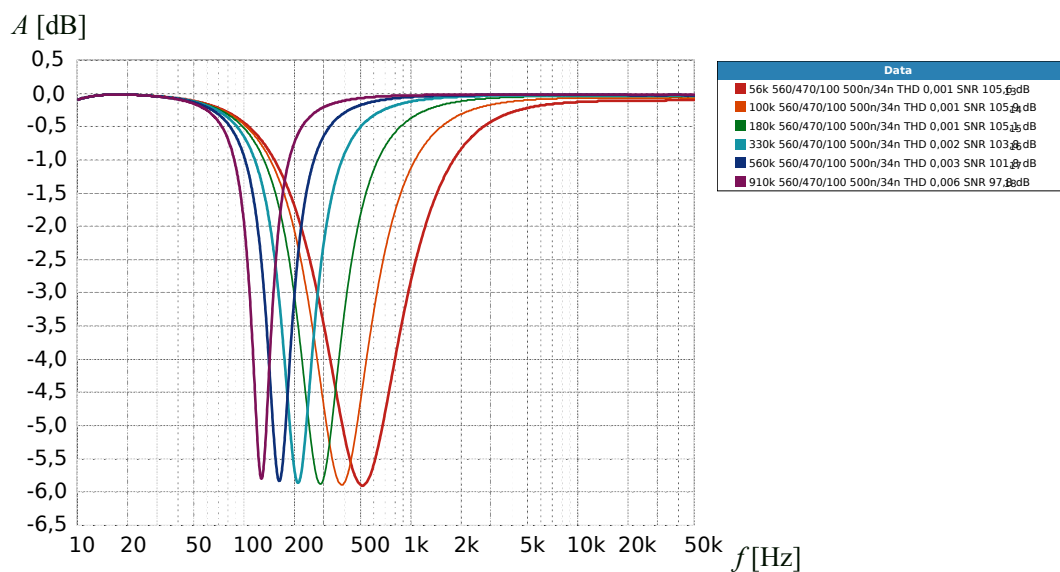
Obr. E.1: Přenosová charakteristika ARPF filtru s gyrátorem při změně kmitočtu pomocí současné změny  $R_{GP}$ ,  $R_{ARPF}$  a  $R_S$ .



Obr. E.2: Vliv dielektriku použitých kondenzátoru na výslednou kmitočtovou charakteristiku ARPF s gyrátorem.



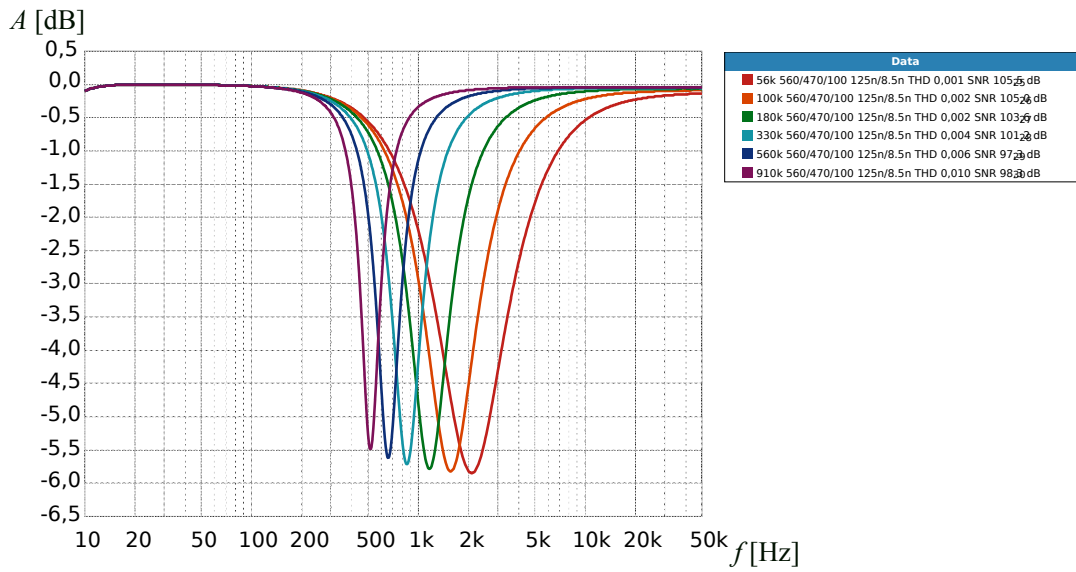
Obr. E.3: Přenosová charakteristika ARPF filtru s gyrátorem na nejnižším kmitočtovém rozsahu.



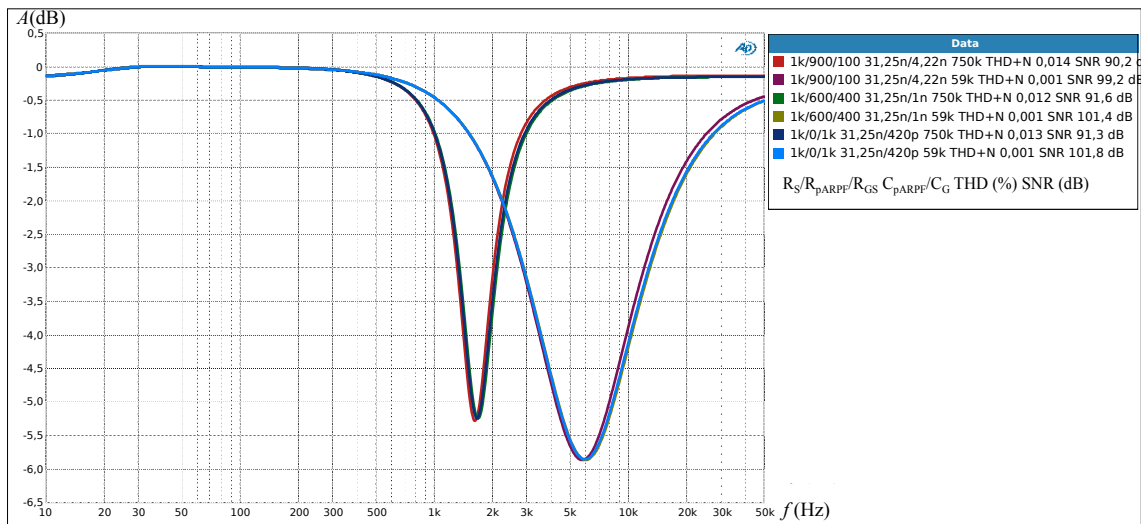
Obr. E.4: Přenosová charakteristika ARPF filtru s gyrátorem při změně kmitočtu na středním kmitočtovém rozsahu.

## E.2 ARPF s aktivním induktorem

### E.3 Plně parametrický filtr na bázi KHN bikvadu

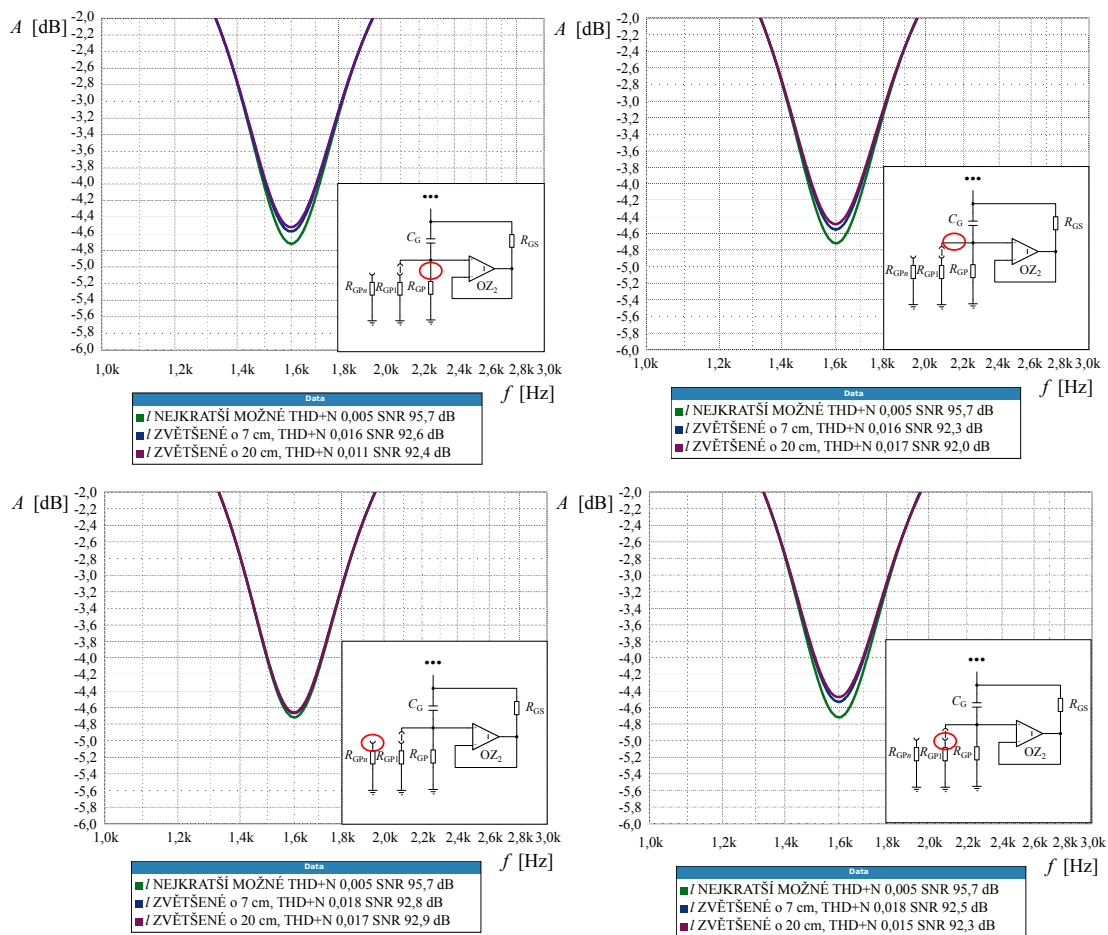


Obr. E.5: Přenosová charakteristika ARPF filtru s gyrátorem při změně kmitočtu na vyšším kmitočtovém rozsahu.

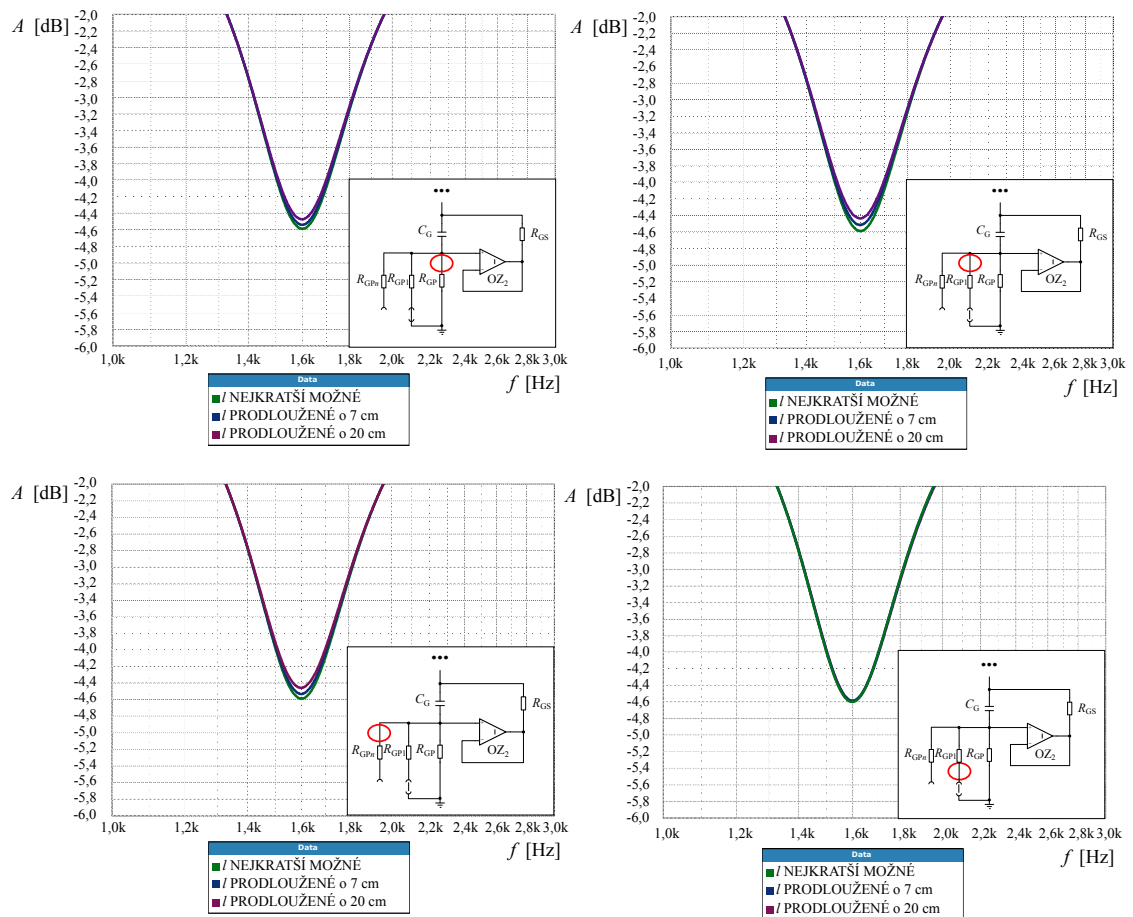


Obr. E.6: Vliv  $R_{GS}$  na přenos ARPF s gyrátorem.

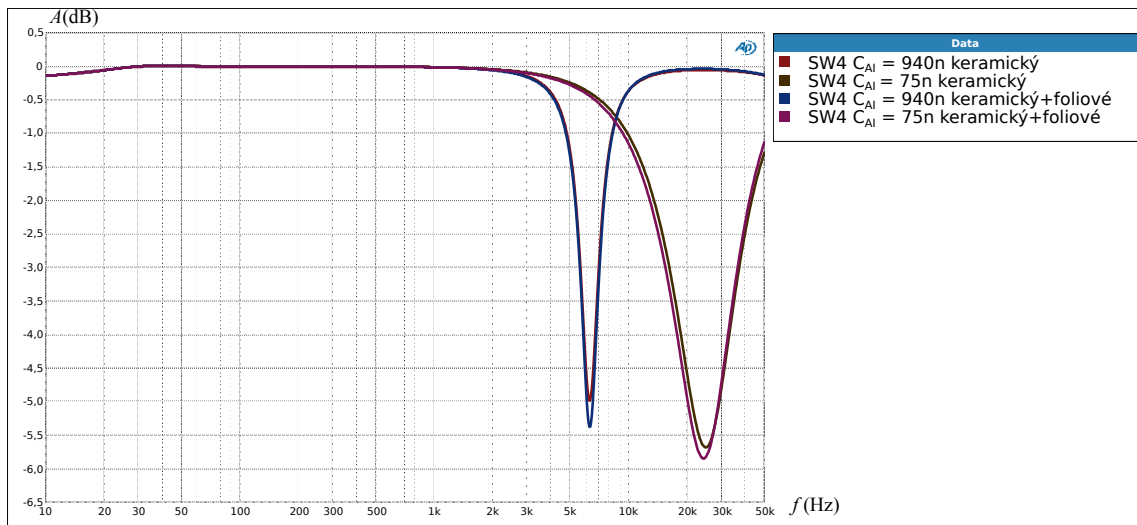




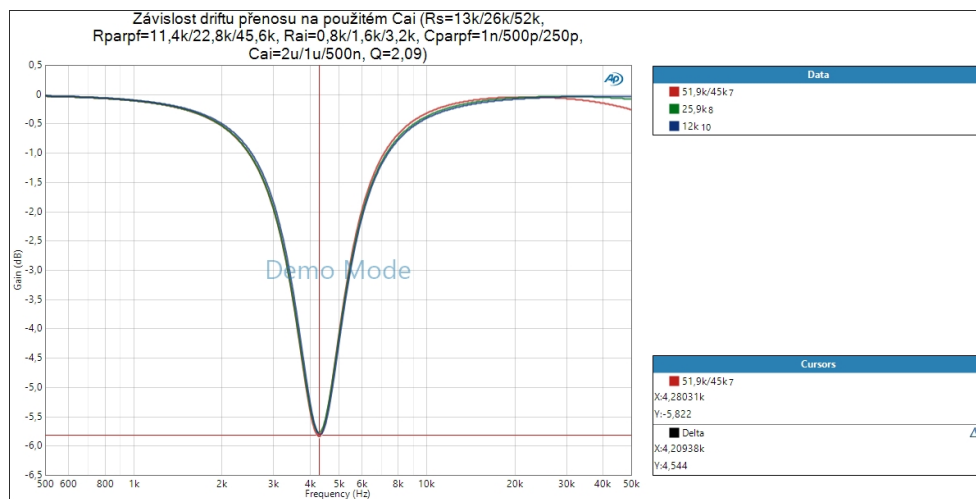
Obr. E.7: Vliv délky přívodů mezi součástkami při zapojení společného pólu přepínače kmitočtu na neinvertující vstup OZ gyrátoru (ARPF s gyrátorem).



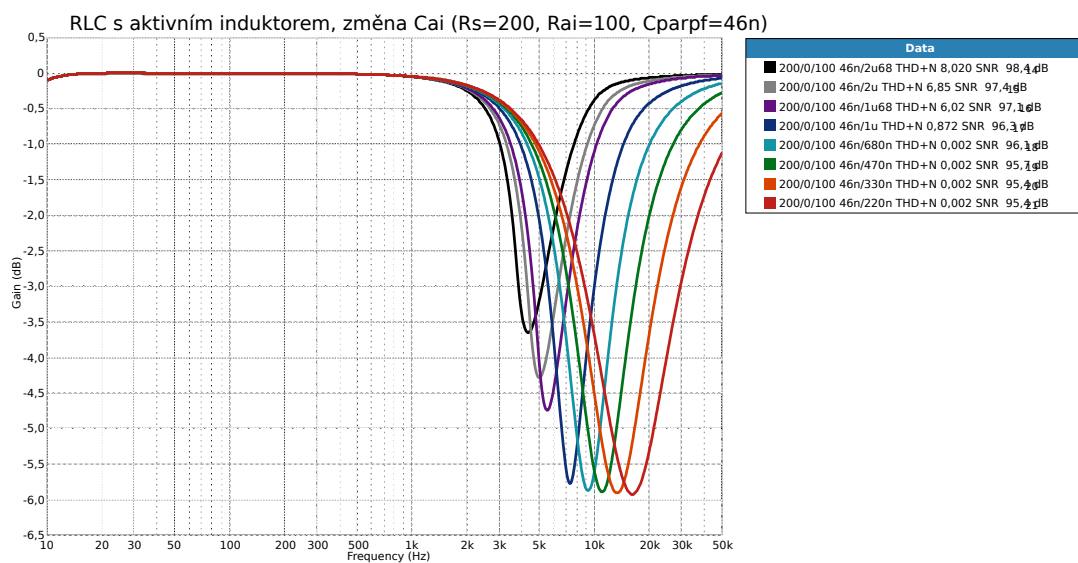
Obr. E.8: Vliv délky přívodů mezi součástkami při zapojení společného pólu přepínače kmitočtu na zem (ARPF s gyrátorem).



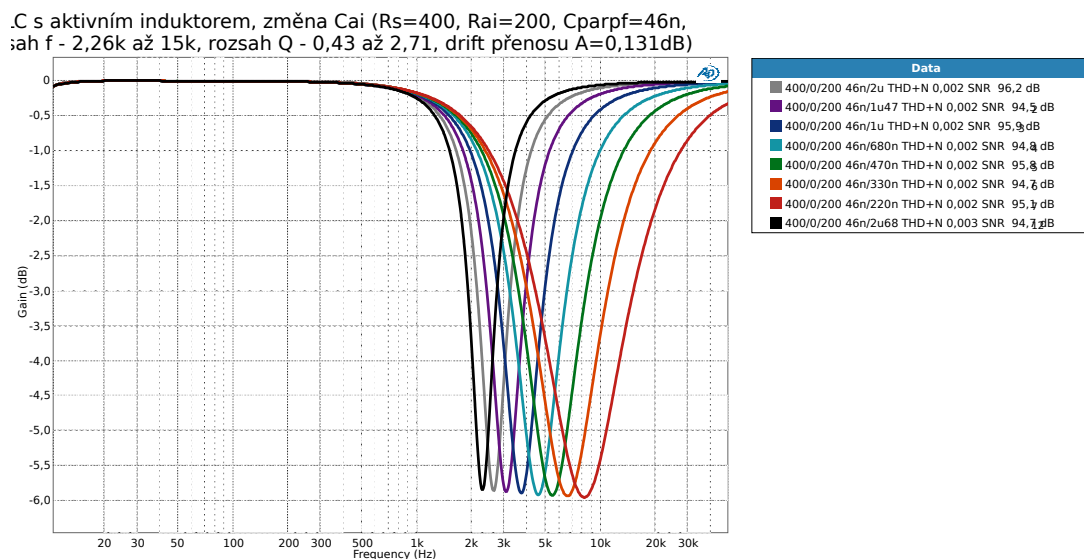
Obr. E.9: Závislost přenosu ARPF filtru s aktivním induktorem na vyšších kmitočtech na použitých kondenzátorech.



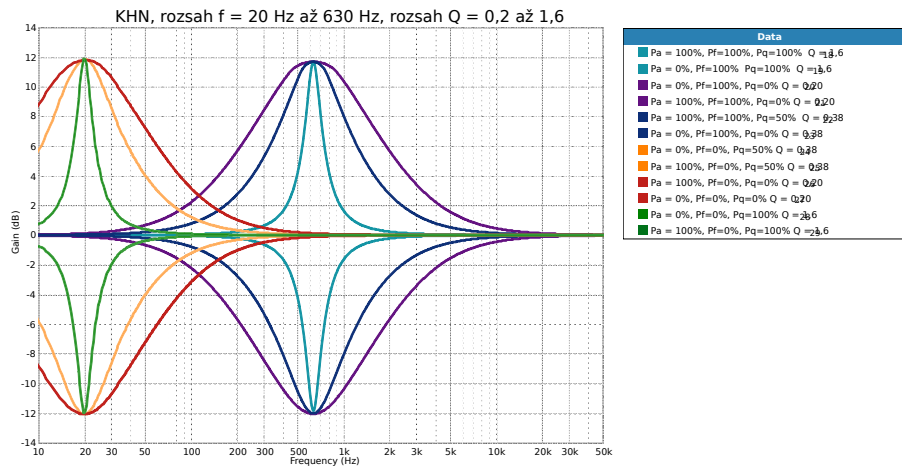
Obr. E.10: Různé konfigurace ARPF filtru s aktivním induktorem na stejném kmitočtu se stejným  $Q$ .



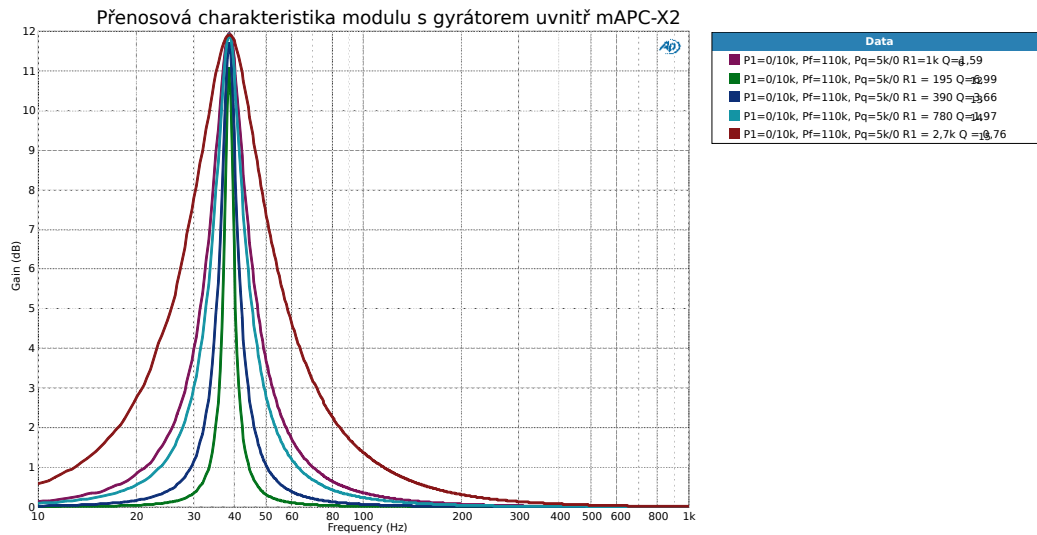
Obr. E.11: Přenosová charakteristika ARPF filtru s aktivním induktorem na vyšších kmitočtech při větším zatížení OZ.



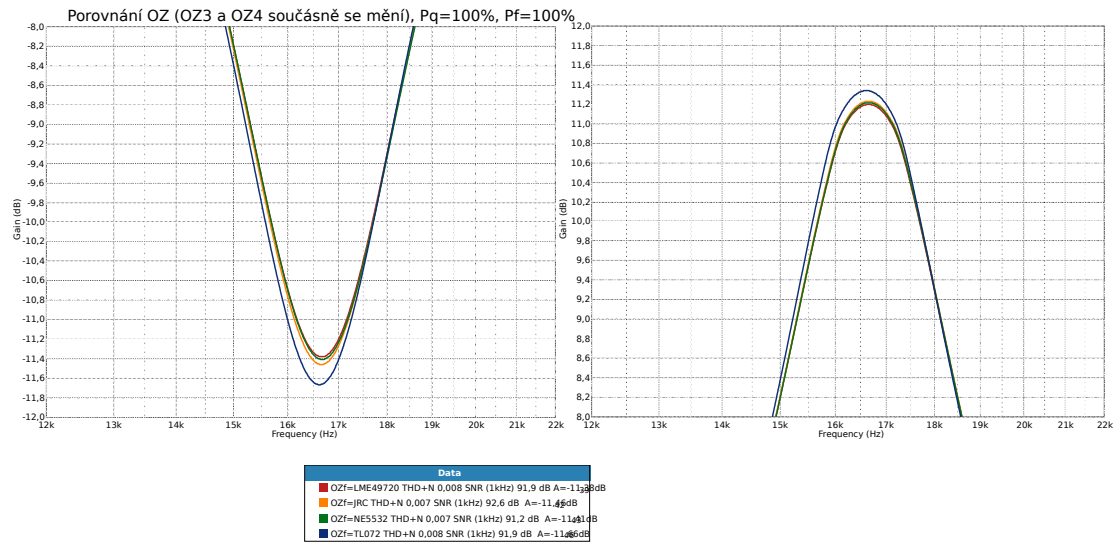
Obr. E.12: Přenosová charakteristika ARPF filtru s aktivním induktorem na vyšších kmitočtech při normálním zatížení OZ.



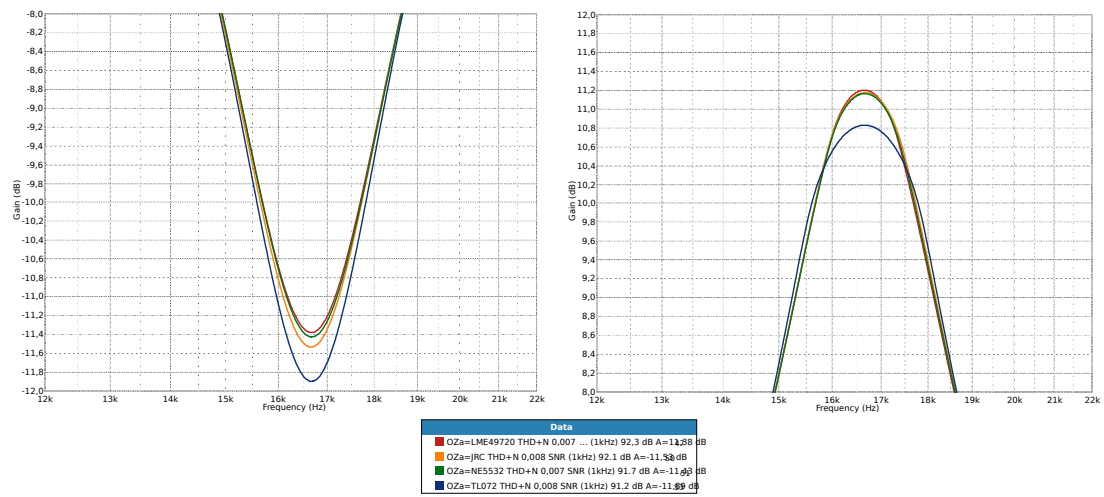
Obr. E.13: Měřená přenosová charakteristika PPPF na bázi KHN s kmitočtovým rozsahem 1,5 dekády.



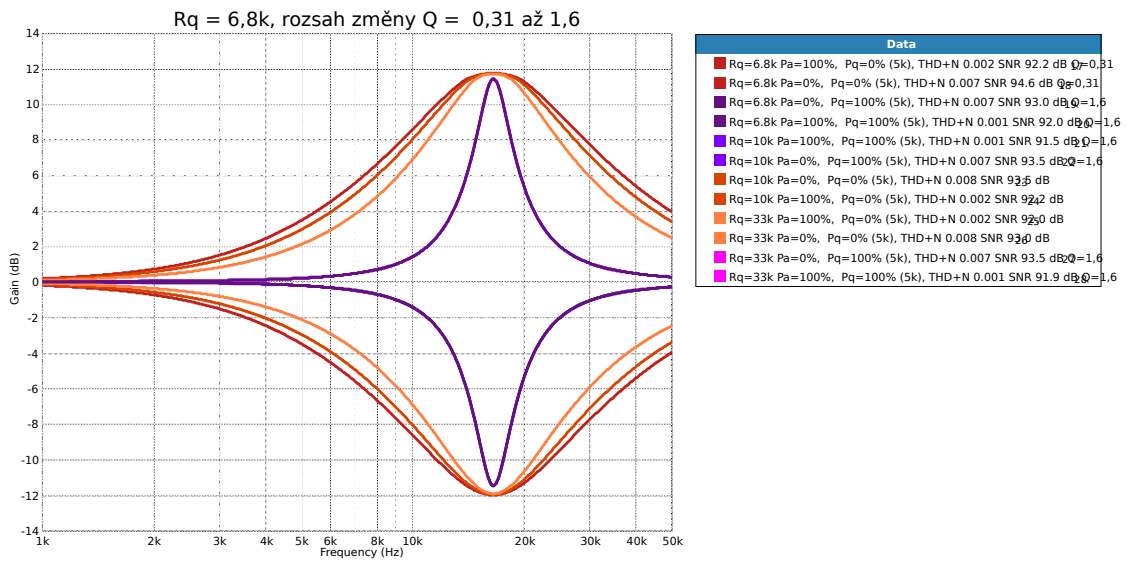
Obr. E.14: Vliv změny  $R_g$  na pokles přenosu a změnu  $Q$  u PPPF na bázi KHN.



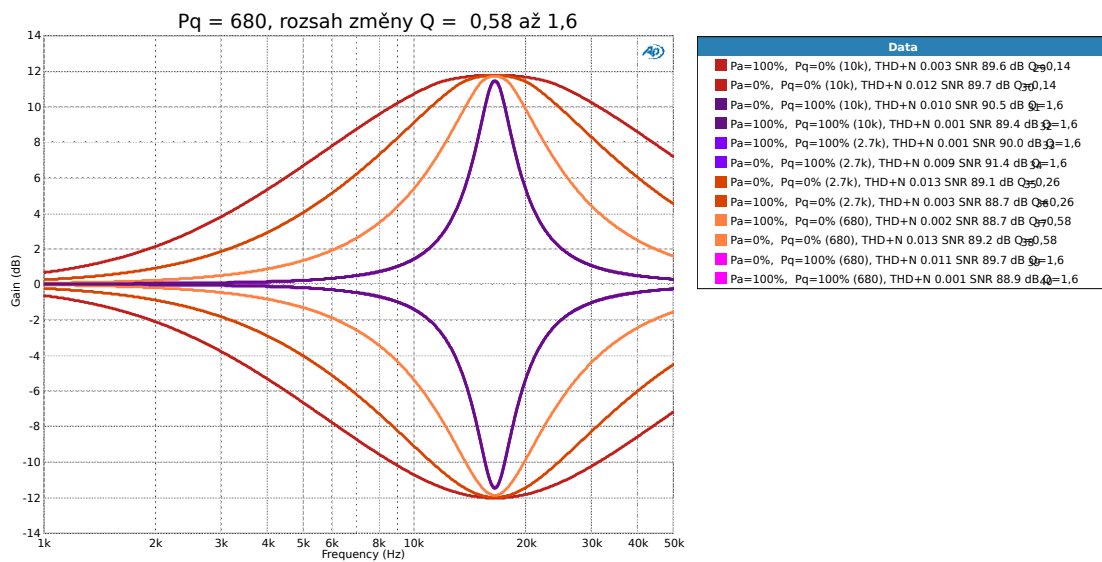
Obr. E.15: Vliv reálných OZ integrátorů na pokles přenosu u PPPF na bázi KHN.



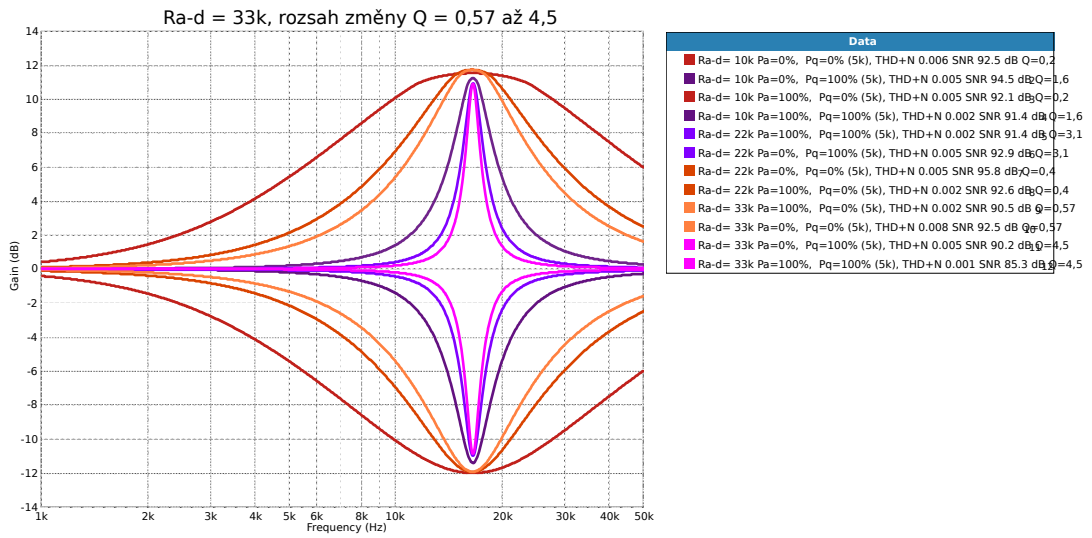
Obr. E.16: Vliv reálných sumačních OZ na pokles přenosu u PPPF na bázi KHN.



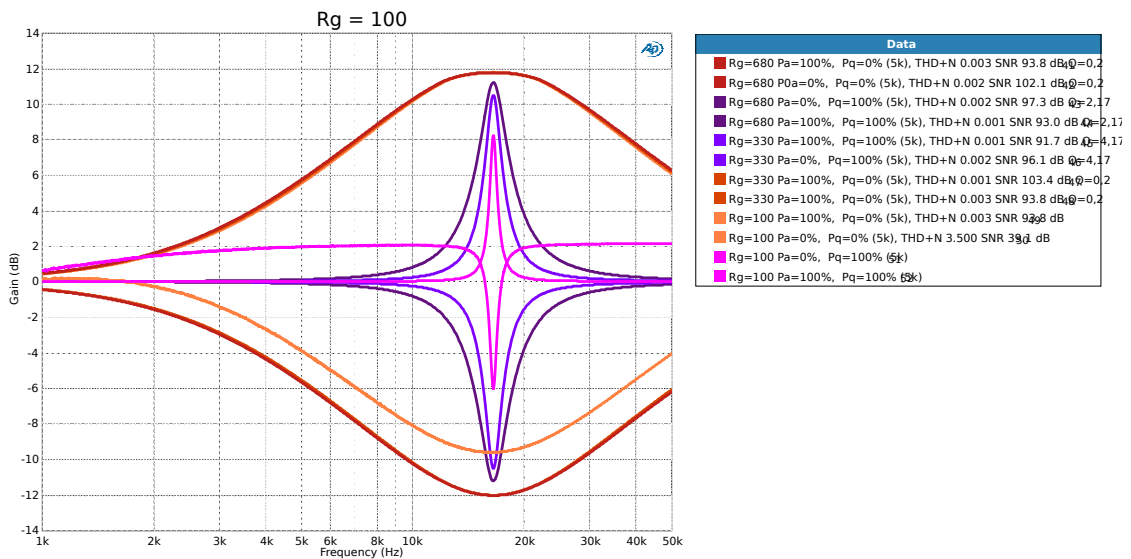
Obr. E.17: Změna Q pomocí  $r_q$ ! u PPPF na bázi KHN.



Obr. E.18: Změna Q pomocí  $P_Q$  u PPPF na bázi KHN.

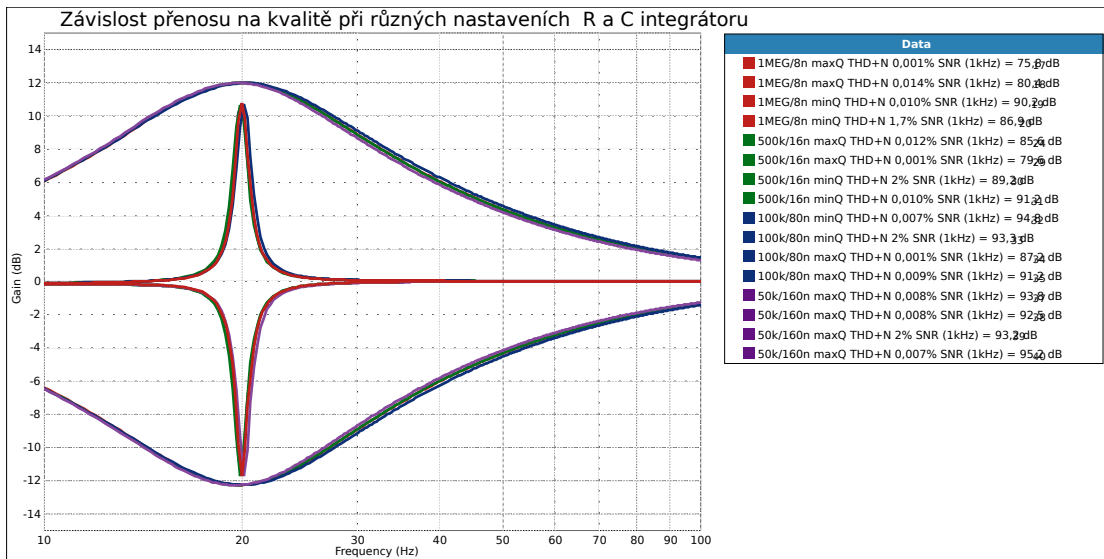


Obr. E.19: Změna Q pomocí  $R_A$  a  $R_D$  u PPPF na bázi KHN.

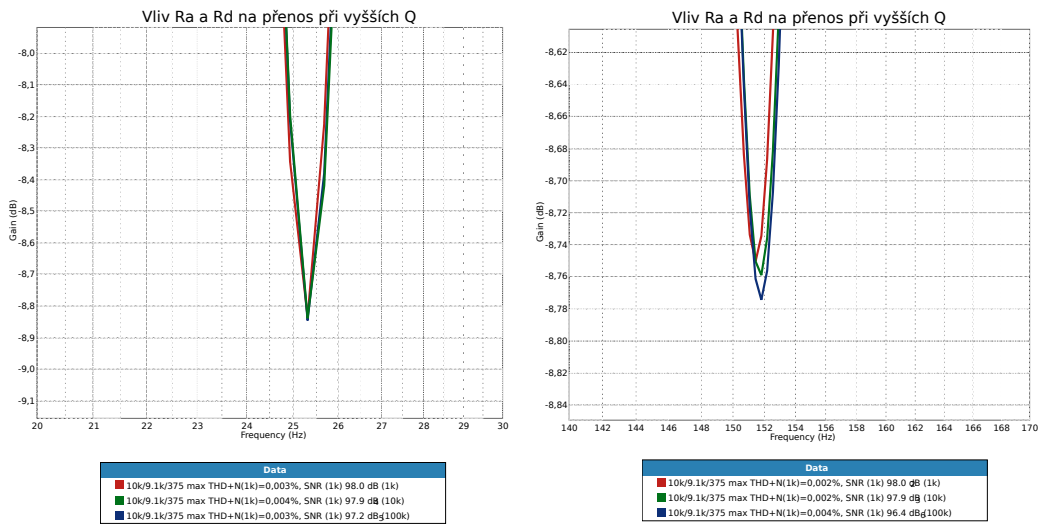


Obr. E.20: Změna Q pomocí  $R_g$  u PPPF na bázi KHN.

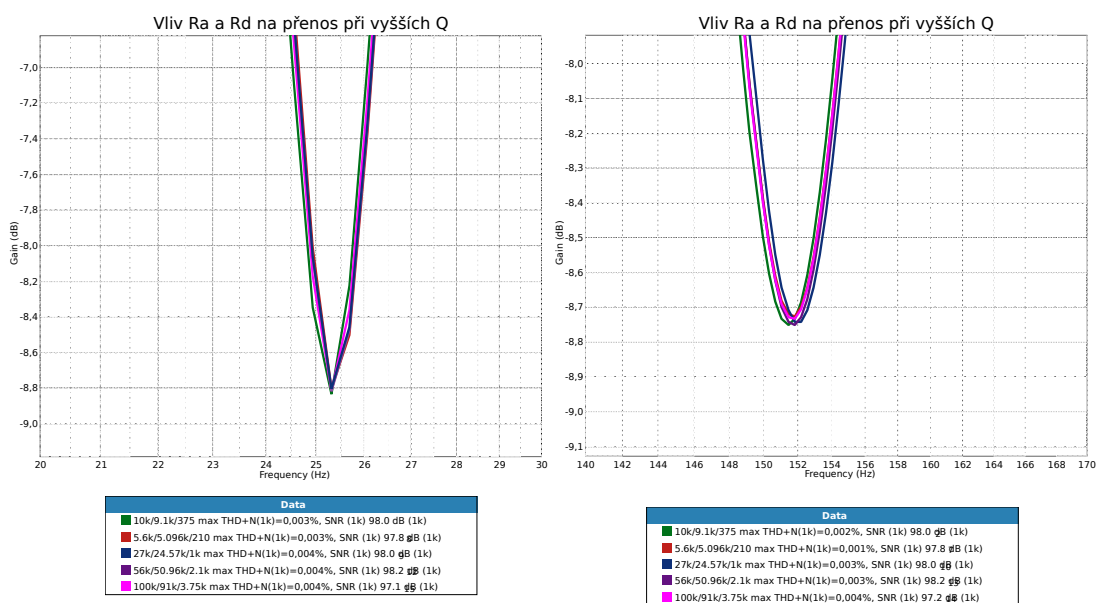




Obr. E.21: Vliv  $R_f$  a  $C_f$  na pokles útlumu při vyšších  $Q$ .



Obr. E.22: Vliv  $R_b$  a  $R_c$  na pokles útlumu při vyšších  $Q$ .



Obr. E.23: Vliv  $R_a$  a  $R_d$  na pokles útlumu při vyšších  $Q$ .