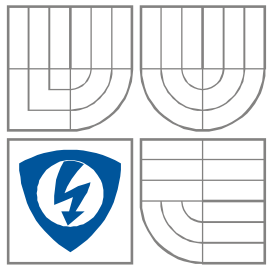


**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



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

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

**NÁVRH VSTUPNÍCH OBVODŮ PRO AKTIVNÍ  
REPRODUKTOROVOU SOUSTAVU**  
DESING OF INPUT STAGE FOR BI-AMP LOUDSPEAKER SYSTEM

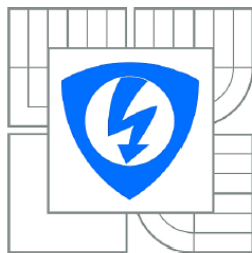
**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**  
BACHELOR'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**  
AUTHOR

Jindřich Ryšavý

**VEDOUCÍ PRÁCE**  
SUPERVISOR

Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor  
**Elektronika a sdělovací technika**

**Student:** Jindřich Ryšavý

**ID:** 125303

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2013/2014

## NÁZEV TÉMATU:

### Návrh vstupních obvodů pro aktivní reproduktorovou soustavu

#### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte aktivní dvoupásmovou výhybku pro reproduktorovou soustavu s měniči pro dvojici reproduktorů B&C 8PS21 a ME10 umístěných v bassreflexové ozvučnici s objemem 20 l a plochou nátrubku 0,75 m<sup>2</sup>. Návrh výhybky a korekci jejích parametrů provedte na základě simulace a měření modulové kmitočtové charakteristiky soustavy z hlediska jejího maximálního vyhlazení. Provedte měření kmitočtové charakteristiky v bezodrazové komoře a korekci parametrů výhybky.

Realizujte jednoduchý kmitočtový korektor a vstupní zesilovač podle vlastního návrhu pro aktivní dvoupásmovou reproduktorovou soustavu. Kmitočtový korektor bude umožňovat regulaci výšek a hloubek. Vstupní obvody budou disponovat analogovým vstupem a digitálním vstupem signálu S/PDIF s možností volby přehrávaného kanálu nebo mono režimu a budou vybaveny regulací citlivosti v rozsahu alespoň -10 až +20 dB. Provedte měření kmitočtových charakteristik a dalších parametrů korektoru a zesilovače a měření kmitočtové a směrové charakteristiky celé soustavy.

#### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] SELF, D. Small Signal Audio Design. Focal Press 2010. ISBN 978-0-240-52177-0

[2] TOOLE, F., E. Sound Reproduction, The Acoustics and Psychoacoustics of Loudspeaker and Rooms. Focal Press, 2009. ISBN 978-0-240-52009-4

**Termín zadání:** 10.2.2014

**Termín odevzdání:** 30.5.2014

**Vedoucí práce:** Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.

**Konzultanti bakalářské práce:**

**doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.**

*Předseda oborové rady*

## **ABSTRAKT**

Práce pojednává o návrhu aktivních výhybek pro reproduktorové soustavy. Popsány jsou dvě nejběžnější topologie filtrů tvořících výhybku a je provedeno jejich srovnání. Dále je ukázán způsob návrhu přenosových funkcí pro vyrovnaný přenos celkový, a výpočty součástí dle topologie. Postupy a doladění jsou ukázány na zadané reprosoustavě. Dále jsou popsány možnosti zapojení obvodů zpracování vstupního signálu, na jejichž základě je proveden návrh obsahující i digitální vstup.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Aktivní výhybka, Sallen-Key, vícenásobná zpětná vazba, Baxandall, korektor, přístrojový zesilovač, potlačení souhlasné složky, S/PDIF

## **ABSTRACT**

The thesis discuss the desing of active crossover for loudspeaker systems. There are described two most common topologies forming active filters and their comparison. Also is there shown way how to desing transfer functions to achieve flat overall transmission, then computing components bases on topology. All that is shown on example. Then are discussed different ways how to correctly receive analog or digital sound signal and handle with them. Example desing is then shown.

## **KEYWORDS**

Active filter, Sallen-Key, multiple feedback, Baxandall, tone control, volume kontrol, instrumentation amplifier, common mode rejection ratio, S/PDIF

RYŠAVÝ, J. *Návrh vstupních obvodů pro aktivní reproduktorovou soustavu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2014. 38 s., 19 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.

## **PROHLÁŠENÍ**

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Návrh vstupních obvodů pro aktivní reproduktorovou soustavu jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

## **PODĚKOVÁNÍ**

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Jiřímu Schimmelovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

# OBSAH

<b>Seznam obrázků</b>	<b>ix</b>
<b>Seznam tabulek</b>	<b>xi</b>
<b>Úvod</b>	<b>1</b>
<b>1 Návrh aktivní výhybky</b>	<b>2</b>
1.1 Funkce aktivní výhybky.....	2
1.2 Vstupní parametry.....	2
1.2.1 Katalogové listy reproduktorů .....	2
1.2.2 Reproduktorová ozvučnice .....	2
1.3 Analogové filtry .....	3
1.3.1 Obecný bikvad .....	3
1.3.2 Topologie filtrů s operačními zesilovači .....	4
1.3.3 Dolní propust .....	5
1.3.4 Horní propust .....	7
1.3.5 Aproximace filtrů.....	8
1.4 Návrh v programu LspCAD .....	9
<b>2 Kmitočtové korekce</b>	<b>10</b>
2.1 Účel kmitočtových korekcí.....	10
2.2 Pasivní korekce .....	10
2.3 Aktivní korekce.....	10
<b>3 Regulace hlasitosti</b>	<b>12</b>
3.1 Pasivní regulace .....	12
3.2 Aktivní regulace.....	12
<b>4 Analogový výstup</b>	<b>15</b>
4.1 Symetrické a nesymetrické vedení signálu .....	15
4.1.1 Nesymetrické vedení.....	15
4.1.2 Symetrické vedení.....	16
4.2 Symetrický výstup .....	16

<b>5</b>	<b>Analogový vstup</b>	<b>19</b>
5.1	Diferenciální zesilovač .....	19
5.2	Diferenciální zesilovač se dvěma OZ .....	19
5.3	Přístrojový zesilovač .....	20
<b>6</b>	<b>Digitální vstup</b>	<b>21</b>
<b>7</b>	<b>Komponenty reálného obvodu</b>	<b>22</b>
7.1	Výběr součástek .....	22
7.1.1	Odpory .....	22
7.1.2	Kondenzátory .....	22
7.1.3	Aktivní prvky .....	23
7.2	Návrh desky plošných spojů .....	23
7.2.1	Napájení aktivních prvků .....	23
7.2.2	Vedení zemnicích a signálových vodičů .....	24
7.2.3	Vyrobitelnost .....	25
<b>8</b>	<b>Konkrétní řešení</b>	<b>26</b>
8.1	Aktivní výhybka .....	26
8.1.1	Bližší pohled na reprosoustavu .....	26
8.1.2	Subsonický filtr pro hlubokotónový reproduktor .....	26
8.1.3	Výhybka .....	27
8.1.4	Deska plošných spojů .....	28
8.2	Kmitočtové korekce .....	28
8.3	Regulace hlasitosti .....	28
8.4	Analogový vstup .....	29
8.5	Digitální vstup .....	29
8.6	Přepínače signálu .....	29
8.7	Analogový výstup .....	29
<b>9</b>	<b>Měření, ladění a finální produkt</b>	<b>31</b>
9.1	Aktivní výhybka .....	31
9.1.1	Prototyp .....	31
9.1.2	Ladění .....	31
9.1.3	Hotová verze na DPS .....	31
9.2	Vstupní obvody .....	33
9.2.1	Kmitočtový korektor .....	33

9.2.2	Analogový vstup a výstup.....	33
9.2.3	Digitální vstup.....	34
<b>10</b>	<b>Závěr</b>	<b>35</b>
	<b>Literatura</b>	<b>36</b>
	<b>Seznam symbolů a zkratk</b>	<b>38</b>
	<b>Seznam příloh</b>	<b>39</b>



# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1:	Obecné zapojení topologie Sallen-Key (převzato z [4] a upraveno). .....	4
Obr. 1.2:	Obecné zapojení topologie s násobnou zpětnou vazbou (převzato z [3] a upraveno). .....	5
Obr. 1.3:	Srovnání reálných přenosových funkcí topologií Sallen-Key a s vícenásobnou zpětnou vazbou (převzato z [6] a upraveno). .....	7
Obr. 2.1	Jednokondenzátorová verze Baxandallova korektoru (převzato z [8] a upraveno). .....	11
Obr. 2.2	Dvoukondenzátorová verze Baxandallova korektoru (převzato z [8] a upraveno). .....	11
Obr. 3.1	Aktivní regulace hlasitosti s logaritmickým potenciometrem (převzato z [8] a upraveno).....	13
Obr. 3.2	Aktivní regulace s lineárním potenciometrem v obou větvích zpětné vazby (převzato z [8] a upraveno). .....	13
Obr. 3.3	Baxandallova aktivní regulace hlasitosti (převzato z [8] a upraveno). .....	14
Obr. 4.1	Obecné schéma vedení signálu mezi zařízeními (převzato z [8] a upraveno). 15	
Obr. 4.2	Zapojení impedančně symetrického výstupu (převzato z [8] a upraveno). .	16
Obr. 4.3	Zapojení napětově symetrického výstupu. ....	17
Obr. 4.4	Napětově symetrický výstup s diferenciálním vstupem.....	18
Obr. 5.1	Schéma diferenciálního zesilovače se dvěma operačními zesilovači (převzato z [12] a upraveno). .....	19
Obr. 5.2	Zapojení přístrojového zesilovače (převzato z [12] a upraveno). .....	20
Obr. 7.1:	Dráha proudu přes OZ a uzemněnou zátěž (převzato z [18] a upraveno). ..	24
Obr. 7.2:	Dráha proudu přes OZ a plovoucí zátěž (převzato z [18]).....	24
Obr. 8.1:	Simulovaná výchylka reproduktoru při buzení výkonem 200W. ....	26
Obr. 8.2:	Simulovaná výchylka reproduktoru po zavedení subsonického filtru. ....	27
Obr. 8.3:	Simulace přenosu reprosoustavy.....	27
Obr. 9.1:	Měření reprosoustavy s finální verzí výhybky, snímací mikrofon pod úhlem 5° nad osou reprosoustavy. ....	32
Obr. 9.2	Směrová charakteristika reprosoustavy, snímací mikrofon pod úhlem 3,15° nad osou reprosoustavy. ....	32
Obr. 9.3	Přenosové charakteristiky realizovaného Baxandallova korektoru. ....	33
Obr. 9.4	Přenosy analogového vstupu a výstupu. ....	33

Obr. 9.5	Potlačení souhlasné složky vstupního signálu. ....	34
Obr. 9.6	Maximální úrovně při použití digitálního vstupu v monofonním režimu....	34

# SEZNAM TABULEK

Tab. 1.1	Vybrané konfigurace struktury Sallen-Key .....	4
Tab. 1.2	Vybrané konfigurace struktury s vícenásobnou vazbou .....	5

# ÚVOD

Bakalářská práce ukazuje možnosti řešení aktivních výhybek pro již hotovou reproduktorovou soustavu s přihlédnutím na její parametry a možná řešení vstupních obvodů aktivních reprosoustav, realizuje vstup digitálního signálu.

V první části jsou podrobněji popsány přenosové funkce dvou nejpoužívanějších topologií výhybek, jejich výhody i nevýhody a výpočet obvodových prvků na základě přenosových parametrů. Následuje popsání způsobu návrhu dělících frekvencí na základě informací o použitých reproduktorech. Jsou shrnuty vlastnosti jednotlivých funkčních bloků vstupních obvodů, ukázány potenciálně problémové jevy. Dále je diskutována volba součástek pro jednotlivé části obvodu a pravidla návrhu desky plošných spojů pro analogové a smíšené obvody obecně.

V části druhé je ukázáno řešení pro zadaný případ, zde je nutné upřesnit, že se jedná o reproduktory B&C 8PS21 a DE12 se zvukovodem ME10, v ozvučnici objemu  $20 \text{ dm}^3$  s rezonančním kmitočtem bassreflexu 81 Hz. Také pro analogový vstup je doplněna hodnota požadovaného maximálního zpracovatelného signálu jako 14dBu. Rozměry některých desek plošných spojů jsou omezeny zamýšlenou montáží do ozvučnice, vzájemné pozice montážních otvorů ani přípojovacích konektorů definovány nejsou. Je však snahou vytvořit zařízení odolné provozním podmínkám. Návrh končí fyzickou realizací na deskách plošných spojů a ověřením všech důležitých parametrů, instalace do zařízení není provedena.

Třetí část se pak věnuje měření, doladění přenosů filtru a kompletaci.

# 1 NÁVRH AKTIVNÍ VÝHYBKY

## 1.1 Funkce aktivní výhybky

Jak vyplývá z [1], jeden reproduktor nedokáže uspokojivě reprodukovat zvuky v celém slyšitelném pásmu. Ve vícereproduktořovém systému je pak třeba každému reproduktoru poskytnout jím zpracovatelný signál, tedy rozdělit akustické pásmo. Dále zvolené reproduktory zřídka mají stejnou citlivost, též se citlivost nedá považovat za kmitočtově stálou. Příkladem budiž přílohy A.1, A.2.

Výhybka realizuje takové přenosové funkce, aby výsledný akustický tlak byl při stejné velikosti vstupního signálu pokud možno nebyl kmitočtově závislý.

Rozdíl mezi výhybkou aktivní a pasivní je v umístění do signálové cesty [1]. Pasivní výhybka je sestava pasivních součástek, realizuje přenosovou funkci těsně před reproduktorem samotným, mění zdánlivou impedanci reproduktoru a vznikají na ní nechtěné či záměrné výkonové ztráty. Aktivní výhybka je sestava pasivních a aktivních součástek, realizuje přenosovou funkci před výkonovým zesilovačem, výkonové ztráty jsou zanedbatelné.

Z výše napsaného je patrné, že nevýhodami pasivní výhybky jsou výkonové ztráty a obtížný návrh. Zdánlivou nevýhodou aktivní výhybky je nutnost samostatného zesilovače pro každý reproduktor.

## 1.2 Vstupní parametry

### 1.2.1 Katalogové listy reproduktorů

V katalogových listech (viz. přílohy A.1, A.2) lze nalézt parametry pro návrh ozvučnice, pokud již nemají ozvučnici integrovanou. Údaje pro montáž, doporučený frekvenční rozsah a případně strmost výhybky, impedanční charakteristiku a citlivostní charakteristiku. Pro návrh aktivní výhybky je nejdůležitější právě citlivostní charakteristika, doporučený dělící kmitočet z ní vychází.

### 1.2.2 Reproduktořová ozvučnice

Reproduktořová ozvučnice má zásadní vliv na přenos reproduktoru na spodním kraji jeho pásma [1]. Ozvučnici lze naladit na různou jakost nebo rezonanční frekvenci, na její návrh je třeba brát zřetel i při návrhu výhybky. Zde je dobré zmínit funkci alespoň dvou nejběžněji používaných ozvučnic.

Uzavřená ozvučnice vlnu ze zadní strany membrány reproduktoru pohlcuje, na nízkých kmitočtech je kmitání reproduktoru tlumeno, směrnice růstu výchylky se s klesajícím kmitočtem blíží vodorovné ose. Útlum na nízkých kmitočtech je 12dB/okt. Resonanční frekvence se proti volně loženému reproduktoru zvyšuje [1].

Bassreflexová ozvučnice na rezonančním kmitočtu invertuje akustický tlak od

zadní strany membrány reproduktoru, akustický tlak se sčítá, je možné rozšířit přenosové pásmo. Útlum pod rezonanční frekvencí má směrnici 24dB/okt. Těsně pod rezonanční frekvencí dochází přes nátrubek k akustickému zkratu, výchylka reproduktoru strmě roste. V případě této ozvučnice je třeba zvážit, zda hudební signál nezpůsobí nebezpečnou výchylku, či nedojde k nežádoucímu zkreslení [1].

## 1.3 Analogové filtry

### 1.3.1 Obecný bikvad

Obecný bikvad je zobecněním všech filtrů druhého řádu, jeho přenos v Laplaceově obraze má tvar [2], [3]

$$K(s) = K_0 \frac{s^2 + \frac{\omega_z}{Q_z} s + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2}, \quad (1.1)$$

kde  $K_0$  je základní přenos,  $\omega$  je úhlový kmitočet nulových bodů nebo pólů,  $Q$  je jakost nulových bodů nebo pólů, indexy  $z, p$  označují, zda se jedná o nulový bod, či pól.

Nulový bod označuje frekvenci, od které přenos stoupá se strmostí 6 dB/okt., pól označuje frekvenci od které přenos se strmostí 6 dB/okt. klesá. Filtry druhého řádu mají vždy po dvou nulových bodech i pólech.

Mezi frekvenční oblastí a Laplaceovým obrazem přecházíme pomocí vztahu [2]

$$s = j2\pi f, \quad (1.2)$$

$j$  je imaginární jednotka,  $f$  frekvence.

Filtr realizuje funkci dolní propusti pokud je zajištěno nevzniknutí nulového bodu, vzorec z [3] ukazuje, že je tak dosaženo odstraněním proměnné  $z$  čitatele

$$K(s) = K_0 \frac{\omega_p^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2}. \quad (1.3)$$

Konstanta přitom splňuje předpoklad, že přenos dolní propustí na nulovém kmitočtu je jednotkový.

Filtr typu horní propust na nulovém kmitočtu má i nulový přenos, proto jsou oba nulové body v nule, póly pak realizují vyrovnání přenosové funkce za dělícím kmitočtem [3]

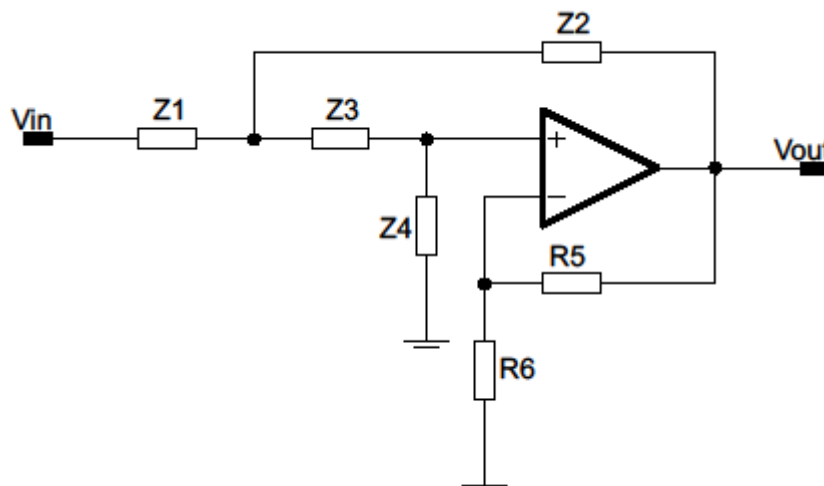
$$K(s) = K_0 \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2}. \quad (1.4)$$

Podobně lze vyjádřit i pásmovou propust či zádrž a fázovací článek. Pro účely

reproduktorové výhybky je použitelná pouze pásmová propust v případě, že je soustava osazena více než dvěma měniči. Separováním pólu však dosáhneme strmosti přechodu odpovídající filtru prvního řádu, proto se takový filtr řeší jako kaskáda dolní a horní propusti [3].

### 1.3.2 Topologie filtrů s operačními zesilovači

Jedna z nejčastěji využívaných topologií je Sallen-Key na obr. 1.1.



Obr. 1.1: Obecné zapojení topologie Sallen-Key (převzato z [4] a upraveno).

Jeho rovnice přenosu je podle [4]

$$\hat{K} = K_0 \frac{1}{\frac{Z1Z3}{Z2Z4} + \frac{Z1}{Z4} + \frac{Z3}{Z4} + \frac{Z1(1-K_0)}{Z2} + 1}, \quad (1.5)$$

kde Z1 až Z4 jsou impedance součástek určující přenos filtru,  $K_0$  je zesílení nastavené na operačním zesilovači pomocí rezistorů R5 a R6 [2]. Pro realizovanou funkci se volí podle Tab. 1.1 [3] odpovídající reálné součástky.

Tab. 1.1 Vybrané konfigurace struktury Sallen-Key

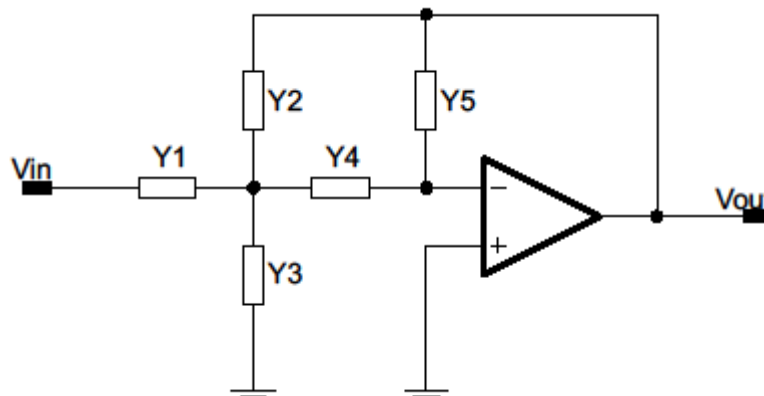
typ	Z1	Z2	Z3	Z4
LP	R1	$\frac{1}{sC2}$	R2	$\frac{1}{sC1}$
HP	$\frac{1}{sC1}$	R2	$\frac{1}{sC2}$	R1

Kmitočet pólů není příliš citlivý, citlivost jakosti narůstá s velikostí [2], pokud navíc podle [4] volbou komponent dosáhneme

$$\hat{K}_0 = 1 + \frac{\frac{Z1}{Z3} + 1}{\frac{Z1Z2}{Z3Z4}}, \quad (1.6)$$

vychází jakost nekonečná, což nevyhnutelně vede k rozkmitání. Při návrhu se běžně zjednodušuje položením zesílení rovno jedné, čímž vypadne z rovnice přenosu jeden člen a zároveň odpadá možnost oscilací. Výhodou je minimální počet součástek.

Další používaná je struktura s násobnou zpětnou vazbou, v anglické literatuře označovaná jako MFB (Multiple Feedback), obecně na obr. 1.2.



Obr. 1.2: Obecné zapojení topologie s násobnou zpětnou vazbou (převzato z [3] a upraveno).

Rovnice přenosu, zde v admitancích, popisuje rovnice z [3]

$$\hat{K} = -\frac{Y1Y4}{Y2Y4 + Y5(Y1 + Y2 + Y3 + Y4)}, \quad (1.7)$$

kde Y1 až Y4 jsou admitance použitých součástek. Ze schématu je patrné, že filtr invertuje polaritu signálu a zároveň jeho zesílení je nastaveno přímo prvky filtru. Konkrétní součástky lze najít v Tab. 1.2. [3]

Tab. 1.2 Vybrané konfigurace struktury s vícenásobnou vazbou

typ	Y1	Y2	Y3	Y4	Y5
LP	G1	sC2	G2	G3	sC1
HP	sC1	sC2	G2	sC3	G1

Obvod je méně citlivý než Sallen-Key [5], avšak, jak bude později ukázáno, nelze jej použít zcela plošně.

### 1.3.3 Dolní propust

Dolní propust v zapojení Sallen-Key má s ohledem na Tab. 1.1 rovnici přenosu ve tvaru [4]



$$K(s) = K_0 \frac{1}{s^2(R_1R_2C_1C_2) + s(R_1C_1 + R_2C_1 + R_1C_2(1 - K_0)) + 1}. \quad (1.8)$$

Zavedením poměrů

$$\frac{R_1}{R_2} = m, \quad \frac{C_2}{C_1} = n \quad (1.9)$$

a porovnáním s (1.3) vzniká

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_2 C_1 \sqrt{mn}}, \quad (1.10)$$

$$Q_p = \frac{\sqrt{mn}}{m + 1 + mn(1 - K_0)}, \quad (1.11)$$

kde  $f_p$  je frekvence pólu, resp. dělicí frekvence filtru,  $Q_p$  jeho jakost.

Při návrhu je nevhodnější nejdříve zvolit hodnoty kondenzátorů, neb pro navrhované vlastnosti filtru přichází v úvahu jen několik možných hodnot, odpory lze snadno koupit v řadě E24. Následně ze vztahu (1.11) vypočítat poměr  $m$ , rovnici (1.10) lze upravit na

$$R_2 = \frac{1}{2\pi f_p C_1 \sqrt{mn}} \quad (1.12)$$

a přes poměr  $m$  dopočítat  $R_1$ . Žel z (1.11) nelze  $m$  analyticky vypočítat ani pro zjednodušení  $K_0=1$ , nejsnazším postupem se jeví použít řešitel některého z tabulkových kalkulátorů.

Dolní propust v zapojení s násobnou zpětnou vazbou má s ohledem na Tab. 1.2 rovnici přenosu [5], [6]

$$K(s) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{s^2(R_2R_3C_1C_2) + sC_1(R_2 + R_3 + \frac{R_2R_3}{R_1}) + 1}. \quad (1.13)$$

Z toho

$$K_0 = -\frac{R_2}{R_1}, \quad (1.13)$$

při zavedení poměrů

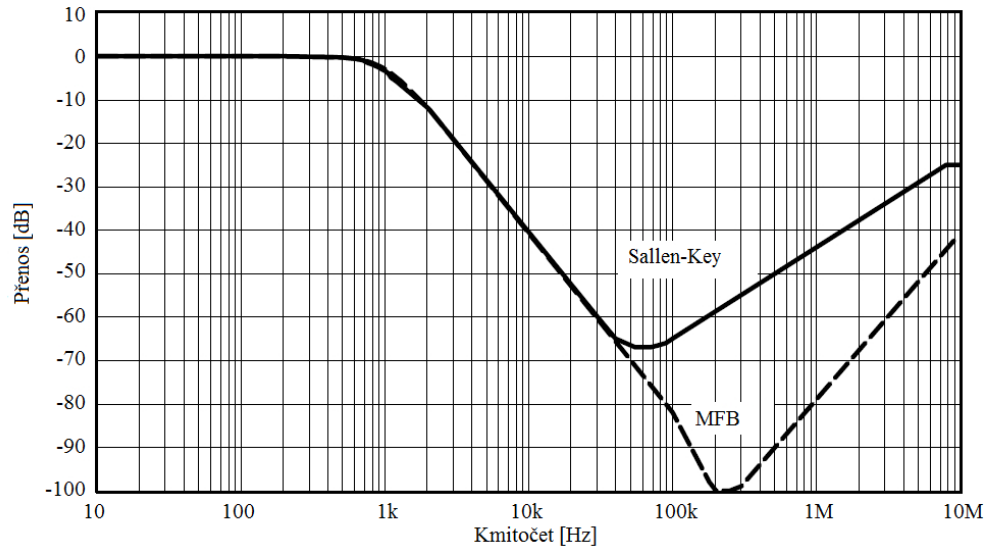
$$\frac{R_3}{R_2} = m, \quad \frac{C_2}{C_1} = n \quad (1.14)$$

a porovnáním s (1.3) opět platí (1.10),

$$Q_p = \frac{\sqrt{mn}}{1 + m(1 - K_0)}. \quad (1.15)$$

Postup návrhu je v zásadě shodný s topologií Sallen-Key, zároveň je třeba uvažovat, že  $R_1$  je zároveň minimální vstupní impedancí.

Topologie MFB má výhodu korektnější funkce výše za dělicím kmitočtem, jak dokládá obr. 1.3, kdy impedance výstupu použitého OZ není zanedbatelná proti impedanci cesty ze vstupu na výstup přes pasivní součástky [4]. Aktivní výhybka není vstupním obvodem, ani se nepředpokládá zpracování signálu splňujícího tyto podmínky, toto kritérium lze při návrhu vypustit.



Obr. 1.3: Srovnání reálných přenosových funkcí topologií Sallen-Key a s vícenásobnou zpětnou vazbou (převzato z [6] a upraveno).

### 1.3.4 Horní propust

Horní propust v zapojení Sallen-Key má s ohledem na Tab. 1.1 rovnici přenosu ve tvaru [4]

$$K(s) = K_0 \frac{s^2(R_1R_2C_1C_2)}{s^2(R_1R_2C_1C_2) + s(R_2C_2 + R_2C_1 + R_1C_2(1 - K_0)) + 1}. \quad (1.16)$$

Zavedením poměrů (1.9) a porovnáním s (1.4) platí (1.10),

$$Q_p = \frac{\sqrt{mn}}{n + 1 + mn(1 - K_0)}. \quad (1.17)$$

Výše popsany postup řešení lze aplikovat i zde, nejčastěji používané zjednodušení  $K_0=1$  vede na

$$m = \frac{Q_p^2(n+1)^2}{n}. \quad (1.18)$$

Horní propust v zapojení s násobnou zpětnou vazbou má s ohledem na Tab. 1.2 rovnici přenosu [7]

$$K(s) = -\frac{C_1}{C_2} \frac{s^2(C_2C_3R_1R_2)}{s^2(C_2C_3R_1R_2) + sR_2(C_1 + C_2 + C_3) + 1}. \quad (1.19)$$

Z toho

$$K_0 = -\frac{C1}{C2}, \quad (1.20)$$

při zavedení poměrů

$$\frac{R1}{R2} = m, \quad \frac{C3}{C2} = n \quad (1.21)$$

a porovnáním s (1.3) platí

$$f_p = \frac{1}{2\pi R2 C2 \sqrt{mn}}, \quad (1.22)$$

$$Q_p = \frac{\sqrt{mn}}{n+1-K_0}. \quad (1.23)$$

Řešení má shodný postup s předchozími zapojeními, zde existuje analytické řešení pro libovolné reálně dosažitelné vstupní hodnoty.

Na horní propust je vždy třeba pohlížet jako na pásmové propusti, kde limitujícím faktorem je tranzitní kmitočet použitého operačního zesilovače. Topologie MFB vyžaduje použití velmi kvalitních kondenzátorů C1 a C2 neb podle (1.20) definují zisk zapojení v propustném pásmu. Zisk je díky škále vyráběných hodnot obtížněji nastavitelný. Dále z funkce invertujícího zapojení operačního zesilovače [2] se na jeho invertující svorce tvoří virtuální zem, vstupní proud zapojení teče do výstupu OZ. Tento proud jde drahou obsahující pouze kondenzátory, se vzrůstající frekvencí impedance této dráhy, a tím i impedance vstupní, klesá teoreticky až k nule. Tento jev zatěžuje jednak předchozí stupeň, jednak OZ samotného filtru, čímž výrazně ovlivňuje jeho přenos. Částečnou pomocí je přepočítání filtru pro kondenzátory nižších hodnot, tím naopak na odporech vyšších hodnot narůstá šum. Dále je třeba do série s C1 vřadit odpor R, kterýmž je dána i minimální vstupní impedance, zároveň však tvoří dolní propust prvního řádu s lomovým kmitočtem [2]

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC1}. \quad (1.24)$$

### 1.3.5 Aproximace filtrů

Existuje několik aproximací, které se dají využít v přenosovém řetězci, každá z těchto aproximací má udanou základní vlastnost, více ve zdroji [3], kde lze též nalézt tabulky dosazovaných konstant pro pasivní filtry. V [6], též [5], jsou některé tabulky přepočítány, přičemž z nich plyne, že se stále jedná o kaskádní řazení filtrů prvního a druhého řádu, ovšem s různou jakostí a odladěním od stanoveného dělicího kmitočtu.

Při řešení tohoto projektu nejsou aproximace využity, neboť je nutné mít na paměti, že za řešeným obvodem následuje změna prostředí. Samotný přenos filtru je v tomto případě druhořadý. Z důvodů v [1] je vhodné volit nižší řady výhybek, pro nejčastěji používaný druhý řád je účelnější volit přímo dělicí frekvenci a jakost.

## 1.4 Návrh v programu LspCAD

LspCAD je simulační program jehož autorem je Ingemar Johansson, slouží ke komplexnímu návrhu reproduktorové soustavy. Dělí se na tři větší celky: návrh ozvučnice reproduktoru, návrh pasivní či aktivní výhybky a šíření akustického signálu prostorem, které lze na sebe navázat.

V případě dvoupásmových soustav leží dělicí frekvence mimo oblasti účinků ozvučnice na hlubokotónový reproduktor, výhybku lze řešit bez předchozího návrhu ozvučnice. Při návrhu vícepásmové výhybky je již zahrnutí vlivu ozvučnice nutné.

Návrh probíhá přidáváním jednotlivých prvků nebo funkčního celku do obvodu příslušnému ke konkrétnímu reproduktoru a jejich laděním. Výstupem je přenosová charakteristika filtru, přičemž jsou zobrazeny i dílčí příspěvky jednotlivých větví. Pro korektní návrh je třeba tento přenos násobit citlivostní charakteristikou každého reproduktoru. Konkrétní návrhy filtrů jsou pak spíše intuitivní záležitostí, přičemž jsou brány v potaz doporučení výrobce uvedená v katalogovém listě. Podle [1] je při návrhu dělicí frekvence třeba přihlídnout též ke směrovosti, to implikuje použití co nejnižšího dělicího kmitočtu. Při dvouměníčové konfiguraci je však využitelný prostor velmi úzký.

## 2 KMITOČTOVÉ KOREKCE

### 2.1 Účel kmitočtových korekcí

Poslechový prostor, zdrojový signál, nebo použitá reprosoustava často nedosahují kvalit potřebných pro ozvučení dle zamýšleného účelu. Je proto třeba vstupní signál upravit.

Pro základní úpravy slouží kmitočtové korekce, obsahuje je téměř každý předzesilovač, umožňují zdůraznit či potlačit kmitočty ve dvou či třech úsecích akustického písma. Pro specifičtější nejen korekci, ale až úpravu, signálu pak slouží ekvalizéry [8].

Stejně jako v případě výhybek se i zde jedná o filtry nejčastěji prvního, nebo druhého řádu, některé vlastnosti obvodu, téměř zpravidla měněné potenciometrem, jsou však uživatelem nastavitelné.

### 2.2 Pasivní korekce

Jedná se o sítě pasivních prvků realizující proměnný útlum v daném úseku akustického pásma. Používají se již jen v kytarových zesilovačích z důvodů specifického ovlivnění zvuku, kmitočtové charakteristiky většiny z nich nejsou rovné ani při nastavení ovládacích prvků do středních poloh.

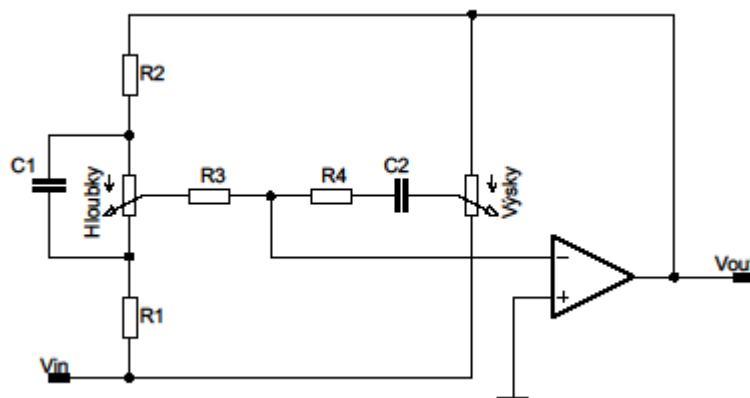
Jejich hlavními nevýhodami jsou značný útlum, který si musí korektor rezervovat pro zvýraznění části pásma, vysoká výstupní impedance a časté použití potenciometrů s logaritmickou drahou.

V [9] lze nalézt program umožňující manipulaci s několika typy pasivních korekcí, v [10] lze pro jeden z těchto obvodů nalézt kompletní matematické řešení.

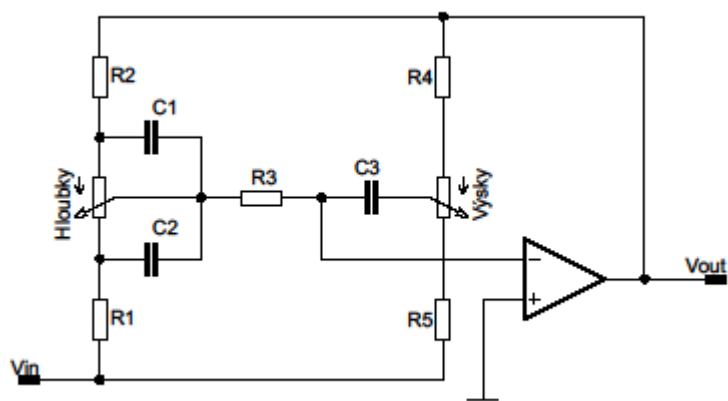
### 2.3 Aktivní korekce

Zcela výhradně se používá konstrukce Petera Baxandalla, základním kamenem je zapojení lineárního potenciometru do obou zpětnovazebních větví invertujícího zesilovače. Takovéto zapojení má při nastavení potenciometrů do středních poloh přenos roven jedné, při změně polohy jsou přenastaveny obě části zpětnovazební sítě současně, zapojení má kvadratickou charakteristiku [8].

Zapojení existuje ve dvou základních verzích, jak patrně na obr. 2.1 a obr. 2.2. Ve výškové sekci je patrný rozdíl mezi umístěním odporu  $R_4$  na obr. 2.1 a dvojicí  $R_4, R_5$  na obr. 2.2, z pohledu přenosu jsou však obě zapojení identická. V basové sekci je změna obdobná, kondenzátor  $C_1$  a dvojice  $C_1, C_2$ . Zde již dochází ke změně funkce,  $C_1$  na obr. 2.1 pouze překlenuje potenciometr, lomový kmitočet je tedy pevný, potenciometrem je voleno pouze zdůraznění či potlačení. Dvojice  $C_1, C_2$  na obr. 2.2 již zasahuje na jezdec potenciometru, s odchylováním jezce od střední polohy dochází k postupnému zvyšování lomového kmitočtu.



Obr. 2.1 Jednokondenzátorová verze Baxandallova korektoru (převzato z [8] a upraveno).



Obr. 2.2 Dvoukondenzátorová verze Baxandallova korektoru (převzato z [8] a upraveno).

V konstruktérské praxi tyto korektory bývají spíše přejímány, než navrhovány. Děje se tak zejména protože dlouhým vývojem došlo k optimalizaci lomových kmitočtů pro potřeby koncového uživatele. Díky vlastnostem RC filtru popsaným rovnicí (1.24) pak pro různé změny vůči referenčnímu návrhu stačí hodnoty součástek násobit nebo dělit konstantou. Matematický pohled na návrh zapojený dle obr. 2.2 nabízí [11].

## 3 REGULACE HLASITOSTI

### 3.1 Pasivní regulace

Zcela základní možností jak měnit hlasitost je použití potenciometru jako děliče napětí. Vzhledem k vlastnostem lidského sluchu je vhodné použít potenciometry s logaritmickou drahou [1]. Logaritmický potenciometr je vyráběn jako lineární s dvěma částečně se překrývajícími drahami [8], důsledkem je menší výkonová zatížitelnost proti stejnému typu s pouze lineární drahou, a také špatný souběh drah při použití ve stereofonii.

Jednou z alternativ je použití lineárního potenciometru se zatíženým běžcem, při zátěži rovné polovině odporu dráhy lze nad dvaceti procenty úhlu potenciometru získat logaritmický rozsah 15dB [8]. Pod tímto úhlem klesá přenos velmi strmě, stejně jako u nezatíženého lineárního potenciometru.

Další čistě pasivní metodou je použití potenciometru s odbočkou. Odporovým děličem na odbočce je defakto simulován výrobní proces logaritmických potenciometrů, s tím že odpory děliče lze libovolně měnit nebo párovat, reprodukovatelnost děliče se mnohem lepší než reprodukovatelnost sesazení drah na logaritmickém potenciometru. Proti použití tohoto řešení stojí nedostupnost potenciometrů s odbočkou.

Jiným řešením je spínání prvků odporové sítě, takový přístup se však používá převážně v měřicí technice. Obecně je však patrné, že komplikovanost náhražkových metod nevyvažuje dosažené výsledky, v zařízeních běžné jakosti je možno očekávat použití samotného logaritmického potenciometru.

### 3.2 Aktivní regulace

Aktivní regulace hlasitosti vždy obsahují potenciometr ve zpětné vazbě operačního zesilovače. Neinvertující zesilovač umožňuje nastavit zesílení pouze jednotkové nebo větší, alespoň jeden zesilovač je proto invertující.

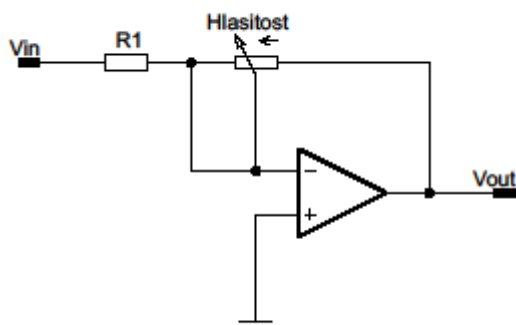
Varianta nejjednodušší je připojit logaritmický potenciometr do zpětné větve vazby, viz obr. 3.1. Takovéto zapojení se funkčně rovná zapojení potenciometru jako pasivního regulátoru se zesilovačem za ním, pouze je redukován šum zapojení.

Dále je možné využít, již v korekcích zmíněné, zapojení lineárního potenciometru do obou větví zpětné vazby, viz obr. 3.2. Přenos je dán vztahem

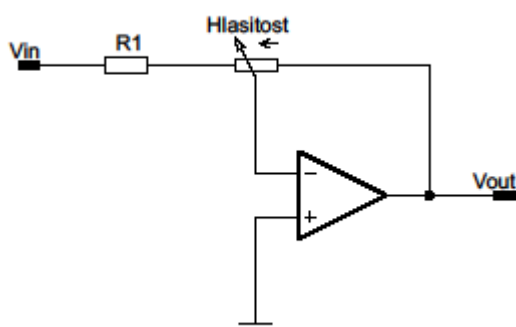
$$K = -\frac{xR}{(1-x)R + R1}, \quad (3.1)$$

kde  $x$  je poměrný úhel natočení potenciometru a  $R$  jeho odpor. Příklad uvedený v [8] je napočítán na maximální zisk 20 dB, logaritmickou funkcí dobře splňuje od deseti procent úhlu potenciometru s využitelným rozsahem cca 44dB. Simulací programem Pspice bylo zjištěno, že využitelný rozsah je přibližně dvojnásobkem maximálního

zisku, návrh zesílení pod 10dB pak zcela degraduje vlastnosti obvodu. Pro popsané zapojení lze v [8] nalézt i několik modifikací jejichž primárním efektem je odstranění inverze signálu. Rovněž umožňují při stejném koncovém zesílení poněkud upravit logaritmický rozsah, ovšem za cenu větších deviací od požadovaného průběhu.



Obr. 3.1 Aktivní regulace hlasitosti s logaritmickým potenciometrem (převzato z [8] a upraveno).



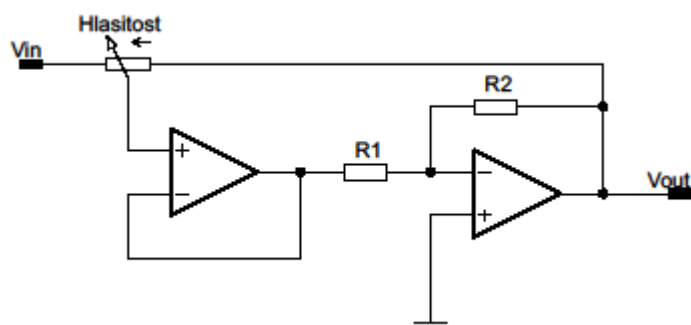
Obr. 3.2 Aktivní regulace s lineárním potenciometrem v obou větvích zpětné vazby (převzato z [8] a upraveno).

Zapojení na obr. 3.3 navrhl Peter Baxandall, přenos popisuje rovnice

$$K = - \frac{x}{(1-x) + \frac{R1}{R2}} \quad (3.2)$$

Stojí za povšimnutí, že z rovnice zcela vypadla velikost odporu dráhy potenciometru. Toto zapojení účinně řeší problém tolerance drah potenciometrů ve vícekanálových systémech. Využitelný rozsah vůči maximálnímu zesílení se řídí podobným pravidlem jako výše uvedené řešení.





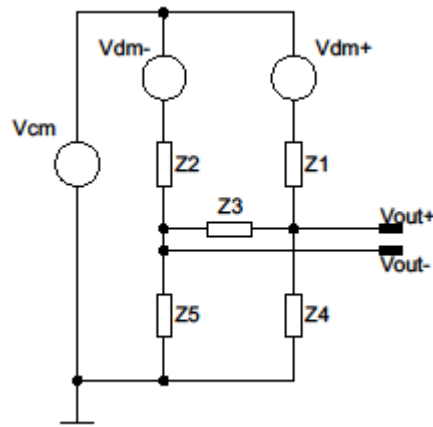
Obr. 3.3 Baxandallova aktivní regulace hlasitosti (převzato z [8] a upraveno).

K aktivní regulaci lze rovněž využít napětím řízené zesilovače, jejich výhodou je především pouze jediný potenciometr pro neomezený počet kanálu. Případně při použití digitálně řízených zesilovačů je možné za asistence mikrokontroléru nahrazení potenciometru tlačítky, nebo rotačním enkodérem.

## 4 ANALOGOVÝ VÝSTUP

### 4.1 Symetrické a nesymetrické vedení signálu

Za nesymetrické vedení signálu se označuje dvojice vodičů v konfiguraci signál a jeho reference, tou je nejčastěji uzemnění. Symetrické vedení je pak dvojice nebo trojice signál, invertovaný signál, případně jejich reference. Referenční vodič v obou případech tvoří stínění proti kapacitnímu vnášení rušů. Na obr. 4.1 je znázorněno obecné schéma vedení mezi dvěma zařízeními.  $V_{dm+}$  a  $V_{dm-}$  reprezentují signál a jeho invertovanou podobu,  $V_{cm}$  reprezentuje rušivé signály,  $Z_1$  a  $Z_2$  představují výstupní impedance zdrojů signálu,  $Z_3$  vstupní impedanci přijímače,  $Z_4$  a  $Z_5$  impedance přijímače vůči referenčnímu vodiči [8].



Obr. 4.1 Obecné schéma vedení signálu mezi zařízeními (převzato z [8] a upraveno).

#### 4.1.1 Nesymetrické vedení

Pokud  $V_{dm-}$ ,  $Z_2$  bude rovno nule, a zároveň  $Z_4$  a  $Z_5$  rovny nekonečnu vzniká nesymetrické zapojení uzemněné na vysílací straně. Rušivé napětí  $V_{cm}$  je mimo signálový obvod, tedy se nepřenáší. Zapojením  $Z_5$  vzniká jev označovaný jako zemní smyčka, napětí  $V_{cm}$  je v poměru impedancí děliče vnášeno do signálu.  $Z_5$  z pravidla bývá menší než  $Z_2$ , je součástí ochranného uzemnění spotřebičů třídy ochrany I. Proto v celém řetězci lze použít pouze jedno zařízení třídy ochrany I. V početných řetězcích nelze tento stav garantovat, proto je nesymetrické vedení záležitostí především domácích systémů, typickým spotřebičem třídy ochrany I je pak počítač.

Výhodou nesymetrického vedení je nižší úroveň šumu daná především použitím pouze jednoho zdroje signálu, a absencí konverzí mezi symetrickým a nesymetrickým signálem [8].

### 4.1.2 Symetrické vedení

Symetrické vedení je přímo znázorněno na obr. 4.1. Struktura vůči  $V_{cm}$  tvoří Wheatstoneův můstek známý z měřící techniky, rovnají-li se dělicí poměry obou větví, výstupní napětí je nulové. Pro  $V_{dm}$  pak tvoří dělič s přenosem

$$\hat{K} = \frac{Z3 \parallel (Z4 + Z5)}{Z1 + Z2 + Z3 \parallel (Z4 + Z5)}. \quad (4.1)$$

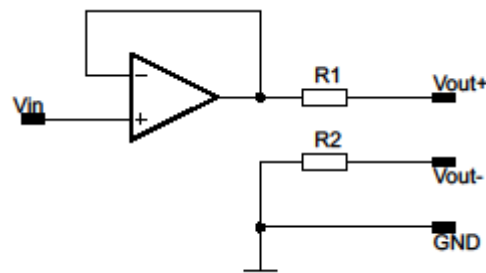
Jak patrně, v rovnici se nevyskytuje  $V_{dm}$ , jedná se tedy o symetrii impedanční, nikoliv napěťovou. Jeden ze zdrojů signálu  $V_{dm}$  tedy může zcela chybět. Důvodem pro použití dvou zdrojů  $V_{dm+}$  a  $V_{dm-}$  je schopnost přenést signál o dvojnásobném špičkovém napětí.

Takovéto vedení odolává i ruchům vneseným indukčním způsobem, tyto ruchy se přičítávají k  $V_{cm}$ , a jsou tedy potlačeny. Účinnost potlačení závisí na aktivním stupni přijímače, ale především na shodě dělicích poměrů [8]. Vliv tolerancí reálných prvků lze potlačit volbou přenosu co nejbližší jedné a výběrem odpovídajících si hodnot. V praktickém zapojení jsou  $Z1 = Z2$ ,  $Z4 = Z5$ .

## 4.2 Symetrický výstup

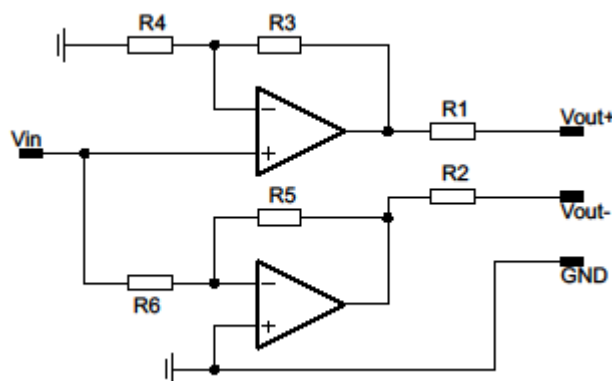
Jednodušší aktivní reproduktorové soustavy jsou osazeny pouze jedním signálovým vstupem, nabízí se proto případný výstup propojit se vstupem bez jakéhokoliv dalšího zpracování. Tento přístup je cenově výhodný, nesnižuje kvalitu signálu, ovšem klade zvýšené nároky na poslední aktivní výstup signálového řetězce, zvláště pokud řetězec obsahuje více takto řešených soustav.

Některé zdroje signálu nemohou například pro rozměry, nízkou úroveň signálu, či nemožnost dostatečného napájení obsahovat symetrický výstup. Z poznatků výše uvedených lze při použití symetrického vstupu použít výstup i nesymetrický, je však nutno zajistit impedanční rovnováhu diferenciálního páru jako na obr. 4.2. Kabel pro aktivní prvek představuje kapacitní zátěž, rezistor  $R1$  zajišťuje oddělení této kapacity, a tím stabilitu obvodu. Rezistor  $R2$  pak slouží impedančnímu vyrovnání, jeho velikost je shodná s  $R1$ . Pro krátké spoje mohou být odpory nulové, výstup pak může být přímo nesymetrický, rozdělení země a invertujícího vodiče je uskutečněno na kabelové straně tohoto spojení. Zdroj signálu je tímto spojením uzemněn, nesmí proto být nesymetrickým vedením připojen k žádnému dalšímu uzemněnému zařízení.



Obr. 4.2 Zapojení impedančně symetrického výstupu (převzato z [8] a upraveno).

Napětově vyvážený výstup je vyobrazen na obr. 4.3. Jedná se jen o současné použití invertujícího i neinvertujícího zapojení s OZ, díky neinvertující větvi výstup musí zesilovat nejméně o 6dB, to umožňuje dosáhnout lepšího odstupu signálu od šumu, avšak může přispět k nechtěné limitaci citlivějších vstupů. V literatuře, například i v [8], se vyskytuje též varianta zapojení, kde je invertující zesilovač buzen z výstupu neinvertujícího zesilovače. Výhodou takového zapojení je vysoká vstupní impedance, nevýhodou je zpoždění signálu invertující větve, což v důsledku způsobí degradaci signálu na vyšších frekvencích.



Obr. 4.3 Zapojení napětově symetrického výstupu.

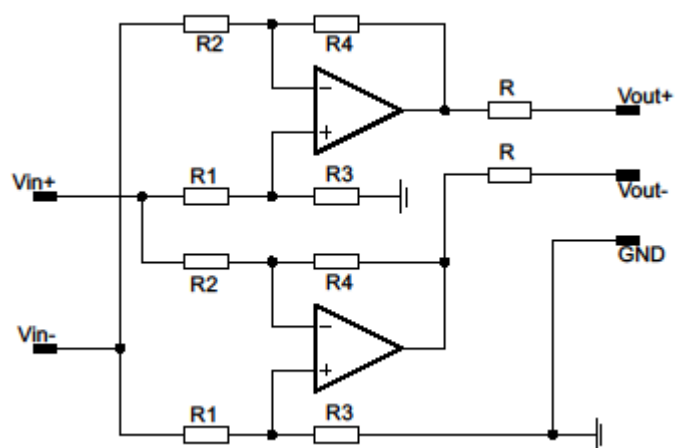
Z různých důvodů může být třeba, aby symetrický výstup umožňoval připojení symetrického signálu na jeho vstup. Řešením je zapojení OZ jako diferenciálního zesilovače, viz obr. 4.4. Přenos jedné větve je popsán rovnicí

$$K = \frac{R3}{R1} \quad (4.2)$$

při zjednodušení  $R2 = R1$ ,  $R4 = R3$ . Tento výstup umožňuje libovolně nastavit zesílení, oba vstupy OZ jsou připojeny na stejné impedance, výstup proto signál stejnosměrně neposouvá.

Všechny výše zmíněné výstupy mají jako referenci přímo zemní vodič, to může působit problémy při připojování k nesymetrickému vstupu. Pro napětově nesymetrický výstup toto nepředstavuje problém, vedení bude fungovat jako čistě nesymetrické. Napětově symetrické výstupy je třeba zapojit pouze neinvertujícím vodičem a zemí, invertující výstup musí být odpojen. Takto dochází ke ztrátě poloviny napětí signálu.

Řešením je úprava zapojení z obr. 4.4 přepojením  $R3$  od země k výstupu větve opačné polarity, výstup pak funguje jako částečně plovoucí [8]. Při připojování na nesymetrický vstup je třeba invertující větve uzemnit. Obvod je z principu výrazně méně stabilní, je třeba věnovat zvýšenou péči interakci obvodu s připojeným kabelem.



Obr. 4.4 Napěťově symetrický výstup s diferenciálním vstupem.

## 5 ANALOGOVÝ VSTUP

Na vstupní zesilovač analogového signálu jsou kladeny vysoké nároky. Musí zajistit zesílení slabého signálu, a zároveň být schopen přenést signál silný. Přitom potlačuje společné rušivé signály, a brání efektům vysokofrekvenčních ruchů.

### 5.1 Diferenciální zesilovač

Jedná se o základní zapojení s OZ, přenos udává vztah (4.2), vstupní impedance pro diferenciální signál je rovna součtu vstupních odporů obou větví. Kladnou vlastností je velká odolnost vůči saturaci vstupů OZ.

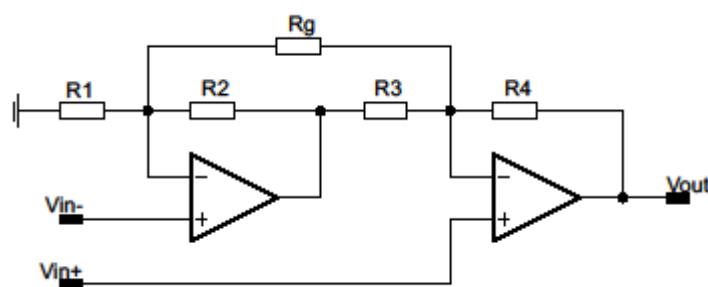
Velkým problémem jsou rozdílné impedance pro společnou složku signálu, označené na obr. 4.1 Z4 a Z5. Impedance v neinvertující větvi je rovna součtu odporů děliče, impedance v invertující větvi je z podstaty funkce invertujícího zesilovače rovna pouze vstupnímu odporu větve [12].

### 5.2 Diferenciální zesilovač se dvěma OZ

Zapojení na obr. 5.1 účinně řeší výše zmíněnou nerovnováhu impedancí, impedance mohou být zároveň řádově větší. Výhodou je též možnost snadného nastavení zisku odporem Rg. Přenos je dán vztahem [12]

$$K = 1 + \frac{R1}{R2} + \frac{2 \times R1}{Rg}, \quad (5.1)$$

při zjednodušení R4 = R1, R3 = R2.



Obr. 5.1 Schéma diferenciálního zesilovače se dvěma operačními zesilovači (převzato z [12] a upraveno).

Jak patrně ze schématu, OZ invertující větve řídí referenční napětí pro OZ neinvertující větve, změny invertující větve jsou aplikovány se zpožděním. Obvod s rostoucím kmitočtem vykazuje snižující se potlačení společné složky signálu [12].

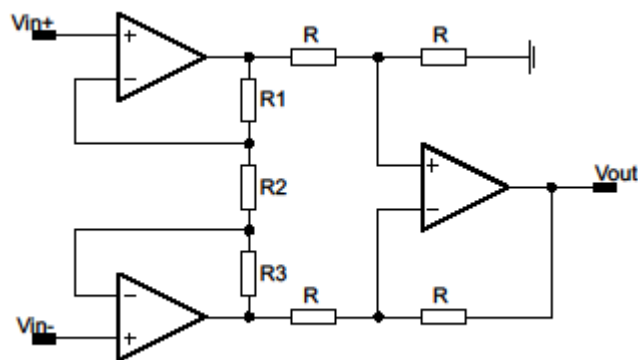
### 5.3 Přístrojový zesilovač

Přístrojový zesilovač na obr. 5.2 je principiálně pouze diferenciální zesilovač doplněný o dvojici OZ v neinvertujícím zapojení sloužící jako impedanční oddělovače. Tím je vyřešena impedanční symetrie systému.

To však není jedinou výhodou tohoto zapojení, oddělovače stále pracují v symetrické části obvodu, přitom mohou zesilovat. Při zavedení souhlasného signálu je na obou výstupech OZ tentýž signál, neexistuje rozdíl napětí který by způsobil úbytky na odporech a proto je signál propuštěn bez zesílení. Pro diferenciální signál pak při  $R1 = R3$  platí přenos dle [12]

$$K = 1 + \frac{2 \times R1}{R2} . \quad (5.2)$$

Tedy o zesílení tohoto stupně se zvedá hodnota potlačení souhlasné složky. Ve vstupním obvodu není možno zvolit zesílení příliš velké, stupeň by nebyl schopen přenést signály velkých úrovní. Využití této výhody velmi záleží na zadání řešeného návrhu.



Obr. 5.2 Zapojení přístrojového zesilovače (převzato z [12] a upraveno).

## 6 DIGITÁLNÍ VSTUP

Přenos digitálního signálu je popsán normou IEC 60958, kde lze nalézt potřebné podrobnosti. Norma rozlišuje profesionální (AES/EBU) a komerční použití (S/PDIF), a to daty v hlavičce a rozhraním. Pro profesionální použití je určena symetrická linka s impedancí 110  $\Omega$ , konektorem XLR a maximální úrovní 7 V na vstupu přijímače, nebo nesymetrická linka s impedancí 75  $\Omega$ , konektory BNC a úrovní 1,2 V. Pro komerční použití se používá nesymetrická linka 75  $\Omega$  s konektory RCA a úrovní 0,6 V. Oba standardy přenáší stereofonní signál s hloubkou 20 bit na kanál, s možností rozšíření na 24 bit, nebo 16 bit při doplnění zbývajících bitů nulou, při vzorkovací frekvenci, v současné době, až 192 kSa/s.

Tento datový proud je některými integrovanými obvody možno převést přímo na signál analogový, častěji však přijímač slouží pouze extrakci zvukových dat, ta jsou pak předána samostatnému digitálně-analogovému převodníku [13].

Převodník je podle nároků na kvalitu a cenu osazen analogovým výstupem proudový nebo napěťový, symetrickým nebo nesymetrickým [8]. Proudový výstup je třeba co nejdříve pomocí zapojení s OZ konvertovat na napěťový. Ať již výstup převodníku analogové filtry obsahuje, nebo ne, je přinejmenším vhodné osadit analogový filtr externě. Převodník má obvykle dělené napájení pro analogové a digitální obvody, při návrhu je třeba respektovat jejich oddělení. Napájení digitální části musí být shodné s napájením přijímače, napájení analogové části může být různé, a s tím se mění i maximální výstupní úroveň signálu [14].

Návrh se sestává hlavně z volby vhodných integrovaných obvodů, veškeré informace pro pokračování jsou uvedeny v jejich katalogových listech. Posledním krokem je přizpůsobení výstupních úrovní pomocí některého zapojení s OZ.



# 7 KOMPONENTY REÁLNÉHO OBVODU

## 7.1 Výběr součástek

### 7.1.1 Odpory

Podle [15] je třeba pro spolehlivou funkci a stabilitu hodnot dimenzovat odpor na alespoň pětinásobek výkonového zatížení. S tím souvisí též teplotní setrvačnost, v obvodech vykazujících pulzní zatížení může na poddimenzovaných odporech docházet k modulování signálu.

Dalšími nežádoucími jevy jsou parazitní kapacita a indukčnost. Tedy nepoužívat drátové rezistory a vyvarovat se velkých jmenovitých hodnot.

Odpory z fyzikální podstaty vykazují šum, uhlíkové díky způsobu kontaktování až desetkrát větší než odpory metalizované. Šum samotného rezistivního materiálu je dán vztahem [16]

$$E_R = \sqrt{4kTR}, \quad (7.1)$$

kde R je jeho hodnota, T termodynamická teplota a k Boltzmannova konstanta. Ekvivalentní šum OZ používaných k těmto účelům se pohybuje okolo 4 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ , proto nemá příliš smysl používat rezistory hodnot pod 1 k $\Omega$ .

Bezvývodové odpory jsou vyráběny technologií tlustých vrstev, proto jsou odolné proti teplotnímu přetížení. Parazitní kapacita je dána pouzdrem. Pro přesnější hodnoty je třeba trimování, odpory tolerance pod 5% jsou hůře dostupné.

V signálové cestě je vhodné volit metalizované odpory tolerance 1%, nízkých nominálních hodnot [4]. V napájecím obvodu nejsou tak velké nároky, vyhoví téměř jakýkoliv vhodně výkonově dimenzovaný odpor.

### 7.1.2 Kondenzátory

Velké kapacity mohou dosahovat jen kondenzátory elektrolytické nebo keramické. Ostatní jsou limitovány permitivitou dielektrika [15].

Parazitní ztráty jsou vyjádřeny ztrátovým činitelem  $\text{tg}\delta$ , největší ztráty má právě elektrolytický kondenzátor, hodí se proto jen do napájecích obvodů. Na vyšších kmitočtech se velmi zmenšuje efektivní kapacita, je třeba jej blokovat jakostnějším kondenzátorem.

V signálové cestě je neméně důležitá linearita [17], [18], tedy změna kapacity s přiloženým napětím, což je důvod použít keramické kondenzátory pouze pro blokování. Dále je důležitá dielektrická absorpce, část náboje se uchovává přímo v dielektriku, kondenzátor ji však nedokáže okamžitě přijmout ani vydat, a tedy zkresluje. Zde se polyester ukazuje jako zcela nevhodný, zbývající dostupnou alternativou je polypropylen s velmi vhodnými parametry. Daní je pak velikost kondenzátoru. Toto jsou napěťové jevy, kondenzátor pro vazební účely může být

vybírán mírněji. Dle [4] je ve filtru třeba použít kondenzátory kapacity větší než 100 pF, v opačném případě mohou parazitní kapacity ovlivňovat přenos filtru.

### 7.1.3 Aktivní prvky

Pro stabilitu celého zapojení je podle Bodeho kritéria stability [2], [15] aby na křížení křivek přenosu otevřené zpětnovazební smyčky OZ a přenosu zpětné vazby  $1/\beta(\omega)$  v logaritmické míře rychlost vzájemného přibližování byla maximálně 6dB/okt. Použitím Blackova vztahu [2]

$$K = \frac{A}{1 - \beta A}, \quad (7.2)$$

kde  $A$  je dopředné zesílení, pro ideální operační zesilovač považované za nekonečné,  $K$  přenos OZ s uzavřenou zpětnovazební smyčkou. Pak lze psát

$$\frac{1}{\beta} = |K| \quad (7.3)$$

a za  $K$  dosazovat vždy prvky tvořící zpětnovazební dvojbran. V [3] je zjednodušeno pouze na stabilitu při jednotkovém zesílení, případný druhý pól OZ pak musí být za tranzitním kmitočtem OZ. Takový prvek není zpětnovazebně nestabilní.

Pro dobrý přenos je třeba dostatečně vysoký tranzitní kmitočet, pro správně fungující dolní propust musí být dle [5] minimálně

$$f_T = 100K_0f_p \quad \text{pro } Q_p < 1. \quad (7.4)$$

Pro větší  $Q$  je v [5] uveden vzorec na základě aproximací filtrů, [3] uvádí konzervativnější

$$f_T = 200f_pQ_p, \quad (7.5)$$

přičemž předpokládá  $K_0 = 1$ .

Pro velký signál je třeba kontrolovat rychlost přeběhu, alespoň [5]

$$SR = \pi V_{PP}f_p, \quad (7.6)$$

kde  $V_{PP}$  je požadovaný rozkmit výstupního napětí.

Přenos horní propusti je přímo omezen přenosem OZ s otevřenou smyčkou zpětné vazby a rychlostí přechodu.

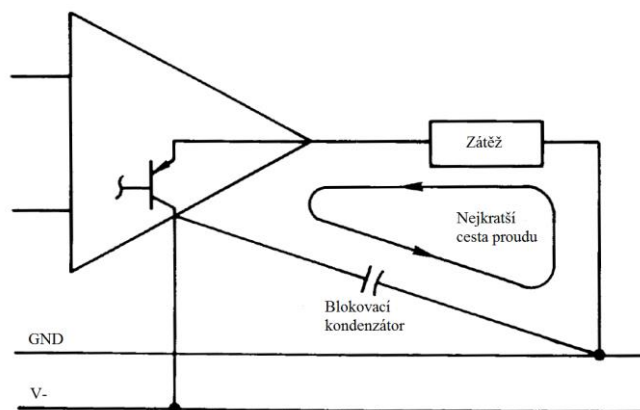
Použitý OZ by měl být nízkošumový, bipolární OZ mají proti unipolárním šum přibližně třetinový. Nedoporučují se nízkoodběrové zesilovače [3].

## 7.2 Návrh desky plošných spojů

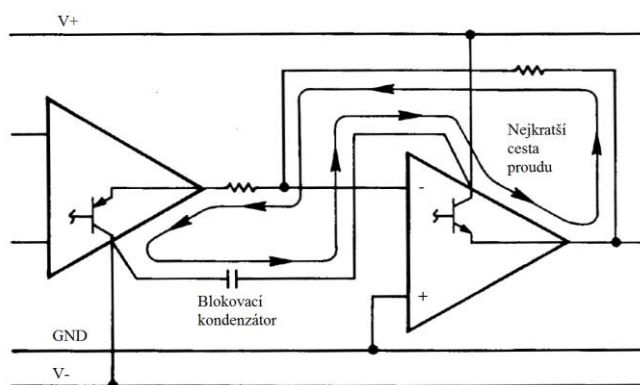
### 7.2.1 Napájení aktivních prvků

Operační zesilovače jsou napájeny symetrickým napětím, vstupní a výstupní signál je proti nulovému potenciálu, ke kterému však není samotný operační zesilovač připojen

přímo, ale přes své napájecí zdroje [15]. Je nutno zajistit co nejnižší impedanci zdroje vůči zemi (ideální napěťový zdroj), proto se co nejbližše k pouzdru OZ instalují kondenzátory mezi napájení a nulový potenciál. Zvláštní pozornost je přitom třeba věnovat způsobu připojení zátěže a zapojení výstupních tranzistorů OZ. Dle [15], [19] se smyčka proudu uzavírá přes zem nebo pouze napájení, viz. obr. 7.1 a obr. 7.2.



Obr. 7.1: Dráha proudu přes OZ a uzemněnou zátěž (převzato z [18] a upraveno).



Obr. 7.2: Dráha proudu přes OZ a plovoucí zátěž (převzato z [18]).

Z důvodů různých vlastností dielektrik se používá několik různých kondenzátorů, zpravidla směrem od pouzdra keramické s postupně se zvětšující kapacitou, ukončené kondenzátorem tantalovým nebo elektrolytickým. Pro další omezení pulzních proudů od hlavního zdroje je třeba doplnit RC články, rezistory je vhodné užít odděleně pro každé pouzdro OZ, omezí se tak vzájemné ovlivňování. Napájecí cesty musí být široké pro zmenšení jejich indukčnosti a odporu [15].

## 7.2.2 Vedení zemnicích a signálových vodičů

Jak již bylo řečeno, OZ není přímo připojen k zemi, je však třeba rozlišit signálovou zem (tedy vstupní) a výkonovou výstupní. Výstupní zem je jednoznačně definována místem připojení blokovacích kondenzátorů, vstupní zemí nesmí téci kromě signálového žádný další proud, dále je třeba udržet co nejmenší plochu smyčky. V [15] je navrženo tyto země jednoduše rozdělit a jejich spojení provést v jednom jediném

bodě. V této struktuře však není možné toto realizovat, každý výstup je zároveň vstupem navazujícího obvodu, první signálová zem se připojí ve vhodném bodě, každá další signálová zem je pak shodná s výkonovou zemí předchozího stupně.

Pro zachování malých ploch proudových smyček je třeba vést zpětný vodič co nejbližší vodiči dopřednému, což vede na zemní plochu. Ovšem stejnosměrné proudy jdou cestou nejmenšího odporu, střídavé cestou nejmenší impedance [19], v místech vedení napájení je třeba zemní plochu segmentovat, na vysokých kmitočtech naopak proud teče tak aby vytvořil právě nejmenší plochu smyčky – zemní plocha se podél vodiče nesmí přerušit.

Signální vodiče je třeba chránit proti vzájemnému ovlivňování, dle [15], [20] se vyvarovat souběžného vedení, vždy stínit zemnicím vodičem. Citlivé spoje, například spojující vstupy OZ, vést co nejkratší, případně provést aktivní stínění, tj. vytvořit okolo spoje plochu se stejným potenciálem napájenou z tvrdého zdroje.

Při změně směru vodiče, dochází v jeho místě k rozšíření cesty, což může způsobit odraz signálu [21], je proto vhodné použít oblouk místo rohu.

### **7.2.3 Vyrobitelnost**

Základním kritériem je zda se předpokládá pájení ruční či strojní. Rozvržení součástek pro ruční pájení může být libovolné s přihlédnutím k rozměrům komponent, pájení strojní může podle použité technologie vyžadovat například konkrétní orientaci pouzder či jejich minimální rozestupy. Některé součástky mohou vyžadovat pro odvod tepla větší přípojné plochy, než jaké by korespondovaly s jejich pouzdrem. Pro strojní osazování se přednostně použijí bezvývodové součástky, manuální osazení pouzder 0805 a menších již může být obtížné.

S ohledem na výrobce desky je nutno přizpůsobit návrh normovaným konstrukčním třídám [15], nebo přímo konkrétním požadavkům. Samotné užití OZ, a tedy pouzdra DIL8, přitom vyžaduje minimálně třetí konstrukční třídu. Dále požadavkům na minimální šířky vodičů a mezer, šířky mezikruží pro vývodové součástky, průměry děr a maximální rozměr desky [22].

## 8 KONKRÉTNÍ ŘEŠENÍ

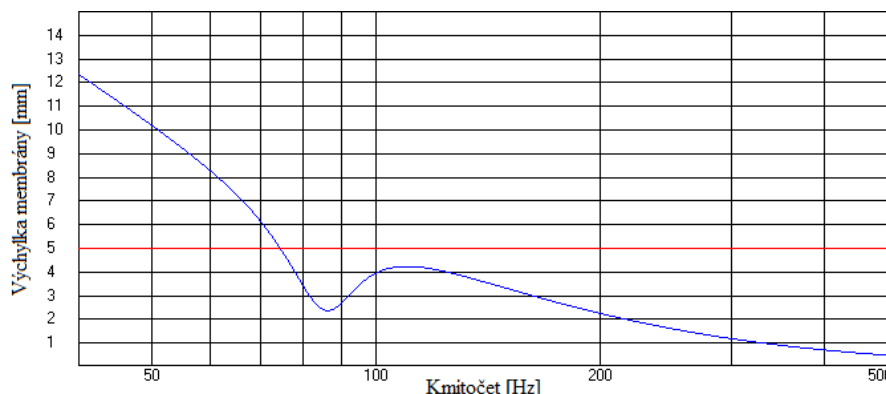
### 8.1 Aktivní výhybka

#### 8.1.1 Bližší pohled na reposoustavu

Podrobnější informace o uvažované reposoustavě jsou v [23], z nich plyne, že objem ozvučnice bez bassreflexu je  $20 \text{ dm}^3$ , přičemž není započten objem uvnitř instalovaných komponent. Změna objemu způsobí změnu rezonanční frekvence ozvučnice. Z katalogového listu hlubokotónového reproduktoru lze vyčíst jeho přesný objem, pro ostatní komponenty je třeba objemy odhadnout.

Nové naladění bylo simulováno v programu WinISD, objem byl snížen na  $17,8 \text{ dm}^3$  při zachování objemu bassreflexového nátrubku. Výsledek je patrný v příloze, mezní kmitočet je přibližně 75 Hz. Běžné audiosignály mohou hojně obsahovat i kmitočty lehce nižší. Dále bylo simulováno vybudování reproduktoru jeho nominálním výkonem, viz. obr. 8.1. Červená linka představuje výrobcem udávanou maximální výchylku reproduktoru, ta je již na 75 Hz překročena, proto je vhodné zavést filtr omezující vybudování na nízkých kmitočtech.

Hlubokotónový reproduktor v katalogovém listu nemá doporučenou dělicí frekvenci, pro výškový je doporučena alespoň 2,2 kHz při strmosti nejméně 12dB/okt.

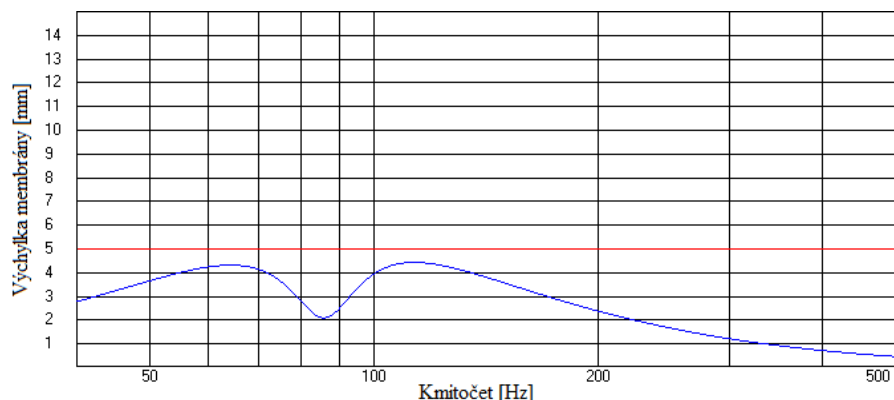


Obr. 8.1: Simulovaná výchylka reproduktoru při buzení výkonem 200W.

#### 8.1.2 Subsonický filtr pro hlubokotónový reproduktor

Do předcházející simulace je přidán filtr horní propusti, dělicí frekvence a jakost je intuitivně doladěna na základě výsledné přenosové charakteristiky a výchylky reproduktoru.

Pro použitý reproduktor pak má filtr dělicí frekvenci  $f_p = 85 \text{ Hz}$ , jakost  $Q_p = 0,9$ , výchylka reproduktoru na obr. 8.2, přenosová funkce pak v příloze. Byla zvolena topologie Sallen-Key se zesílením  $K_0 = 1$ , hodnoty kondenzátorů shodně 22 nF.



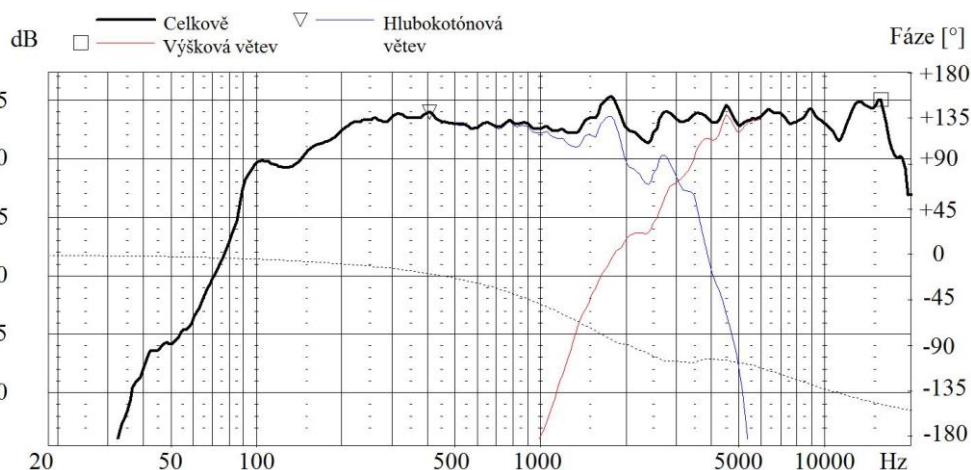
Obr. 8.2: Simulovaná výchylka reproduktoru po zavedení subsonického filtru.

Dle (1.9)  $n = 1$ , dosazením do vzorce (1.18) pak  $m = 3,24$ . Nyní je možné dosadit do (1.12), pak  $R_2 = 47,61 \text{ k}\Omega$ , použitím upraveného vzorce (1.18)  $R_1 = 154,25 \text{ k}\Omega$ . Těmto odporům jsou v řadě E12 nejbližší nominální hodnoty  $47 \text{ k}\Omega$  a  $150 \text{ k}\Omega$ , zpětným dosazením do (1.10) a (1.17) lze kontrolovat odchylku  $f_p = 86,75 \text{ Hz}$ ,  $Q_p = 0,89$ .

### 8.1.3 Výhybka

Při zvolených strmostech  $12\text{dB/okt.}$  dochází k celkovému posuvu signálů na dělicím kmitočtu o  $180^\circ$ , zvuky v okolí dělicího kmitočtu by se odečítaly [1]. Je třeba pro jeden z reproduktorů signál invertovat, čehož lze dosáhnout zaměněním vodičů přímo na svorkách reproduktoru nebo, což je zde využito, použitím OZ v invertujícím zapojení.

Simulací v programu LspCAD byla navržena výhybka  $f_p = 1,7 \text{ kHz}$ ,  $Q_p = 0,72$  pro hlubokotónový reproduktor a  $f_p = 3,7 \text{ kHz}$ ,  $Q_p = 0,4$  s útlumem  $9\text{dB}$  pro reproduktor výškový, celkový přenos na obr. 8.3.



Obr. 8.3: Simulace přenosu reprosoustavy.

Pro obě části filtru byla zvolena topologie Sallen-Key s  $K_0 = 1$ . Pro výškový reproduktor za použití výše uvedeného postupu přichází v úvahu více kombinací

kondenzátorů, např.  $C1 = 1 \text{ nF}$ ,  $C2 = 10 \text{ nF}$  vychází  $R1 = 19,27 \text{ k}\Omega$ ,  $R2 = 9,93 \text{ k}\Omega$ . Tato kombinace však při zpětném dosazení  $R1 = 18 \text{ k}\Omega$ ,  $R2 = 10 \text{ k}\Omega$ , vykazuje  $f_p = 3,82 \text{ kHz}$ ,  $Q_p = 0,38$ , což v simulaci vykazuje velký propad v okolí  $2,5 \text{ kHz}$ . Proto byla zvolena jiná kombinace  $C1 = C2 = 2,2 \text{ nF}$ , pak  $R1 = 15,42 \text{ k}\Omega$ ,  $R2 = 24,09 \text{ k}\Omega$ , zpětným dosazením  $f_p = 3,92 \text{ kHz}$ ,  $Q_p = 0,42$ . Ačkoliv se tato kombinace zdá být stejně špatná, není tomu tak, dochází k menší migraci pólů, podrobnější vysvětlení lze nalézt v [3].

Inverze a zeslabení signálu pro výškový reproduktor je realizováno OZ v invertujícím zapojení, zesílení je nastavitelné trimrem neboť výkonový zesilovač pro každý reproduktor může mít jiné zesílení. O OZ v invertujícím zapojení více v [2].

Dolní propust pro hlubokotónový reproduktor nabízí kombinací výrazně méně, zejména protože z (1.11) poměr kondenzátorů  $n$  určuje maximální dosažitelnou jakost

$$Q_{p\max} = \frac{\sqrt{n}}{2}. \quad (2.1)$$

Pro realizaci byly zvoleny kondenzátory  $C1 = 10 \text{ nF}$ ,  $C2 = 22 \text{ nF}$ , z čehož vychází  $n = 2,22$ , pomocí řešitele  $m = 1,69$ , ze vzorců (1.12), (1.9)  $R2 = 4,91 \text{ k}\Omega$ ,  $R1 = 8,30 \text{ k}\Omega$ . Reálné odpory jsou  $4,7 \text{ k}\Omega$  a  $8,2 \text{ k}\Omega$ , zpětně přepočteno  $f_p = 1,75 \text{ kHz}$ ,  $Q_p = 0,717$ .

### 8.1.4 Deska plošných spojů

Návrh byl tvořen ve volné verzi programu Eagle 5.8.0. Deska byla od počátku navrhována jednovrstvá s kombinovanou montáží a pro ruční osazení, výroba byla předpokládána na Ústavu radioelektroniky VUT v Brně.

## 8.2 Kmitočtové korekce

S ohledem na ustálenost zapojení a domluvu s vedoucím práce bylo bez úprav převzato zapojení z [8], které již bylo použito i v [23]. Korektor sdílí desku s obvodem nastavení hlasitosti, vzhledem k předem neověřené funkci byl však důsledně prostorově oddělen. Pouhé vyřazení z činnosti přepojením signálního kabelu je možné, avšak nelze doporučit, došlo by k obrácení fáze výstupního signálu.

## 8.3 Regulace hlasitosti

Tento funkční blok realizuje větší část celkového maximálního zesílení, dle zadání alespoň  $+20 \text{ dB}$ . Při použití pasivní metody by i tak bylo třeba použít zesilovač, volba proto padla na obvod z obr. 3.2, zároveň je tím vyrovnána inverze signálu při průchodu kmitočtovými korekcemi. S ohledem na snahu využít kladných vlastností přístrojového zesilovače je maximální zesílení cíleno na hodnotu  $+15 \text{ dB}$ , potenciometr byl zvolen  $2,5 \text{ k}\Omega$ , s pevným odporem  $390 \Omega$  je pak zesílení stupně maximálně  $16,1 \text{ dB}$ .

## 8.4 Analogový vstup

Je řešen jako přístrojový zesilovač s přenosem  $K = 1$  na diferenciálním zesilovači, a  $K = 1,8$  na impedančních oddělovačích. Tato kombinace při napájení  $\pm 15$  V umožňuje zpracování vstupního signálu do 16 dBu, tato hodnota je kompromisem mezi schopností přenést malé signály bez velkého nárůstu šumu, a zpracovat velké signály bez limitace. Přepínačem připojeným na J85 lze odpojit uzemnění vstupního konektoru. Vstupy jsou odděleny kondenzátory, chráněny před vysokofrekvenčními ruchy a velkými nízkofrekvenčními signály. Souhlasná impedance je 1 M $\Omega$ . Na takto velkém odporu již OZ vytváří značný stejnosměrný posuv, ten má však charakter souhlasného signálu, a je tedy potlačen. Pro dobré potlačení je třeba párovat dvojice odporů R42, R43 a R44, R45, pro potlačení stejnosměrného posuvu i R96, R97. Výběr kondenzátoru C85 až C88 je důležitý pro potlačení souhlasné složky na technické frekvenci.

## 8.5 Digitální vstup

Digitální vstup je tvořen S/PDIF transceiverem WM8804 a D/A převodníkem WM8740. Digitální obvody jsou napájeny napětím 3,3 V, analogová část převodníku napětím 5 V. Z důvodů specifikací WM8740 nesmí být digitální napájení připojeno dříve, než analogové.

Transceiver i převodník pracují v hardwarovém módu, z transceiveru je na LED diodu přivedena indikace nefungujícího spojení, mezi čipy komunikace probíhá ve formátu 24 bit I<sup>2</sup>S, lze však nastavit pomocí pájecích můstků.

Výstup převodníku je zesílen tak, že 0dBFS  $\approx$  16dBu přicházejícím na analogový vstup. Tato konverze nesplňuje doporučení EBU R68, to však není závazné. Zároveň se pomocí sumačního zesilovače s OZ tvoří monofonní signál.

DPS tohoto stupně je jako jedinná navržena jako oboustranná, důvodem je především zajištění zemní plochy pro digitální signály.

## 8.6 Přepínače signálu

Protože byl vybrán D/A převodník se symetrickým výstupem, je vhodné přepínat signál ještě před desymetrizací. Funkční blok přístrojového zesilovače byl proto rozdělen, impedanční oddělovače mají dle funkce různé zesílení, diferenciální zesilovač je pouze jeden. Přepínače jsou dvoupólové otočné, pátá a šestá poloha je zablokována stavitelným dorazem. Signál lze odděleně zvolit pro místní reproduktor i pro analogový výstup.

## 8.7 Analogový výstup

S ohledem na stejnosměrný posuv v části analogového vstupu je nutno řešit výstup s diferenciálními zesilovači. Po konzultaci bylo zvoleno kvazi-plovoucí zapojení. Pro správnou funkci je třeba vybírat čtveřice R81 až R84 a R85 až R88, jak je uvedeno ve zdroji [24], chyba při výběru po dvojicích R81, R82 až R87, R88 nezhorší nejdůležitější



parametry. Přenos stupně je nastaven tak, aby právě kompenzoval zesílení impedančních oddělovačů analogového vstupu.

Ikdyž tento prvek není přímou součástí tištěného zadání, reprosoustavě velmi přidá na užité hodnotě, zvláště díky možnosti volby výstupního signálu.

## 9 MĚŘENÍ, LADĚNÍ A FINÁLNÍ PRODUKT

### 9.1 Aktivní výhybka

#### 9.1.1 Prototyp

Testovací kus byl zapojen na nepájivém poli dle teoretického návrhu, měření proběhlo v bezodrazové komoře Ústavu telekomunikací.

Pro měření byl snímací mikrofón usazen v ose výškového reproduktoru ve vzdálenosti více než jednoho metru od reprosoustavy. Byl zjištěn propad mezi 2 a 4 kHz o 5 až 7 dB, též převýšení okolo 14kHz. Kritický kmitočet bezodrazové komory je 100 Hz, měření pod tímto kmitočtem již nejsou nezávislá na poloze zdroje zvuku a snímacího mikrofónu.

#### 9.1.2 Ladění

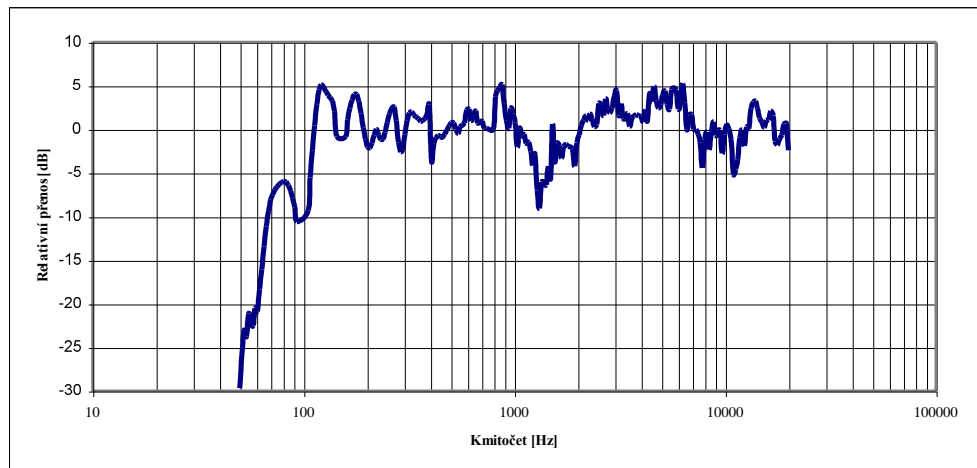
Na testovacím kusu byla laděna horní propust postupně až na  $f_p = 2,16$  kHz,  $Q_p = 0,5$  s útlumem 12 dB. V okolí dělící frekvence přetrval propad, avšak pouze o 3 dB.

Na základě získaných poznatků byla pak intuitivně horní propust mimo měření upravena na  $f_p = 1,89$  kHz,  $Q_p = 0,58$  s útlumem 13 dB.

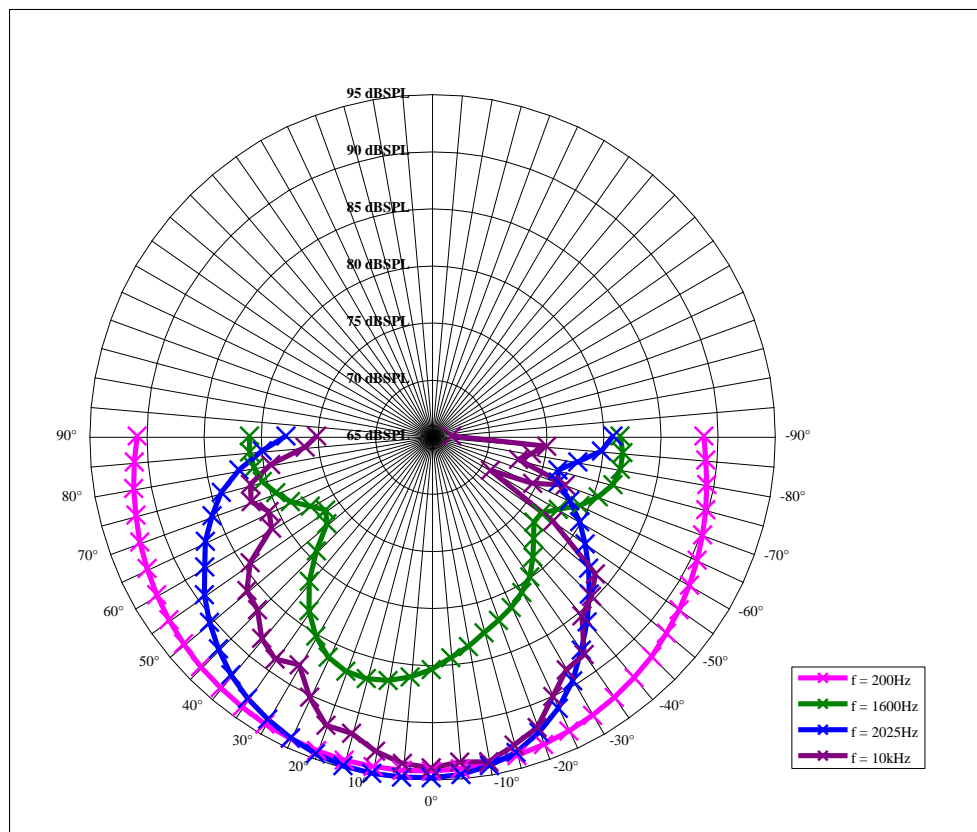
#### 9.1.3 Hotová verze na DPS

Deska byla vyrobena na ústavu telekomunikací ve dvou exemplářích, jeden z nich byl poté zkontrolován na mikrozkarty a osazen v pořadí: bezvývodové prvky, drátové propojky, odpory, patice OZ, kondenzátory, konektory. Deska umožňuje nastavení útlumu výškové sekce napevno, byl však osazen trimr, země vstupního a výstupního obvodu byly spojeny přes odpor 82  $\Omega$ .

Během měření byl útlum výškové sekce změněn na 9,5 dB, výsledná charakteristika je na obr. 9.1. Byla též změřena směrová charakteristika, z obr. 9.1 je patrná rozdílnost umístění obou reproduktorů, dobrá spolupráce v oblasti středního dělícího kmitočtu, a velká úhlová závislost na kmitočtu 1,6 kHz způsobená funkcí výhybky i fyzickou konfigurací.



Obr. 9.1: Měření reprosoustavy s finální verzí výhybky, snímací mikrofon pod úhlem  $5^\circ$  nad osou reprosoustavy.

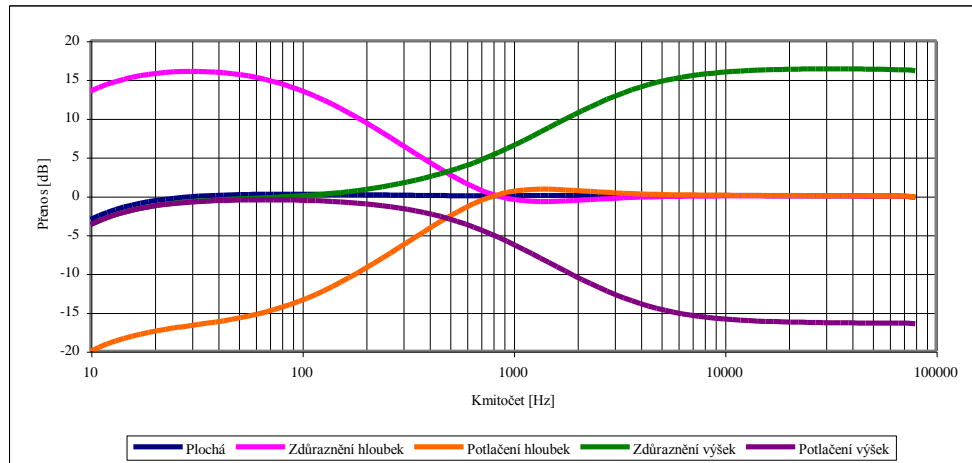


Obr. 9.2 Směrová charakteristika reprosoustavy, snímací mikrofon pod úhlem  $3,15^\circ$  nad osou reprosoustavy.

## 9.2 Vstupní obvody

### 9.2.1 Kmitočtový korektor

Pro ověření funkce korektoru byly změřeny krajní meze obou pásem, k vidění na obr. 9.3.

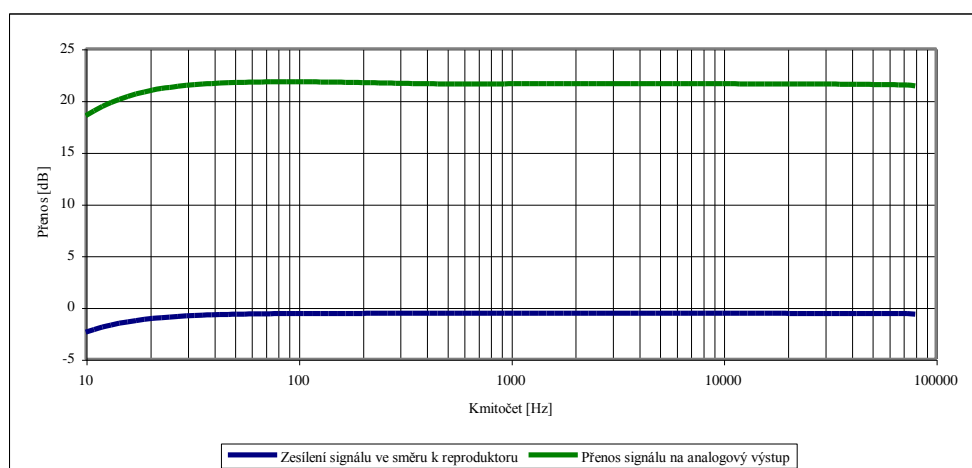


Obr. 9.3 Přenosové charakteristiky realizovaného Baxandallova korektoru.

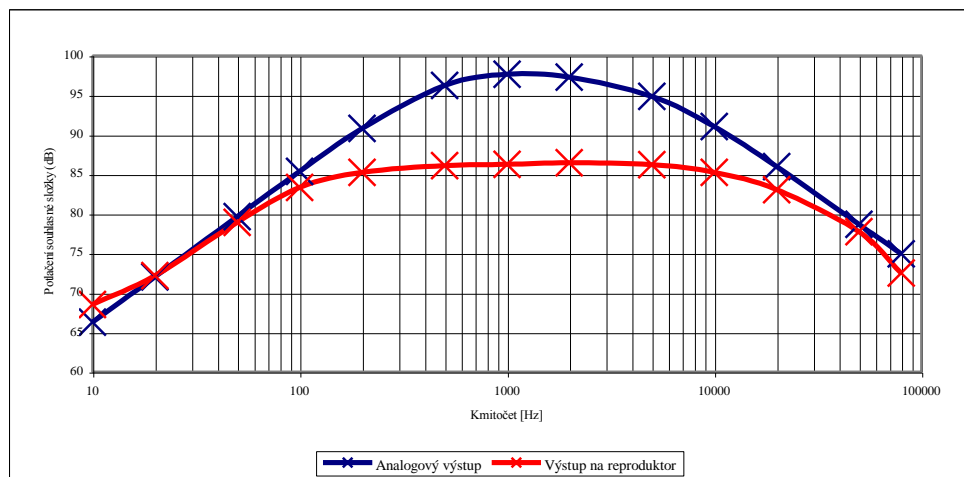
### 9.2.2 Analogový vstup a výstup

Byl měřen maximální přenos ve směru k reproduktorům včetně korektoru nastaveného do středních poloh, a ověřen téměř jednotkový přenos na analogový výstup. Přenosovou charakteristiku ukazuje obr. 9.4. Vzhledem k zesílení byl vstup pouze 100 mV.

Též bylo změřeno potlačení souhlasné složky, viz obr. 9.5.



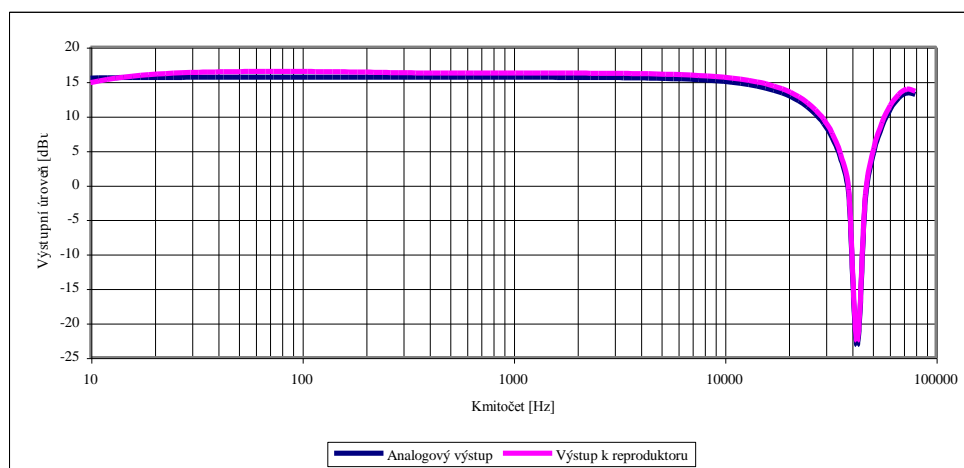
Obr. 9.4 Přenosy analogového vstupu a výstupu.



Obr. 9.5 Potlačení souhlasné složky vstupního signálu.

### 9.2.3 Digitální vstup

Byla ověřena funkce retranslace digitálního signálu, dále zda převod úrovní je v souladu s návrhem. Přenosová charakteristika při 0dBFS, vzorkování 192 kSa/s, monofonním výstupu a nastavením hlasitosti na přenos 0dB je na obr. 9.6, zde je vidět únik okolo 42,5 kHz způsobený vzájemným fázovým posuvem stereofonních kanálů, zdroj fázového posuvu nebyl šetřen, nesouvisí však přímo s formátováním přenosu S/PDIF. Při výběru pouze jednoho kanálu k úniku nedochází.



Obr. 9.6 Maximální úrovně při použití digitálního vstupu v monofonním režimu.

## 10 ZÁVĚR

Výsledný návrh aktivní výhybky dosahuje v celém pásmu zvlnění přibližně 10 dB, přičemž se jedná o zvlnění reproduktorů samotných, případně o polohově závislé změny. Prostředí bezodrazové komory lze považovat za bezodrazové jen stěží, během měření je uvnitř instalováno například osvětlení, podlaha a měřicí zařízení. Některé ostré změny přenosu mohou být způsobeny právě odezvou bezodrazové komory, některé změny přenosu naopak mohou být skryty.

V okolí 1,6 kHz dochází k nepředvídatelným polohově závislým útlumům, bylo by možné je částečně korigovat jiným naladěním, nebo fázovou charakteristikou výhybky, ovšem s rizikem že dojde pouze k přemístění jevu, pro lepší výsledek by pravděpodobně bylo třeba doupravovat i ozvučnici.

Po kompletaci celé reprosoustavy by nejspíše bylo vhodné provést zátěžový test, zda subsonický filtr opravdu ochrání hlubokotónový reproduktor, a nedojde k selhání instalované elektroniky.

Navržené vstupní obvody splňují požadované parametry, je přitom dbán důraz na fázovou korektnost obvodů, kladná polarita vstupní vlny je až po výhybku zachována. Jediný problém se vyskytnul při provozu digitálně-analogového převodníku v monofonním režimu. Dochází k fázovému posuvu mezi kanály, což vede na únik v okolí 42,5 kHz, nezasahuje však do akustického pásma, a je proto možno jej tolerovat. Jako další práci by mohlo být zjištění důvodů fázového posuvu a jeho korekce nebo eliminace. Digitální vstup u reprosoustav pro veřejné ozvučení není příliš častý, tuto reprosoustavu proto výrazně zhodnocuje, proto právě zde není výskyt chyby šťastný.

Při známé citlivosti koncového zesilovače by bylo možno určit signálové úrovně za nastavením hlasitosti, a přepočítat obvodové prvky korektoru a aktivní výhybky pro dosažení menšího šumu. Bloky vstupního zesilovače by bylo možno překonfigurovat pro umožnění zpracování vyšších vstupních úrovní, případně sladit s digitální vstupem a dodržet tak doporučení EBU R68.

Deska plošných spojů je jedním ze základních kamenů jakékoliv analogové konstrukce, zde prezentované návrhy jsou dobré, ovšem vzdálené od perfektních. Jak dokazují profesionálové zvukových jmen, analogové obvody se člověk učí navrhovat celý život.

# LITERATURA

- [1] SCHIMMEL, J. *Elektroakustika*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2013.
- [2] BRANČÍK, L., DOSTÁL, T. *Analogové elektronické obvody*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2007.
- [3] PETRŽELA, J. *Návrh analogových filtrů*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2011.
- [4] TEXAS INSTRUMENTS Analysis of the Sallen-Key Architecture [online]. Texas Instruments Incorporated, 2002 – [cit. 16. prosince 2013]. Dostupné na [www: <http://www.ti.com/lit/an/sloa024b/sloa024b.pdf>](http://www.ti.com/lit/an/sloa024b/sloa024b.pdf).
- [5] MANCINI, R. Op Amps For Everyone [online]. Texas Instruments Incorporated, 2002 – [cit. 16. prosince 2013]. Dostupné na [www: <http://www.ti.com/lit/an/slod006b/slod006b.pdf>](http://www.ti.com/lit/an/slod006b/slod006b.pdf).
- [6] KARKI, J. Active Low-Pass Filter Desing [online]. Texas Instruments Incorporated, 2002 – [cit. 16. prosince 2013]. Dostupné na [www: <http://www.ti.com/lit/an/sloa049b/sloa049b.pdf>](http://www.ti.com/lit/an/sloa049b/sloa049b.pdf).
- [7] CARTER, B., HUELSMAN L.P. Handbook Of Operational Amplifier Active RC Networks [online]. Texas Instruments Incorporated, 2001 – [cit. 16. prosince 2013]. Dostupné na [www: <http://www.ti.com/lit/an/sboa093a/sboa093a.pdf>](http://www.ti.com/lit/an/sboa093a/sboa093a.pdf).
- [8] SELF, D. Small Signal Audio Design. Focal Press 2010. ISBN 978-0-240-52177-0
- [9] MUNRO, D., CIGNA D. Tone Stack Calculator [online]. Duncan Amplification, 1999-2008 – [cit. 28. května 2014]. Dostupné na [www: <http://www.duncanamps.com/tsc/>](http://www.duncanamps.com/tsc/).
- [10] Lukeš, J. Věrný Zvuk. Stání nakladatelství technické literatury, 1962
- [11] TEXAS INSTRUMENTS LM833-N Dual Audio Operational Amplifier [online]. Texas Instruments Incorporated, 2012 – [cit. 28. května 2014]. Dostupné na [www: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm833-n.pdf>](http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm833-n.pdf).
- [12] KITCHIN, Ch., COUNTS L. A Designer's Guide to Instrumentation Amplifiers [online]. Analog Devices, 2006 – [cit. 28. května 2014]. Dostupné na [www: <http://www.analog.com/static/imported-files/design\\_handbooks/5812756674312778737Complete\\_In\\_Amp.pdf>](http://www.analog.com/static/imported-files/design_handbooks/5812756674312778737Complete_In_Amp.pdf).
- [13] WOLFSON MICROELECTRONICS WM8804 S/PDIF Digital Interface Transceiver [online]. Wolfson Microelectronics, 2009 – [cit. 28. května 2014]. Dostupné na [www: <http://www.wolfsonmicro.com/products/spdif\\_transceivers/WM8804/>](http://www.wolfsonmicro.com/products/spdif_transceivers/WM8804/).
- [14] WOLFSON MICROELECTRONICS WM8740 High Performance Stereo DAC [online]. Wolfson Microelectronics, 2010 – [cit. 28. května 2014]. Dostupné na [www: <http://www.wolfsonmicro.com/products/dacs/WM8740/>](http://www.wolfsonmicro.com/products/dacs/WM8740/).
- [15] VRBA, K. *Konstrukce elektronických zařízení*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2011.
- [16] TEXAS INSTRUMENTS Noise Analysis in Operational Amplifier Circuits [online]. Texas Instruments Incorporated, 2007 – [cit. 28. května 2014]. Dostupné na [www: <http://www.ti.com/lit/an/slva043b/slva043b.pdf>](http://www.ti.com/lit/an/slva043b/slva043b.pdf).

- [17] JUNG, W.G., MARSH, R. Picking capacitors [online]. Laurence Livermore Labs, Univ. Of California, 1980 – [cit. 16. prosince 2013]. Dostupné na [www: <http://waltjung.org/PDFs/Picking\\_Capacitors\\_1.pdf>](http://waltjung.org/PDFs/Picking_Capacitors_1.pdf),  
<[http://waltjung.org/PDFs/Picking\\_Capacitors\\_2.pdf](http://waltjung.org/PDFs/Picking_Capacitors_2.pdf)>.
- [18] PEASE, B. Understand Capacitor Soakage to Optimize Analog Systems [online]. EDN, 1982 – [cit. 16. prosince 2013]. Dostupné na [www: <http://www.ti.com/ww/en/bobpease/assets/www-national-com\\_rap.pdf>](http://www.ti.com/ww/en/bobpease/assets/www-national-com_rap.pdf).
- [19] BROKAW, P., BARROW, J. Grounding for Low- and High-Frequency Circuits [online]. Analog Devices, 1989 – [cit. 17. prosince 2013]. Dostupné na [www: <http://www.analog.com/static/imported-files/application\\_notes/6001142869552014948960492698455131755584673020828AN\\_345.pdf>](http://www.analog.com/static/imported-files/application_notes/6001142869552014948960492698455131755584673020828AN_345.pdf).
- [20] ARDIZZONI, J. A Practical Guide to High-Speed Printed-Circuit-Board Layout [online]. Analog Devices, 2001 – [cit. 16. prosince 2013]. Dostupné na [www: <http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/39-09/layout.pdf>](http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/39-09/layout.pdf).
- [21] CARTER, B. The PCB is a component of op amp desing [online]. Texas Instruments Incorporated, 2000 – [cit. 17. prosince 2013]. Dostupné na [www: <http://www.ti.com/lit/an/slyt166/slyt166.pdf>](http://www.ti.com/lit/an/slyt166/slyt166.pdf).
- [22] VANŽURA, A., VORÁČ, J. Výroba plošných spojů [online]. Brno: FEKT VUT v Brně, 2010 – [cit. 17. prosince 2013]. Dostupné na [www: <http://www.urel.feec.vutbr.cz/web\\_documents/dilna/PlosneSpoje2010.pdf >](http://www.urel.feec.vutbr.cz/web_documents/dilna/PlosneSpoje2010.pdf).
- [23] UCHYTIL, F. *Návrh a realizace aktivních reproduktorových soustav s digitálním vstupem*. Diplomová práce. Brno: FEKT VUT v Brně, 2012.
- [24] Beis, U. Balanced Line Driver with Floating Output [online]. Elliott Sound Products, 2002 – [cit. 28. května 2014]. Dostupné na [www: <http://sound.westhost.com/balance.htm>](http://sound.westhost.com/balance.htm).



## SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

$A$	Zesílení
$\beta$	Přenos zpětné vazby
dB	Decibel
$K$	Přenos
okt.	Oktáva
$Q$	Jakost
$\text{tg}\delta$	Ztrátový činitel
$Y$	Admitance
$Z$	Impedance
DIL	Dual In-Line
LspCAD	Loudspeaker Computer Aided Desing
MFB	Multiple Feedback
OZ	Operační Zesilovač
SK	Sallen-Key
$SR$	Slew Rate
DPS	Deska Plošných Spojů
CMRR	Common Mode Rejection Ratio
dBFS	deciBell Full Scale

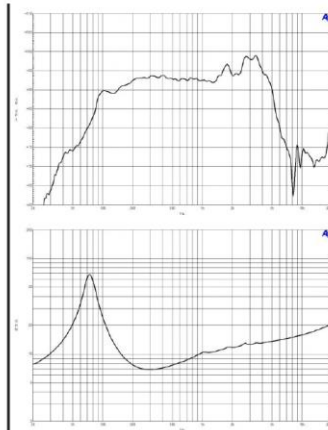
# SEZNAM PŘÍLOH

<b>A</b>	<b>Katalogové listy</b>	<b>41</b>
A.1	Katalogový list reproduktoru 8PS21.....	41
A.2	Katalogový list reproduktoru DE12.....	42
<b>B</b>	<b>Simulace</b>	<b>43</b>
B.1	Simulovaná přenosová funkce ozvučnice.....	43
B.2	Simulovaná přenosová funkce ozvučnice se subsonickým filtrem .....	43
<b>C</b>	<b>Měření</b>	<b>44</b>
C.1	Přenosová funkce výhybky.....	44
C.2	Zkreslení celého analogového řetězce, $V_{in} = 1\text{ V}$ .....	44
C.3	Zkreslení analogového řetězce bez výhybky, $V_{in} = 0,1\text{ V}$ .....	45
C.4	Zkreslení samotného měřicího systému, $V_{in} = 0,1\text{ V}$ .....	45
C.5	Zkreslení analogového řetězce bez výhybky, $f = 1\text{ kHz}$ .....	45
C.6	Zkreslení při použití digitálního vstupu, mono, 0dBFS.....	46
C.7	Zkreslení při použití digitálního vstupu, mono, -20dBFS .....	46
<b>D</b>	<b>Výrobní podklady</b>	<b>47</b>
D.1	Schéma, aktivní výhybka.....	47
D.2	Schéma, zesílení a korekce .....	48
D.3	Schéma, přepínač .....	48
D.4	Schéma, analogové rozhraní .....	49
D.5	Schéma, D/A převodník.....	50
D.6	Motiv desky plošného spoje, aktivní výhybka – bottom .....	50
D.7	Motiv desky plošného spoje, zesílení a korekce – bottom .....	51
D.8	Motiv desky plošného spoje, přepínač – bottom .....	51
D.9	Motiv desky plošného spoje, analogové rozhraní– bottom .....	51
D.10	Motiv desky plošného spoje, D/A převodník – bottom .....	52
D.11	Motiv desky plošného spoje, D/A převodník – top .....	52
D.12	Osazovací plán, aktivní výhybka – bottom.....	53
D.13	Osazovací plán, zesílení a korekce – bottom .....	53
D.14	Osazovací plán, analogové rozhraní – bottom.....	54

D.15	Osazovací plán, D/A převodník – bottom .....	54
D.16	Osazovací plán, aktivní výhybka – top .....	55
D.17	Osazovací plán, zesílení a korekce – top .....	55
D.18	Osazovací plán, přepínač – top .....	55
D.19	Osazovací plán, analogové rozhraní – top .....	56
D.20	Osazovací plán, D/A převodník – top .....	56
D.21	Soupis součástek, aktivní výhybka .....	56
D.22	Soupis součástek, zesílení a korekce .....	57
D.23	Soupis součástek, přepínač .....	57
D.24	Soupis součástek, analogové rozhraní .....	58
D.25	Soupis součástek, D/A převodník .....	58

# A KATALOGOVÉ LISTY

## A.1 Katalogový list reproduktoru 8PS21



### 8PS21

#### LF Drivers FE - 8.0 Inches

400 W continuous program power capacity  
 50 mm (2 in) copper voice coil  
 70 - 3000 Hz response  
 94 dB sensitivity  
 Shorting copper cap for extended HF response



#### Specifications

Nominal diameter	200 mm (8.0 in)
Nominal impedance	8 Ω
Minimum impedance	7.0 Ω
Nominal power handling <sup>1</sup>	200 W
Continuous power handling <sup>2</sup>	400 W
Sensitivity (1W/1m) <sup>3</sup>	94.0 dB
Frequency range	70 - 3000 Hz
Voice coil diameter	50 mm (2.0 in)
Winding material	Copper
Former material	Kapton
Winding depth	16 mm (0.62 in)
Magnetic gap depth	8 mm (0.31 in)
Flux density	1.1 T

#### Design

Surround shape	Double Roll
Cone shape	Exponential
Magnet material	Ceramic

#### Design

Spider	Single
Pole design	T-Pole
Woofer cone treatment	None
Recommended enclosure	14.0 dm <sup>3</sup> (0.49 ft <sup>3</sup> )
Recommended tuning	73 Hz

#### Parameters<sup>4</sup>

Fs	73 Hz
Re	5 Ω
Qes	0.36
Qms	4.2
Qts	0.33
Vas	14.0 dm <sup>3</sup> (0.49 ft <sup>3</sup> )
Sd	220.0 cm <sup>2</sup> (34.1 in <sup>2</sup> )
η <sub>o</sub>	1.5 %
X <sub>max</sub>	5.0 mm
X <sub>var</sub>	4.0 mm
M <sub>ms</sub>	23 g
Bl	12.6 Txm

#### Parameters

Le	0.5 mH
EBP	202 Hz

#### Mounting And Shipping Info

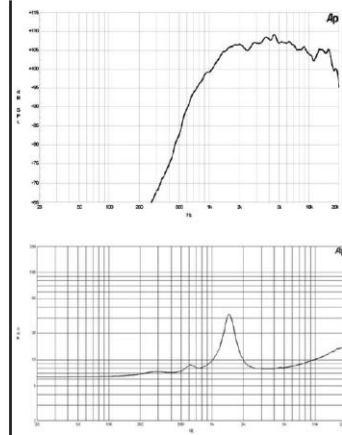
Overall diameter	225 mm (8.8 in)
Bolt circle diameter	210 mm (8.3 in)
Baffle cutout diameter	187.0 mm (7.4 in)
Depth	91 mm (3.6 in)
Flange and gasket thickness	11 mm (0.4 in)
Air volume occupied by driver	1.2 dm <sup>3</sup> (0.04 ft <sup>3</sup> )
Net weight	3.4 kg (7.5 lb)
Shipping weight	3.7 kg (8.1 lb)
Shipping box	220x220x130 mm (8.7x8.7x5.1 in)

#### Service Kit

Replacement diaphragm	RCK008PS218
-----------------------	-------------

1. 2 hours test made with continuous pink noise signal (6 dB crest factor) within the range Fs-10Fs. Power calculated on rated minimum impedance. Loudspeaker in free air.  
 2. Power on Continuous Program is defined as 3 dB greater than the Nominal rating.  
 3. Applied RMS Voltage is set to 2.83 V for 8 ohms Nominal Impedance.  
 4. Thiele-Small parameters are measured after a high level 20 Hz sine wave preconditioning test.

## A.2 Katalogový list reproduktoru DE12



### DE12 HF Drivers FE - 1.0 Inches

50 W continuous program power capacity  
 1" horn throat diameter  
 36 mm (1.4 in) aluminium voice coil  
 Polyester diaphragm  
 1500 - 18000 Hz response  
 106 dB sensitivity

#### Specifications<sup>1</sup>

Throat diameter	25 mm (1.0 in)
Nominal impedance	8 Ω
Minimum impedance	7.8 Ω
Nominal power handling <sup>2</sup>	25 W
Continuous power handling <sup>3</sup>	50 W
Sensitivity (1W/1m) <sup>4</sup>	106.0 dB
Frequency range	2 - 18 kHz
Recommended crossover <sup>5</sup>	2.2 kHz
Voice coil diameter	36 mm (1.4 in)
Winding material	Aluminium
Inductance	0.14 mH
Diaphragm material	Mylar
Flux density	1.45 T
Magnet material	Ceramic

#### Mounting And Shipping Info

Depth	49 mm (2.0 in)
Net weight	1.0 kg (2.2 lb)
Shipping units	8
Shipping weight	8.9 kg (20.0 lb)
Shipping box	220x220x150 mm (8.7x8.7x5.9 in)

#### Service Kit

Replacement diaphragm	MMD0128
-----------------------	---------

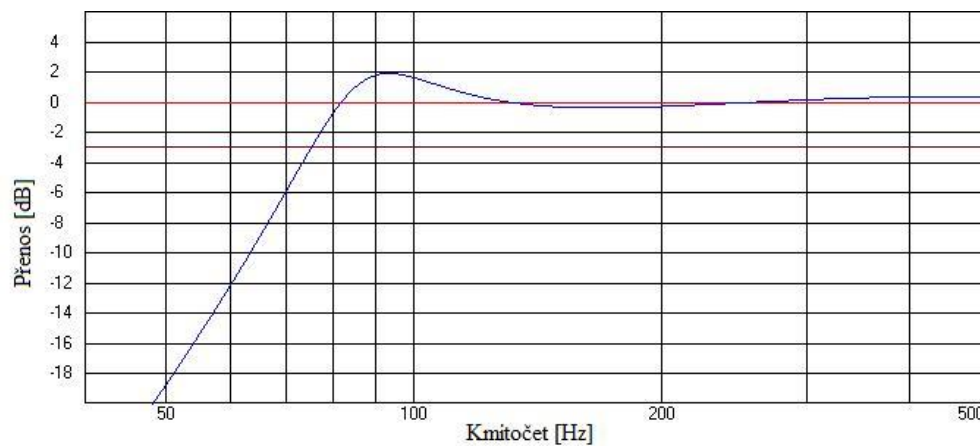
#### Mounting And Shipping Info

Two M5 holes 180° on 76 mm (3 in) diameter	
Overall diameter	90 mm (3.5 in)

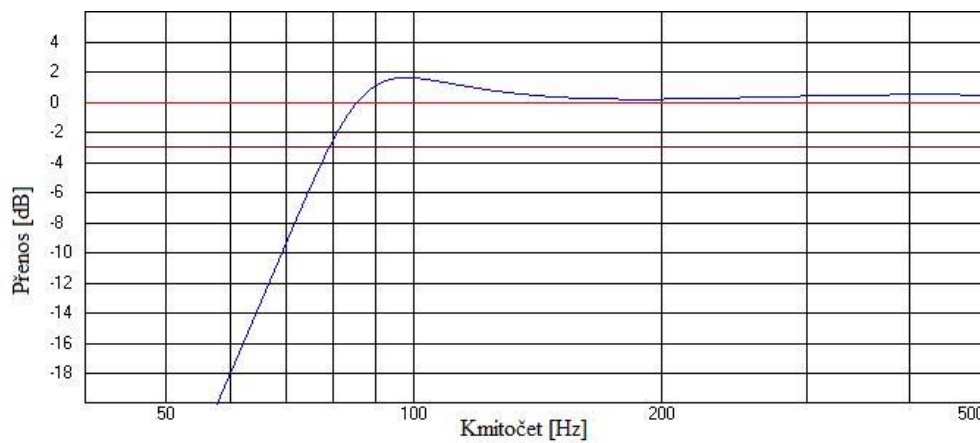
1. Driver mounted on B&C ME 45 horn.  
 2. 2 hour test made with continuous pink noise signal (6 dB crest factor) within the range from the recommended crossover frequency to 20 kHz. Power calculated on rated minimum impedance.  
 3. Power on Continuous Program is defined as 3 dB greater than the Nominal rating.  
 4. Applied RMS Voltage is set to 2.83 V for 8 ohms Nominal Impedance.  
 5. 12 dB/oct. or higher slope high-pass filter.

## B SIMULACE

### B.1 Simulovaná přenosová funkce ozvučnice

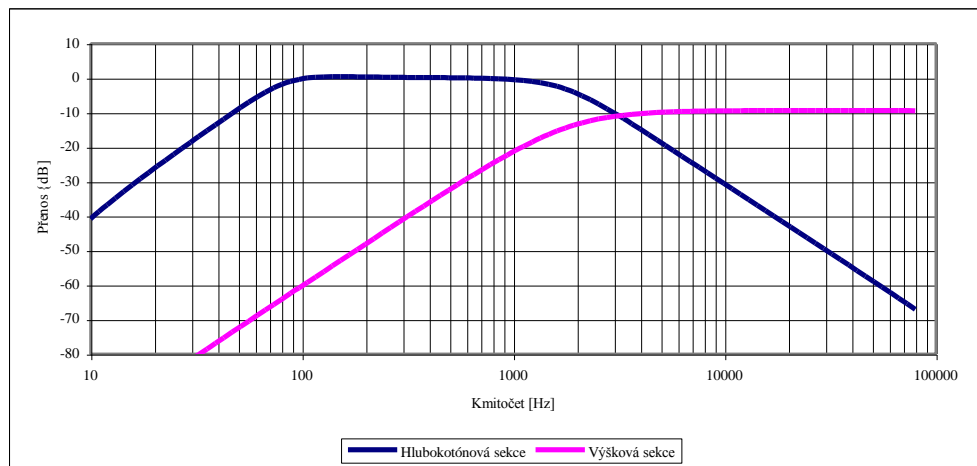


### B.2 Simulovaná přenosová funkce ozvučnice se subsonickým filtrem

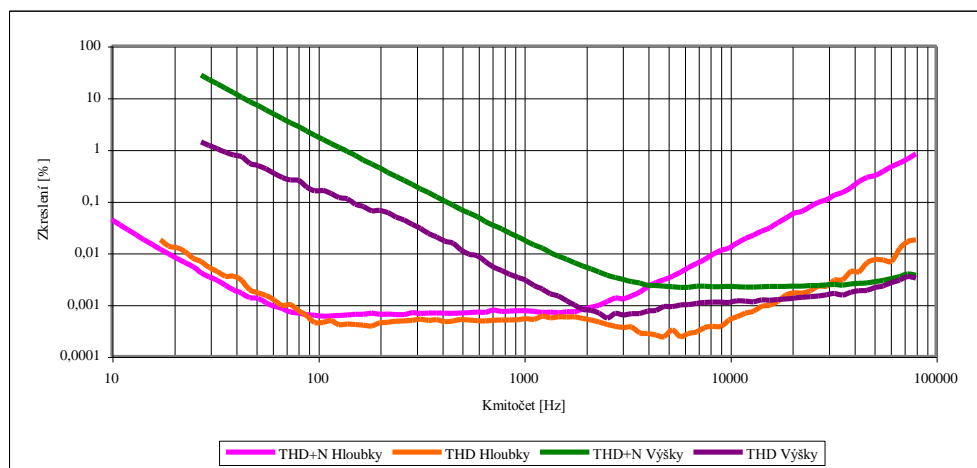


# C MĚŘENÍ

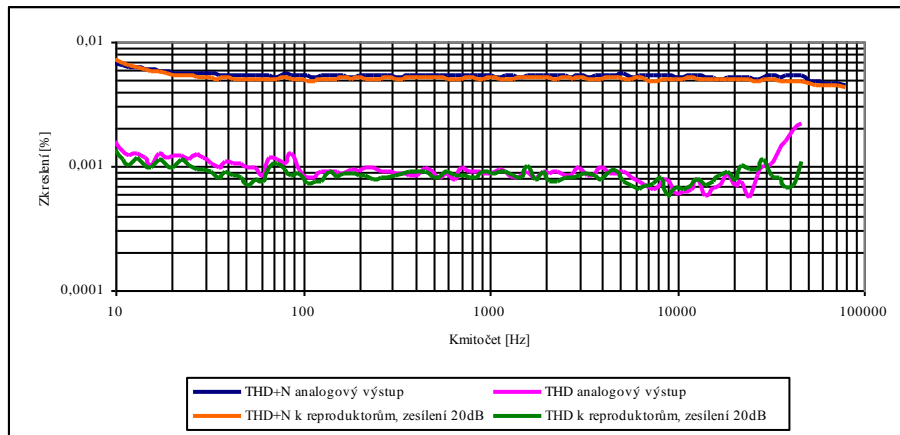
## C.1 Přenosová funkce výhybky



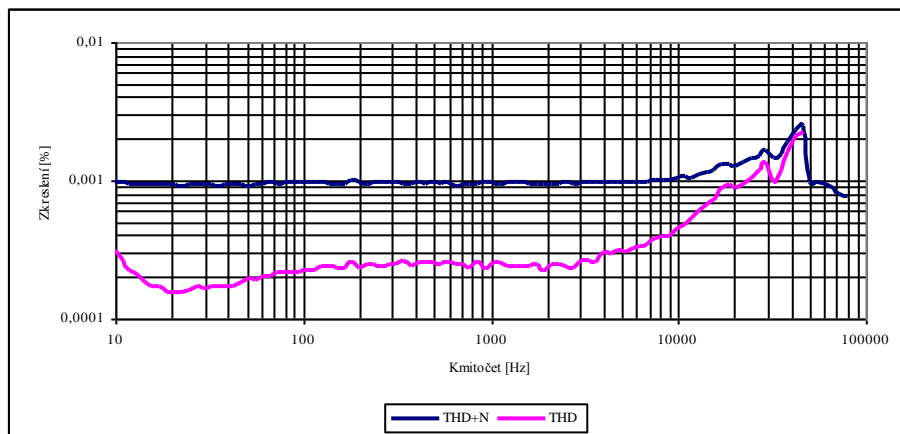
## C.2 Zkreslení celého analogového řetězce, $V_{in} = 1$ V



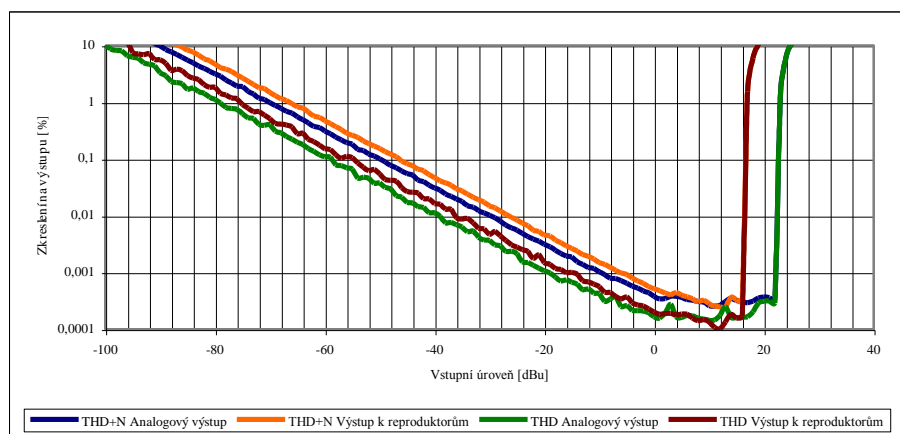
### C.3 Zkreslení analogového řetězce bez výhybky, $V_{in} = 0,1 \text{ V}$



### C.4 Zkreslení samotného měřícího systému, $V_{in} = 0,1 \text{ V}$

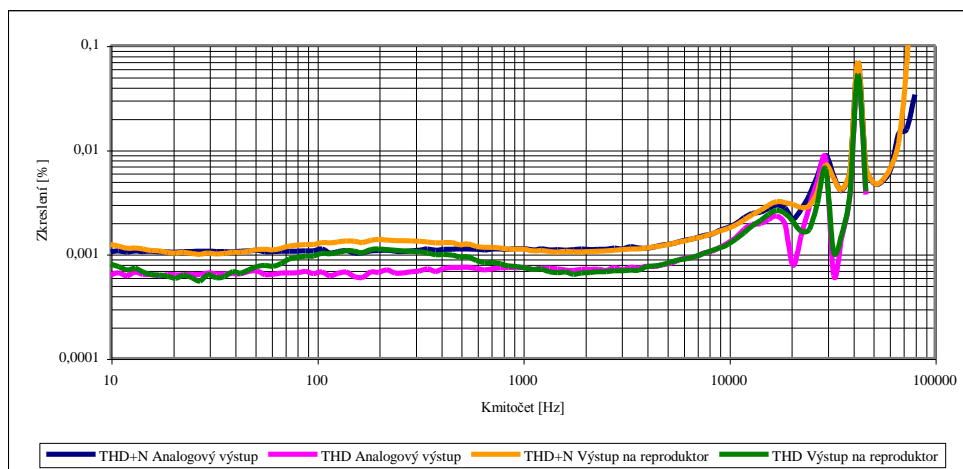


### C.5 Zkreslení analogového řetězce bez výhybky, $f = 1 \text{ kHz}$

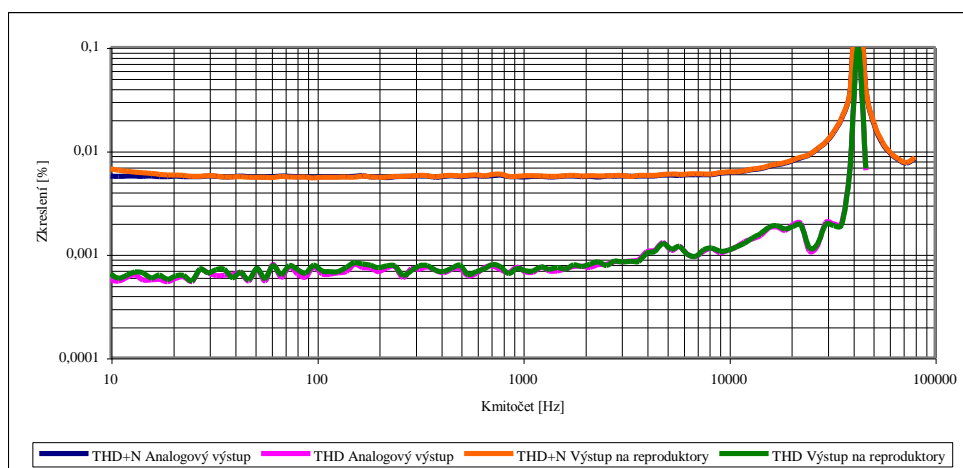




## C.6 Zkreslení při použití digitálního vstupu, mono, 0dBFS

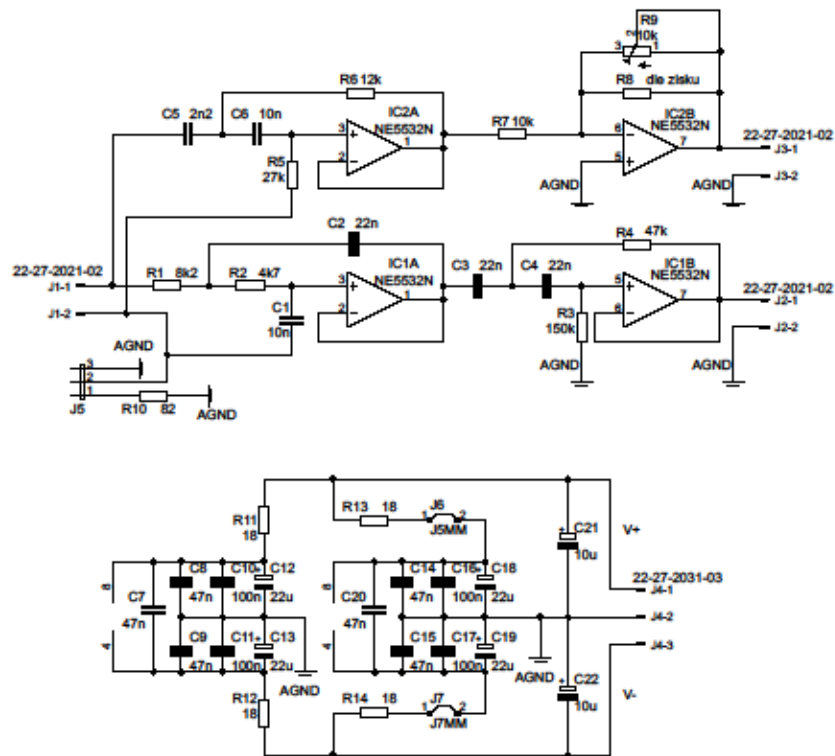


## C.7 Zkreslení při použití digitálního vstupu, mono, -20dBFS

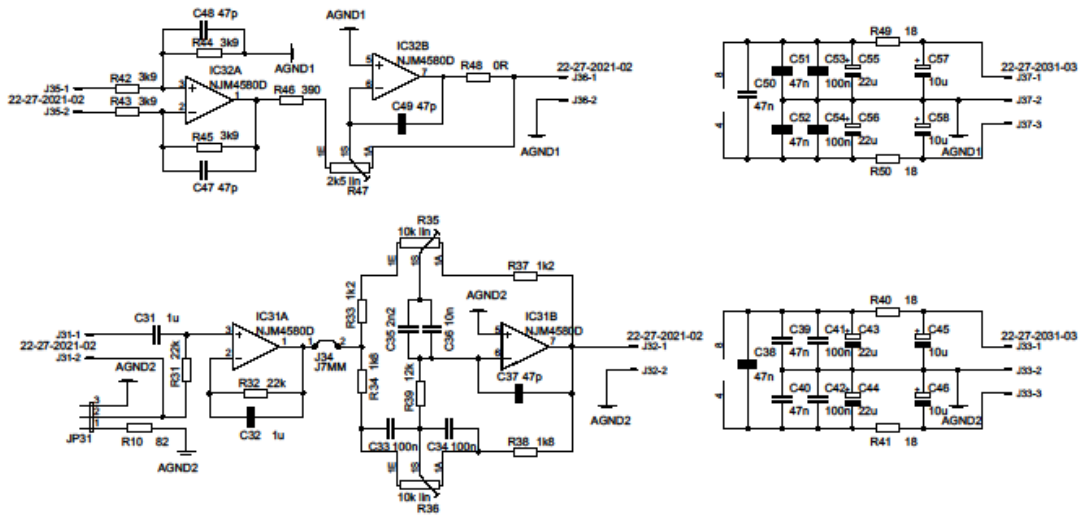


# D VÝROBNÍ PODKLADY

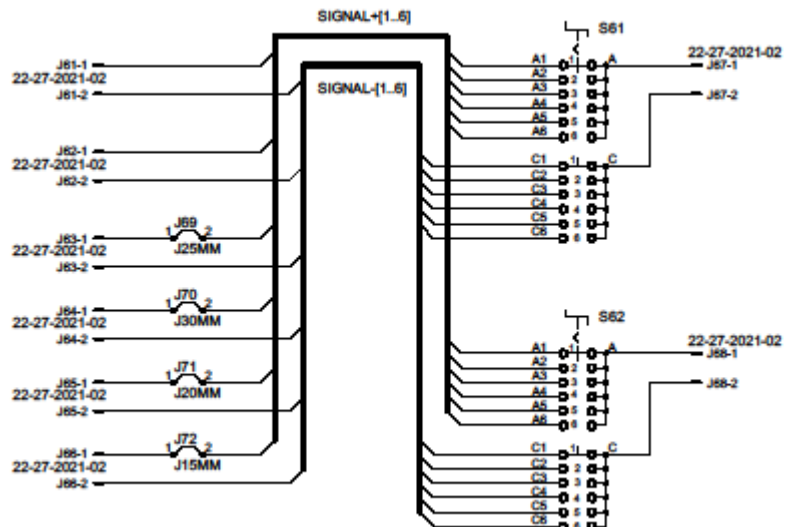
## D.1 Schéma, aktivní výhybka



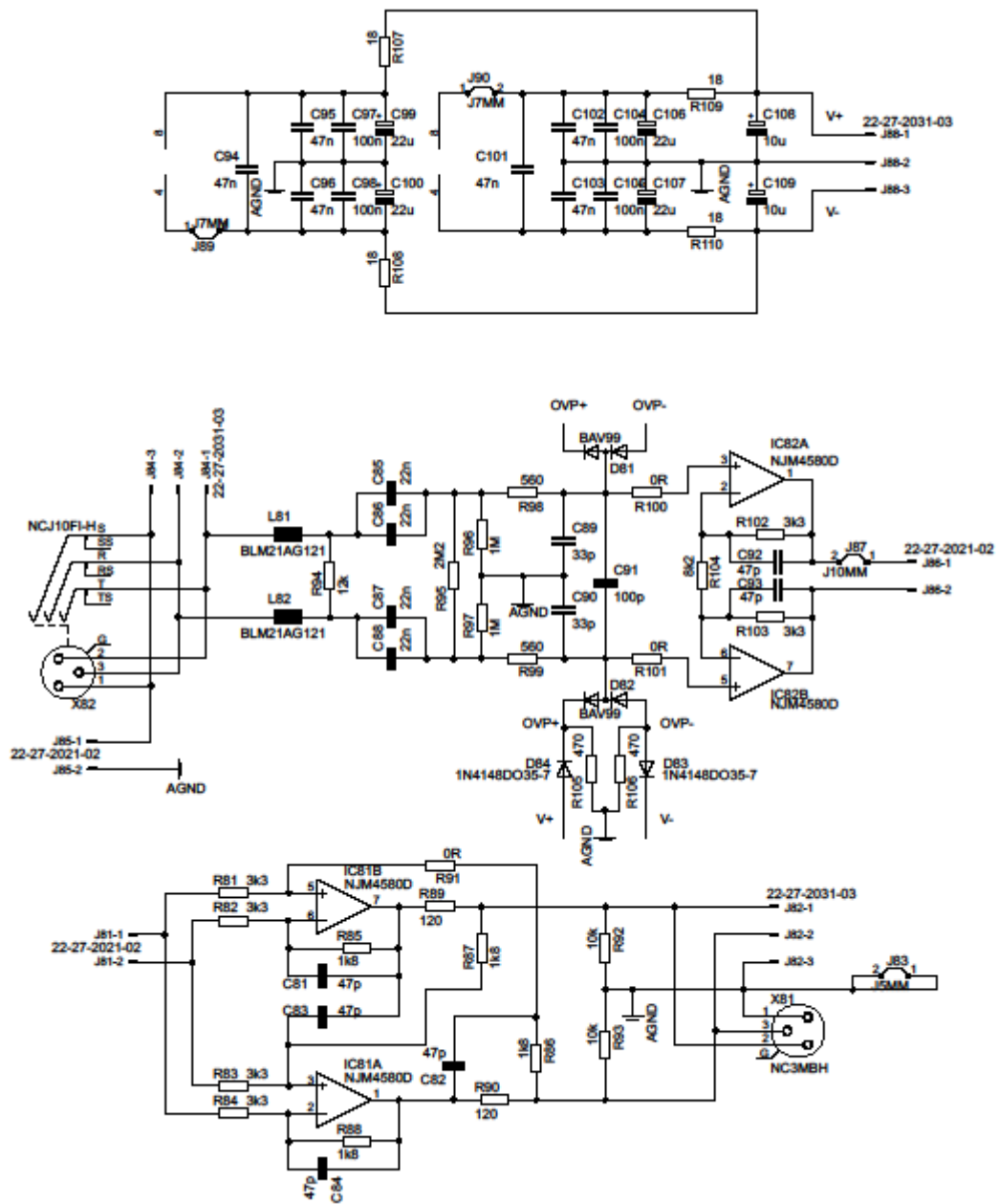
## D.2 Schéma, zesílení a korekce



## D.3 Schéma, přepínač

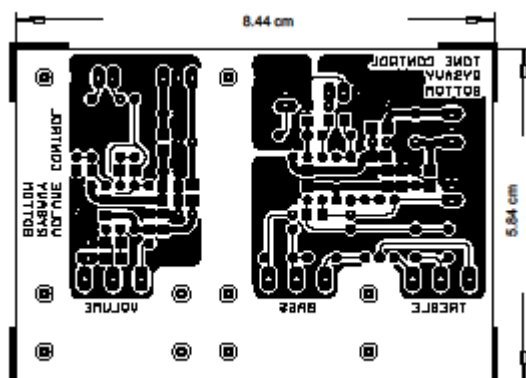


## D.4 Schéma, analogové rozhraní

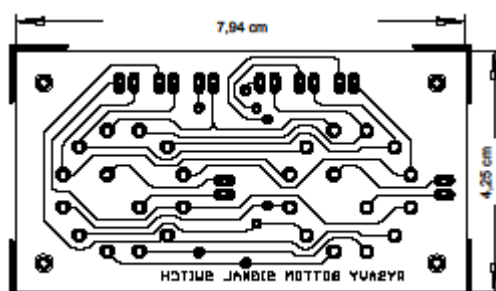




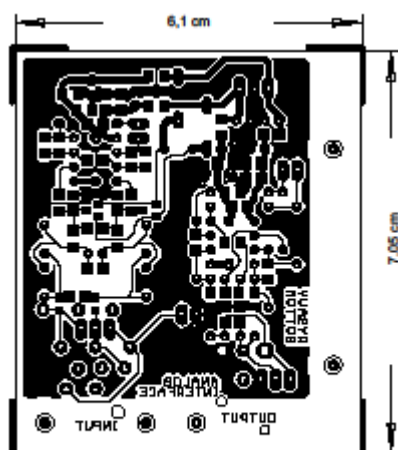
## D.7 Motiv desky plošného spoje, zesílení a korekce – bottom



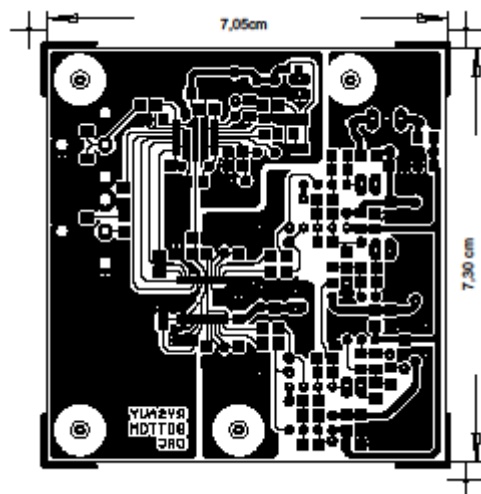
## D.8 Motiv desky plošného spoje, přepínač – bottom



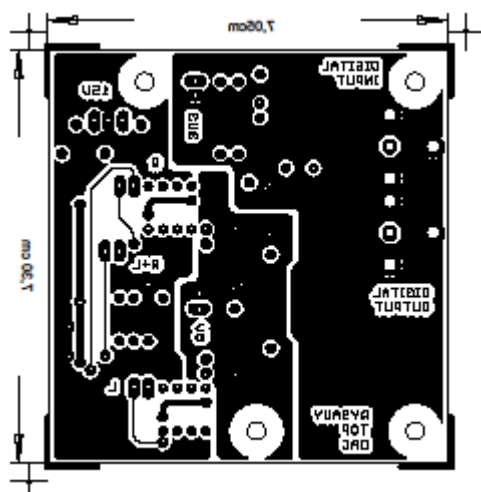
## D.9 Motiv desky plošného spoje, analogové rozhraní – bottom



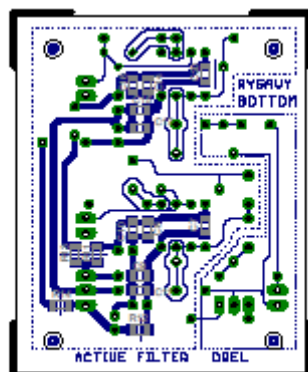
## D.10 Motiv desky plošného spoje, D/A převodník – bottom



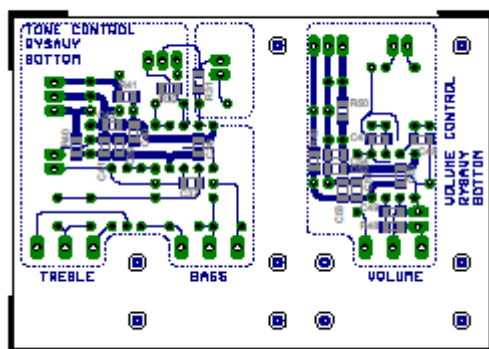
## D.11 Motiv desky plošného spoje, D/A převodník – top



## D.12 Osazovací plán, aktivní výhybka – bottom



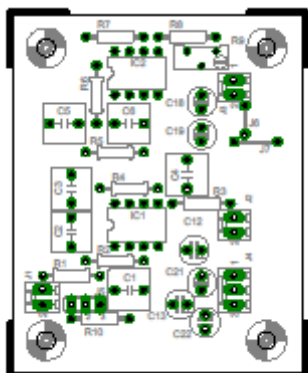
## D.13 Osazovací plán, zesílení a korekce – bottom



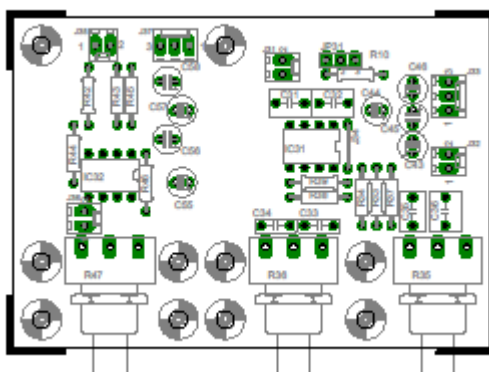




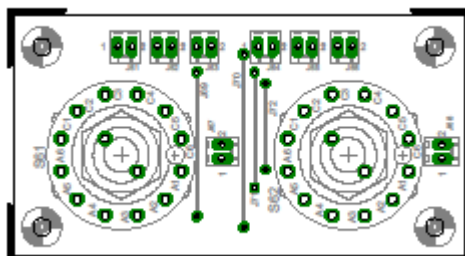
### D.16 Osazovací plán, aktivní výhybka – top



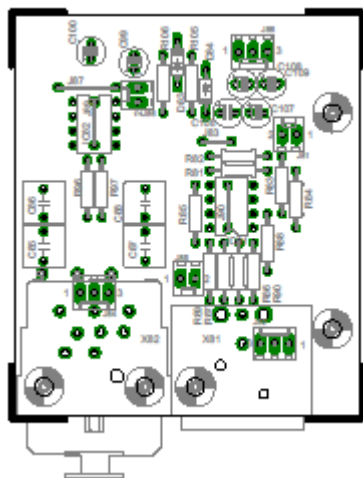
### D.17 Osazovací plán, zesílení a korekce – top



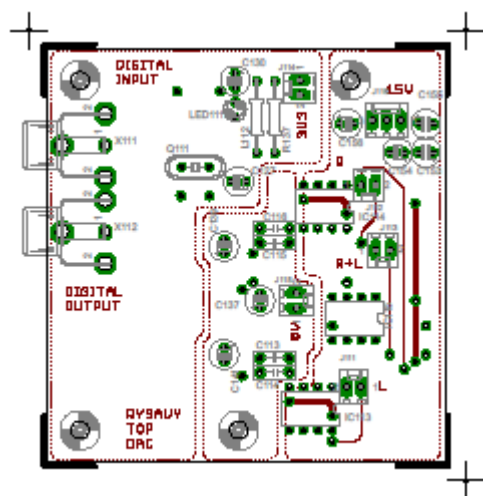
### D.18 Osazovací plán, přepínač – top



## D.19 Osazovací plán, analogové rozhraní – top



## D.20 Osazovací plán, D/A převodník – top



## D.21 Soupis součástek, aktivní výhybka

Počet	Hodnota	Součástka	Označení
1		JP2E	J5
1	2n2	C5/7.2	C5
1	4k7	R-EU_0207/10	R2
1	8k2	R-EU_0207/10	R1
1	10k	R-EU_0207/10	R7
1	10k	R-TRIMM64Y	R9
2	10n	C5/7.2	C1, C6
2	10u	CPOL-EUE2.5-5	C21, C22
1	12k	R-EU_0207/10	R6
4	18	R-EU_R1206	R11, R12, R13, R14

3	22-27-2021-02	22-27-2021-02	J1, J2, J3
1	22-27-2031-03	22-27-2031-03	J4
3	22n	C5/7.2	C2, C3, C4
4	22u	CPOL-EUE2.5-5	C12, C13, C18, C19
1	27k	R-EU_0207/10	R5
1	47k	R-EU_0207/10	R4
6	47n	C-EUC1206	C7, C8, C9, C14, C15, C20
1	82	R-EU_0207/10	R10
4	100n	C-EUC1206	C10, C11, C16, C17
1	150k	R-EU_0207/10	R3
1	J5MM	J5MM	J6
1	J7MM	J7MM	J7
2	NJM4580D	NE5532N	IC1, IC2
1	dle zisku	R-EU_0207/10	R8

## D.22 Soupis součástek, zesílení a korekce

Počet	Hodnota	Součástka	Označení
1		JP2E	JP31
1	0R	R-EU_R1206	R48
2	1k2	R-EU_0207/10	R33, R37
2	1k8	R-EU_0207/10	R34, R38
2	1u	C-EU050-050X075	C31, C32
1	2k5 lin	PC16S	R47
1	2n2	C-EU050-045X075	C35
4	3k9	R-EU_0207/10	R42, R43, R44, R45
2	10k lin	PC16S	R35, R36
1	10n	C-EU050-055X075	C36
4	10u	CPOL-EUE2.5-5	C45, C46, C57, C58
1	12k	R-EU_0207/10	R39
4	18	R-EU_R1206	R40, R41, R49, R50
4	22-27-2021-02	22-27-2021-02	J31, J32, J35, J36
2	22-27-2031-03	22-27-2031-03	J33, J37
2	22k	R-EU_R1206	R31, R32
4	22u	CPOL-EUE2.5-5	C43, C44, C55, C56
6	47n	C-EUC1206	C38, C39, C40, C50, C51, C52
4	47p	C-EUC1206	C37, C47, C48, C49
1	82	R-EU_0207/10	R10
2	100n	C-EU050-025X075	C33, C34
4	100n	C-EUC1206	C41, C42, C53, C54
1	390	R-EU_0207/10	R46
1	J7MM	J7MM	J34
2	NJM4580D	NE5532N	IC31, IC32

## D.23 Soupis součástek, přepínač

Počet	Hodnota	Součástka	Označení
2		CK102X06	S61, S62
8	22-27-2021-02	22-27-2021-02	J61, J62, J63, J64, J65, J66, J67, J68
1	J15MM	J15MM	J72
1	J20MM	J20MM	J71
1	J25MM	J25MM	J69
1	J30MM	J30MM	J70

## D.24 Soupis součástek, analogové rozhraní

Počet	Hodnota	Součástka	Označení
3	0R	R-EU_R1206	R91, R100, R101
2	1M	R-EU_0207/10	R96, R97
2	1N4148DO35-7	1N4148DO35-7	D83, D84
4	1k8	R-EU_0207/10	R85, R86, R87, R88
1	2M2	R-EU_R1206	R95
4	3k3	R-EU_0207/10	R81, R82, R83, R84
2	3k3	R-EU_R1206	R102, R103
1	8k2	R-EU_R1206	R104
2	10k	R-EU_R1206	R92, R93
2	10u	CPOL-EUE2.5-5	C108, C109
1	12k	R-EU_R1206	R94
4	18	R-EU_R1206	R107, R108, R109, R110
3	22-27-2021-02	22-27-2021-02	J81, J85, J86
3	22-27-2031-03	22-27-2031-03	J82, J84, J88
4	22n	C-EU050-075X075	C85, C86, C87, C88
4	22u	CPOL-EUE2.5-5	C99, C100, C106, C107
2	33p	C-EUC1206	C89, C90
6	47n	C-EUC1206	C94, C95, C96, C101, C102, C103
6	47p	C-EUC1206	C81, C82, C83, C84, C92, C93
4	100n	C-EUC1206	C97, C98, C104, C105
1	100p	C-EUC1206	C91
2	120	R-EU_0207/10	R89, R90
2	470	R-EU_0207/10	R105, R106
2	560	R-EU_R1206	R98, R99
2	BAV99	BAV199	D81, D82
2	BLM21AG121	WE-CBF_0805	L81, L82
1	J5MM	J5MM	J83
2	J7MM	J7MM	J89, J90
1	J10MM	J10MM	J87
1	NC3MBH	NC3MBH	X81
1	NCJ10FI-H	NCJ10FI-H	X82
2	NJM4580D	NE5532N	IC81, IC82

## D.25 Soupis součástek, D/A převodník

Počet	Hodnota	Součástka	Označení
1	0R	R-EU_R1206	R115
4	1n	C5/2.5	C113, C114, C115, C116
2	2k0	R-EU_R1206	R130, R131
2	3k3	R-EU_R1206	R135, R136
4	3k9	R-EU_R1206	R126, R127, R128, R129
1	10k	R-EU_0207/12	R137
3	10k	R-EU_R1206	R132, R133, R134
3	10n	C-EUC1206	C125, C128, C131
7	10u	CPOL-EUE2.5-5	C127, C130, C137, C139, C141, C155, C156
1	10u	L-EU0207/12	L112
1	12MHz	CRYSTALHC49S	Q111
2	15p	C-EUC1206	C123, C124
2	18	R-EU_R1206	R138, R139
5	22-27-2021-02	22-27-2021-02	J111, J112, J113, J114, J115
1	22-27-2031-03	22-27-2031-03	J116
2	22u	CPOL-EUE2.5-5	C153, C154

14	47n	C-EUC1206	C133, C134, C135, C138, C140, C142, C143, C144, C145, C146, C147, C148, C149, C150
6	47p	C-EUC1206	C117, C118, C119, C120, C121, C122
8	100n	C-EUC1206	C111, C112, C126, C129, C132, C136, C151, C152
1	120	R-EU_R1206	R114
2	150	R-EU_R1206	R111, R112
1	220	R-EU_R1206	R113
2	330	R-EU_R1206	R121, R124
4	470	R-EU_R1206	R116, R117, R118, R119
4	560	R-EU_R1206	R120, R122, R123, R125
1	AIF0	SJ2W	SJ111
1	AIF1	SJ2W	SJ112
1	BLM21AG121	WE-CBF_0805	L111
3	NJM4580D	NE5532N	IC113, IC114, IC115
1	RED	LED3MM	LED111
2	T709	TOBU3	X111, X112
1	WM8740	WM8740	IC112
1	WM8804	WM8804-JEDEC.95	IC111