



ZÁPADOČESKÁ  
UNIVERZITA  
V PLZNI

Fakulta elektrotechnická  
Katedra technologií a měření

# BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Aktivní analogová reproduktorová výhybka

Autor práce: Tomáš Kučera  
Vedoucí práce: Ing. Ladislav Zuzjak

Plzeň 2016

**ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE**  
(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Tomáš KUČERA**  
Osobní číslo: **E13B0193P**  
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Elektronika a telekomunikace**  
Název tématu: **Aktivní reproduktorová výhybka**  
Zadávací katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

1. Prostudujte teorii reproduktorových výhybek.
2. Navrhněte výhybku s parametry: dva nezávislé kanály, tři pásma, možnost kompenzace zpoždění na jednotlivých pásmech.
3. Výhybku realizujte a změřte její parametry.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah kvalifikační práce: **30 - 40 stran**

Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

1. **The Design of Active Crossovers, Self Douglas, ISBN-13: 978-0240817385**
2. **Stavíme reproduktorové soustavy, Sýkora Bohumil, A-Radio 10/97 - 9/2001**
3. **High Performance Loudspeakers, Colloms Martin, ISBN-13: 978-0470094303**
4. **Sound System Engineering, Davis Don, ISBN-13: 978-0240818467**
5. **Small Signal Audio Design, Self Douglas, ISBN-13: 978-0415709743**

Vedoucí bakalářské práce:

**Ing. Ladislav Zuzjak**

Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání bakalářské práce: **15. října 2015**

Termín odevzdání bakalářské práce: **2. června 2016**

Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.  
děkan



Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev  
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2015

# Abstrakt

Cílem práce je prostudovat teorii reproduktorových výhybek, jejich typy, výhody a nevýhody, navrhnout a zkonstruovat dvoukanálovou aktivní analogovou výhybku se třemi pásmy a zpožďovacími obvody. Důvod pro její realizaci je částečně dán nedostatečným množstvím kvalitních výrobků na trhu a částečně i výhodami modulární konstrukce, která umožňuje sestavení libovolně konfigurovatelného zařízení pro zpracování signálu. Dalším důvodem pro konstrukci tohoto přístroje je zbytečnost použití digitálních systémů v jednodušších aplikacích a fakt, že kvalitní digitální systémy jsou stále drahé.

Konstrukce analogové výhybky se skládá z jednotlivých modulů, které jsou samostatně funkční a použitelné ve více typech a konfiguracích zařízení. Výhybka je realizována jako „state-variable” filtr topologie Linkwitz-Riley se strmostí 24 dB na oktávu, která je v analogových výhybkách běžně používána. Zpožďovací obvody jsou realizovány sériovým spojením dvou obvodů prvního řádu a dosahují zpoždění až 4 ms. Korekce hlasitosti jsou realizovány jako aktivní obvody, což přináší lepší odstup signálu od šumu.

## Klíčová slova

Aktivní výhybka, analogová výhybka, Linkwitz-Riley, frekvenční filtr, zpožďovací obvod, aktivní fader, modul, modulární konstrukce, aktivní korekce hlasitosti

# Abstract

Kučera, Tomáš. *The Design of Analog Active Crossover* [*Aktivní analogová reproduktorová výhybka*]. Pilsen, 2016. Bachelor thesis (in Czech). University of West Bohemia. Faculty of Electrical Engineering. Department of Technologies and Measurement.

Supervisor: Ladislav Zuzjak

---

The aim of this bachelor thesis is to study the theory of loudspeaker crossovers, their types, advantages and disadvantages; design and construct the two-channel active analog crossover with three bands and delay units. The major reason for this realization is partly due to an insufficient amount of high-quality products on the market and partly also to the advantages of modular structure, that allows the assembly of arbitrarily configurable device for signal processing. Another reason for the construction of this device was the futility of the usage of digital systems in simpler applications and the fact that high-quality digital systems are still expensive.

The design of this analogue crossover consists of individual modules that they function independently and may be used in multiple devices and configurations. The crossover is implemented as a state-variable filter Linkwitz-Riley topology with 24 dB/Oct. roll off slope, which is in analogue crossovers commonly used. The delay circuits are implemented as a serial connection of two first order delay circuits with range up to 4 ms. The volume corrections are designed as active gain controls, which provides a better signal to noise ratio.

## Keywords

Active crossover, analogue crossover, Linkwitz-Riley, frequency filter, delay circuit, active fader, modul, modular design, active gain control

## Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě bakalářskou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem svou závěrečnou práci 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 závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 270 trestního zákona č. 40/2009 Sb.

Také prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

V Plzni dne June 1, 2016

Tomáš Kučera

.....

Podpis

# Obsah

Seznam obrázků	vii
Seznam symbolů a zkratek	viii
<b>1 Úvod</b>	<b>1</b>
1.1 Důvod použití výhybek pro reproduktory . . . . .	1
1.2 Základní způsoby realizace výhybek . . . . .	4
1.2.1 Pasivní výhybky . . . . .	4
1.2.2 Aktivní výhybky . . . . .	5
1.2.3 Aktivní výhybky analogové . . . . .	6
1.2.4 Aktivní výhybky digitální . . . . .	7
1.2.5 Souhrn . . . . .	8
1.2.6 Důvod pro stavbu analogové aktivní výhybky . . . . .	9
<b>2 Teorie reproduktorových výhybek</b>	<b>11</b>
2.1 Obecné požadavky na výhybku . . . . .	11
2.2 Filtry – řády, typy . . . . .	12
2.2.1 Typy . . . . .	12
2.2.2 Řády . . . . .	13
2.3 Filtry – Topologie . . . . .	15
2.3.1 Butterworth . . . . .	15
2.3.2 Linkwitz-Riley . . . . .	16
2.3.3 Ostatní topologie . . . . .	18
2.4 Zpožďovací obvody . . . . .	19
2.5 Požadavky na navrhovanou výhybku . . . . .	20
<b>3 Návrh výhybky</b>	<b>21</b>
3.1 Návrh systému výhybky, modulová konstrukce . . . . .	21
3.2 Výběr komponent . . . . .	25
3.2.1 Operační zesilovače a integrované obvody . . . . .	25
3.2.2 Rezistory . . . . .	26
3.2.3 Kondenzátory . . . . .	28
3.2.4 Ostatní komponenty . . . . .	28

3.3	Šasi, mechanická část . . . . .	29
3.4	Vstupní modul . . . . .	29
3.5	Výstupní modul . . . . .	32
3.6	Modul frekvenčního filtru a korekce hlasitosti . . . . .	33
3.7	Modul zpoždovacího filtru . . . . .	36
3.8	Modul aktivního faderu . . . . .	38
<b>4</b>	<b>Simulace</b>	<b>39</b>
<b>5</b>	<b>Závěr</b>	<b>43</b>
	<b>Reference, použitá literatura</b>	<b>44</b>
	<b>Přílohy</b>	<b>45</b>
<b>A</b>	<b>Schémata zapojení</b>	<b>45</b>
A.1	Modul zpoždovacího filtru . . . . .	46
A.2	Vstupní modul . . . . .	47
A.3	Výstupní modul . . . . .	48
A.4	Modul aktivního faderu . . . . .	49
<b>B</b>	<b>Desky plošných spojů, výkresy</b>	<b>50</b>
B.1	Modul frekvenčního filtru . . . . .	50
B.2	Modul zpoždovacího filtru . . . . .	54
B.3	Vstupní modul . . . . .	55
B.4	Výstupní modul . . . . .	56
B.5	Modul aktivního faderu . . . . .	57



# Seznam obrázků

1.1	Koaxiální Hi-fi reproduktorová soustava firmy KEF. . . . .	1
1.2	Některé další typy koaxiálních elektroakustických měničů. . . . .	2
1.3	Různé průběhy výchylky elektroakustického měniče v bassreflexové ozvučnici. . . . .	3
1.4	Příklad pasivní trojpásmové výhybky. . . . .	5
1.5	Příklad aktivních analogových výhybek. . . . .	6
1.6	Příklad digitální aktivní výhybky. . . . .	7
2.1	Přenosová charakteristika NTM filtrů. . . . .	13
2.2	Blokové schéma topologie Linkwitz-Riley vycházející kaskády Butterworthových filtrů. . . . .	16
2.3	Jednotlivé topologie filtrů druhého řádu a jejich rozdíly v realizaci pomocí Sallen-key implementace. . . . .	19
3.1	Blokové schéma trojpásmové výhybky se zpožďovacími obvody. . . . .	24
3.2	Zjednodušené schéma zapojení vstupní jednotky. . . . .	31
3.3	Zjednodušené schéma zapojení výstupní jednotky. . . . .	32
3.4	Zjednodušené schéma zapojení „state-variable” filtru 4. řádu. . . . .	33
3.5	Zjednodušené schéma zapojení zpožďovacích obvodů. . . . .	37
3.6	Zjednodušené schéma zapojení a princip aktivního faderu. . . . .	38
4.1	Schéma zapojení simulace souběhu potenciometru. . . . .	40
4.2	Chyba 500 $\Omega$ pro dvě jednotky, správná hodnota je 1 k $\Omega$ . . . . .	41
4.3	Chyba 500 $\Omega$ pro dvě jednotky, správná hodnota je 5 k $\Omega$ . . . . .	41
4.4	Chyba 100 $\Omega$ jedné jednotky. . . . .	42
4.5	Výsledek simulace pro nulovou chybu souběhu drah potenciometru. . . . .	42
A.1	Schéma zapojení zpožďovacího filtru. . . . .	46
A.2	Schéma zapojení vstupního modulu. . . . .	47
A.3	Schéma zapojení výstupního modulu. . . . .	48
A.4	Schéma zapojení dvojitého aktivního faderu. . . . .	49
B.1	Deska plošného spoje frekvenčního filtru - strana TOP. . . . .	50
B.2	Osazovací výkres frekvenčního filtru - strana TOP. . . . .	51
B.3	Deska plošného spoje frekvenčního filtru - strana BOT. . . . .	52

B.4	Osazovací výkres frekvenčního filtru - strana BOT. . . . .	53
B.5	Deska plošných spojů zpoždovacího filtru a osazovací výkresy. . . . .	54
B.6	Deska plošných spojů vstupního modulu a osazovací výkresy. . . . .	55
B.7	Deska plošných spojů výstupního modulu. . . . .	56
B.8	Deska plošných spojů aktivního faderu. . . . .	57

# Seznam symbolů a zkratek

Low cut .....	Low cut. Horní propust, útlum basových frekvencí.
VF .....	Vysokofrekvenční.
RMS .....	Root mean square. Střední efektivní hodnota.
$V_{IO}$ .....	Input offset voltage. Vstupní napěťová nesymetrie.
$I_{CC}$ .....	Total supply current. Celkový klidový napájecí proud.
Bi-amp .....	Bi-amping. Zapojení $n$ zesilovačů pro každý z $n$ měničů v reprosoustavě.
PSRR .....	Power Supply Rejection Ratio. Potlačení zvlnění napájecího napětí.
THD .....	Total Harmonics Distortion. Celkové harmonické zkreslení.
THD+N .....	Total Harmonics Distortion + Noise. Celkové harmonické zkreslení + šum.
IMD .....	Intermodulation Distortion. Intermodulační zkreslení.
SNR .....	Signal to Noise Ratio. Odstup signálu od šumového pozadí.
$e_n$ .....	Equivalent Input Noise Density. Ekvivalentní vstupní napěťová hodnota šumu.
$i_n$ .....	Current Noise Density. Ekvivalentní vstupní proudová hodnota šumu.
ENB .....	Equivalent Noise Bandwidth. Ekvivalentní šumová šířka pásma.
SPL .....	Sound Pressure level. Hladina akustického tlaku.
CD Horn .....	Constant directivity horn. Zvukovod s konstantní směrovostí.
PA .....	Portable audio. Přenosný audio systém
SMD .....	Surface mount device. Zařízení pro plošnou montáž.
SMT .....	Surface mount technology. Technologie plošného osazení.
THT .....	Through-hole technology. Technologie osazení skrz desku.

# 1

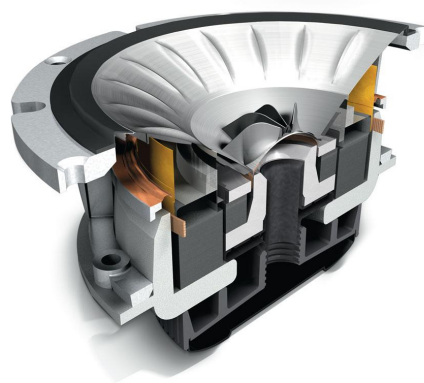
## Úvod

### 1.1 Důvod použití výhybek pro reproduktory

Pro reprodukci hudby a zvuku obecně se až na výjimky používají vícepásmové reproduktory a reproduktorové soustavy, které jsou osazeny různými elektroakustickými měniči, každý pro dané frekvenční spektrum, přičemž nejpoužívanější jsou elektrodynamické měniče. Z fyzikální podstaty reprodukce zvuku vyplývá, že je třeba mít pro přenos vysokých frekvencí měniče s jinými rozměry a vlastnostmi, než pro nízké frekvence. V případě kvalitní reprodukce požadujeme, aby se reproduktor choval, jako bodový zdroj zvuku. Jedním elektroakustickým měničem to není v praxi snadno realizovatelné. Koaxiální měnič je jedním z možných řešení realizace bodového zdroje. Jedná se o umístění výškového měniče v ose basového měniče před jeho membránou. Fyzicky jsou však oba měniče na sobě nezávislé a jedná se o dva samostatné systémy. Dále mohou být měniče rozloženy na přední desku reproduktorové soustavy, taktéž se jedná o nezávislé měniče.



(a) Reprosoustava KEF Q series



(b) Řez elektroakustickým měničem

Obr. 1.1: Koaxiální Hi-fi reproduktorová soustava firmy KEF.

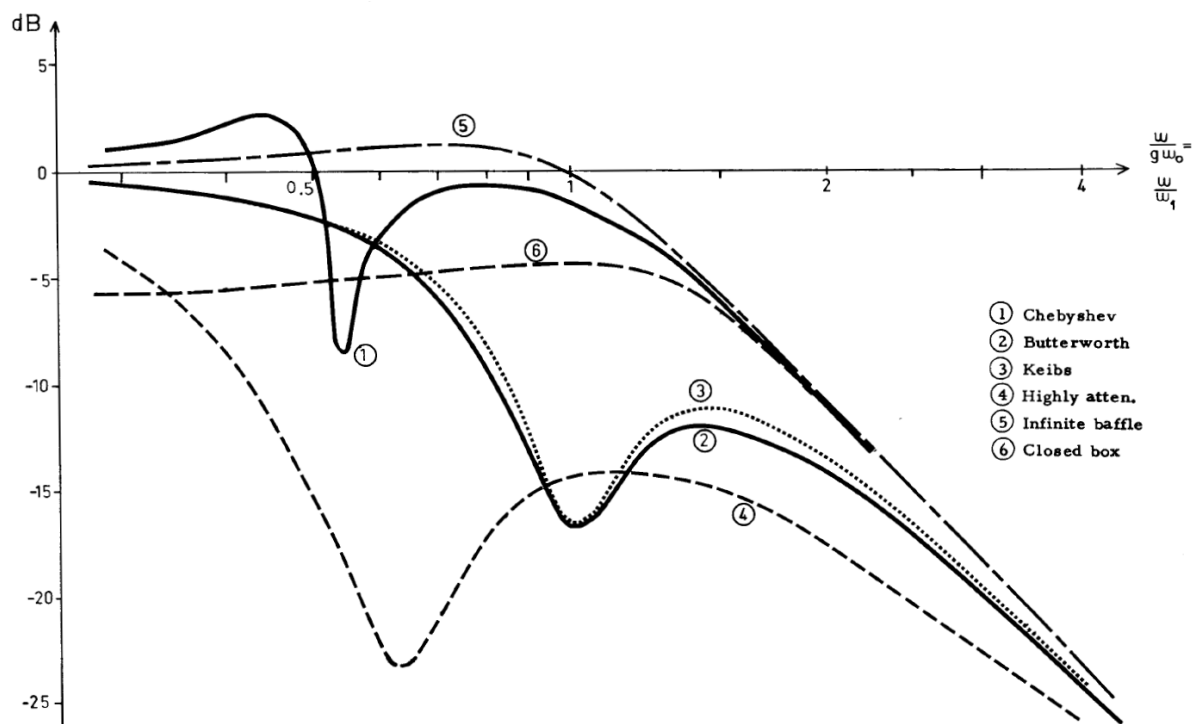


(a) Koaxiální elektroakustický měnič RCF CX12G251 – 12" basový měnič s tlakovým výškovým driverem pro PA reproduktorové soustavy.

(b) Koaxiální elektroakustický měnič pro interiéry automobilů.

Obr. 1.2: Některé další typy koaxiálních elektroakustických měničů.

Vzhledem k tomu, že každý měnič má díky své rozdílné konstrukci různou citlivostní charakteristiku, je konstruován pro přenos různého spektra (rozsahu) frekvencí. Z toho vyplývá nutnost zajistit, aby ke každému reproduktoru byl přiveden správný kmitočtový rozsah. Existuje řada dalších důvodů, proč je třeba rozdělit frekvenční pásma, jako například ochrana měniče. Výškový měnič nedisponuje dostatečným zdvihem membrány na rozdíl od basového měniče, u kterého může tento zdvih dosahovat až desítky milimetrů, protože k vyzáření stejného množství energie je na vyšších frekvencích zapotřebí mnohem menší amplitudy zdvihu membrány. Basové měniče s velkou membránou zase nelze použít pro vysoké frekvence, protože i když citlivostní charakteristika ukazuje, že je možné vyšší frekvence přenést, měnič na těchto frekvencích vyzařuje příliš směrově (úzce), což je pro kvalitní reprodukci nežádoucí. Jednoduše řečeno, nelze velkou těžkou membránu tak snadno rozhybat na vysokých frekvencích, a i když to zvládneme, dochází k fázovým jevům, které způsobují již zmíněnou směrovost. Když nahlédneme na basové měniče z druhé stránky frekvenční charakteristiky, je zapotřebí i tyto měniče chránit před značnou výchylkou, zejména u velmi často používané basreflexové ozvučnice. Od rezonančního kmitočtu směrem k nižším kmitočtům, na který jsou basreflexové nátrubky naladěny, roste výchylka měniče značným způsobem. To může být v náročných aplikacích naprosto destruktivní. Vzhledem k tomu, že reproduktor s ozvučnicí tvoří soustavu, kterou lze popsat pomocí transformací jako RLC systém, je zřejmé, že náhradní schéma, a jeho matematický popis, odpovídá jednotlivým topologiím filtrů. Následující obrázek ilustruje, jak může vypadat výchylka membrány měniče v závislosti na konstrukci bassreflexové ozvučnice a jejích vlastnostech.



Obr. 1.3: Různé průběhy výchylky elektroakustického měniče v bassreflexové ozvučnici v závislosti na její konstrukci, převzato z: [9]

Další z důvodů rozdělení spekter je například vyrovnání vzájemných citlivostí jednotlivých měničů, neboť u basových měničů se setkáváme s citlivostí kolem 80 dB/m při 1 W, u profesionálních výkonných reproduktorů to mohou být citlivosti od 95 až do 100 dB/m, u výškových tlakových měničů vyzařujících přes zvukovod to může být až kolem 110 dB/m. Máme-li jeden signál a chceme vyrovnanou hlasitost zvuku v celém spektru, je zapotřebí kompenzovat tyto rozdíly. V nejjednodušším případě tuto úlohu může splnit napěťový dělič, který u citlivějšího reproduktoru sníží budící signál tak, že při konstantní hladině vstupního signálu je přes celé spektrum reposoustavou generován akustický signál se stejně vyrovnanou spektrální hustotou.

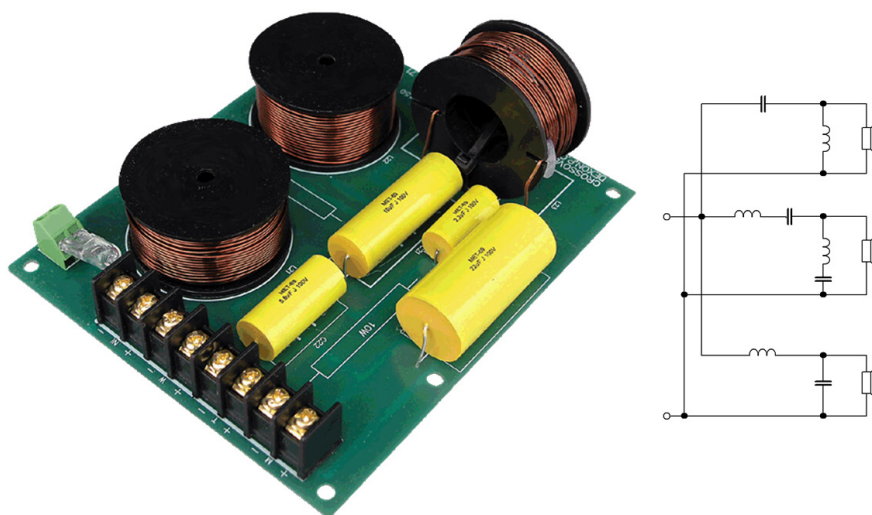
## 1.2 Základní způsoby realizace výhybek

### 1.2.1 Pasivní výhybky

Pasivní výhybka je blok zapojený mezi výkonový zesilovač a jednotlivé reproduktory. Skládá se zpravidla ze zapojení odporů o patřičném ztrátovém výkonu, kvalitních kondenzátorů a jakostních (vzduchových) cívek. Pasivní výhybka, obsahující jednotky těchto komponentů, pro běžné dvoupásmové reproduktory, dosahuje strmostí běžně 6 nebo 12 dB/Oct (někdy až 18), což je pro základní rozdělení spektra při správné konstrukci měničů a reproduktorové skříně plně dostačující. Pasivní výhybka bývá umístěna nejčastěji na jednovrstvé desce plošného spoje přímo v reproduktorové skříně a je odladěna na dané měniče a reproduktorovou skříně. Nelze ji použít pro jiné měniče, nebo pro výrazně jinou konstrukci reproduktorové skříně. Zapojení bývá relativně jednoduché, je třeba však odladovat parametry komponentů z důvodu vzájemného působení impedancí měničů v reproduktorové skříně a impedance výhybky samotné. Vzhledem ke komplikovaným průběhům impedance u elektroakustických měničů je zřejmé, že se impedance celého systému ještě více zkomplikuje. U vysoce kvalitních reproduktorů můžeme očekávat výraznější propady a nárůsty impedanční charakteristiky oproti nominální hodnotě impedance. Z toho důvodu je třeba kvalitnější zesilovač, který si s touto impedancí poradí, a ve výsledku zajistí kvalitní reprodukci zvuku.

Výhybky bývají velmi často, hlavně u výkonných reproduktorů, doplněny o ochranné prvky, jako je například žárovka, která se při významně vyšším průtoku proudu ohřeje, čímž zvýší svůj odpor a tím omezí proud, který měničem protéká. Dále mohou být měniče chráněny mechanismem založeným na zařazení těchto žárovek do okruhu až od určité meze signálu, o což se stará zpravidla několika tranzistorové zapojení, které toto relé spíná. Takové ochrany jsou však používány jen u extrémně výkonných reproduktorů, kde je riziko přehřátí velmi pravděpodobné při nějaké chybě, havárii, nebo špatném odvodu tepla. U sloupových reproduktorů a u studiových monitorů, kde nedochází k takovému tepelnému namáhání, tyto ochrany být nemusí.

Výhoda tohoto způsobu realizace je, že si zákazník koupí reprosoustavu, ke které přivede dva vodiče ze zesilovače (libovolného) a systém funguje, není třeba nic nastavovat. Chceme-li však vyměnit měniče, je většinou zapotřebí výhybku upravit, nebo vyměnit. Většina pasivních reprosoustav (bez zabudovaného zesilovače) obsahuje takovouto výhybku. Profesionální studiové pasivní monitory bývají ještě vybaveny např. přepínačem citlivosti pro výškovou sekci, který je nastaven podle akustiky místnosti, ve které je soustava provozována.



Obr. 1.4: Příklad pasivní trojpásmové výhybky.

## 1.2.2 Aktivní výhybky

Na rozdíl od pasivní výhybky, kde na její vstup připojujeme již výkonový a patřičně zesílený signál, aktivní výhybka je systém pracující na signálové úrovni. Jak již název napovídá, v systému je signál průběžně zesilován, respektive systém obsahuje aktivní prvky, které pomáhají udržet signál na správné úrovni. Co se týče funkcí, kterými aktivní výhybka může disponovat, je jich proti pasivní výhybce mnohem více. Jsou-li tyto výhybky realizovány jako samostatná zařízení, bývají zpravidla konfigurovatelné, což umožňuje přenastavení a použití různých reprosoustav. Analogové aktivní výhybky jsou realizovány pomocí zapojení z diskretních součástek a analogových integrovaných obvodů, kdežto u digitálních výhybek je jejich funkce realizovaná číselně. Vzhledem k této odlišnosti budu podrobněji o analogových a digitálních aktivních výhybkách mluvit odděleně.

Aktivní výhybky disponují výhodou, kdy nekomplikujeme impedanční průběh, kterým je zesilovač zatěžován. Každé pásmo (sada stejných měničů v systému pro stejná frekvenční pásma) má jeden výkonový zesilovač, který nemusí často dosahovat přílišných výkonů, zejména u výškových reproduktorů. Celkový počet zesilovačů je tedy větší, může však být dosaženo snadněji lepší kvality zvuku pouhým výběrem jednotlivých zesilovačů podle jejich parametrů. Kromě výkonů jsou u výkonových zesilovačů další parametry, které předurčují jejich použití pro určité frekvenční pásmo, například co nejnižší zkreslení pro výškové měniče, kde jsou zkreslení lépe postřehnutelná. U aktivních reproduktorů se můžeme setkat v popisu s názvem bi-amp, což znamená, že basový i výškový reproduktor mají samostatné zesilovače a výhybka je realizována v signálové cestě. V takovém případě je vše realizováno jako součást reproduktoru. Pojem bi-amp však nabývá důležitosti u pasivních reprosoustav z důvodu realizace tohoto principu zapojení uživatelem mimo reproduktorovou skříň. Některé reprosoustavy mají možnost obou připojení, tedy jednotlivých měničů zvlášť i celé reprosoustavy přes pasivní výhybku.



### 1.2.3 Aktivní výhybky analogové

Analogové výhybky bývají realizovány pomocí integrovaných operačních zesilovačů, nebo tranzistorů. Jejich vnitřní struktura může být buďto typu pasivní filtr umístěný mezi zesilovacími stupni, nebo složitější struktura operačních zesilovačů s různými zpětnými vazbami. Výhybky jako takové jsou nejčastěji konfigurovány na strmost 12 nebo 24 dB/Oct. Navíc bývají tyto výhybky doplněny o pomocné obvody. Tyto obvody mohou plnit funkci např. regulace hlasitosti jednotlivých pásem, regulace hlasitosti na vstupu výhybky (úprava vstupní úrovně signálu), zpožďovací členy pro kompenzaci vzdálenosti měničů od místa poslechu, fázové invertory (změna fáze o  $180^\circ$ ), spínací konfigurační zapojení, indikátory vybuzení apod. Tyto funkce mohou být vypínatelné a jejich parametry mohou být měnitelné na čelním panelu přístroje. Přenastavení a konfigurace pro danou reprosoustavu vyžaduje alespoň základní měření, ale je proveditelná pouhým otočením potenciometru nebo jiným jednoduchým způsobem.

Je však třeba podotknout, že ne vždy je třeba aktivní výhybky realizovat plně nastavitelné, zejména u aktivních reproduktorů (se zabudovanými výkonovými zesilovači), kde je vše nastaveno výrobcem. Další příklad použití může být u sloupové reprosoustavy nebo studiových monitorů, kde se předpokládá dlouhodobé používání jedné kvalitní soustavy, kterou není třeba měnit.

Analogové výhybky navíc velmi často obsahují možnost úpravy signálu pro tlakové výškové měniče, jejichž citlivostní charakteristika z důvodu konstrukce zvukovodu s rostoucí frekvencí klesá. Aby bylo dosaženo rovnoměrné amplitudové frekvenční charakteristiky výškové sekce s tlakovým měničem, zařazuje se do obvodů výškového pásma obvod zesilující vysoké kmitočty inverzně k citlivostní charakteristice měniče. Vysoké frekvence bývají v signálu obsaženy co do amplitudy zpravidla mnohem méně, takže jejich zesílení nezpůsobí přebuzení. Tato možnost se nazývá nejčastěji „CD Horn”.



(a) DBX 234xl



(b) RANE AC-23S

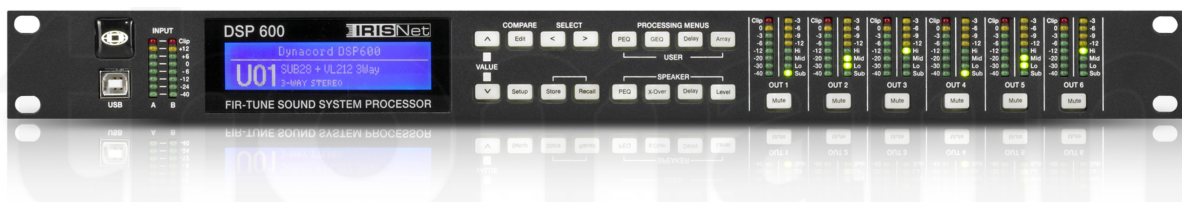
Obr. 1.5: Příklad aktivních analogových výhybek.

Aktivní analogové výhybky jsou tedy univerzální zařízení se schopností pokrýt náročné požadavky na celý zvukový systém. Vyžadují sice vyšší počet zesilovačů, ale bývají snadno nastavitelné. Následně rozdělený signál lze také dále zpracovávat (vícepásmová dynamická úprava - studia, rozhlas).

### 1.2.4 Aktivní výhybky digitální

Jak už název napovídá, aktivní digitální výhybky provádí veškeré operace (nebo jejich stěžejní část) uvnitř číslicového systému, jímž bývá například DSP. Takové výhybky mívají naprosto nezávislé vstupy a výstupy. Signály z jednotlivých AD převodníků lze mixovat, dynamicky upravovat, ekvalizovat, upravovat jejich hlasitost, nastavovat jednotlivé frekvence filtrů, jejich strmosti (3, 6, 12, 18, 24, 36, 48 dB/Oct) a směrování vnitřních submixů na jednotlivé výstupy. Taková zařízení bývají velmi často samostatná, jejich funkce však bývají obsaženy ve spoustě kvalitních digitálních mixážních pultech s patřičným počtem výstupů. Výhybky většinou nemívají mechanické ovládací prvky, jako jsou například potenciometry, jsou však nastavitelné pomocí multifunkčních tlačítek, počítače, tabletu, nebo jsou propojitelné s mixážním pultem. V dnešní době jsou v profesionální ozvučovací technice používány právě tyto digitální výhybky.

Pro studia, domácí poslech, nebo menší pódiové aparatury však stačí i analogové výhybky, které při dané ceně dosahují lepších parametrů, než levné digitální systémy. Navíc některé funkce pro menší systémy jsou nevyužitelné a nadbytečné, jejich absence tedy vůbec nevadí a napomáhá k jednoduchosti, přehlednosti a dokonalejším výsledkům v oblastech, pro které je daná výhybka navržena.



Obr. 1.6: Příklad digitální aktivní výhybky – DYNACORD DSP 600.

Navíc je u digitálních výhybek a složitých reprosoustav zapotřebí vysoká znalost problematiky, přesné měření a následné přesné nastavení. U systémů největších rozměrů pro velké koncerty bývají zpravidla nastavovací a obslužné programy, které celou obsluhu podstatně zjednoduší. Zde už ale výhybky nebývají jako samostatná zařízení, ale frekvenční dělení a ostatní nastavení se řeší v jednotlivých aktivních reprosoustavách s vestavěným DSP, v zesilovačích s vestavěným DSP a přímo v mixážních konzolích. Takové systémy jsou drahé a s běžně používanou technikou toho nemají příliš společného. Bývají propojitelné komunikační sběrnici a obsluha (v počítači) řeší konfiguraci reproduktorů, parametry prostoru, ale reálné výpočty a nastavení provádí obslužný program sám.

### 1.2.5 Souhrn

- Výhybka pasivní
  - Vlastnosti – Pevné parametry, součást většiny reprosoustav
  - Výhody – Levná konstrukce, není zapotřebí více zesilovačů
  - Nevýhody – Pouze pro jednu reprosoustavu s jedním typem měničů, horší průběh impedance, náročné pro zesilovač
- Výhybka aktivní analogová
  - Vlastnosti – Nastavitelné parametry, univerzální použití, jednoduchá realizace více pásem
  - Výhody – Použitelná pro libovolnou konfiguraci reprosoustavy, rychlé a jednoduché nastavení
  - Nevýhody – Více zesilovačů (cena), nutnost alespoň základního měření, základní znalost problematiky u obsluhy
- Výhybka aktivní digitální
  - Vlastnosti – Plně nastavitelné parametry, nezávislé vstupy, výstupy, libovolný počet pásem a funkcí
  - Výhody – Kompletní nastavení pro libovolné reprosoustavy, paměť všech nastavení, možnost konfigurace přes datovou sběrnici na dálku
  - Nevýhody – Nutnost přesného nastavení a měření spousty parametrů, vysoká cena za kvalitní zařízení, nutná vysoká znalost problematiky u obsluhy

## 1.2.6 Důvod pro stavbu analogové aktivní výhybky

Základní důvod pro stavbu analogové výhybky byl čistě osobní. Ke zvukové aparatuře, kterou vlastním, je zapotřebí najít zařízení, které bude dostatečně nastavitelné pro libovolnou konfiguraci audiosystému s výkonem dostačujícím pro kluby a menší sály. Jedná se o systém dvou dvoupásmových reproduktorů se subwoofery.

Na trhu se v současnosti nachází spousta výhybek digitálních, analogové jsou na trhu v podstatě od třech značek, nejčastěji ve dvou a trojpásmových provedeních. Celkově jich tedy na výběr příliš není. Na trhu a v produkci se nacházejí v současnosti ke koupi tyto analogové výhybky:

- Behringer
  - CX3400 – třípásmová/čtyřpásmová v monofonním režimu
  - CX2310 – dvoupásmová s kanálem pro subwoofer
- Samson
  - S-3 – třípásmová/čtyřpásmová v monofonním režimu
- DBX
  - 234xs – třípásmová/čtyřpásmová v monofonním režimu
  - 223xs – dvoupásmová

Na trhu se již nenachází ke koupi nové výhybky od firmy RANE (ac-22, ac-23), které jsou sice z výše zmíněných nejdražší, zato jsou co do parametrů nejlepší. Jsou ale ještě k sehnání bazarem nebo jako doprodej a firma RANE také uveřejnila kompletní schémata jejich zapojení. Nutno podotknout, že model ac-23 byl schopen až pětípásmového jednokanálového provozu.

Nejlevnější analogová výhybka je od firmy Behringer (CX34000), která je dvoukanálová trojpásmová. Je přepínatelná do dvoupásmového režimu nebo jednokanálového čtyřpásmového režimu. Obsahuje vypínatelnou funkci pro kompenzaci poklesu citlivosti pro výškové tlakové reproduktory se zvukovodem a zpožďovací filtr pro basové pásmo. Také obsahuje inverzi fáze výstupů, vypínací tlačítka výstupů označených „mute”, filtr horní propust na frekvenci 25 Hz pro ochranu basových reproduktorů a společný vypínatelný limiter s nastavitelnou úrovní. Výhybka obsahuje vstupní korekci úrovně signálu a na jednotlivých výstupech je úroveň také nastavitelná. Je cenově nejdostupnější, stojí kolem tří tisíc korun, ale její kvalita a odolnost pro kvalitní aparaturu není příliš adekvátní.

Výhybka firmy Samson (S-3) má podobné parametry, jako výše zmíněný Behringer CX3400, nebudu se tedy jejím rozbořem zabývat.

O něco dražší jsou výrobky firmy DBX, které můžeme koupit ve dvoupásmové nebo trojpásmové verzi, každou se dvěma kanály. Třípásmová verze je přepínatelná do dvoupásmové nebo čtyřpásmové jednokanálové konfigurace. Tato výhybka po zvukové stránce

dosahuje dobrých parametrů, nezanáší do zvuku slyšitelné zkreslení a její provedení a robustnost je rovněž na slušné úrovni. Funkcí však nemá zdaleka tolik, jako výše uvedený Behringer nebo Samson. Krom nastavitelných filtrů obsahuje vypínatelný filtr na 40 Hz pro ochranu basových reproduktorů, inverzi fáze, korekce vstupních a výstupních hlasitostí a možnost sumace basového pásma. To je vše, co výhybka umí, chybí zde spousta funkcí, které mohou být i pro menší zvukové systémy využitelné, ale jako základní výhybka je postačující.

Dnes již neprodávaná dvoukanálová trojpásmová výhybka firmy RANE (ac-23) sice neobsahuje inverze fáze jednotlivých výstupů a neobsahuje ani žádné indikátory, zato má zpoždovací filtry pro basové pásmo (jako Behringer CX3400) i pro středové pásmo, oba s rozsahem až 4 ms. Když ještě byla tato výhybka v prodeji, byla k dostání za zhruba patnáct tisíc korun.

Druhý z důvodů, proč jsem se rozhodl pro stavbu výhybky je fakt, že není na trhu výhybka, která by disponovala všemi možnostmi, kterými disponuje Behringer, nebo Samson, jako jsou inverze fáze apod. Oproti tomu pouze RANE obsahuje zpoždovací filtry pro basová i středová pásma.

Úkolem je tedy navrhnout snadno konfigurovatelný a přehledný systém. Ten by měl obsahovat všechny možnosti, které jsou reálně využitelné pro střední audiosystémy a zároveň jsou snadno realizovatelné.

Díky modulové konstrukci je dosaženo maximální flexibility pro zákaznický design zařízení pro zpracování signálu a zároveň snadná odladitelnost jak jednotlivých modulů, tak i kompletního celku. Nejedná se o návrh výrobku, který by měl být sériově vyráběn, takže je tento princip konstrukce akceptovatelný a také vhodnější. Výsledná výroba samozřejmě znamená více lidské práce, více drátových propojů i desek plošných spojů a také znemožňuje univerzální mechanickou konstrukci šasi. Ta musí být pro každé zařízení samostatná. Při instalaci desek plošných spojů do rackového šasi se však jedná o pár úprav, neboť tato šasi jsou běžně dostupné ke koupi a některé firmy je na zakázku vyrábějí.

## 2

# Teorie reproduktorových výhybek

## 2.1 Obecné požadavky na výhybku

Jako jakýkoli článek celého řetězce pro zpracování signálu až k reprodukci je zapotřebí, aby i aktivní výhybka netrpěla zkreslením, mimo THD především IMD všech druhů, které je subjektivně pro poslech mnohem podstatnější, lidský sluch je na něj více citlivé. To je způsobeno tím, že harmonické zkreslení vytváří signál o frekvenci  $k$ -násobně vyšší, než původní tón, kdežto intermodulační zkreslení přidává do signálu součtové a rozdílové frekvence dvou a více tónů a jejich násobky, které s frekvencemi původních tónů vůbec nesouvisí. Podrobnější popis intermodulačního zkreslení a jeho vlastností viz [2].

Samozřejmý je dostatečný SNR. Frekvenční filtry jsou hlavním jádrem celé výhybky, a tudíž u nich bude třeba s parametry začít. Filtry by neměly trpět fázovými problémy a měly by po výsledné sumaci signálu (např. reproduktorem) vykazovat vyrovnanou charakteristiku frekvenční amplitudovou i fázovou, pokud možno s minimální chybou. Je-li vlivem použité topologie ve výsledné sumaci signálu chyba (pokles nebo nárůst na zlomové frekvenci), měla by odpovídat této topologii a nemělo by dojít k její další deformaci způsobené nepřesnostmi filtru. Výsledné zpoždění signálu na obou výstupech filtru by mělo být minimální a v každém případě stejné, nemluvíme-li o zpožďovacích filtrech. Strmost přenosových filtrů by měla odpovídat výpočtu dle teorie, aby správně oddělovala jednotlivá pásma. Kvalitu můžeme také posuzovat podle impulzní charakteristiky, která by také neměla být ve výsledné sumaci závažně deformovaná. Jednotlivá pásma, na která je signál dělen, by měly mít vzájemně přesně nastavené mezní frekvence a výstupy by měly být v bodě shodné úrovně signálu ve fázi. Tomu ideálně odpovídá topologie Linkwitz-Riley, o které bude později řeč.

## 2.2 Filtry – řády, typy

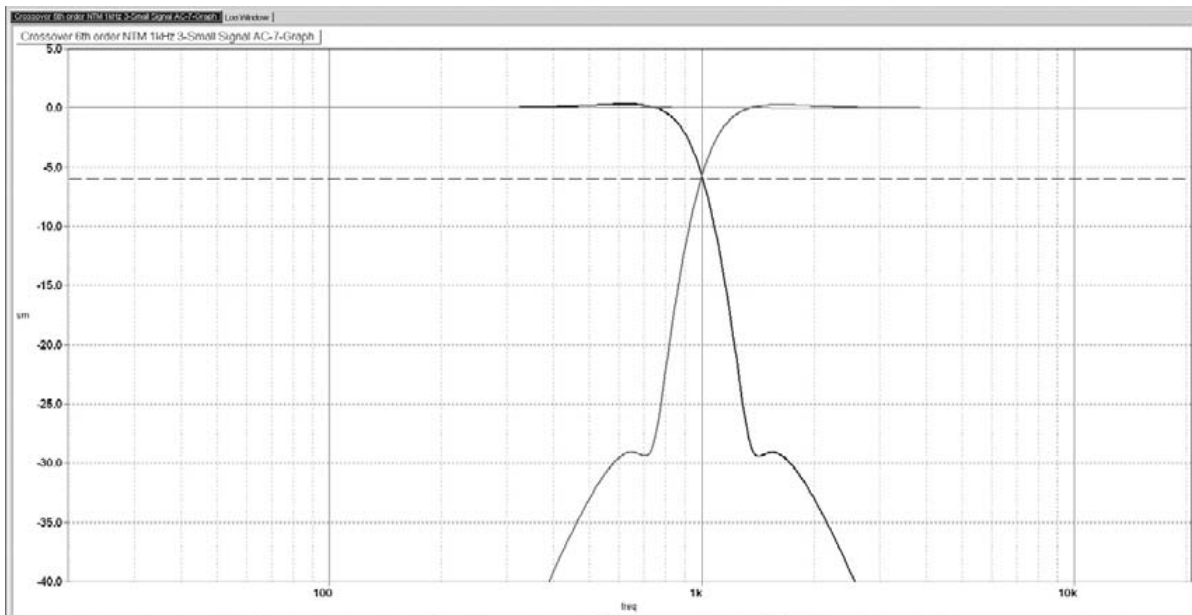
### 2.2.1 Typy

Nejprve je třeba všechny frekvenční filtry kategorizovat a jejich chování přiřadit funkci, které budou sloužit. Základní typy filtrů jsou horní a dolní propusti, popřípadě pásmové propusti, ve skutečnosti je typů filtrů mnohem víc. Jedním z nich jsou například celopásmové filtry použité buďto jako kombinované subsonické a ultrasonické filtry, které vymezí oblast 20 Hz až 20 kHz. V případě, kdy přímo za výhybkou následují výkonové zesilovače, plní tento filtr také funkci zamezení existence stejnosměrné složky v signálu. To ale platí za předpokladu, že výkonové zesilovače tuto stejnosměrnou složku do signálu vlastní funkcí také nezavádějí.

Dalším typem obvodů, kde jsou použity filtry, mohou být obvody časového zpoždění. Tyto obvody jsou nejčastěji použity pro kompenzaci rozdílné fáze signálu z jednotlivých měničů, rovněž jsou v dnešní době potřebné pro funkci tzv. směrových basových jednotek, kde je zapotřebí jeden signál zpozdil a následně invertovat. Pro takové použití bohatě stačí obvody časového zpoždění realizovat pomocí relativně jednoduchého zapojení s operačními zesilovači, místo komplikovaného digitálního řešení, bavíme-li se pouze o těchto případech. V případě potřeby zpozdil kompletní signál o více, než jednotky milisekund, jsou digitální výhybky mnohem výhodnější, jelikož jejich zpoždění může dosahovat bez problémů řádově stovky milisekund a realizace je omezená pouze velikostí paměti, která rovněž nepředstavuje zásadní problém.

Zkombinujeme-li filtry horní a dolní propusti tak, že plní funkci výhybky, můžeme se také bavit o symetrickém, nebo nesymetrickém dělení frekvenčních pásem. Symetričnost spočívá v tom, že oba filtry jsou stejného řádu, jinak řečeno, oba filtry mají stejnou strmost poklesu charakteristiky. Co se vlastní reálné funkce týče, existují filtry s konstantní napěťovou úrovní a s konstantní výkonovou úrovní.

Speciálními typy filtrů jsou takzvané „notch” filtry, které se vyznačují vysokou strmostí těsně za mezní frekvencí, ovšem následované opětovným vzrůstem charakteristiky a poté pozvolným poklesem. Vzrůst této charakteristiky obvykle vrcholí několik desítek dB pod referenční úrovní. Existují aplikace, kde i tyto typy filtrů mohou být užitečné. Při speciálním řazení různých typů filtrů včetně „notch” filtrů můžeme dosáhnout velmi přesné separace spektra frekvencí s ohromnou strmostí kolem mezní frekvence a s velmi vysokou strmostí dále v pásmech útlumu jednotlivých signálových cest. Toho se využívá zejména pro potlačení mechanických rezonancí, případně akustických zpětných vazeb.



Obr. 2.1: Přenosová charakteristika NTM filtrů, převzato z: [1].

Můžeme se také setkat se substraktivními typy filtrů, které spočívají v odečítání filtrovaného signálu od původního signálu. Sestavíme-li například dvě dolní propusti, můžeme dosáhnout třípásmové výhybky tím, že vhodně odečítáme filtrované signály. První dolní propust vede přímo na výstup pro basovou sekci, zároveň je odečítána od výstupu druhého filtru, jehož frekvence je nastavena výše. Tím dojde k odečtení basového pásma a zbyde zhora i zdola omezené středové pásmo. Nakonec výstup z druhého filtru odečteme od původního signálu, čímž dostaneme výškové pásmo.

### 2.2.2 Řády

Každý filtr má klíčovou vlastnost, podle které určujeme, o jaký řád se jedná. Tato klíčová vlastnost je zpravidla strmost poklesu přenosu filtru, která se určuje od mezního kmitočtu. V logaritmickém měřítku je zcela patrné, že od mezního kmitočtu se dále pokles amplitudové charakteristiky blíží přímce o této strmosti. Přenos filtru prvního řádu klesá se strmostí 6 dB na oktávu, což odpovídá 20 dB na dekádu. Filtr druhého řádu bude mít strmost 12 dB na oktávu, což odpovídá 40 dB na dekádu atd. V analogové technice realizované pomocí operačních zesilovačů se nejčastěji setkáme s filtry maximálně čtvrtého řádu. Vyšší řády už bývají značně komplikované a jejich opodstatnění už zaniká vzhledem k jednoduchosti vytvoření filtrů vyšších řádů pomocí digitálních systémů. Výsledný řád filtru se dá zvýšit buďto přímým zapojením součástek, nebo kaskádním řazením jednotlivých filtrů nižších řádů. To platí jak pro frekvenční filtry, tak pro zpožďovací obvody.

Filtry prvního řádu mají výhodu jednoduchosti, rovné sumární amplitudové charakteristiky a zároveň jsou to jediné typy filtrů s lineární fázovou charakteristikou a obecně s minimálním fázovým posunem. Velmi často jsou tak implementovány jako



pasivní výhybky pro basové reproduktory. Filtry prvního řádu jsou také pouze jedné topologie a to z toho důvodu, že pro jejich realizaci je zapotřebí pouze jednoho frekvenčně závislého prvku – kondenzátoru, nebo cívky. Zde není více možností, jak tyto komponenty v kombinaci s odporem zapojit, není tedy také více topologií.

Filtry druhého řádu jsou taktéž velmi časté v pasivních výhybkách z několika důvodů. První z nich je relativně jednoduchá konstrukce a druhá je strmější charakteristika 12 dB na oktávu, která je pro dělení spekter už dobře použitelná. V aktivních výhybkách se však vyskytují také a jejich vlastnosti už mohou být rozličné, takže zde musíme začít dělit jednotlivé topologie filtrů podle matematických modelů, jimž jednotlivé filtry svou funkcí odpovídají. Jednotlivé typy se především liší fázovou charakteristikou a zejména také tvarem přenosové charakteristiky v oblasti mezní frekvence. Výsledná sumace signálu tak může vyjít různým způsobem. V tomto bodě můžeme posuzovat, zda je pro danou aplikaci daná topologie vhodná.

Filtry třetího řádu nebývají tolik často k vidění, alespoň ne v aktivních analogových výhybkách. Nicméně setkat se s nimi můžeme z důvodu ještě lepší separace pásem, než u filtrů druhého řádu, což napomáhá eliminaci problémů s měniči. Zároveň také ještě dosahujeme relativně rovné amplitudové charakteristiky a rovné výkonové charakteristiky. Největší úskalí filtrů tohoto řádu je fázový posun, který může být podle realizace různý, zároveň se společným zpožděním signálu na výstupu.

Filtry čtvrtého řádu bývají nejčastěji jádrem analogových výhybek s nastavitelnou mezní frekvencí jednotlivých filtrů. Filtr čtvrtého řádu můžeme sestavit buďto kaskádou dvou filtrů druhého řádu, nebo jiným způsobem, který rozvedu později. Strmost filtrů je dostatečně velká pro maximální použitelnou přesnost separace frekvenčního spektra, sumární fázový posun může být nulový a jednotlivé fázové posuny v pásmech útlumu jednotlivých filtrů se blíží  $360^\circ$ , takže fázové problémy zde jsou mizivé. Nutno podotknout, že realizace filtru takového řádu v pasivní výhybce by byla již významně komplikovaná s ohledem na ztráty ve výhybce, vzájemné impedanční ovlivnění s měniči a v neposlední řadě i na prostor, který by výhybka zabírala vzhledem k rozměrům jakostních cívek a kvalitních kondenzátorů, nemluvě o vzájemném ovlivňování více cívek. U aktivních analogových výhybek je však složitost zapojení ještě optimální vzhledem k výsledkům, kterých jsme schopni touto cestou dosáhnout.

## 2.3 Filtry – Topologie

### 2.3.1 Butterworth

Jedním z nejznámějších fyziků zabývajících se teorií a použitím filtrů byl Stephen Butterworth. Butterworthův filtr druhého řádu je velmi často používaným typem filtru, hlavně v pasivních výhybkách. Je-li tato výhybka řešená horní a dolní propustí, do kterých je přiváděn původní signál, dochází po výsledné sumaci vlivem fázové charakteristiky k významnému propadu amplitudové charakteristiky v oblasti mezní frekvence, která je v tomto případě stejná pro oba filtry. Takový filtr je samozřejmě nepoužitelný, ale jeho jednoduchá modifikace ho činí dobře použitelným. Změníme-li fázi jednoho ze signálů (v tomto případě obvykle horní propusti pro výškovou sekci), dojde po výsledné sumaci k jevu, kdy máme amplitudovou charakteristiku rovnou a v oblasti mezní frekvence filtrů zaznamenáváme nárůst o 3dB. U pasivních výhybek v reproduktorech bývá inverze fáze nejčastěji řešena změnou polaroty zapojení výškového měniče. Problém nárůstu výsledné amplitudy o 3dB může být řešen např. ekvalizací.

Butterworthovy filtry jsou často označovány jako „maximally flat” ve významu shodnosti vlastností filtru a matematické funkce. Konkrétně filtry dolních propustí mají rovnou charakteristiku od 0 Hz až po mezní frekvenci, kde je přenos rovný -3 dB. Přenos Butterworthova filtru pro  $n$ -tý řád (počet reaktančních prvků) je následující:

$$A(\omega) = \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}}} \quad (2.1)$$

Kde  $\omega_0$  je mezní frekvence filtru.

V pasivních výhybkách se ale používá jednoduššího triku, který spočívá v odlišnosti mezních frekvencí obou filtrů. Ve světě výhybek, respektive v cestě ke správným parametrům audiosystému, neexistuje žádné pravidlo, které cokoli nařizuje, nebo zakazuje. Zavádíme pojem tzv. faktor offsetu mezních frekvencí (anglicky cutoff frequency offset factor). Toto bezrozměrné číslo nám říká, jak se posunou jednotlivé mezní frekvence filtrů. Pro maximální vyrovnanou charakteristiku pro Butterworthův filtr druhého řádu je to číslo 1,3, které znamená vynásobit původní mezní frekvenci horní propusti (např. 1 kHz · 1,3) a vydělit původní mezní frekvenci dolní propusti (např. 1 kHz/1,3). Tímto způsobem dostaneme výslednou charakteristiku se zvlněním +/-0,45 dB, což je dostatečně akceptovatelné, zejména u měničů, jejichž citlivostní charakteristika je zvlněna významně více. Zpoždění po sumaci se pohybuje kolem 220  $\mu$ s, jeho špička dosahuje 275  $\mu$ s v oblasti mezního kmitočtu. Paradoxně je to méně, než u filtru prvního řádu.

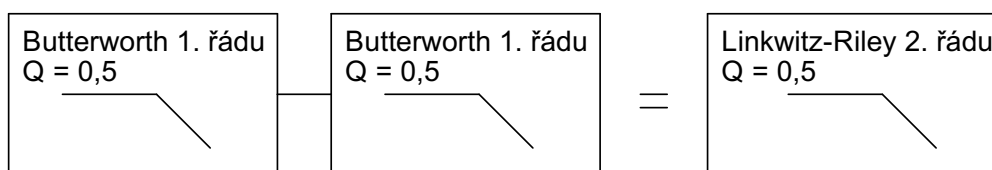
Ve světě aktivních výhybek se velmi často používá Salen-Key implementace Butterworthova filtru s operačním zesilovačem, která vyžaduje dva kondenzátory, odpory a žádnou cívku, což je velmi výhodné. Velmi často se používá horní propust jako útlum frekvencí pod 100 Hz nebo 80 Hz (záleží na konstrukci), která slouží například

k odstranění přílišného nárůstu basových frekvencí způsobených „proximity efektem”, který je známý u směrových mikrofonů umístěných blízko zdroje zvuku. Tato pozice mikrofonu totiž způsobí silný nárůst citlivosti na těchto basových frekvencích, zvyšuje však celkový výstupní signál mikrofonu a poměr snímaného signálu od okolního rušení, což je v dané situaci potřebné. Funkcí „low cut” disponuje většina analogových mixážních pultů, jednoduché parametrické ekvalizéry a také i výhybky, kde bývá filtr druhého až čtvrtého řádu pro odfiltrování frekvencí pod 25 až 40 Hz z důvodu ochrany basových reproduktorů. Ty totiž nejčastěji pod těmito frekvencemi ztrácí citlivost, ale především prudce roste výchylka membrány a hrozí poškození měniče, jak již bylo zmíněno v kapitole 1.

Obecně řečeno, ve frekvenčních filtrech pro audio aplikace jsou Butterworthovy filtry velmi často používané, z toho důvodu jsem náznakem vyložil jejich výhody a některá použití. Existuje mnoho dalších parametrů a úskalí, které tato topologie obsahuje. V našem případě však čisté Butterworthovy topologie využívat nebudeme a to jakéhokoli řádu z důvodu našeho požadavku na snadno měnitelnou frekvenci se tyto filtry příliš nehodí.

### 2.3.2 Linkwitz-Riley

Topologie Linkwitz-Riley principiálně vychází z Butterworthovy topologie a je pojmenována po vynálezci jménem Siegfried Linkwitz a Russ Riley. Velmi často se (chybně) nazývá kvadrurní Butterworth filtr (Butterworth squared). Tato topologie disponuje vlastnostmi, které jí předurčují k velmi častému použití v aktivních výhybkách, jednou z nich je například rovná sumární amplitudová charakteristika. Vlastnosti Linkwitz-Riley topologie vyložím dále v souvislosti s jednotlivými řády filtru a konkrétní implementací.



Obr. 2.2: Blokové schéma topologie Linkwitz-Riley vycházející kaskády Butterworthových filtrů.

Linkwitz-Riley filtr druhého řádu může být snadno vytvořen kaskádou dvou Butterworthových filtrů prvního řádu se změněnou hodnotou činitele jakosti  $Q$  na hodnotu 0,5. Takový filtr má, jak již bylo zmíněno, lineární napěťovou amplitudovou charakteristiku po sumaci (výkonová charakteristika má na mezní frekvenci propad o 3dB) a konstantní fázový rozdíl  $180^\circ$  mezi výstupem horní propusti a dolní propusti o stejné dělicí frekvenci. To vše je zajištěno poklesem o 6dB na mezní frekvenci každého

filtru. Fázový rozdíl v pasivní výhybce může být opět snadno kompenzován opačnou polaritou připojení elektroakustického měniče. V aktivních výhybkách se musí inverze fáze zajistit jiným způsobem, například operačním zesilovačem v zapojení se zesílením  $-1$ . Připomínám, že taková výhybka je realizovaná pomocí dolní a horní propusti, každé po dvou Butterworthových filtrech. Pro design aktivní výhybky se snadno měnitelnou dělicí frekvencí není tento způsob příliš vhodný.

Mnohem zajímavější pro aktivní výhybky je tzv. „variable frequency – state variable filter”. Tento typ filtru využívá Linkwitz-Riley topologie a je hojně využíván pro snadno laditelné aktivní analogové výhybky. Samozřejmě se nejedná o filtr dokonalý po všech stránkách, ale jeho vlastnosti jsou vzhledem k použití více než výhodné. První hlavní výhodou je, že mezní frekvence filtru pro výstup horní i dolní propusti je laditelná pouze jedním ovládacím prvkem, konkrétně vícenásobným potenciometrem. Variace tohoto typu filtru jsou také používány v analogových parametrických ekvalizérech s nastavitelným činitelem jakosti  $Q$ . Filtr druhého řádu je totiž tvořen sumárním zesilovačem a dvěma integrátory, které odpovídají Butterworthovým filtrům prvního řádu. Výstup horní propusti je přímo výstupem sumárního zesilovače a výstup dolní propusti je na konci celého řetězce. Filtr má však tu vlastnost, že výstup za prvním integrátorem (v případě filtru 2. řádu) se chová jako pásmová propust, tento výstup se používá ve zmíněných plně parametrických ekvalizérech.

Nejvyužívanější je filtr čtvrtého řádu, rovněž se jedná o „variable frequency – state variable filter”. Rozdíl oproti druhému řádu je poměrně jednoduchý, za výstup druhého integrátoru jsou přidány další dva, tedy celkem čtyři integrátory. V tomto případě je zapotřebí čtyřnásobného potenciometru, který není běžně k dostání, přesto jsou analogové výhybky výhradně vybaveny těmito typy filtrů s tím, že potenciometry jsou nepoměrně dražší vůči všem ostatním komponentům. Vlastnosti tohoto filtru jsou následující: rovná amplitudová charakteristika po sumaci horní a dolní propusti (pokles o 3dB ve výkonové charakteristice), konstantní fázový posun signálu horní a dolní propusti o  $360^\circ$  a strmost 24 dB na oktávu (80 dB na dekádu). Zpoždění je akceptovatelné, souběh potenciometru nemá významný vliv na přesnost filtru, ale jen na výslednou vyrovnanost charakteristiky po sumaci. V případech, kde se tyto výhybky používají, je daleko pravděpodobnější větší nevyrovnanost charakteristiky jednotlivých měničů, takže ani tuto záležitost není třeba nějak významně řešit.

Pro navrhovanou výhybku bude jako frekvenční filtr tento typ nejlépe vyhovující. Poukazují na to, že všechny firmy vyrábějící v současnosti analogové výhybky využívají těchto filtrů a využívala jich i zařízení, která se dnes již nevyrábí.

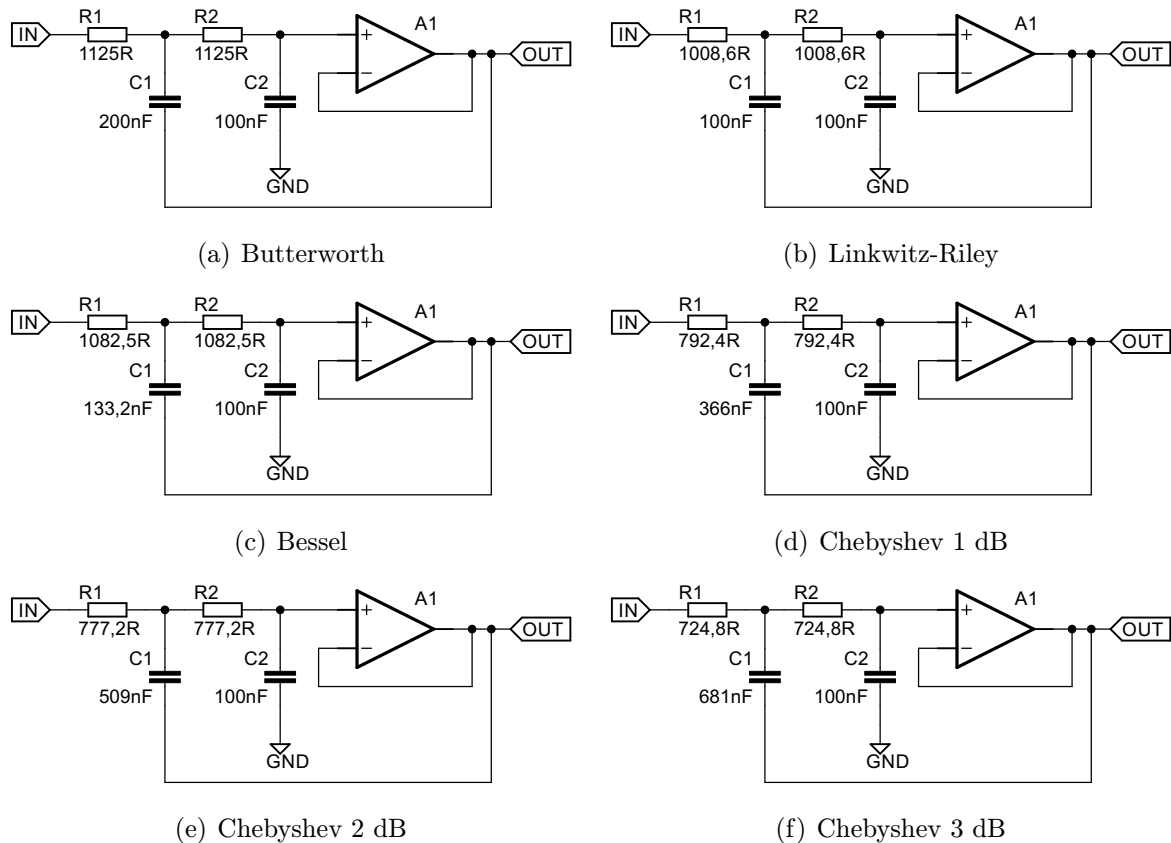
### 2.3.3 Ostatní topologie

Existuje mnoho dalších topologií a implementací (jako například tzv. „multiple feedback” implementace), které jsou více či méně použitelné v audiotechnice, většina z nich nachází své využití v jiných oborech zpracování signálu a to jak v datových oblastech, tak například ve zpracování obrazového signálu. Tyto oblasti však nesouvisí s mojí prací, takže nastíním pouze dvě nejdůležitější topologie, které jsou vedle Butterworthovy a Linkwitz-Riley topologie uváděny, a to Besselova topologie a Chebysheva topologie.

Matematikem, jehož filtry jsou hojně využívány, byl Friedrich Bessel. Besselovy filtry vynikají svým sumárním zpožděním signálu. Zpoždění u filtrů této topologie je do značné míry rovnoměrné a nemá žádné významné špičky, hodnota zpoždění se mění až ve chvíli, kdy je útlum filtru dostatečně velký. Postupná strmost v oblasti mezní frekvence je však pozvolnější. Spokojíme-li se s pozvolnějším dělením frekvenčního spektra, je výhybka druhého řádu s použitím faktoru offsetu mezních frekvencí nastavených na 1,45 násobek daleko vyrovnanější než při použití Butterworthovy topologie. Fáze však zde není optimálnější než u Butterworthových filtrů a rovněž je třeba jeden výstup invertovat. Sumární amplitudová charakteristika však dosahuje zvlnění o pouhých  $\pm 0,07$  dB, což je podstatně lepší hodnota. Pro audio použití je tato topologie za určitých okolností také vhodná, zejména v případě, kdy oba měniče na dané frekvenci pracují ještě velmi dobře a není třeba ostrého přechodu útlumové funkce z plného přenosu do útlumové části, kde je Butterworthova topologie vhodnější.

Dalším významným matematikem, který se zabýval teorií filtrů, byl Pafnuty Chebyshev. Chebyshevovy filtry jsou dvou typů. Jsou typické nejstrmějším poklesem charakteristiky v oblasti mezní frekvence. První typ má v propustném pásmu určité zvlnění, druhý typ má specifickým způsobem zvlněný průběh v oblasti tlumeného pásma. Oba typy mají nelineární fázi a jejich zpoždění dosahuje velkých špiček v oblasti mezní frekvence. Existují aplikace, kde jsou tyto typy filtrů jedinečné, v audiotechnice se však příliš nepoužívají a když ano, tak pouze ve specifických případech.

Všechny tyto základní topologie a jejich Sallen-key implementace jsou znázorněny na obrázku 2.3.3.



Obr. 2.3: Jednotlivé topologie filtrů druhého řádu a jejich rozdíly v realizaci pomocí Sallen-key implementace. Každý filtr má mezní frekvenci 1 kHz, převzato z: [1]

## 2.4 Zpožďovací obvody

I zpožďovací obvody mohou být charakterizovány podle řádů od prvního k vyšším. Obecně platí, že čím vyššího řádu je filtr, tím většího zpoždění dosahuje. Z jiného pohledu, čím vyššího je filtr řádu, tím vyšší frekvence je schopen lineárně zpoždit při stejném čase tohoto zpoždění. Od druhého řádu výše se zpožďovací filtry staví kaskádou filtrů prvního a druhého řádu o různém nastavení činitele jakosti  $Q$  a mezní frekvence (pro filtry 2. řádu). K dosažení rovné charakteristiky filtrů vyšších řádů je nutné jednotlivé filtry v kaskádě přesně nastavit. Vzhledem k tomu, že existuje mnoho zapojení s různými vlastnostmi a možnostmi nastavení požadovaného činitele jakosti  $Q$  a mezní frekvence a vzhledem k tomu, že v této práci je třeba navrhnout zpožďovací filtr se snadným nastavením času tohoto zpoždění, nebudu se dále zabývat různými způsoby realizace.

Nejjednodušší na nastavení času zpoždění je filtr prvního řádu. Tyto filtry mohou být snadno sestaveny pomocí operačního zesilovače, odporů a jednoho RC členu, který určuje časovou konstantu. Vzhledem k tomu, že změna časové konstanty může být provedena pomocí změny hodnoty odporu, je tento způsob značně příhodný pro naše použití. Pro realizaci delšího zpoždění je třeba tyto filtry za sebe řadit do kaskády, což vzhledem

k jejich jednoduchosti nepředstavuje problém. Charakteristika zpoždění obvodu s filtrem prvního řádu je při zpoždění  $80 \mu\text{s}$ , odpovídajícím zhruba 2,7 cm vzdálenosti, kterou zvuk za tu dobu urazí, rovná až do frekvence kolem 2 kHz, s rostoucí frekvencí filtru zpoždění klesá. Frekvence, na které se zpoždění začíná významně zkracovat, se snižuje s rostoucím zpožděním obvodu. Tento fakt však neznamena významnou překážku pro použití zpožďovacích obvodů pro směrové basové audiosystémy, protože jejich frekvenční rozsah zcela jistě končí kolem 100 Hz. Pro kratší časy nutné z důvodu kratších vzdáleností jsou tyto filtry také dobře použitelné.

Pro konstrukce zpožďovacích obvodů je velmi často volen obvod druhého řádu sestavený ze dvou obvodů s filtry prvního řádu. Tento systém poskytuje výhodu zpoždění až do několika milisekund, řeší inverzi fáze na výstupu operačního zesilovače opakovanou inverzí a je k jeho realizaci zapotřebí pouze dvojitý potenciometr, který je běžně dostupný.

## 2.5 Požadavky na navrhovanou výhybku

Výhybka, jejíž návrh a konstrukce jsou předmětem této práce, by měla mít tyto vlastnosti: Dva kanály, tři pásma na každém kanálu, zpoždění pro středové a basové pásmo obou kanálů a regulace jednotlivých výstupních hlasitostí. Z výše uvedených informací vyplývá, že nejvhodnější bude využít Linkwitz-Riley „state-variable” filtry se strmostí 24 dB na oktávu pro oddělení jednotlivých pásem a zpožďovací filtry druhého řádu realizované dvěma filtry prvního řádu v kaskádě. Takto je sestavena výhybka značky RANE, model ac-23, ze které bude následný návrh v mnohém vycházet. Výhybka by měla být běžné vstupní a výstupní úrovně signálů  $+4/-10 \text{ dBu}$  a měla by úspěšně nahradit a konkurovat výhybkám značky DBX nebo Samson. Výhybka by navíc měla obsahovat inverzi fáze pro jednotlivé výstupy, možnost monofonního režimu 4 a 5 pásmového dělení a měla by disponovat korekcí hlasitosti pro jednotlivé výstupy a celkovou vstupní hlasitostí. Finální zařízení bude instalováno do 19” rackové skříně.

# 3

## Návrh výhybky

### 3.1 Návrh systému výhybky, modulová konstrukce

Profesionální analogové systémy velmi často bývají řešeny konstrukcí jednotlivých funkčních modulů, které jsou samostatně fungující, snadno měřitelné a jsou snadno odladitelné jejich parametry. Nezávisí přesně na konkrétní funkci celého zařízení. Tento přístup je pochopitelně dražší a vyžaduje při sestavování většinou více drátových propojení, jako jsou rozvody napájení, zemnění a samozřejmě také signálová cesta. Z ekonomického hlediska je samozřejmě jednodušší a levnější pro výrobu vše osazovat na jednu desku plošného spoje, včetně konektorů, spínačů, potenciometrů a všech podobných mechanických prvků a vyhnout se jakýmkoli drátovým propojkám. Vzhledem k tomu, že výsledkem této práce není připravit podklady pro výrobek, který by měl být sériově vyráběn, není tento přístup nutný. Modulová konstrukce navíc umožní snadnější ožívování a odladění jednotlivých funkčních bloků, navíc ale umožní vytvořit libovolnou konfiguraci výhybky. S jednotlivými funkčními bloky tedy bude možné poskládat libovolné zařízení pro plnění libovolné funkce a to jak pro audiotechniku obecně, tak i pro nástrojovou techniku, zejména pro systémy pro baskytary a elektrické kytary. Při kusové, nebo maximálně malosériové výrobě tedy bude snadné osadit do všech zařízení stejné vstupní, nebo výstupní moduly a signálové zpracování bude záviset pouze na přání uživatele a účelu jeho použití. Jednotlivé moduly pro zpracování signálu však zůstávají stejné.

Většina výhybek se dvěma frekvenčními filtry typu „state-variable” filtr začíná s frekvenčním dělením na stredo-basové sekci, poté pokračuje signál na rozdělení na středovou a výškovou část. Vzhledem k tomu, že se šum signálové cesty zvyšuje s rostoucím počtem obvodů, kterými musí projít a vzhledem k tomu, že šum bývá slyšitelnější v oblasti vyšších frekvencí, začneme s frekvenčním dělením od stredo-výškové sekce. Poté oddělíme střední a basové pásmo. Slyšitelnost šumu především ve vyšších frekvencích je dána mnoha fakty. Jedním z nich je fyziologie lidského sluchu, díky které má ucho vyšší citlivost v oblasti kolem 4 kHz. Dalším problémem je fakt, že ne všechny zdroje šumu v signálové cestě vykazují čistě bílý šum.



Je ověřeno a změřeno, že při řazení filtru horní a dolní propusti pro získání určitého pásma frekvencí bylo dosaženo nepatrně nižšího výstupního šumu při řazení nejdříve horní propusti a poté dolní propusti oproti opačnému řazení. Podstata věci je tlumit vysoké frekvence co možná nejdále, aby byl utlumen celkový naakumulovaný šum, více viz.[1].

Systém by měl být schopný monofonního provozu se 4 nebo 5 pásmy, takže je třeba jednotlivé vstupy a výstupy filtrů mezi sebou spínat takovým způsobem, aby bylo tohoto provozu možné dosáhnout. Zároveň je také nutná možnost přepnutí výhybky do dvoupásmového režimu, tedy přemostění kompletního signálu přes první filtr. Zpoždovací obvody by měli být také vypínatelné.

Vstupní hlasitost by měla být nastavitelná ideálně od  $-\infty$  do +10 dB, jako bývá korigovatelná hlasitost na hlavních faderech mixážních pultů. Korekce hlasitosti jednotlivých výstupů nemusí být nastavitelná od nuly vzhledem k tomu, že pro jejich vypnutí budou přítomná na čelním panelu tlačítka „mute” a také vzhledem k tomu, že přílišné tlumení výstupního signálu znamená zbytečnou degradaci SNR a vzhledem k tomu, že všechny zesilovače a zařízení, které za výhybkou následují, jsou zpravidla přizpůsobeny pro úroveň vstupního signálu +4 dBu, nebo podobnému napětí, odpovídajícímu zhruba 1 V špičky nominální úrovně (0,7749 V<sub>RMS</sub>). Korekce jednotlivých výstupů bude tedy ideální buďto v rozsahu  $\pm 6$  dB, nebo v rozsahu  $\pm 15$  dB. Tyto dva rozsahy jsou nejčastěji používané pro ekvalizéry a jiné korekce (ještě spolu s rozsahem  $\pm 12$  dB). Korekce pak může sloužit k nastavení síly signálu jednotlivých výstupů při nastavení ovládacích prvků hlasitosti jednotlivých zesilovačů na maximum. To může být velmi vhodné vzhledem k tomu, že zesilovače nemusí mít přesný souběh potenciometrů pro zesílení. Některé potenciometry jsou tzv. krokové (nebo jsou realizovány vícepolohovým přepínačem), jinak řečeno vykazují určitý mechanický krok při otáčení, z čehož vyplývá, že jejich průběh je skokový a zesílení zesilovače tedy není nastavitelné plynule. Precizní potenciometry nebo přepínače mívají krok např. 2 dB. Výsledný akustický tlak je totiž ovlivněn citlivostí dílčích elektroakustických měničů a zároveň celkovým zesílením zesilovače. Pro korekci obou faktorů je zapotřebí pokud možno plynulé korekce s adekvátní citlivostí na mechanické otočení potenciometrem.

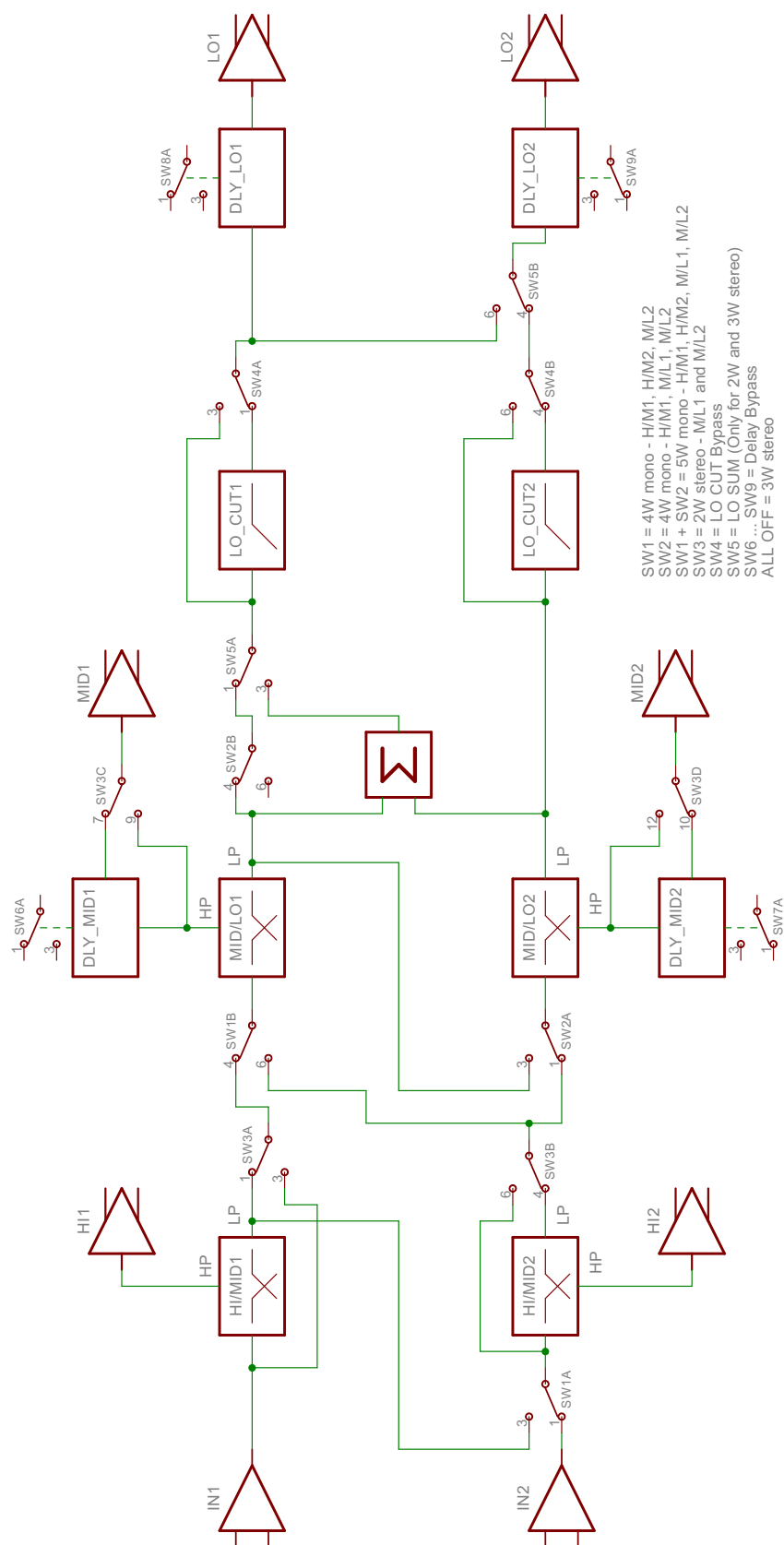
Vstupy a výstupy by měli být symetrické s možností volby úrovně signálu +4 dBu, nebo -10 dBu, což je u všech přístrojů pro zpracování signálu běžná záležitost. Vstupní obvody by si měly poradit i s nesymetrickým signálem. Výstupní obvody samozřejmě také, zde je ale situace komplikovaná, neboť na klasický symetrický výstup není možné připojit konektor pro nesymetrické vedení z důvodu možného zkratu. Běžně se řeší tento problém tak, že výstupní obvod je sestaven jako tzv. „quasi-floating”, tedy je možné jeden z výstupů jednoduše uzemnit, vnitřním obvodům to nijak neublíží a nezhorší jeho parametry. Toto zapojení nahrazuje výstupní transformátory, které jsou z důvodu nutnosti přenosu nízkých frekvencí s minimálním zkreslením a útlumem velmi drahé.

Při celkové konstrukci je zapotřebí držet v signálové cestě co nejnižší hodnoty impedancí z důvodu maximálního možného SNR, který je velmi často degradován především vysokou hodnotou vstupní impedance jednotlivých stupňů. Tento způsob ale zvýší spotřebu operačních zesilovačů a celého systému, s tím je třeba počítat.

Vnitřní úroveň signálu bude odpovídat hodnotě 0 dBu, což je 0,7749 V efektivní napětí, pro sinusový signál 1,095 V špičkové úrovně. Tato úroveň při napájení  $\pm 15$  V zajišťuje dostatečnou 20 dB dynamickou rezervu pro signálové špičky a zároveň je dostatečně vysoká pro optimální SNR. Tato úroveň je obecně nejčastěji používaná.

Zemnění je kritickou složkou pro veškerá elektronická zařízení, zvláště v audiotechnice, kde se zemní smyčky projevují přímo proniknutím do zvukového signálu. Nejúčinnější metodou, jak si poradit s rozdílem zemních potenciálů a se zemními smyčkami je následující. Zemní vodič je od zásuvky připevněn přímo k šasi, to je nutné opatření pro dostatečnou ochranu před přítomností nebezpečného dotykového napětí. Veškeré vstupní a výstupní konektory musí být neutrálním pinem připojeny přímo na šasi. Je třeba zabránit tomu, aby cesta od vstupního neutrálního pinu nevedla ke konečnému spojení k ochrannému vodiči přes zemní napájecí cestu. Obecně je nutné spojit šasi (kostru) se signálovou zemí pouze v jednom bodě. Střed vstupních pasivních obvodů pro svedení VF rušení proto musí být připojen přímo na šasi, nikoli k zemnímu vodiči vedenému od napájecího napětí. Ideálně by referenční nulové napětí mělo být přímo u vstupních konektorů. U zařízení s jedním vstupem je ideální spojit šasi se signálovou a napájecí zemí přímo u vstupu. U zařízení s více vstupy (jako je to naše) je vhodné tento bod určit například v místě star-pointu zemnění pro rozvod napájení pro jednotlivé obvody zpracování signálu. Cílem je odvést proud protékající stíněním z důvodu rozdílu zemních potenciálů a rušivé signály přímo do ochranného vodiče přes šasi a nikoli přes signálovou zem, na které by se tímto způsobem vytvořil úbytek napětí, který by generoval rušení do celého signálu.

Výsledné blokové schéma navrhované výhybky je uvedeno na obrázku 3.1, na kterém jsou uvedeny jednotlivé pracovní režimy výhybky aktivované tlačítkem dle popisu.



Obr. 3.1: Blokové schéma trojpásmové výhybky se zpožďovacími obvody.

## 3.2 Výběr komponent

### 3.2.1 Operační zesilovače a integrované obvody

Nejčastěji používaná dvojice operačních zesilovačů pro audiotechniku je bipolární dvojitý operační zesilovač NE5532 a j-FETový dvojitý operační zesilovač TL072. Vzhledem k úspoře místa a napájecích přívodů a nutnosti použití mnoha jader operačních zesilovačů bude vhodné zvolit integrované obvody se čtyřmi operačními zesilovači v jednom pouzdře. Řada TL07X sice disponuje i čtyřnásobným operačním zesilovačem TL074, avšak tento zesilovač nedosahuje parametrů, které jsou pro profesionální techniku postačující. Podobně je na tom NE5532, který se však v profesionální technice objevuje přece jen častěji, než zesilovače řady TL07X. Tyto zesilovače se vyrábí pouze dvojitě a to pod jakoukoli značkou.

Firma RANE použila pro konstrukci svých výhybek operační zesilovače MC33078, což jsou rovněž bipolární dvojitě operační zesilovače, vyráběné ve čtyřnásobné verzi pod označením MC33079. Tyto operační zesilovače mají podobné parametry jako zmíněné NE5532, avšak v některých ohledech dosahují lepších hodnot parametrů (např.  $V_{IO}$ ,  $I_{CC}$ , IMD, THD). Cena za jedno jádro operačního zesilovače je u čtyřnásobné verze mnohem menší než u dvojnásobné verze, z těchto důvodů bude vhodné MC33079 použít pro vnitřní obvody, filtry a ovladače hlasitosti.

Pro vstupní obvody bude lepší použít obvody s lepším SNR a lepšími parametry co do potlačení souhlasných signálů. Také zde bude daleko důležitější IMD a to z důvodu toho, že se budou sčítat, resp. odčítat dva signály opačné polarity. Proto bude vhodné použít operační zesilovače, které ještě nejsou příliš drahé, ale zároveň dosahují lepších parametrů než MC33079. Velmi známý integrovaný obvod dvojitě operačního zesilovače LM4562 je v podstatě shodný s dvojitým operačním zesilovačem označeným jako LME49720. Čtyřnásobná verze tohoto operačního zesilovače nese označení LME49740 a rovněž dosahuje nižší ceny v přepočtu na jedno jádro, než jeho dvojitá verze. Integrované obvody řady LME497XX mají více typů operačních zesilovačů s různými možnostmi, nám však budou stačit tyto základní typy. Uvedené integrované obvody už mají v datasheetech deklarované IMD, na rozdíl od všech levnějších operačních zesilovačů. Zároveň se tyto operační zesilovače řadí mezi cenově dostupné obvody, kde cena za jedno jádro (u čtyřnásobné verze) nepřesahuje 40,- Kč. Všechny dvojnásobné i čtyřnásobné klasické operační zesilovače jsou v technologiích DIP a SO v přiřazení pinů kompatibilní. Pokud bychom chtěli zvýšit SNR a vylepšit celkové parametry výhybky, bylo by možné osadit LME49740 do celého systému, to by však výrazně zvýšilo cenu takové výhybky.

Pro výstupní obvody bude vzhledem k nárokům na použití a vysoké ceně kvalitních výstupních transformátorů vhodné použít výstupní linkové budiče firmy THAT. Jsou vyráběny „laser trimmed“ technologií a dosahují vysokých hodnot CMMR. Jejich integrované linkové budiče řeší spoustu problémů způsobených různými jevy u realizace

tzv. „quasi-floating“ výstupních obvodů. Ty při uzemnění jednoho výstupu zdvojnásobí amplitudu neuzemněného signálu. Quasi-floating výstupní obvody realizované operačními zesilovači trpí několika nepříznivými vlastnostmi, jako souhlasný signál vyskytující se na obou větvích symetrického signálu zároveň, způsobenými nesymetrií zesílení jednotlivých operačních zesilovačů a mnoha dalšími jevy. Všechny tyto jevy jsou však již dlouho známé a firma THAT vyrábí linkové budiče řady 16XX, které svým vnitřním zapojením nepřipomínají klasické operační zesilovače, ale obsahují kombinované zpětné vazby a transkonduktanční zesilovací stupně, jež eliminují výše zmíněné problémy způsobené především rozdílnými výstupními proudy v obou větvích signálu. Výsledný driver je obvod s přímým quasi-floating výstupem. Dosahuje velmi dobrých parametrů SNR a je pro připojení na další zařízení vysoce odolný proti oscilacím vzniklým kapacitami ve vedení a zároveň pomáhá zabránit vniknutí rušivých signálů do signálu díky vysoké hodnotě potlačení souhlasného signálu, zjednodušeně řečeno, výstupní signál je přesněji symetrický.

Vzhledem k tomu, že všemi obvody bude procházet zvýšená hodnota proudu z důvodu nízkých impedancí celé signálové cesty, i k tomu, že je k jednotlivým vývodům velmi často zapotřebí připojit více součástek, bude výhodné použít pouzdra typu DIP. Ta totiž disponují drátovými vývody skrz desku a navíc jsou zapouzdřeny v objemnějším kusu materiálu. Teplotní výkyvy způsobené krátkodobým zvýšeným tepelným výkonem vnitřních obvodů budou nižší a budou mít tedy nižší vliv na dynamické změny parametrů jednotlivých operačních zesilovačů. Obvody typu DIP sice zaberou více místa, ale není nutné se obávat jejich ohřátí a není nutné pro průchod mezi vrstvami desky používat navíc prokovených otvorů.

### 3.2.2 Rezistory

Kvůli rozměrům bude ideální použít SMD rezistory. Pro snadné ruční pájení a dostatečnou rezervu tepelného výkonu vzhledem k vyšším hodnotám proudů budou vhodné rezistory o velikosti 1206. Oproti THT rezistorům mají SMD rezistory vyráběné určitou technologií výhodu, že není jejich konečná hodnota dosažena laserovým řezáním odporového tělesa do tvaru spirály, tedy netrpí vlastní indukčností. Tento fakt je sice daleko podstatnější u vysokofrekvenčních aplikací, ale vzhledem ke srovnatelné ceně a menšímu zabranému prostoru na desce jsou SMD rezistory skutečně vhodnější.

Stejně jako THT rezistory jsou i SMD rezistory vyráběny různou technologií a jejich odporová vrstva je z různých materiálů. Pro nás jsou nejpodstatnější šumové vlastnosti, potažmo tepelná stabilita. Z hlediska šumu je vhodné použít do přímé signálové cesty tenkovrstvé rezistory, které jsou samozřejmě dražší, než tlustovrstvé rezistory. V obou případech se jedná o rezistory s metalickou vrstvou. Uhlíkové rezistory v tomto případě není vůbec vhodné použít nejen z důvodu šumu, ale i z důvodu, že jejich kompletní použití v signálové cestě způsobuje zabarvení zvukového signálu. Výrobci, kteří vyrábí levná zařízení, samozřejmě kvůli ceně tyto rezistory používají, protože na obecnou funkci nemají

žádný podstatný vliv a jejich cena je při vyšším počtu objednávaných kusů někdy menší než desetinná oproti tenkovrstvým rezistorům s kovovou vrstvou. Avšak při desítkách až stovkách kusů rezistorů v celém zařízení a v tisících kusů vyrobených zařízení je tento rozdíl značný – částečně i tím je umožněna nízká cena zařízení. V našem případě je však zapotřebí co nejlepších parametrů SNR. V situacích, kdy nejsou odpory zařazeny sériově v signálové cestě, je možné použít tlustovrstvé rezistory, čímž je možné snížit cenu. Nejčastěji se jedná např. o rezistory, o které se signál opírá proti zemnímu vodiči apod.

Přesnost rezistorů je u diferenciálních zesilovacích stupňů vysoce kritická, je tedy nutné použít rezistory minimálně 1%, ideálně 0,1%. V těchto přesnostech jsou dnes rezistory běžně k sehnání. V našem případě se jedná zejména o vstupní obvody, kde budou diferenciální stupně realizované pomocí operačních zesilovačů (v případě integrovaných linkových budičů již není třeba řešit), a sumární/rozdílový zesilovač použitý jako frekvenční filtr, u kterého je přesnost klíčem ke správnému průběhu a jakosti filtru. V ostatních případech přesnost není tak kritická a odpory s přesností 1% dostačují. Úplně mimo signálovou cestu (pro pomocné obvody a zdroj) je možné použít obyčejné uhlíkové rezistory, ve zdroji bude vhodné použít obyčejné metalizované rezistory technologie THT, protože zdroj jako takový bude výhodnější z důvodu jednoduchosti zapojení realizovat na jednovrstvé desce plošných spojů.

K rezistorům patří také potenciometry. Potenciometry se dají v zásadě dělit na tři typy – uhlíkové, cermetové a s umělou odporovou vrstvou („conductive plastic“). Uhlíkové jsou základní a nejlevnější potenciometry, jejichž vlastnosti jsou obecně dobré, mají však nižší životnost, nebo je jejich úprava na lepší životnost zaplácena vyšší cenou. V běžné i profesionální elektronice se používají. Cermetové potenciometry jsou mnohem stabilnější a přesnější, cermetové se dělají především přesné více otáčkové potenciometry a trimry. Nejsložitější je na trhu najít v našem případě čtyřnásobné potenciometry, které nejsou běžně vyráběné ve velkých počtech kusů. Je však možné u firmy ES-Ostrava a u firmy OMEG tyto potenciometry vyrobit. Firma OMEG navíc vyrábí potenciometry s umělou odporovou vrstvou a ty mají na zkreslení signálu nejmenší vliv a v nejspičkovější technice jsou používány. Jedna jejich vlastnost, která je oproti jiným technologiím znevýhodňuje, je fakt, že odporová vrstva hůře odvádí teplo. V aplikacích, kde se počítá s vyšším tepelným výkonem na odporové vrstvě je proto jednoznačně lepší použít klasické uhlíkové potenciometry. Potenciometry jsou k sehnání v různých velikostech, od 9 mm šířky až po 20 mm s kovovým pouzdem. Menší velikost potenciometru samozřejmě znamená úsporu místa, což může být klíčové u analogových mixážních pultů, ale zároveň to znamená daný výkon na menší ploše a na menší objem materiálu, do kterého je ztrátový výkon rozváděn. V našem případě použijeme potenciometry s kovovým pouzdem o klasické velikosti s průměrem 16 mm. Takové typy potenciometrů jsou v komerční i profesionální elektronice běžně používány, mimo aplikace, kde je velký tlak na cenu, nebo nutnost mnoho ovládacích prvků na malé ploše.

### 3.2.3 Kondenzátory

V signálové cestě je možné rozdělit kondenzátory podle použití na tři druhy použití. Prvním použitím jsou blokovací keramické kondenzátory, které pomáhají pokrýt odběrové špičky integrovaných obvodů a zkratovat VF proudy v napájení. Čtyřnásobné operační zesilovače mají obrovskou výhodu oproti dvojnásobným v tom, že napájecí vývody jsou přímo proti sobě. Blokovací kondenzátory je proto možné umístit přímo mezi tyto vývody na druhou stranu desky. Použijeme-li velikost 1206, vychází tento způsob umístění naprosto ideálně, velikost 0804 by byla také vhodná, pro jednoduchost při výrobě bude však vhodné (stejně jako u rezistorů) použít velikost 1206.

Keramické kondenzátory se rovněž používají pro potlačení rušení v signálové cestě, frekvenční omezení zesilovacích stupňů apod. Jedná se o kondenzátory v hodnotách řádu desítek pF a nepřesnost a nestabilita kapacity běžných keramických kondenzátorů nemá opět na funkci významný vliv. Rovněž bude vhodné použít velikost 1206.

Kondenzátory, které v signálové cestě dosahují vyšších hodnot, až do několika stovek nF, je ideální použít všude co nejkvalitnější z důvodu maximálního omezení THD. Nejlepší druh kondenzátorů pro tyto účely je samozřejmě svitkový s polypropylenovým dielektrikem. Tyto kondenzátory se běžně nevyskytují v SMD provedení, není k tomu totiž vzhledem k jejich velikosti sebemenší důvod. Pro výstupní jednotku, kde je zapotřebí nepolarizovaného kondenzátoru a kapacitě 10  $\mu\text{F}$  jsem z důvodu rozměrů vybral polymerový svitkový kondenzátor, který by měl svými parametry být rozhodně lepší, než elektrolytické kondenzátory.

### 3.2.4 Ostatní komponenty

Pro zamezení přechodových jevů při zapínání zařízení v již zapojeném řetězci je třeba mít při zapnutí napájení všechny výstupy uzemněné. To se dá řešit v zásadě buďto mechanickým spínacím prvkem (relé), nebo například pomocí J-FETů, nebo jiným způsobem pomocí polovodičů. V našem případě bude výhodné řešení pomocí relé, neboť jejich ovládání je velmi jednoduché, nevyžaduje přesné napěťové úrovně a není náchylné na rušení. Z rozměrových důvodů bude vhodné použít relé co nejmenší velikosti. Dobrá a kvalitní relé pro zpracování signálu vyrábí firma KEMET.

Spínače jsou také důležitými součástkami, především co se týče životnosti, robustnosti a také kvůli elektrickým parametrům, tedy odpor sepnutého kontaktu, parazitní kapacita rozepnutých kontaktů apod. V profesionální technice jsou již dlouho osvědčené spínače několika značek, mezi nimi je i japonská firma ALPS, jejíž spínače použijeme i pro naši práci. Na čelním panelu budou nejdůležitější tlačítka, která jsou zapotřebí vždy, tedy i v situaci, kdy je vše nastaveno a aparatura jako taková se zapíná a uvádí do provozu, nebo je třeba zjistit nějaký problém či závadu. Proto pro tento účel použijeme tlačítka řady SPUJ. Ostatní nastavení jsou závislá na konkrétním použití výhybky a je třeba je obvykle nastavit pro danou aparaturu jednou, není proto třeba je umísťovat na čelní panel.

Vzhledem k celkovému prostorovému řešení bude vhodné použít spínače horizontální, které budou sepnutelné z vrchní strany šasi. Při instalaci do rackové skříně sice již nebude možné spínače přepínat, což vzhledem k funkcím těchto spínačů vůbec nevádí. Z praxe a používání těchto zařízení vyplývá, že není třeba měnit konfiguraci tak často, aby bylo třeba mít tyto ovládací prvky neustále k dispozici. Navíc tato skutečnost napomáhá zabránit nechtěnému přepnutí spínačů režimů výhybky a tím tak vzniklým problémům.

Signálové konektory jsou podstatnou součástí celého zařízení. V profesionální audiotechnice se používají výhradně konektory typu Canon XLR. Nejznámějším výrobcem těchto konektorů je firma NEUTRIK. I v našem případě bude vhodné použít tyto konektory a to ideálně se zlacenými kontakty. Především na vstupních konektorech se nesmí šetřit a to z konstrukčních důvodů. Vstupní konektory jsou tvořeny pružnými dutinkami, které u nekvalitních konektorů po čase ztrácí pružnost a deformují se. Takové konektory pak nelze použít, jejich funkce se místy ztrácí, až dojde k nevratnému přerušení signálů.

### 3.3 Šasi, mechanická část

Výhybka bude instalována v konečné fázi do rackového šasi o velikosti 1 U. Tato šasi vyrábí firma REVATECH. Hloubky těchto skříní jsou k dispozici o velikosti 20, 25, 30 a 35 cm. Pro tuto výhybku bude zřejmě nejvhodnější hloubka 25 cm, to ovšem ukáže konečný návrh všech desek plošných spojů a celého zařízení. Čelní a zadní panel bude plastový a bude vyroben a potištěn firmou Dragon-press Klatovy. Chlazení stabilizátorů bude realizované přímým připevněním na šasi.

### 3.4 Vstupní modul

Vstupní obvod bude tvořen diferenčním zesilovačem. Abychom dosáhli co nejvyššího SNR a zachovali vstupní impedanci zařízení, jsou hned za vstupními pasivními obvody sledovače signálu pro obě polarizace. Už na těchto sledovačích je realizována funkce zvýšení zesílení pro vstupní úroveň -10 dBu. Čím dříve je totiž signál zesílen, tím větší je SNR. Pro optimalizaci tohoto odstupů je důležité udržet vnitřní úroveň signálu na 0 dBu. Diferenční zesilovače při vyšších hodnotách zesílení vykazují vyšší šum, což je další důvod realizovat zesílení signálu již před nimi. Vzhledem k tomu, že použijeme čtyřnásobný operační zesilovač a dvě jádra jsme použili na sledovače signálu, bude pro další snížení šumu o 3 dB (reálně o něco méně) vhodné diferenční zesilovače zdvojit a spojit jejich výstupy přes  $10\ \Omega$  vyrovnávací odpory. Zesílení diferenčních stupňů také snížíme tím, že snížíme jejich celkové zesílení. Úroveň vstupního signálu by měla být +4 dBu, což je úroveň -2 dBu každé polarizace signálu proti zemnímu vodiči. Po jejich sečtení, respektive odečtení v diferenčním stupni bychom při zesílení 1 získali signál +4 dBu proti zemnímu vodiči. Je tedy zapotřebí celý signál ztlumit o 4 dB a toto tlumení je z hlediska šumových parametrů v tomto případě



vhodné řešit přímo na diferenčních stupních. Výsledné hodnoty odporů jsou zobrazené na obrázku 3.4.

Pro výpočet šumu zavedeme konstantu  $A$ . Také je zapotřebí vyčíst určitá data o operačním zesilovači, konkrétně hodnotu napěťového šumu  $u_n$  a proudového šumu  $i_n$  a určit ekvivalentní šumovou šířku pásma  $ENB$ . Pro operační zesilovač LME49740 je hodnota  $u_n = 2,7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  a hodnota  $i_n = 1,6 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ , oba parametry pro frekvenci 1 kHz. Nutná hodnota pro výpočet je frekvence, při které se bílý šum operačního zesilovače mění na šum  $1/f$ . Tato hodnota se vyčte z grafu závislosti šumu na frekvenci uvedeného v datasheetu integrovaného obvodu v místě, kde s klesající frekvencí šum dosáhne  $\sqrt{2}$  násobek nominální hodnoty bílého šumu. Pro LME49740 je tato frekvence pro napěťový šum přibližně 40 Hz a pro proudový šum 80 Hz.

Hodnota  $ENB$  a její výklad a výpočet je uveden v dokumentu [7]. V našem případě se vypočte následujícím způsobem.

$$ENB = 1,11 \cdot f_{Max} = 1,11 \cdot 22\,000 = \underline{24\,420 \text{ Hz}} \quad (3.1)$$

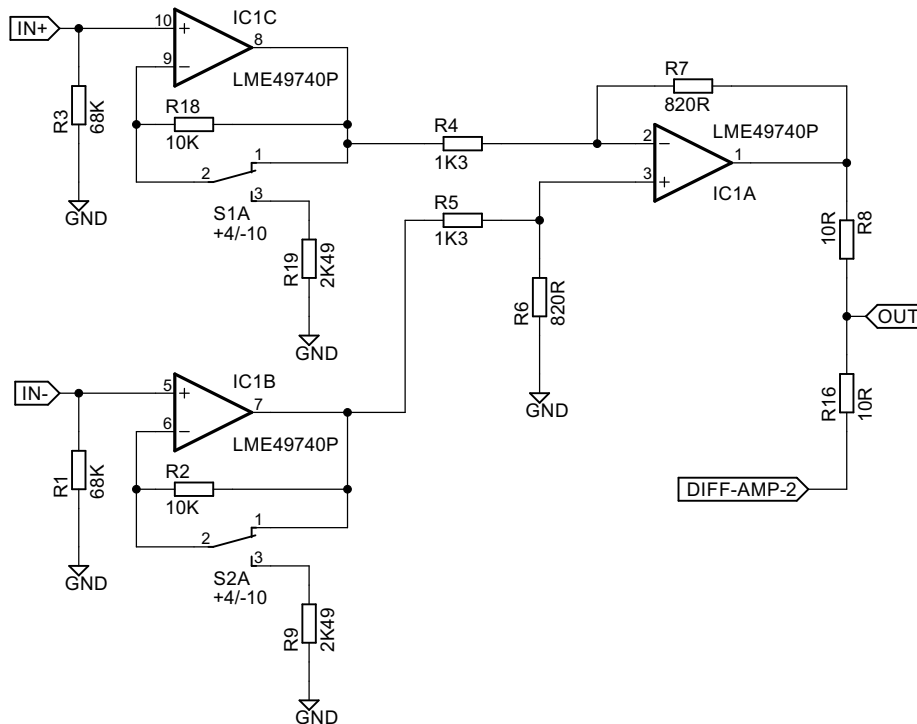
Dále je zapotřebí vypočítat konstantu  $A$ , která se vypočte z hodnot odporů diferenčního stupně následujícím způsobem:

$$A = \frac{R_4 + R_7}{R_4} = \frac{1\,300 + 820}{1\,300} \approx \underline{1,630\,8} \quad (3.2)$$

K výpočtu je třeba uvést ještě dvě konstanty, první z nich je Boltzmannova konstanta ( $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ ). Druhou a poslední konstantou je absolutní teplota ( $\approx 295^\circ \text{K} \approx 25^\circ \text{C}$ ). Ve výpočtu jsou použity hodnoty frekvencí  $f_H$  a  $f_L$ , což jsou hodnoty maximální frekvence a minimální frekvence, na kterých měření provádíme. V našem případě to jsou frekvence 20 Hz a 22 kHz. Nyní známe veškeré informace pro výpočet šumu diferenčního stupně. Výpočet je uveden v následující rovnici.

$$\begin{aligned} U_{Nrms} &= \\ &= \sqrt{ENB \cdot 8kTR_2A + 2(i_w^2 R_2^2)(f_{inc} \ln \frac{f_H}{f_L} + ENB) + u_w^2 A^2(f_{unc} \ln \frac{f_H}{f_L} + ENB)} = \\ &= \sqrt{24\,420 \cdot 8 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 295 \cdot 820 \cdot 1,630\,8 + 2(1,6 \cdot 10^{-12})^2 \cdot 820^2} \\ &= \frac{(80 \cdot \ln \frac{22\,000}{20} + 24\,420) + (2,7 \cdot 10^{-9})^2 \cdot 1,630\,8^2 (40 \cdot \ln \frac{22\,000}{20} + 24\,420)}{1,630\,8} = \\ &= \underline{1,294\,4 \mu V} \approx \underline{-115,5 \text{ dBu}} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Vypočtená hodnota nezahrnuje reálné podmínky obsahující různá rušení, parazitní kapacity, vzájemnou indukčnost, elektromagnetické rušení z okolí a v neposlední řadě také tolerance hodnot operačního zesilovače. Z teoretického hlediska by však měl být šum při paralelním spojení dvou diferenčních stupňů o 3 dB lepší, než při činnosti pouze jednoho diferenčního zesilovače.



Obr. 3.2: Zjednodušené schéma zapojení vstupní jednotky. Výstupy z operačních zesilovačů IC1A a IC1B jsou napojeny na dva diferenční stupně. Pro jednoduchost je zobrazen jen jeden a výstup druhého je znázorněn jako „DIFF-AMP-2”.

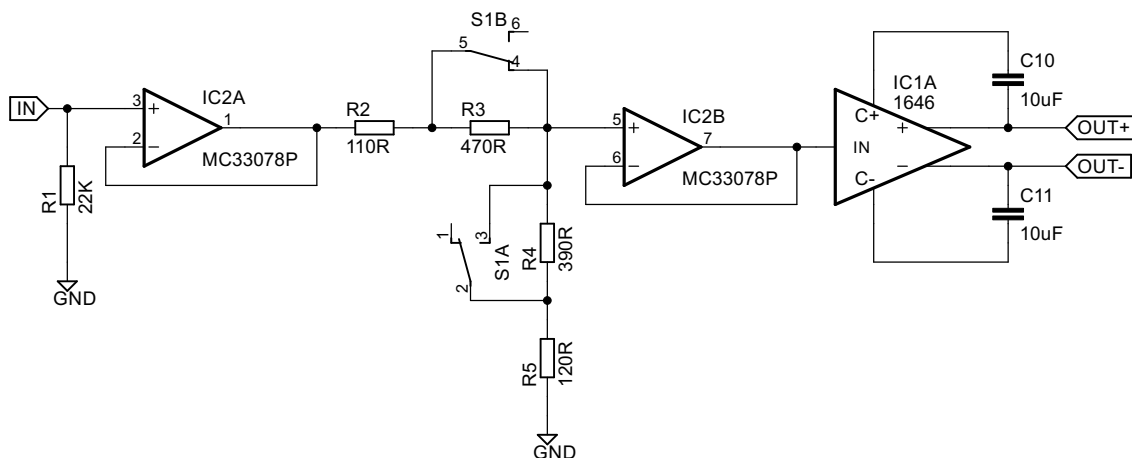
Vstupní vazební kondenzátory by vzhledem ke vstupní impedanci měly mít kapacitu alespoň 270 nF. Pro tento účel bude ideální použít polypropylenové svitkové kondenzátory. Před vstupem signálu do jednotlivých sledovačů je také zapotřebí odstranit veškeré vysokofrekvenční rušení pomocí pasivních obvodů. Podotýkám, že střed těchto pasivních prvků, které budí dojem signálové země, musí být uzemněn přímo na šasi a nikoli k signálové zemi, o níž se následující obvody opírají. Kompletní schéma zapojení je v příloze A.

### 3.5 Výstupní modul

U výstupního modulu máme práci velmi zjednodušenou použitím integrovaného obvodu THAT1646. Nejprve je třeba měnit výstupní úroveň signálu na +4 dBu nebo -10 dBu. To je zapotřebí učinit s co nejnižšími hodnotami rezistorů. Proto je vhodné nejprve obvod proudově posílit a umístit před odporový dělič napěťový sledovač. Za odporovým děličem je z důvodu relativně nízké vstupní impedance obvodu 1646 vhodné umístit další napěťový sledovač.

Obvod 1646 je zapojen dle katalogových doporučení, včetně ochranných diod zajišťujících zabezpečení výstupu obvodu před přepětím nebo výskytem např. fantomového napájení, které by na výstup mohlo být omylem připojeno. Následují SMD feritové perly, které se starají o blokování vf rušení, které by se mohlo dostat do obvodu 1646. Za ferity je umístěna jednoduchá inverze fáze signálu realizovaná přepínačem, který vymění signály pro oba póly výstupu. V tomto případě parazitní kapacity přepínače není nutné řešit z důvodu nízké impedance vedení.

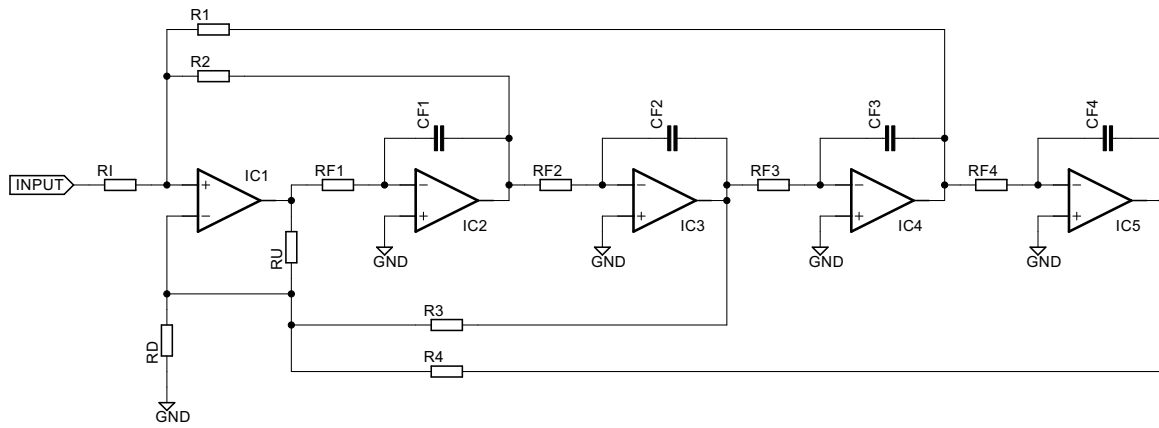
Na konec je umístěno relé, které má oba póly signálu připojené na signálovou zem a po jeho sepnutí jsou oba póly připojeny k výstupu linkového budiče. Za relé jsou ještě umístěny dva kondenzátory, které jsou rovněž přímo připojeny k šasi a k neutrálnímu pinu konektoru a pomáhají odstranění vf rušení.



Obr. 3.3: Zjednodušené schéma zapojení výstupní jednotky.

### 3.6 Modul frekvenčního filtru a korekce hlasitosti

Pro naše účely, jak již bylo zmíněno, je nejvhodnější „state-variable” filtr topologie Linkwitz-Riley čtvrtého řádu. Bude realizován pomocí operačních zesilovačů MC33079, potažmo LME49740. Kondenzátory v integrátorech je opět vhodné zvolit kvalitní polypropylenové svitkové. Rezistory v integrátorech by měly mít zhruba stejnou hodnotu, ale jejich přesnost není tolik důležitá už jen vzhledem k tomu, že přesnost čtyřnásobného potenciometru nebude příliš vysoká. Odpory ve zpětných vazbách do sumárního/diferenčního zesilovače však již náchylné na přesnost jsou. Jejich hodnoty jsou vypočítány z následujících vztahů.



Obr. 3.4: Zjednodušené schéma zapojení „state-variable” filtru 4. řádu.

Činitel jakosti  $Q$  pro Linkwitz-Riley topologii filtru 4. řádu je roven  $1/\sqrt{2}$ . Zesílení výstupu odpovídající horní propusti má zesílení při frekvencích blížících se nekonečnu hodnotu  $K$ . Ta je pro náš případ rovna 1. Ve výpočtech se operuje s koeficientem  $K^2$ , v našem případě se však situace nemění. Nyní zavedeme konstanty  $A, B, C$ , ze kterých vypočítáme hodnoty zpětnovazebních odporů a které určí chování filtru. Filtr je totiž složen ze čtyř kaskádních integrátorů, což jsou v podstatě 4 filtry 1. řádu. Rovnice pro konstanty jsou následující. Pro výpočet  $A$  platí tento vztah:

$$A = \frac{QK^2 - 4 + \sqrt{(4 - QK^2)^2 + 16QK^2}}{4} = \frac{\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 2 - 4\sqrt{(4 - \frac{1}{\sqrt{2}})^2 + 16\frac{1}{\sqrt{2}}}}{4} \approx (3.4)$$

$$\approx \underline{0,35356}$$

Nyní je třeba vypočítat konstantu  $C$ , protože její výsledek spolu s výsledkem  $A$  budeme dosazovat do výpočtu  $B$ .

$$C = \frac{1 + 2Q^2}{Q^2} = \frac{1 + 2\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2}{\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2} = \underline{4} \quad (3.5)$$

$$B = \frac{4 + 2A}{Q} - 2 - C = \frac{4 + 2 \cdot 0,353\,56}{\frac{1}{\sqrt{2}}} - 2 - 4 \approx \underline{0,656\,86} \quad (3.6)$$

Dále je třeba zvolit odpor  $R_I$ . Podle něho vypočteme odpory  $R_1$  a  $R_2$ . Odpor  $R_I$  se snažíme zvolit co možná nejnižší hodnoty, ale je přitom třeba dbát na následující výsledky. V případě, kdy by byly hodnoty odporů příliš malé, došlo by k přetěžování zesilovačů a je třeba zvolit hodnoty jiné a vše přepočítat. Nejnižší možná hodnota z běžné řady je 3,9 k $\Omega$ . Odpory  $R_1$  a  $R_2$  se vypočtou, jako:

$$R_1 = R_2 = R_I A = 3\,900 \cdot 0,353\,56 \approx \underline{1\,378,9\ \Omega} \quad (3.7)$$

Ze zpětných vazeb zbývá dopočítat odpory  $R_3$  a  $R_4$ . Odpor  $R_4$  je stejný, jako  $R_U$ . Nyní určíme hodnoty odporů  $R_4$  a  $R_U$ . Zvolenou hodnotu musíme určovat opět s ohledem na následující výpočty. Hodnotu  $R_U$  a  $R_4$  určíme 5 k $\Omega$ . Tato hodnota je snadno realizovatelná dvěma paralelními odpory o hodnotě 10 k $\Omega$ . Odpor  $R_3$  se vypočte jako:

$$R_3 = \frac{R_4}{C} = \frac{5\,000}{4} = \underline{1\,250\ \Omega} \quad (3.8)$$

Nyní vypočteme odpor  $R_D$ :

$$R_D = \frac{R_U}{B} = \frac{5\,000}{0,656\,86} \approx \underline{7\,612\ \Omega} \quad (3.9)$$

Podrobný výpočet se všemi rovnicemi je popsán v dokumentu [8]. Hodnoty odporů vyšly takové, že je pro přesnost filtru třeba zvolit dostatečně vysokou řadu pro výběr přibližných hodnot. V našem případě však dosáhneme přesnější hodnoty odporu pomocí paralelní, nebo sériové spojení dvou rezistorů. Zvolíme-li  $R_{1,2}$  jako paralelní kombinaci odporů o hodnotě 10 k $\Omega$  a 1,6 k $\Omega$ , bude výsledná chyba pouze -0,033%. Zvolíme-li  $R_3$  jako paralelní kombinaci odporů o hodnotě 7,5 k $\Omega$  a 1,5 k $\Omega$ , bude výsledná chyba nulová. U odporu  $R_D$  bude vhodné zvolit spíše sériovou kombinaci odporů 7,5 k $\Omega$  a 110  $\Omega$ . Výsledná chyba bude 0,027%.

Předpokládáme, že hodnoty kondenzátorů k výběru jsou dány řadou E6 a je tedy nutné pro správný návrh rozsahů frekvencí a jejich realizaci vytvořit alespoň jednu paralelní kombinaci kondenzátorů. Výpočet dělicí frekvence filtru je velmi jednoduchý a vychází z výpočtu mezních frekvencí jednotlivých integrátorů – dolních propustí. Pro středo-výškový a středo-basový filtr bude odlišná pouze hodnota kondenzátorů, to nám umožní jednu univerzální desku pro obě řešení, potažmo pro řešení s nastavením jiných frekvencí. Zde jsme limitováni pouze velikostí kondenzátorů, které se vedle sebe na desku plošných spojů musí vejít. Výpočet mezní frekvence je následující:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.10)$$

Pro trojpásmovou výhybku jsou zvoleny následující rozsahy dělicích frekvencí, pro středo-výškovou sekci následovně:

$$f_{MIN} = \frac{1}{2\pi(R_{pot} + R)C} = \frac{1}{2\pi \cdot 11\,100 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} \approx \underline{1,43\, kHz} \quad (3.11a)$$

$$f_{MAX} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 1\,100 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} \approx \underline{14,3\, kHz} \quad (3.11b)$$

Pro dostatečný rozsah nastavitelných frekvencí a zároveň snazší a přesné nastavení bude vhodné celý frekvenční rozsah rozdělit na dvě oblasti, které budou přepínatelné tlačítkovým přepínačem. Aby na čelním panelu bylo možné dobře odhadnout a nastavit danou frekvenci podle popisků, bude rozsah vyšších frekvencí desetinásobný, než byl rozsah původní. Z těchto důvodů jsou zvoleny k původnímu kondenzátoru  $C$  dva další paralelní kondenzátory o hodnotách  $C_1 = 22\, nF$ ;  $C_2 = 68\, nF$ . Dohromady je tedy celková kapacita rovna:

$$C_{Celk} = C + C_1 + C_2 = 10 + 22 + 68 = \underline{100\, nF} \quad (3.12)$$

Pro středo-basový filtr je výpočet totožný, hodnoty kondenzátorů jsou zvoleny následujícím způsobem:  $C = 33\, nF$ ;  $C_1 = 68\, nF$ ;  $220\, nF$ .

$$f_{MIN} = \frac{1}{2\pi(R_{pot} + R)C} = \frac{1}{2\pi \cdot 11\,100 \cdot 10 \cdot 33^{-9}} \approx \underline{430\,Hz} \quad (3.13a)$$

$$f_{MAX} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 1\,100 \cdot 10 \cdot 33^{-9}} \approx \underline{4\,300\,Hz} \quad (3.13b)$$

Mezní frekvence po sepnutí spínače jsou opět deset krát menší, než výpočet 3.13.

Na desce plošných spojů jsou navíc osazeny hlasitostní korekce. Tyto korekce jsou nezávislé a na jejich vstupy může být přiveden jakýkoli signál. Defaultně jsou však určeny pro výstup horní propusti příslušného filtru, ale nemusí být osazeny, je-li to z nějakých důvodů vhodné. Korekce jsou navrženy pro regulaci hlasitosti v rozsahu  $\pm 6$  dB a  $\pm 15$  dB v závislosti na hodnotě použitého potenciometru. V případě použití potenciometru o hodnotě 1 k $\Omega$  je použit rozsah  $\pm 6$  dB, v případě použití potenciometru o hodnotě 4,7 k $\Omega$  (5 k $\Omega$ ) se jedná o rozsah  $\pm 15$  dB. Oba tyto rozsahy mají své výhody i nevýhody a jejich konfigurace je snadná. Nutno podotknout, že výstupní obvody jsou schopny operovat s +4 dBu nebo -10 dBu napěťovou úrovní. Další důležitá poznámka je, že tyto obvody invertují signál, což je důležité pro správné sfázování. Výstupní obvody jsou však navrženy způsobem, který umožňuje pro správné sfázování signálu při výchozí poloze tlačítka stačí toto tlačítko pouze při montáži otočit, takže inverze fáze v těchto obvodech není překážkou. Také je zde realizována funkce tlačítka „mute”, která zajišťuje úplné ztlumení signálu.

### 3.7 Modul zpožďovacího filtru

Zpožďovací obvod je složen ze dvou filtrů prvního řádu. Každý z nich invertuje signál, výsledek je tedy opět ve fázi. Mezní frekvence je některými autory označována, jako místo, kde celkové zpoždění signálu klesne na hodnotu  $1/\sqrt{2}$ , což odpovídá poklesu amplitudy frekvenčně závislé části obvodu na -3 dB. Lepší a významnější popis je však místo, kde fázový posun signálu dosahuje  $-90^\circ$ , tedy přesně polovina mezi hodnotami  $0^\circ$  a  $-180^\circ$ . Je důležité připomenout, že přestože takový filtr na vysokých frekvencích již nedosahuje žádného podstatného zpoždění, je stále posouvána fáze. Tento typ zpožďovacích obvodů se tedy hodí pouze pro basové a maximálně nižší středové frekvence. Existují komplikovanější obvody a jejich kaskády, které dosahují mnohem lepších parametrů co se týče zpoždění v i při frekvencích přes 10 kHz. Jejich zpoždění však nebývá snadno nastavitelné a proto pro tento účel je nepoužijeme.

Obecně je pro návrh nízkošumového zařízení vhodné používat rezistory i potenciometry s co nejnižší ohmickou hodnotou. V tomto případě však můžeme využít potenciometr o hodnotě 100 k $\Omega$ . První důvod je dostatečný rozsah hodnot zpoždění signálu a druhý je jednoduchost modulu. Další přepínání by celou situaci zkomplikovalo,

a vzhledem k nutné úspoře místa je vhodné časový rozsah přepínačem nedělit. Citlivost nastavení zpoždění vzhledem k otočení potenciometrem není příliš velká, aby sebemenší změna degradovala vlastnosti audiosystému. Na modulu jsou však přítomna tlačítka pro úplné vyřazení zpožďovacích obvodů z řetězce. Tato funkce pomáhá zamezit nechtěnému přenastavení potenciometrů v případě záměrného vyřazení zpožďovacích obvodů z řetězce a především pomáhá zlepšit SNR a nezavádět zbytečné fázové zkreslení do signálu.

Mezní frekvence jednoho filtru se vypočte:

$$f_{90^\circ} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 820 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} \approx \underline{19,4 \text{ kHz}} \quad (3.14a)$$

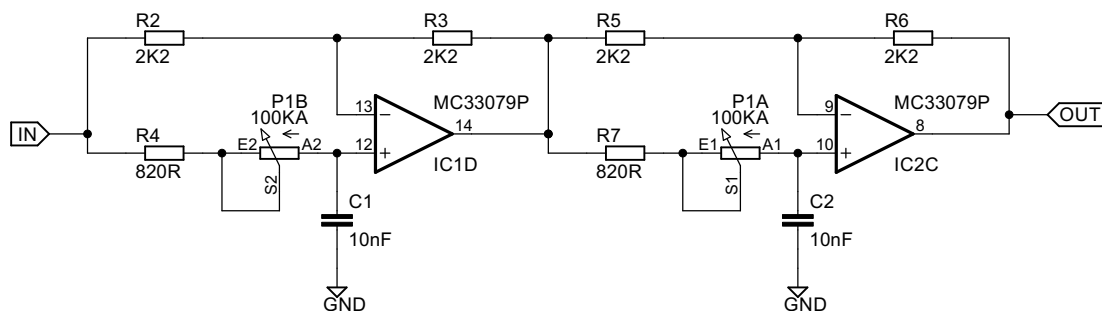
$$f_{90^\circ} = \frac{1}{2\pi(R + R_{Pot})C} = \frac{1}{2\pi \cdot 820 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} \approx \underline{158 \text{ Hz}} \quad (3.14b)$$

Zpoždění jednoho obvodu se vypočte jako:

$$Delay_{MIN} = 2RC = 2 \cdot 820 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \approx \underline{16,4 \mu s} \quad (3.15a)$$

$$Delay_{MAX} = 2(R + R_{Pot})C = 2 \cdot (820 + 100 \cdot 10^3) \cdot 10 \cdot 10^{-9} \approx \underline{2 \text{ ms}} \quad (3.15b)$$

Z výpočtů je patrné, že jak zpožďovací, přenosová, tak i fázová frekvenční charakteristika se bude při měnícím se nastavení měnit. Čím delší zpoždění nastavíme, tím nižší bude použitelný frekvenční rozsah pro zpožďovací filtr. V našem případě jsou za sebou zapojeny filtry dva, takže celkové zpoždění je dvojnásobné a celkový maximální fázový posun  $360^\circ$ .



Obr. 3.5: Zjednodušené schéma zapojení zpožďovacích obvodů.

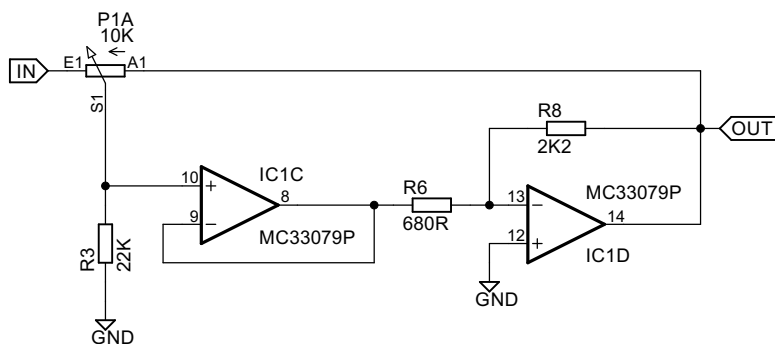


### 3.8 Modul aktivního faderu

Tento modul slouží k úplnému ovládní hlasitosti signálu. Zesílení signálu pro krajní pozice potenciometru jsou  $-\infty$  až  $+10$  dB. Jádrem celého aktivního faderu je invertující zesilovač zapojený s rezistory o nízké hodnotě odporu. Maximální zesílení je dáno právě těmito odpory. Výstup ze zesilovače je připojen na jeden přívod potenciometru, signálový vstup na přívod druhý. Výstup jezdce nesmí být významně zatížen, a proto je jeho signál veden přes blokovací kondenzátor na rezistor proti zemi. Signál na tomto rezistoru je snímán a je impedančně oddělen pomocí sledovače signálu. Takto proudově posílený signál je přiváděn na vstup invertujícího zesilovače s relativně nízkou vstupní impedancí.

Výhoda tohoto systému spočívá především v nenáročnosti na celkovou přesnost absolutních hodnot odporů u vícenásobných potenciometrů. Je-li průběh potenciometru dostatečně lineární, je úměrně tomu podobná přesnost zesílení pro oba kanály obvodu. Tato konstrukce je tedy velmi vhodná pro ovládní více kanálů jedním ovládacím prvkem. V našem případě se jedná o dvoukanálový zesilovač s jedním dvojitým potenciometrem. Toto zapojení díky nízké impedanci při maximálním zesílení generuje relativně nízký šum a při nižších zesíleních se chová jako aktivní nízkoimpedanční atenuátor. Jinými slovy, zpětná vazba je buďto natolik silná, že i šum je patřičně zeslaben (to platí pro nastavení nízké hlasitosti), nebo je na vstup sledovače přiváděn signál prakticky přímo ze vstupu a impedance zpětné vazby je poměrově natolik vysoká, že se neuplatní. Podrobnější informace o aktivních korekcích viz. [2].

Důležitá vlastnost tohoto obvodu je však měnící se vstupní impedance v místě přívodu signálu do potenciometru. Tento problém je snadno vyřešen umístěním sledovače signálu před přívod potenciometru. Výstup invertujícího zesilovače je zatížen hodnotou odporu  $2,2\text{ k}\Omega$ . V případě připojení tohoto obvodu na impedanci mezi  $600\ \Omega$  až cca  $900\ \Omega$  by došlo ke značnému zkreslení vlivem přetížení operačního zesilovače nízkou impedancí. Vzhledem k tomu, že není předem definované, jaká bude vstupní impedance modulu, ke kterému bude aktivní fader připojen, je vhodné i na jeho výstup zařadit sledovač signálu.



Obr. 3.6: Zjednodušené schéma zapojení a princip aktivního faderu.

# 4

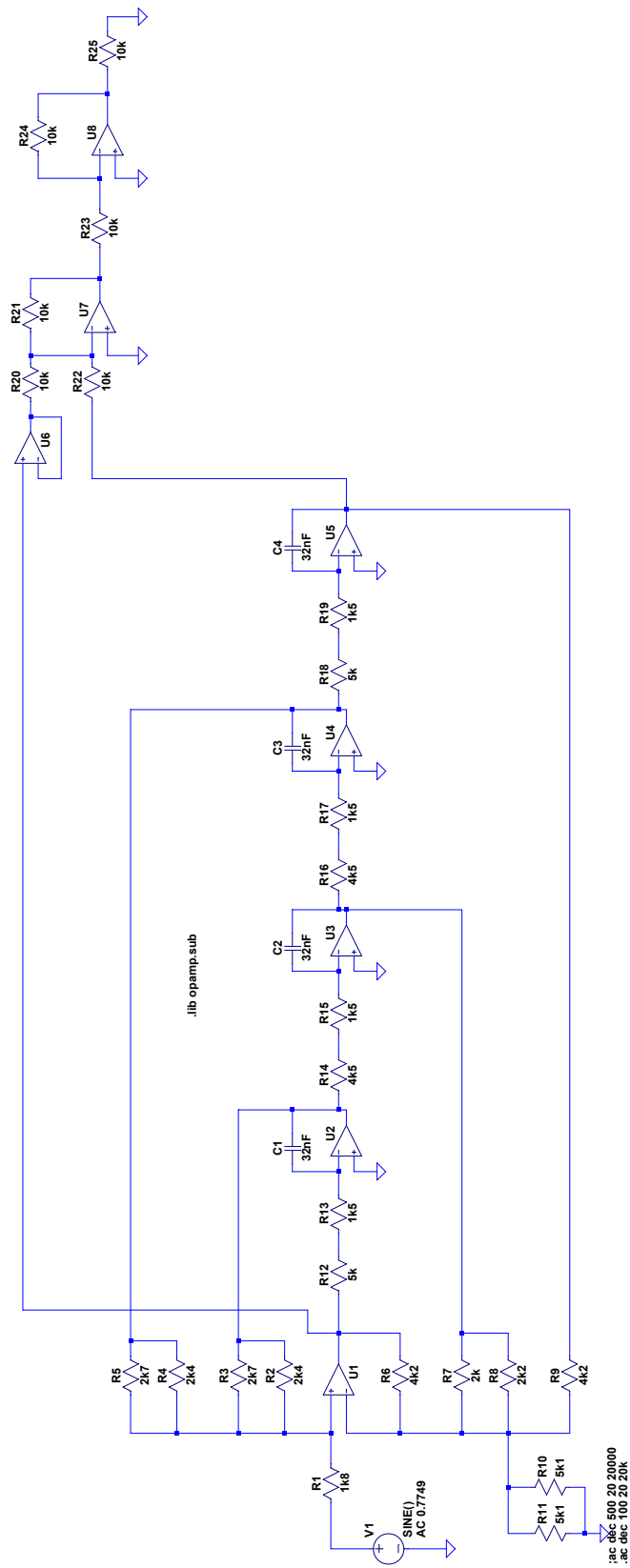
## Simulace

Simulace souběhu čtyřnásobného potenciometru byla provedena v programu *LT Spice*. V něm bylo realizováno celé zapojení i s výslednou sumací simulovanou invertujícím sumačním zesilovačem. Vzhledem k tomu, že tento zesilovač je invertující, je ve výsledných fázových charakteristikách rozdíl fáze pouze  $180^\circ$ . Skutečný rozdíl fází je  $360^\circ$ .

Potenciometry firmy OMEG řady P16GXBU mají definovaný souběh 4 dB pro lineární průběhy odporových drah při zapojení vícenásobného potenciometru jako atenuátoru v rozsahu 0 až -20 dB útlumu, což odpovídá poloze potenciometru v místě, kde je odpor proti zemi na straně jezdecke  $1\text{ k}\Omega$  z  $10\text{ k}\Omega$ .

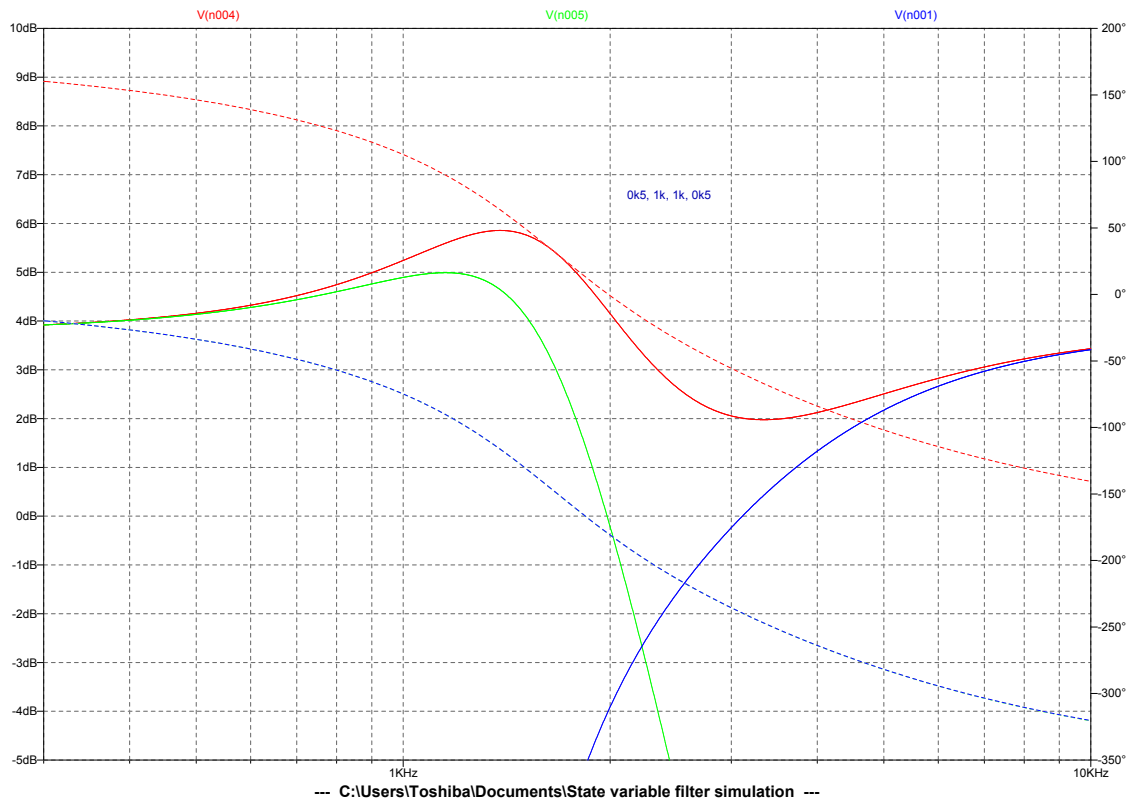
Z grafů je patrné, že mezi signály je konstantní rozdíl ve fázi, i když je její průběh ovlivněn přesností souběhu potenciometru. Výsledná sumace je na obrázku vždy zobrazena. Důležitý výsledek, který ze simulací vyplývá, je, že při očekávatelném souběhu potenciometru budou ve výsledné sumaci signálu chyby, jež se u reproduktorových soustav střední třídy ztratí v nerovnosti charakteristik jednotlivých měničů. Ty obvykle vykazují zvlnění velmi často kolem 3 dB. U dražších reproduktorů se dá očekávat zvlnění menší, tam by nepřesnosti v odporových drahách potenciometru byly znatelnější. V každém případě je vhodné potenciometr před instalací proměřit, zda má souběh v nižší toleranci, než je udávaná výrobcem.

Poznámka: odpory R12, R14, R16 a R18 na obrázku 4 představují potenciometr v zapojení, jako proměnný odpor. Hodnoty jednotlivých odporů pro daný výsledek simulace jsou vepsán v grafu ve stejném pořadí, jako ve schématu ve směru zleva doprava, viz. 4.

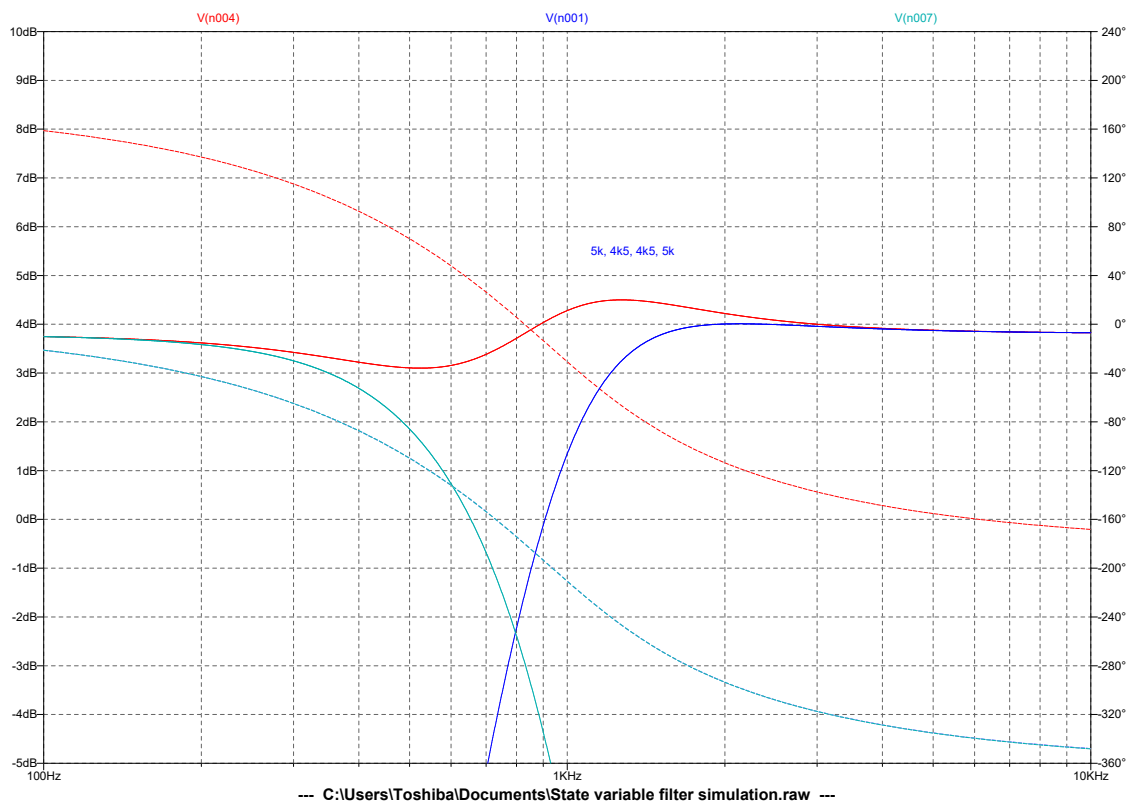


--- C:\Users\Toshiba\Documents\State variable filter simulation.asc ---

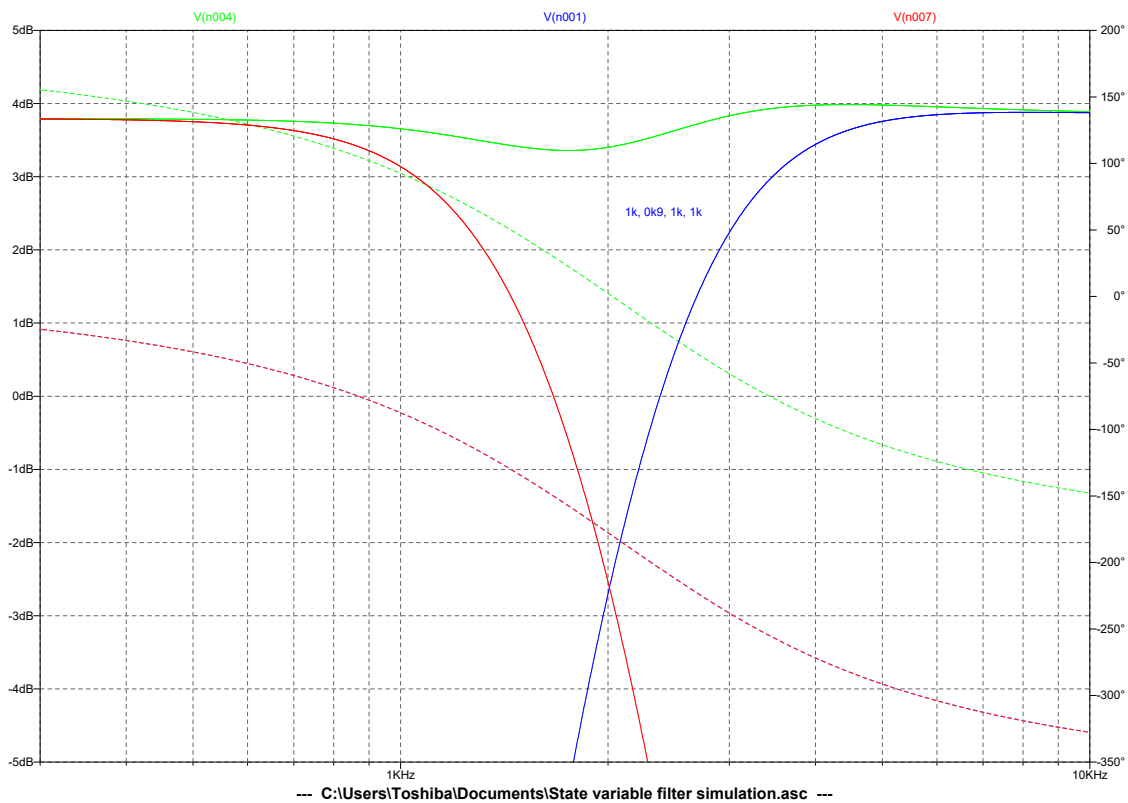
Obr. 4.1: Schéma zapojení simulace souběhu potenciometru.



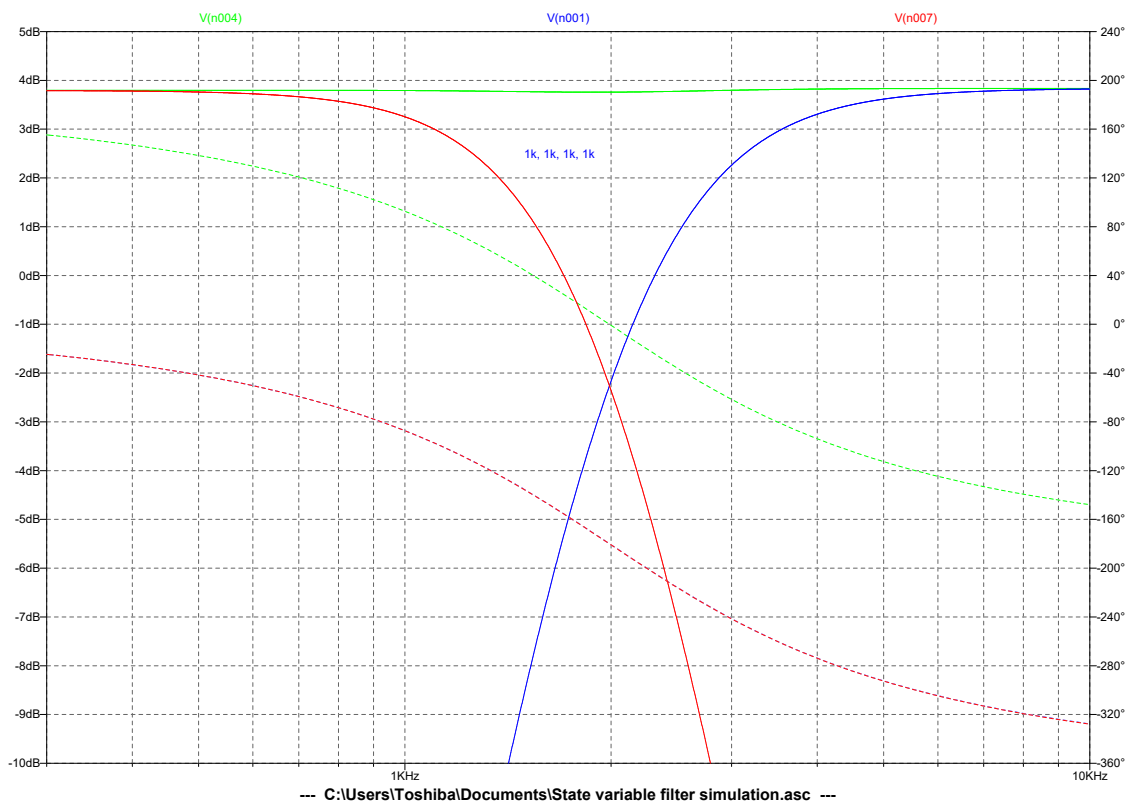
Obr. 4.2: Chyba 500  $\Omega$  pro dvě jednotky, správná hodnota je 1 k $\Omega$ .



Obr. 4.3: Chyba 500  $\Omega$  pro dvě jednotky, správná hodnota je 5 k $\Omega$ .



Obr. 4.4: Chyba 100 Ω jedné jednotky.



Obr. 4.5: Výsledek simulace pro nulovou chybu souběhu drah potenciometru.

# 5

## Závěr

Teorie reproduktorových výhybek, jejich vlastnosti a použití byly prostudovány v kapitole 2. Dále byl proveden návrh dvoukanálové analogové výhybky v kapitole 3, konfigurované pro tři pásma s možností kompenzace zpoždění pro středové a basové pásmo.

Jeden z největších problémů bylo sehnat čtyřnásobné potenciometry. Ty totiž firma ES-Ostrava již nevyrábí. Jedinou firmou, u které bylo možné tyto potenciometry na zakázku vyrobit, je anglická firma OMEG. U této firmy byly tyto potenciometry zakoupeny.

Byla provedena simulace tolerance souběhu čtyřnásobného potenciometru pro celkový vliv na chod filtru a jeho jakost. Simulace ukazuje, že při odchylkách odporů jednotlivých odporových drah potenciometru v řádu jednotek procent nedojde k významné odchylce frekvenční amplitudové charakteristiky a celková sumace signálu není významně poškozena.

Pro vyšší odstup signálu od šumu a nižšího zkreslení signálu by bylo možné použít na všech pozicích operační zesilovače LME49740 a všechny sledovače signálu minimálně zdvojit do paralelního zapojení.

Obvodové zapojení bylo navrženo tak, že splňuje s přehledem všechny vytyčené cíle. Modulová konstrukce umožňuje sestavit libovolné zařízení pro úpravu zvuku, obsahující nejen frekvenční filtry, korekce hlasitosti apod., ale i dynamickou úpravu, ekvalizaci a další funkce, které předmětem této práce nejsou.

Konstrukce výhybky je plně modulární, skládá se z jednotlivých malých desek plošných spojů a lze ji ručně kombinovat dle konkrétních požadavků uživatele.

# Literatura

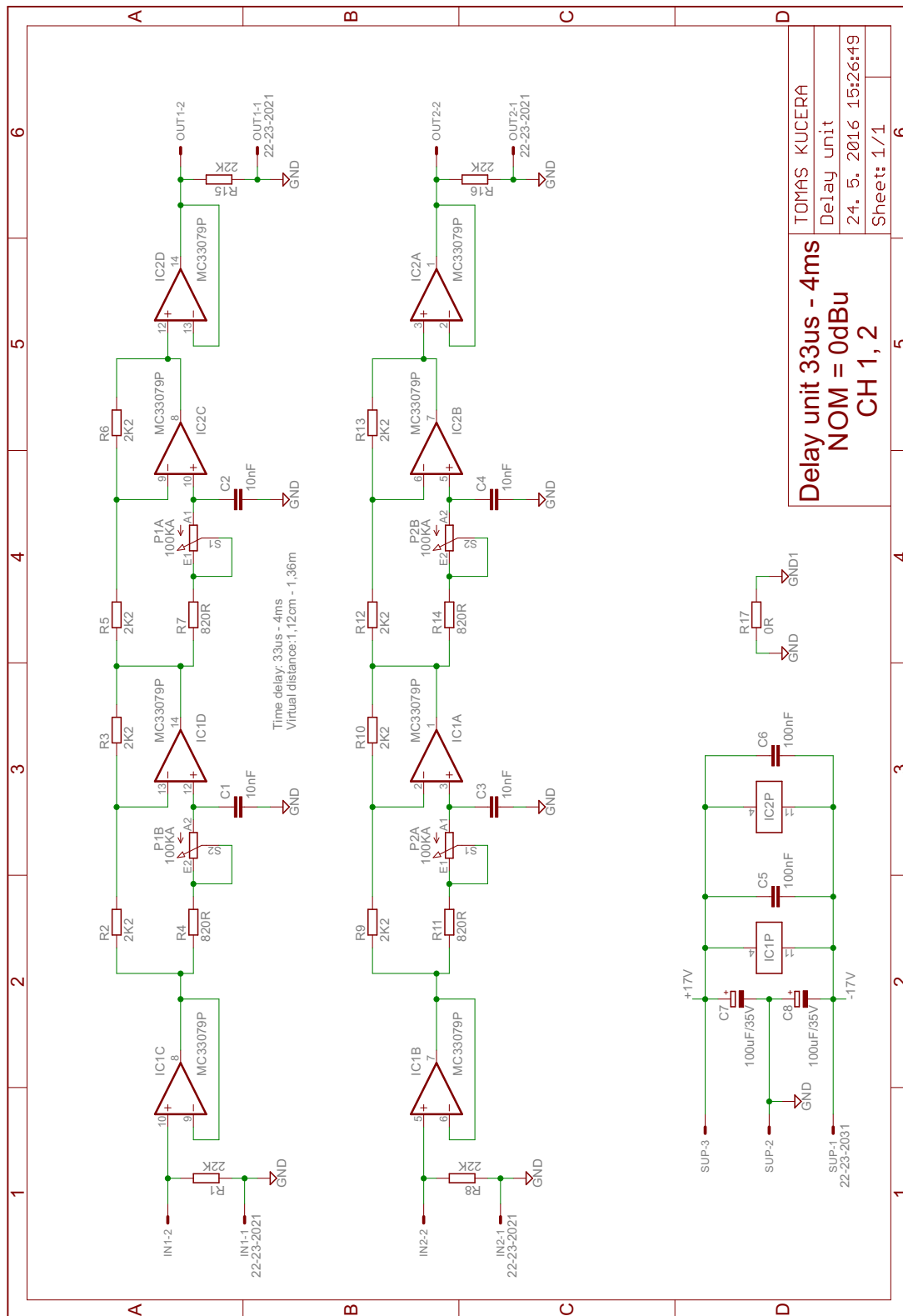
- [1] Self, Douglas. *The Design of Active Crossovers*. Waltham, MA, USA, Focal Press, 2011. ISBN 978-0-240-81738-5.
- [2] Self, Douglas. *Small Signal Audio Design*. Burlington, MA, USA, Focal Press, 2013. ISBN 978-0-240-52177-0.
- [3] Self, Douglas. *Audio Power Amplifier Design Handbook*. Burlington, MA, USA, Focal Press, 2009. ISBN 978-0-240-52162-6.
- [4] Sýkora, Bohumil. *Stavíme reproduktorové soustavy*. A-Radio 10/97, 9/2001
- [5] Colloms, Martin. *High Performance Loudspeakers*. UK, 2005. ISBN 978-0-470-09430-3.
- [6] Davis, Don. *Sound System Engineering*. Burlington, MA, USA, 2006. ISBN 978-0-240-81846-7.
- [7] Texas Instruments, Incorporated. *Noise Analysis In Operational Amplifier Circuits*. Texas Instruments, Incorporated, 2004. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slva043b/slva043b.pdf>
- [8] Ahonen, Janne. *The analysis of fourth-order state variable filter and it's application to Linkwitz-Riley filters*. 2002. Dostupné z: <http://koti.kapsi.fi/jahonen/Audio/Papers/Statevariable.pdf>
- [9] Liljencrants, J. *On the dimensioning of bass-reflex enclosures*. STL-QPSR, 1966. Dostupné z: [http://www.speech.kth.se/prod/publications/files/qpsr/1966/1966\\_7-3\\_007-022.pdf](http://www.speech.kth.se/prod/publications/files/qpsr/1966/1966_7-3_007-022.pdf)

# **Příloha A**

## **Schémata zapojení**

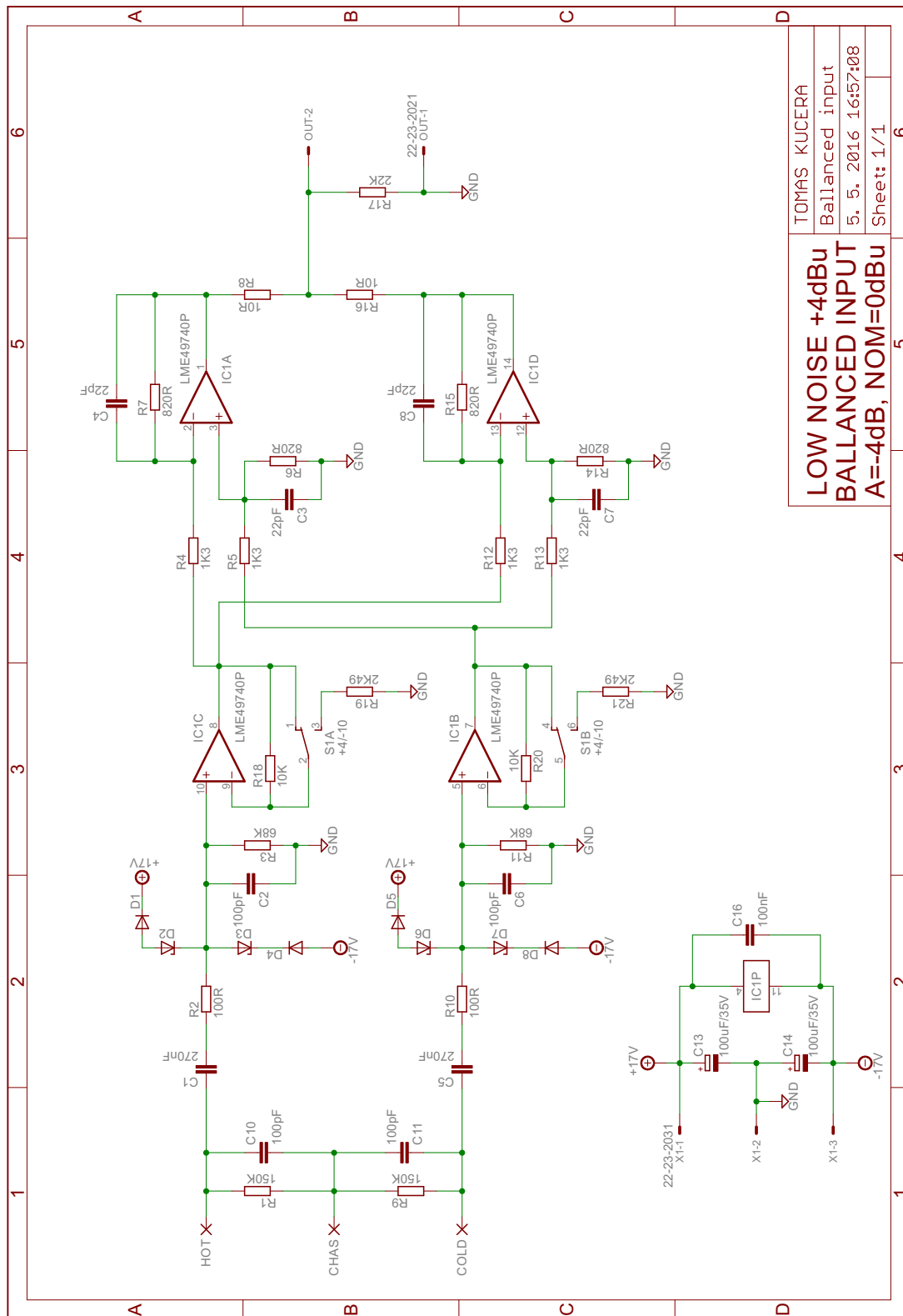


# A.1 Modul zpožďovacího filtru



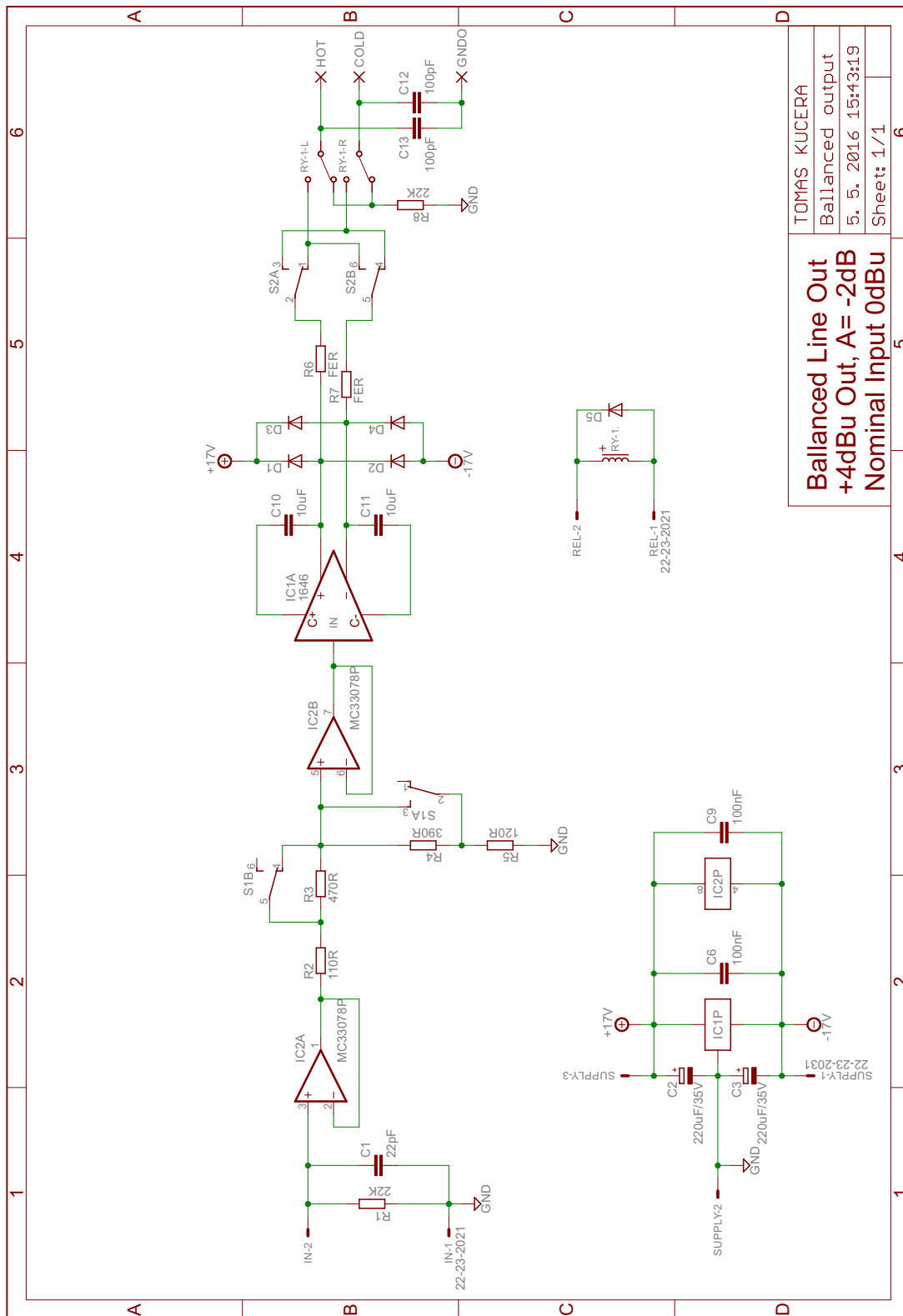
Obr. A.1: Schéma zapojení zpožďovacího filtru.

## A.2 Vstupní modul



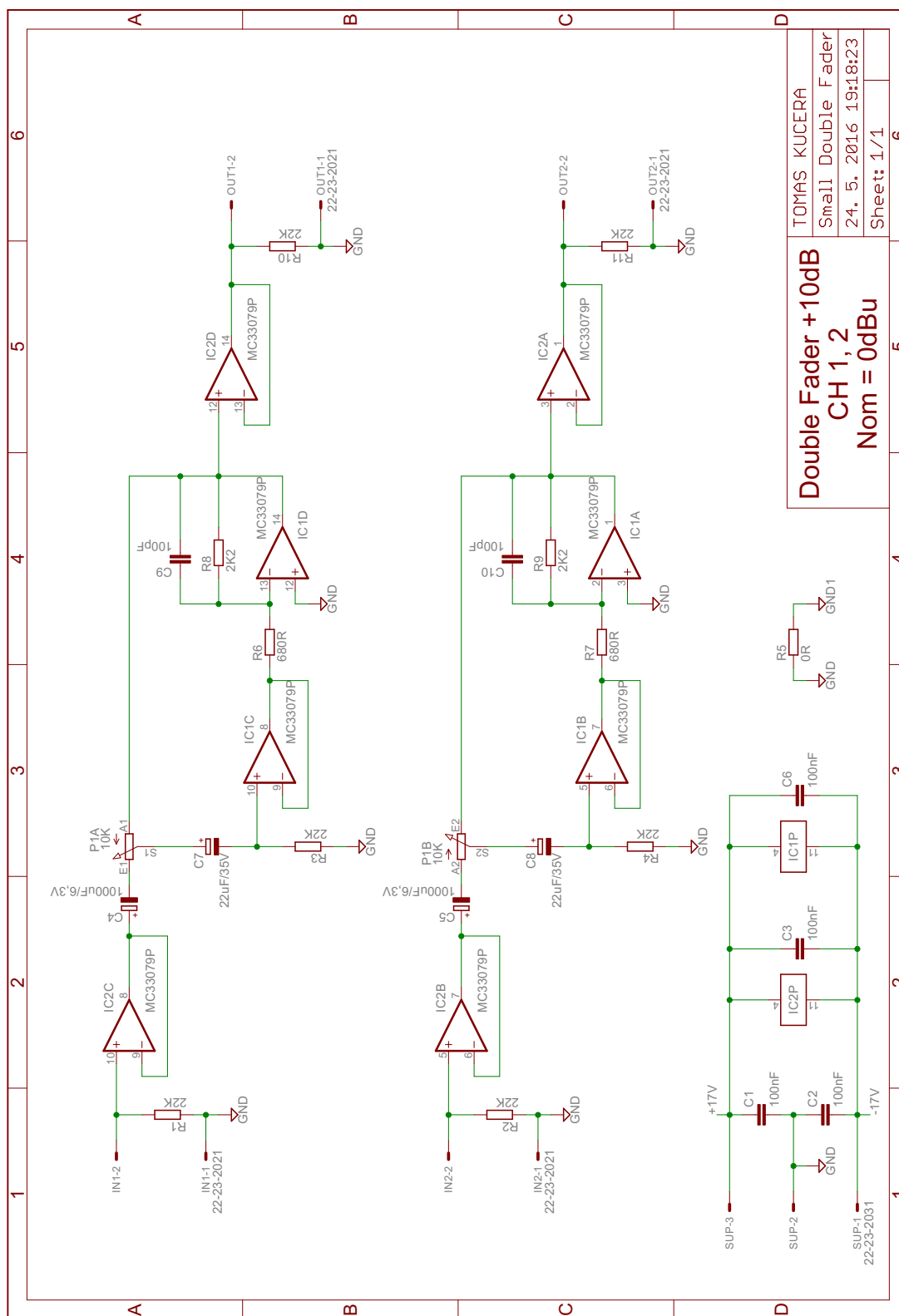
Obr. A.2: Schéma zapojení vstupního modulu.

# A.3 Výstupní modul



Obr. A.3: Schéma zapojení výstupního modulu.

## A.4 Modul aktivního faderu



**Double Fader +10dB**  
**CH 1, 2**  
**Nom = 0dBu**

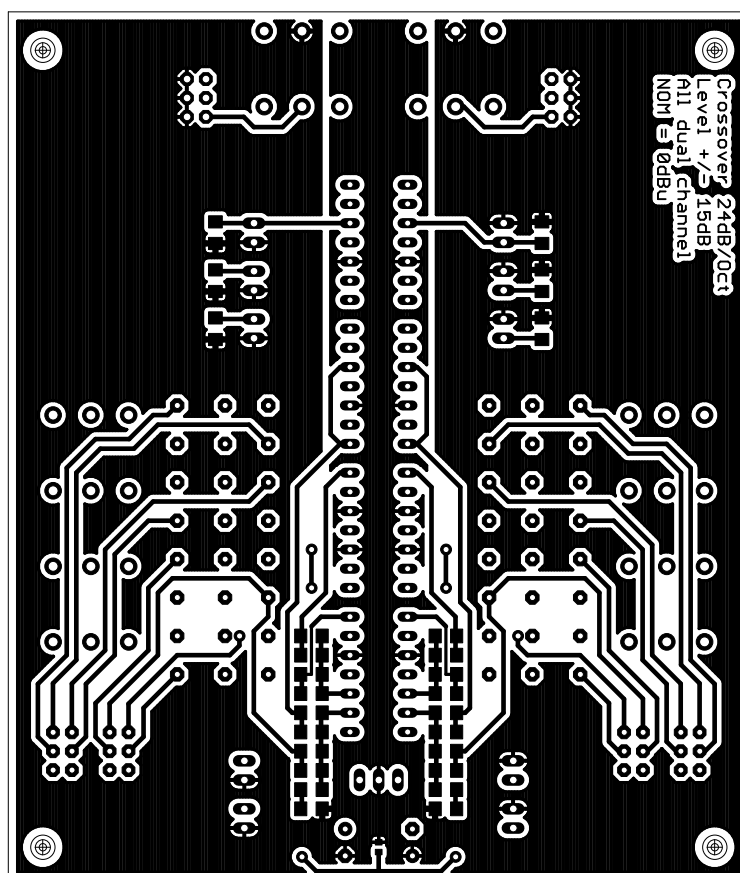
TOMAS KUCERA  
 Small Double Fader  
 24. 5. 2016 19:18:23  
 Sheet: 1/1

Obr. A.4: Schéma zapojení dvojitého aktivního faderu.

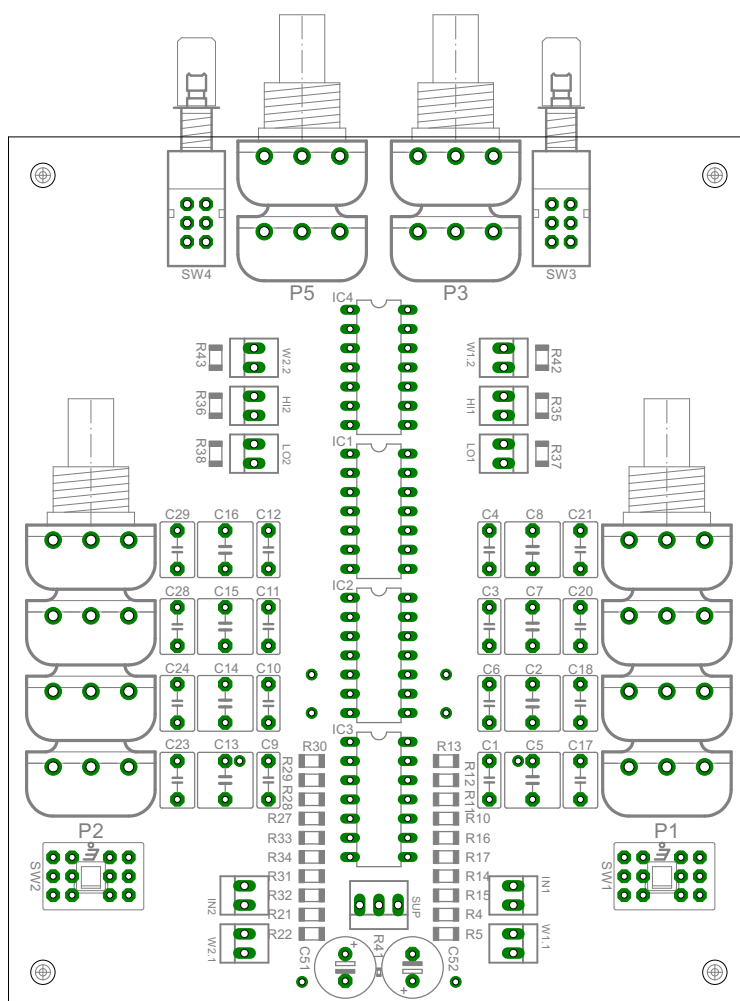
# Příloha B

## Desky plošných spojů, výkresy

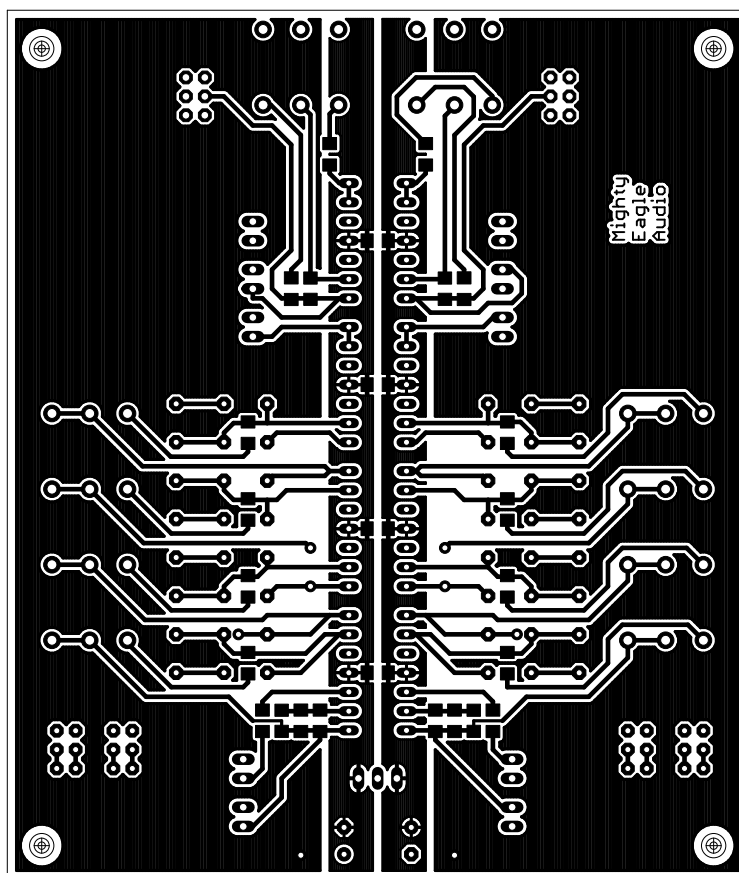
### B.1 Modul frekvenčního filtru



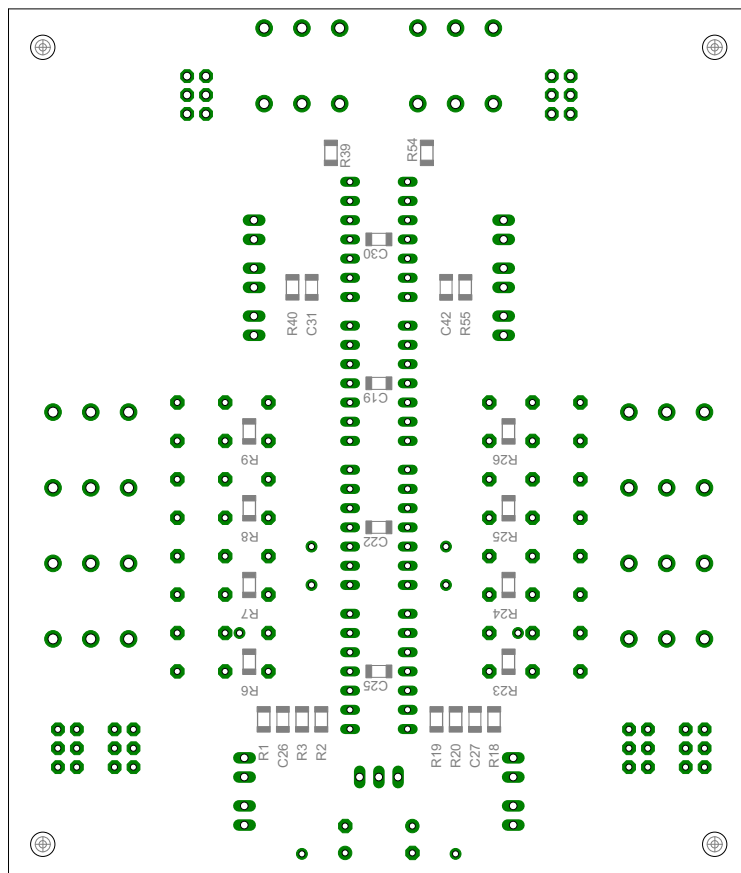
Obr. B.1: Deska plošného spoje frekvenčního filtru - strana TOP.



Obr. B.2: Osazovací výkres frekvenčního filtru - strana TOP.



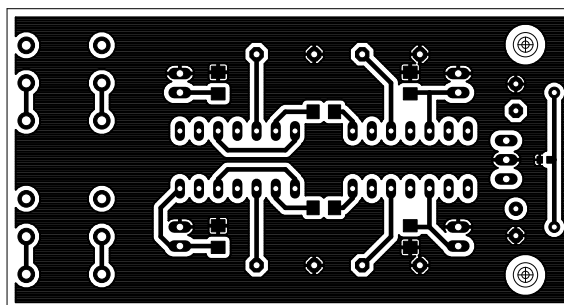
Obr. B.3: Deska plošného spoje frekvenčního filtru - strana BOT.



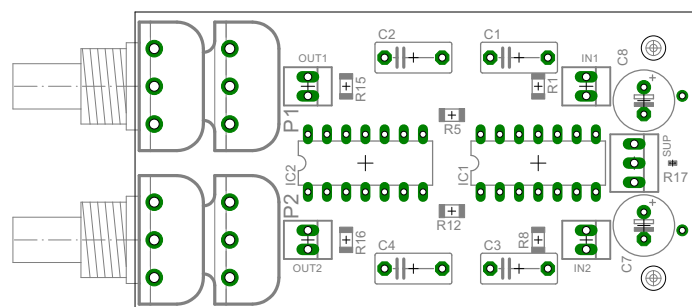
Obr. B.4: Osazovací výkres frekvenčního filtru - strana BOT.



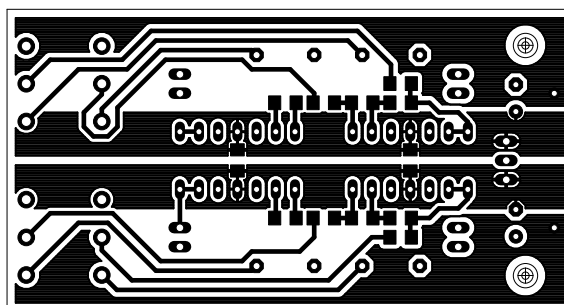
## B.2 Modul zpožďovacího filtru



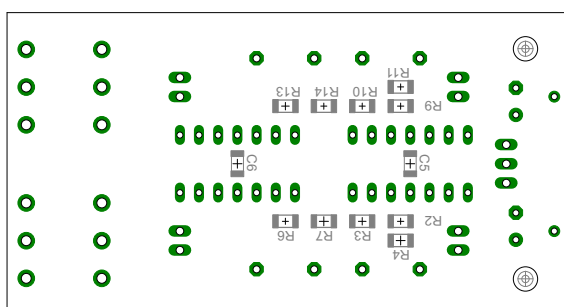
(a) Strana TOP



(b) Osazení TOP



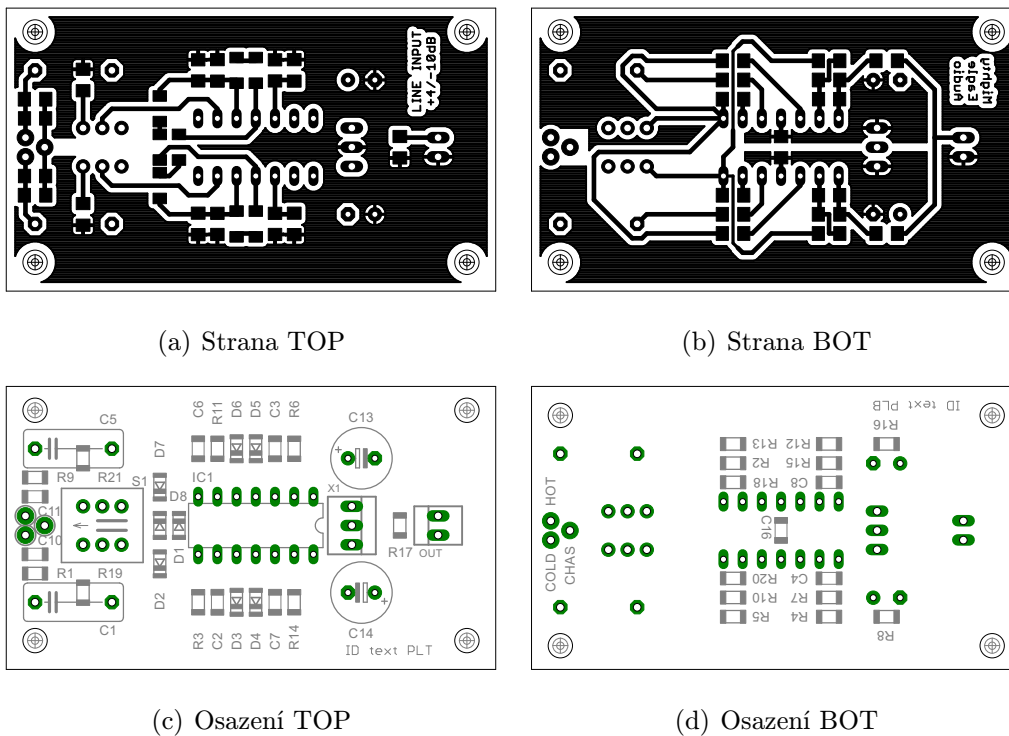
(c) Strana BOT



(d) Osazení BOT

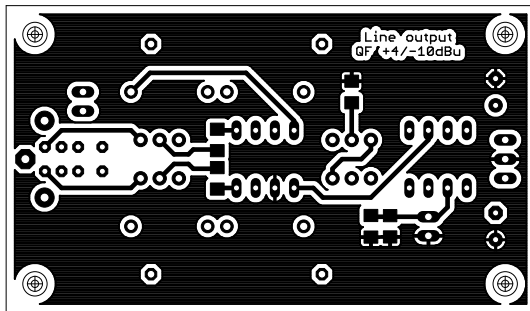
Obr. B.5: Deska plošných spojů zpožďovacího filtru a osazovací výkresy.

### B.3 Vstupní modul

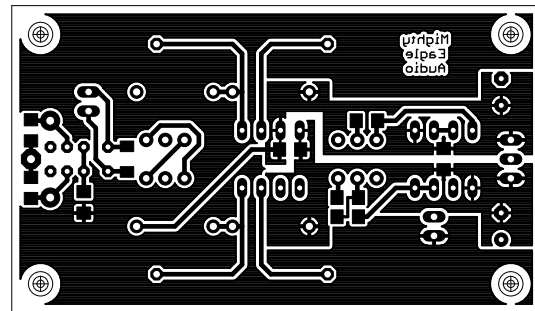


Obr. B.6: Deska plošných spojů vstupního modulu a osazovací výkresy.

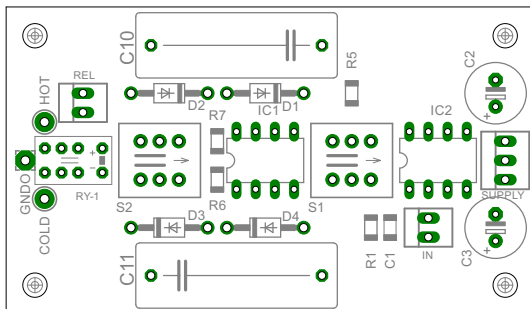
## B.4 Výstupní modul



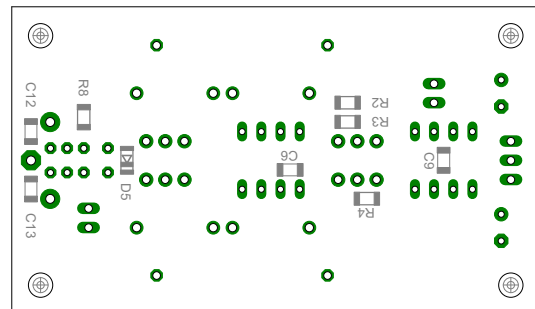
(a) Strana TOP



(b) Strana BOT



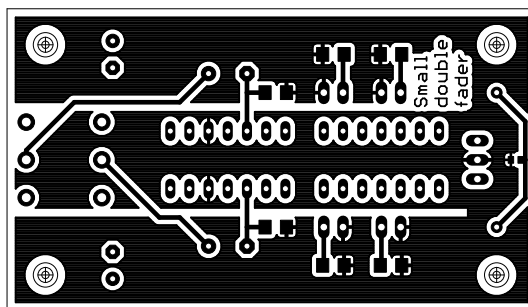
(c) Osazení TOP



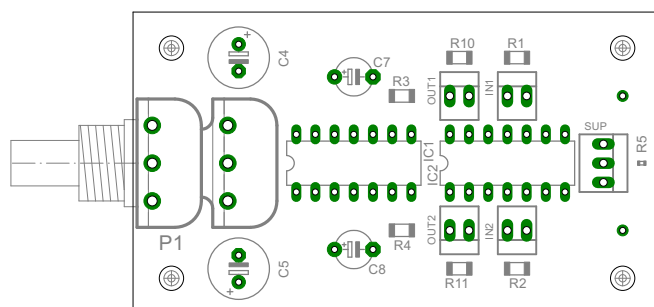
(d) Osazení BOT

Obr. B.7: Deska plošných spojů výstupního modulu.

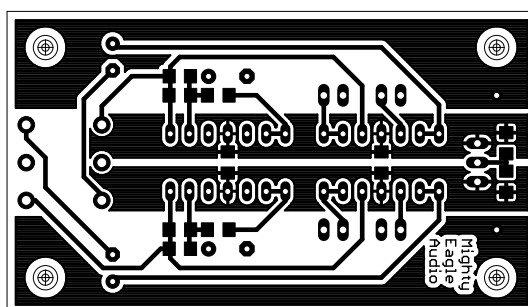
## B.5 Modul aktivního faderu



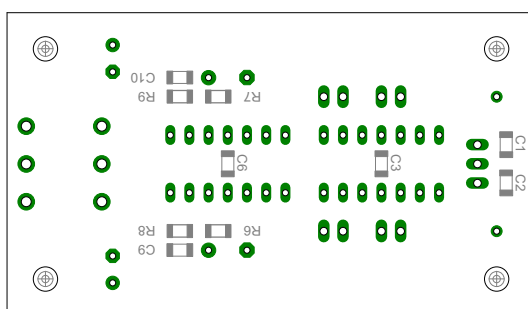
(a) Strana TOP



(b) Osazení TOP

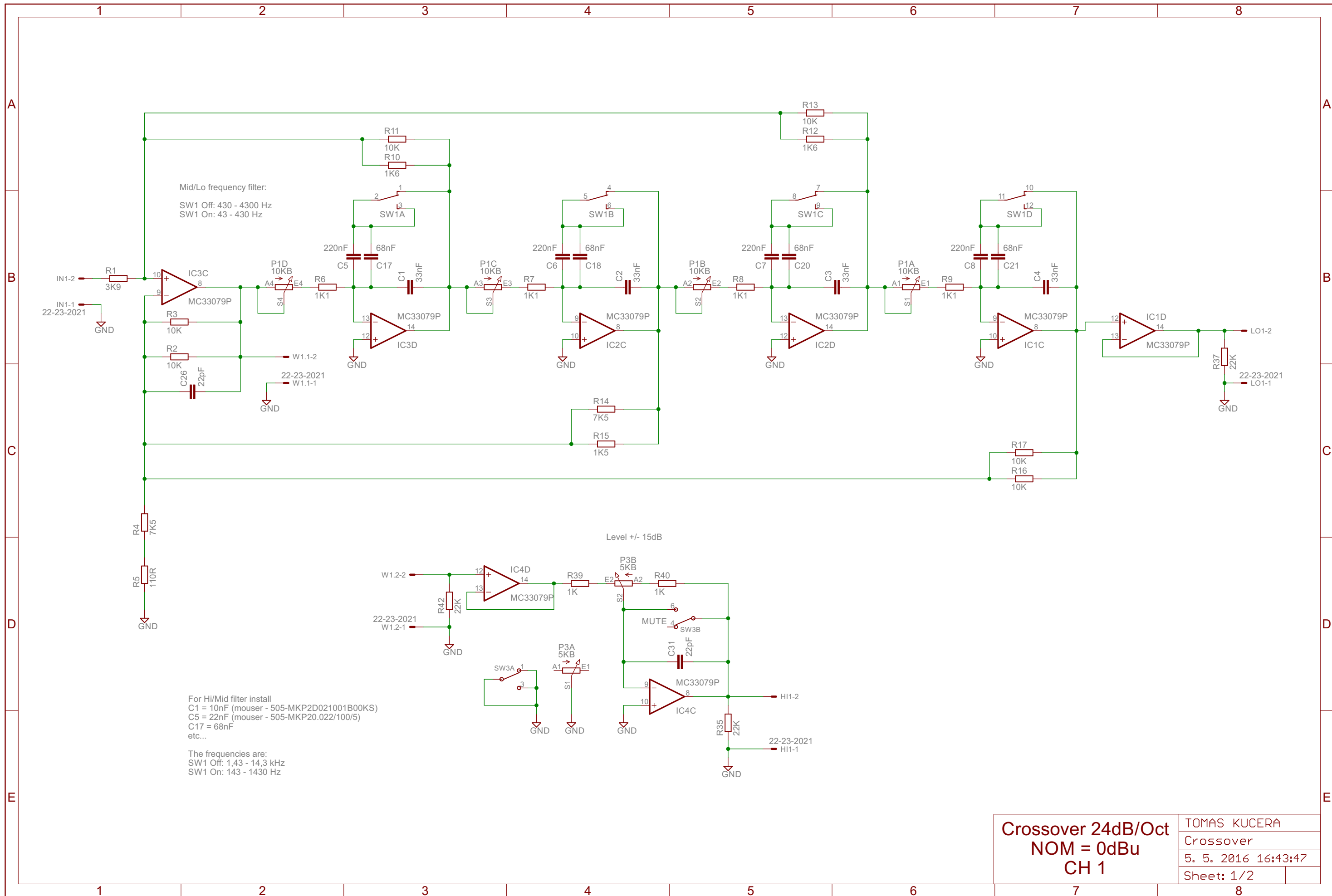


(c) Strana BOT



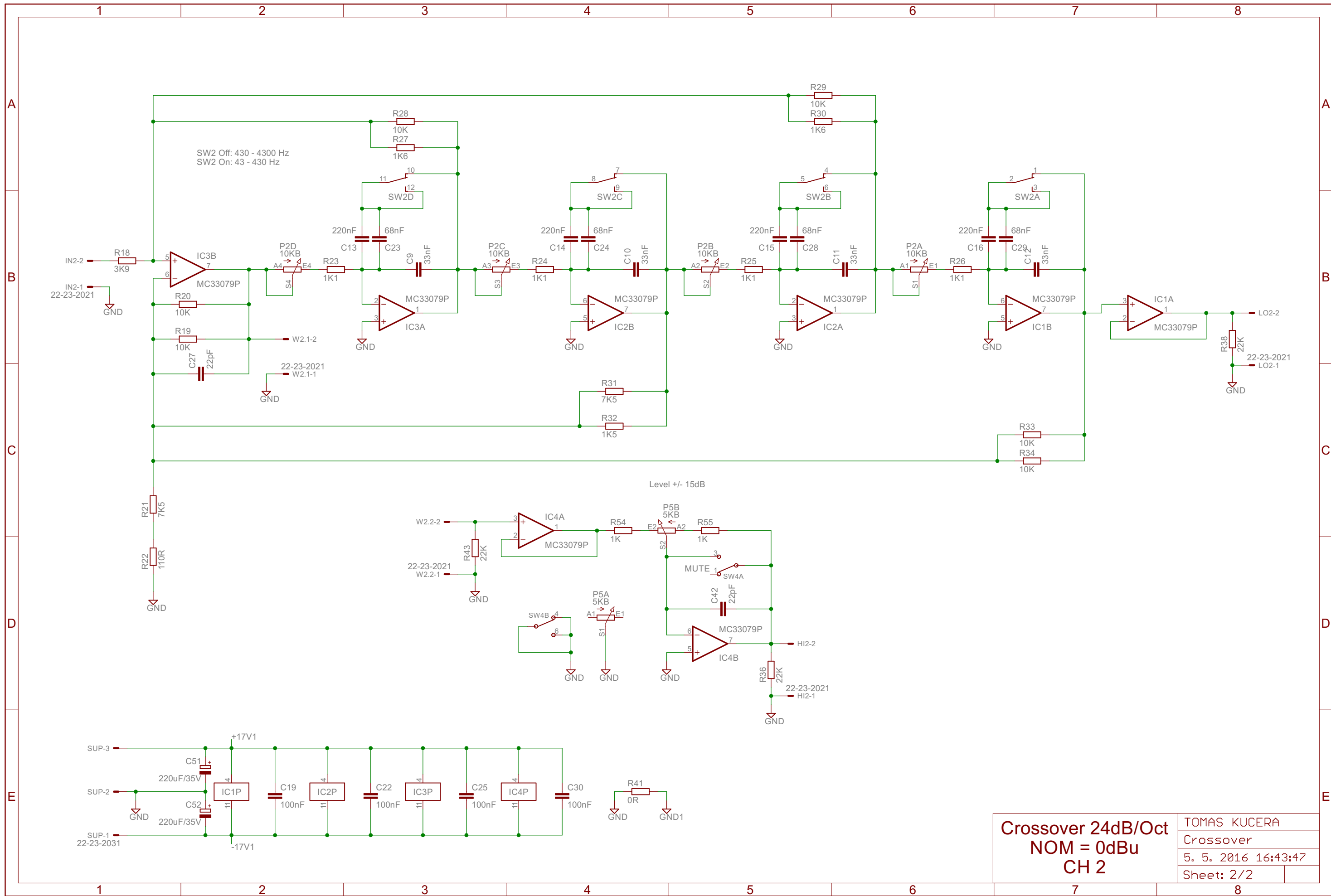
(d) Osazení BOT

Obr. B.8: Deska plošných spojů aktivního faderu.



**Crossover 24dB/Oct**  
**NOM = 0dBu**  
**CH 1**

TOMAS KUCERA	
Crossover	
5. 5. 2016 16:43:47	
Sheet: 1/2	



**Crossover 24dB/Oct**  
**NOM = 0dBu**  
**CH 2**

TOMAS KUCERA	
Crossover	
5. 5. 2016 16:43:47	
Sheet: 2/2	