

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta
elektrotechniky a
komunikačních
technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Brno, 2024

Lukáš Lipenský



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

STEREO AUDIO ZESILOVAČ S EKVALIZÉREM A DÁLKOVÝM OVLÁDÁNÍM

STEREO AUDIO AMPLIFIER WITH EQUALIZER AND REMOTE CONTROL

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Lukáš Lipenský

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Lubomír Brančík,
CSc.

BRNO 2024

Bakalářská práce

bakalářský studijní program Elektronika a komunikační technologie

Ústav radioelektroniky

Student: Lukáš Lipenský

ID: 240652

Ročník: 3

Akademický rok: 2023/24

NÁZEV TÉMATU:

Stereo audio zesilovač s ekvalizérem a dálkovým ovládáním

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte zapojení stereo audio zesilovače zvolené třídy s minimálním výkonem 2×30 W, s možností výstupu do reproduktorů i sluchátek, jehož vybrané funkce budou dálkově říditelné. Výkonový stupeň doplňte vícepásmovým ekvalizérem s možností volby průběhů kmitočtové charakteristiky dle požadovaného zvukového výstupu (např. pop, klasika, jazz, rock,...). Funkčnost navržených zapojení ověřte počítačovými simulacemi ve vhodném programu (PSpice, MicroCap,...).

Navrhněte napájecí jednotku pro zesilovač, včetně výpočtu parametrů potřebného transformátoru, navrhněte desky plošných spojů všech částí zařízení ve vhodném programu (např. Eagle). Realizujte funkční vzorek zesilovače, implementujte dálkové řízení vybraných funkcí a zesilovač oživte. Proveďte závěrečné měření parametrů a charakteristik vyhotoveného zesilovače, výsledky měření porovnejte s výsledky počítačových simulací i výsledky očekávanými.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] KOTISA, Z. NF zesilovače 2. Integrované výkonové zesilovače. Praha: BEN – technická literatura, 2002.
- [2] CORDELL, B. Designing Audio Power Amplifiers, 2nd edition. New York: Routledge, 2019.
- [3] SELF, D. Audio Power Amplifier Design, 6th edition. New York: Focal Press, 2013.

Termín zadání: 16.2.2024

Termín odevzdání: 27.5.2024

Vedoucí práce: prof. Ing. Lubomír Brančík, CSc.

doc. Ing. Lucie Hudcová, Ph.D.

předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Bakalářská práce se zabývá možnostmi realizace ,návrhem a konstrukcí stereo audio zesilovače s předřazeným desetipásmovým grafickým ekvalizérem. Zesilovač pracuje ve třídě D a disponuje výstupním výkonem 2x140 W do 4 Ω zátěže, reproduktorů. Signál upravený ekvalizérem lze zesílit v zesilovači a reprodukovat reproduktory nebo ho pomocí bluetooth modulu vysílat do vzdáleného přijímače, například sluchátek. Ekvalizér disponuje 10 pásmy pro úpravu frekvenční charakteristiky signálu a úrovně signálu (hlasitosti). Nastavení jednotlivých, předem definovaných frekvenčních charakteristik ekvalizéru podle typu právě poslouchané hudby lze vybírat pomocí dálkového IR ovladače, kterým lze určovat i hlasitost hudby.

Klíčová slova

Audio zesilovač, grafický ekvalizér, TPA3251, ISL22346, třída D, LC filtr, dálkové ovládání, digitální potenciometr

Abstract

The bachelor thesis deals with the possibilities of realization, design and construction of a stereo audio amplifier with a pre-assigned ten band graphic equalizer. The amplifier operates in class D and has an output power of 2x140 W into a 4 Ω load, speakers. The signal adjusted by the equalizer can be amplified in the amplifier and reproduced by the speakers or transmitted to a remote receiver, such as headphones, via a bluetooth module. The equalizer has 10 bands for adjusting the frequency characteristics of the signal and the signal level (volume). The settings of the individual, predefined characteristics according to the type of music you are currently listening to can be selected using the IR remote control.

Keywords

Audio amplifier, graphic equalizer, TPA3251, ISL22346, class D, LC filter, remote control, digital potentiometer

Bibliografická citace

LIPENSKÝ, Lukáš. *Stereo audio zesilovač s ekvalizérem a dálkovým ovládním* [online]. Brno, 2024 [cit. 2024-05-24]. Dostupné z: <https://www.vut.cz/studenti/zav-prace/detail/159036>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce Lubomír Brančík.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta:	Lukáš Lipenský
VUT ID studenta:	240652
Typ práce:	Bakalářská práce
Akademický rok:	2023/24
Téma závěrečné práce:	Stereo audio zesilovač s ekvalizérem a dálkovým ovládáním

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 27. května 2024

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Prof. Ing. Lubomíru Brančíkovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady a poskytnutou literaturu, která mi velmi pomohla při zpracování mé semestrální práce.

V Brně dne: 27. května 2024

podpis autora

Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ	9
SEZNAM TABULEK.....	10
ÚVOD	11
1. AUDIO ZESILOVAČ PRACUJÍCÍ VE TŘÍDĚ D	12
1.1 MODULÁTOR	12
1.1.1 Impulzně šířkový modulátor (PWM)	12
1.1.2 Sigma-delta modulátor.....	13
1.2 VÝKONOVÝ STUPEŇ	14
1.2.1 Zapojení koncových tranzistorů do polovičního mostu	14
1.2.2 Zapojení koncových tranzistorů do plného mostu.....	15
1.2.3 Parametry výkonových tranzistorů MOSFET	16
1.3 BUDÍCÍ OBVOD TRANZISTORŮ.....	17
1.4 VÝSTUPNÍ FILTR – DOLNÍ PROPUST	18
1.4.1 Kombinace rezistoru a kondenzátoru.....	18
1.4.2 Výstup zesilovače bez výstupního filtru („filterless“)	19
1.4.3 Kombinace cívky a kondenzátoru.....	19
2. AUDIO EKVALIZÉR.....	20
2.1 GRAFICKÝ EKVALIZÉR.....	20
2.2 PARAMETRICKÝ EKVALIZÉR	20
3. VLASTNÍ NÁVRH ZAŘÍZENÍ.....	21
3.1 AUDIO ZESILOVAČ	21
3.1.1 IO pro koncový stupeň TPA3251	23
3.1.2 Zapojení a funkce audio zesilovače.....	25
3.2 VÝSTUP DO SLUCHÁTEK	26
3.3 EKVALIZÉR.....	26
3.3.1 Zvolené a vypočtené parametry ekvalizéru	28
3.3.2 Zapojení a funkce ekvalizéru.....	29
3.3.3 Přednastavené průběhy ekvalizéru	30
3.4 NAPÁJECÍ ZDROJ.....	31
3.4.1 Výpočty parametrů zdroje.....	32
3.5 DÁLKOVÉ OVLÁDÁNÍ.....	35
3.5.1 Adresace digitálních potenciometrů	35
3.5.2 Program pro ovládání dálkových funkcí.....	36
4. DOSAŽENÉ VÝSLEDKY	37
4.1 SIMULOVANÉ VÝSLEDKY	37
4.1.1 Zesilovač.....	37
4.1.2 Ekvalizér	37
4.2 NAMĚŘENÉ VÝSLEDKY	40
4.2.1 Zesilovač.....	41
4.2.2 Ekvalizér	42
4.2.3 Zdroj.....	44

5.	MECHANICKÁ KONSTRUKCE ZAŘÍZENÍ	45
5.1	ZESILOVAČ	45
5.2	EKVALIZÉR	45
5.3	NAPÁJECÍ ZDROJ	45
5.4	KRABICE.....	45
6.	ZÁVĚR.....	46
	LITERATURA.....	48
	SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	50
	SEZNAM PŘÍLOH.....	51

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Principiální blokové schéma zesilovače pracujícího ve třídě D	12
1.2	Princip vzniku PWM signálu	13
1.3	Průběh na vstupních a výstupních svorkách modulátoru (převzato a upraveno z [12])	13
1.4	Blokové schéma sigma-delta modulátoru 1. řádu (převzato a upraveno z [1])	14
1.5	Zapojení koncových MOSFET tranzistorů do polov. mostu (převzato a upraveno z [1]).....	15
1.6	Zapojení koncových MOSFET tranzistorů do plného mostu (převzato a upraveno z [1]).....	16
1.7	Dolní propust druhého řádu – kombinace LC (převzato a upraveno z [4])	19
3.1	Blokové schéma navrhovaného zařízení	21
3.2	Blokové schéma TPA3251 (Převzato a upraveno z [7])	24
3.3	Schéma zapojení pásmového filtru.....	27
3.4	Schéma zapojení syntetické indukčnosti	27
3.5	a) Zapojení pro minimální přenos, b) zapojení pro maximální přenos (převzato a upraveno z [5])..	27
3.6	Schéma napájecího zdroje pro celé zařízení.....	32
4.1	Simulační schéma zapojení ekvalizéru.....	37
4.2	Frekvenční charakteristika pro polohy potenciometrů: 0;0,5;1	38
4.3	Frekvenční charakteristika ekvalizéru pro maximální a minimální zesílení frekvence 1 kHz	39
4.4	Frekvenční charakteristika pro preset „Deep bass“	39
4.5	Frekvenční charakteristika zesilovače	41
4.6	Účinnost zesilovače v závislosti na výstupním výkonu	42
4.7	Frekvenční charakteristika a závislost změny fáze ekvalizéru pro nastavení potenciometrů 32/127	42
4.8	Frekvenční charakteristika ekvalizéru a změna fáze pro maximální zisk (nastavení potenciometrů 0/127)	43
4.9	Frekvenční charakteristika ekvalizéru a změna fáze pro preset „Deep bass“	43

SEZNAM TABULEK

2.1	Rozložení středních kmitočtů grafického ekvalizéru (převzato a upraveno z [3])	20
3.1	Integrované obvody audio zesilovačů třídy D s výkonem přesahujícím 100 W	22
3.2	Možnosti zapojení s TPA3251	23
3.3	Vypočítané a použité hodnoty součástek pro jednotlivé filtry a jejich parametry	29
3.4	Nastavené parametry frekvenčních charakteristik jednotlivých presetů	30
3.5	Použité parametry zdroje.....	35
3.6	Adresy jednotlivých IO (fyzické adresy) a adresy registrů	36
4.1	Nastavení jezdce potenciometru dle daného presetu	40
4.2	Hodnoty zkreslení zesilovače 2. a 3. harmonickou	41
4.3	Hodnoty zkreslení ekvalizéru 2. a 3. harmonickou	44
4.4	Parametry napájecích větví	44

ÚVOD

Práce se zabývá teorií o zesilovači třídy D a ekvalizérech a jejich návrhem a konstrukcí s možností dálkového řízení.

Cílem práce je navrhnout zesilovač pracující ve třídě D s výstupním výkonem 2x140 W do zátěže 4 Ω , vícepásmový ekvalizér (10 pásem), napájecí zdroj celého zařízení a implementovat dálkové ovládání ekvalizéru.

Využití zesilovačů Třídy D je dnes velmi široké. Od domácí audio techniky, přes auto audio techniku a ozvučení venkovních akcí, až po přenosná zařízení (notebooky, přenosné reproduktory atp.), kde jsou dnes prakticky nutností. Třída D dosahuje velmi vysoké účinnosti, teoreticky až 95 % a svými audio parametry konkuruje další velmi rozšířené třídě audio zesilovačů, třídě AB, která disponuje teoretickou účinností 78,5 %. V čem zesilovač ve třídě D jednoznačně překonává zesilovač třídy AB je poměr velikosti samotného zesilovače k výkonu zesilovače.

V zařízení je implementován modul pro bezdrátové připojení reprodukcího zařízení.

Ekvalizér je druhem aktivního korektoru, který využívá pasivní i aktivní součástky ke své funkci a je schopen zesílení signálu. Úroveň zesílení určuje zpětná vazba operačního zesilovače. Cílem ekvalizéru je rozdělit audio pásmo (20 Hz – 20 kHz) na určitý počet sub-pásem a každé sub-pásmo zesílit či potlačit na požadovanou hodnotu zesílení, dle potřeby posluchače.

1. AUDIO ZESILOVAČ PRACUJÍCÍ VE TŘÍDĚ D

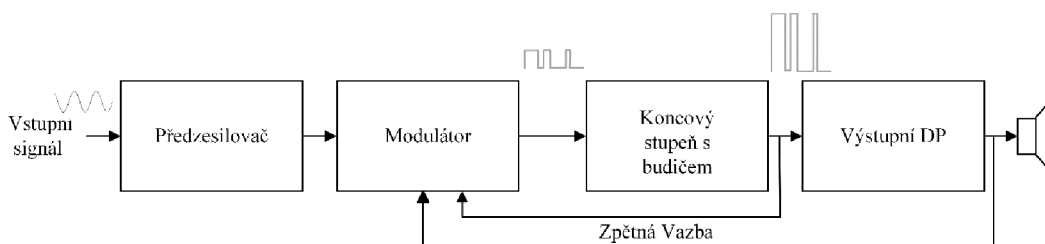
Zesilovač třídy D se skládá z několika dílčích bloků, jejich podrobná funkce bude popsána v kapitolách 1.1–4. Základní princip funkce zesilovače pracujícího ve třídě D je znázorněn na obrázku 1.1.

Vstupní signál je v předzesilovači impedančně oddělen od zdroje signálu (notebook, CD přehrávač atd...) a v případě potřeby se zde vstupní signál zesílí na požadovanou úroveň pro následující operace.

Funkcí bloku modulátoru je vytvoření ze vstupního signálu signálu modulovaného, kterým je řízen spínací proces výkonových tranzistorů v bloku koncového stupně.

Zesilovač třídy D pracuje v režimu saturace (nikoli v lineárním režimu jako zesilovače pracující ve třídě AB), čili koncový tranzistor nepracuje v „odporovém režimu“, ale ve „spínacím režimu“. Spínací doba tranzistoru (sepnuto a rozepnuto) je řízena modulátorem.

Zesílené výkonové impulzy je nutno filtrovat dolní propustí, aby byl výstupem zesilovače pouze užitečný nízkofrekvenční signál (20 Hz – 20 kHz). Výstupní filtr musí obsahovat akumulací prvky (hlavně cívky), proto nelze prvky nahradit synteticky. Za určitých podmínek audio zesilovač nemusí obsahovat výstupní filtr. Podmínkami je silně induktivní zátěž a stínění a minimální délka propojovacích vodičů k reproduktorům.[1]



Obrázek 1.1 Principiální blokové schéma zesilovače pracujícího ve třídě D

1.1 Modulátor

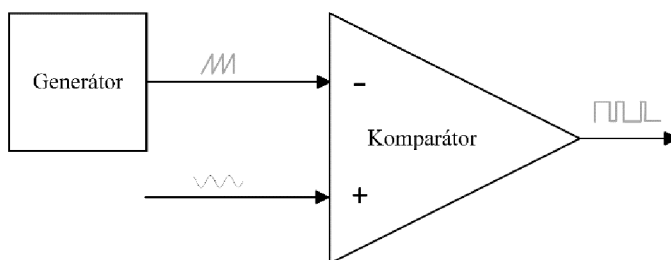
Existuje spousta typů modulátorů: impulzně šířkový modulátor, vylepšený impulzně šířkový modulátor, delta modulátor, sigma-delta modulátor. Zesilovače ve třídě D obvykle využívají impulzně šířkovou modulaci, sigma-delta modulaci a výrobci patentované druhy modulací[1].

1.1.1 Impulzně šířkový modulátor (PWM)

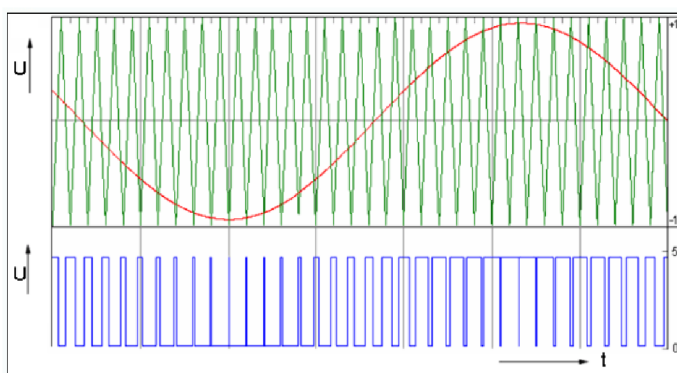
Princip PWM modulace je znázorněn na obrázku 1.2 a na obrázku 1.3. Na neinvertující vstup komparátoru je přiveden užitečný signál. Na invertující vstup komparátoru je přiveden trojúhelníkový či pilový signál z generátoru (přesný oscilátor), který dle Shannon-Kotelníkova teorému musí mít minimálně dvakrát vyšší frekvenci, než je

nejvyšší frekvence užitečného signálu (v praxi násobně vyšší). Výstupem komparátoru jsou obdélníkové impulzy, jejichž šířka je úměrná amplitudě vstupního užitečného signálu a frekvence je rovna frekvenci vzorkovací (frekvence trojúhelníkového či pilového signálu).

Je-li okamžitá úroveň vzorkovacího signálu vyšší než úroveň užitečného signálu, tak je výstup komparátoru v úrovni logické 0. Je-li úroveň vzorkovacího signálu nižší než úroveň užitečného signálu, bude na výstupu komparátoru logická 1. Modulovaný signál tedy spíná výkonové tranzistory[1].



Obrázek 1.2 Princip vzniku PWM signálu



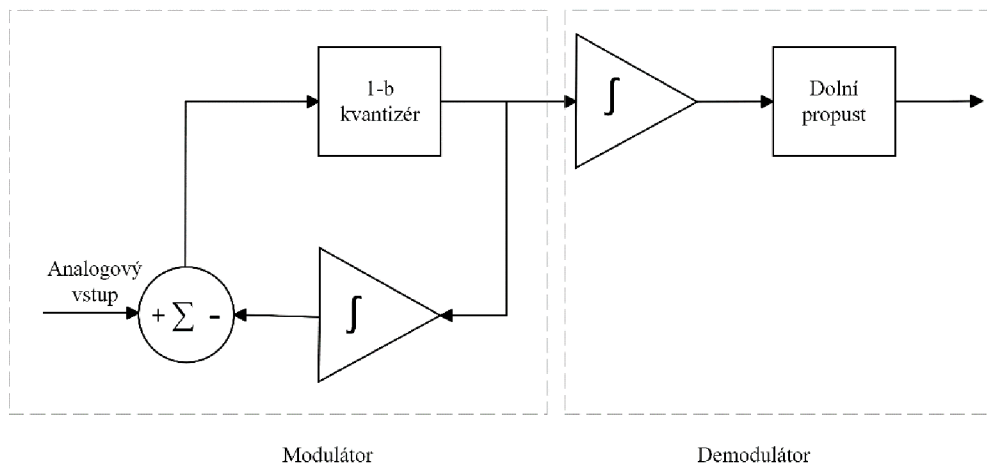
Obrázek 1.3 Průběh na vstupních a výstupních svorkách modulátoru (převzato a upraveno z [12])

1.1.2 Sigma-delta modulátor

Sigma-delta modulátor vychází z principu delta modulátoru, který kvantuje nastalou změnu mezi úrovněmi po sobě jdoucích vzorků signálu. Kvantizační šum SDM je frekvenčně závislý, oproti jednoduchému delta modulátoru. Tato vlastnost činí SDM vhodné pro použití pro zpracování digitálních audio signálů, telekomunikacích a signálních převodnicích.

SDM provádí kvantizaci integrálu z odchylky spojitého vstupního signálu od zpětnovazebního signálu. Kvůli této vlastnosti jsou SDM méně náchylné na rychlost změny signálu. Modulátor 2. řádu lze vytvořit kaskádním řazením SDM 1. řádu. Vyšší

řády SDM nelze již tvořit kaskádním řazením SGM 1. řádu. Výhodou vyšších řádů je potlačení kvantizačního šumu[2][1].



Obrázek 1.4 Blokové schéma sigma-delta modulátoru 1. řádu (převzato a upraveno z [1])

1.2 Výkonový stupeň

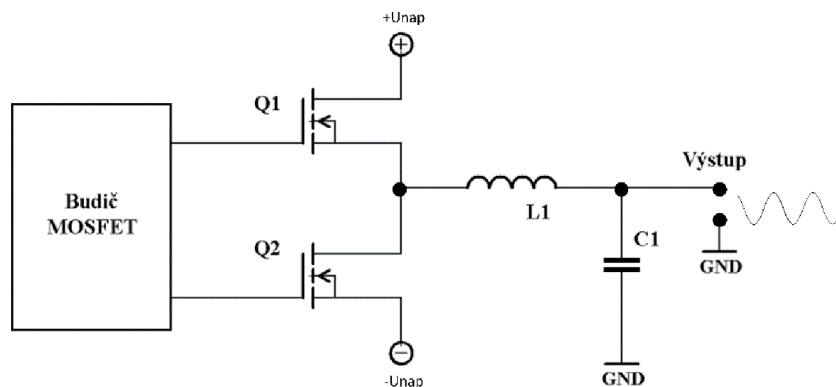
Výkonový zesilovač zesiluje užitečný signál o nízké amplitudě (typicky 1-3 V_{RMS}) na signál o amplitudě dostatečně vysoké k reprodukci signálu reproduktorem. Vstupní impedance výkonového zesilovače se pohybuje v řádech desítek $k\Omega$ a výstupní impedance v řádech $m\Omega$.

Zapojení koncových výkonových tranzistorů bývá výhradně do polovičního nebo plného mostu. Dle typu zapojení se rozlišuje zapojení výstupního DP filtru (viz. kapitola 1.4)[1].

1.2.1 Zapojení koncových tranzistorů do polovičního mostu

Zapojení tranzistorů MOSFET s indukovaným kanálem typu N do polovičního mostu lze vidět na obrázku 1.5. Tranzistory jsou napájeny symetricky vůči zemi (tzv. „single-ended“), díky čemuž může být výstupní zesílený signál za LC filtrem (dolní propust 2. řádu) odebírán vůči zemi.

Budič tranzistorů musí být navržen, tak aby nedošlo k současnému sepnutí obou tranzistorů. Současnému sepnutí obou tranzistorů se zamezuje zavedením doby, kdy není sepnut ani jeden tranzistor (tzv. „dead time“) [1]. Tato ochranná doba je dnes u většiny IO koncových stupňů zavedena výrobcem.



Obrázek 1.5 Zapojení koncových MOSFET tranzistorů do polov. mostu (převzato a upraveno z [1])

Při zapojení tranzistorů do polovičního mostu je nutno zavést zpětnou vazbu z výstupu. Tím je potlačena stejnosměrná složka, která by mohla poškodit reproduktory a nesymetrie výstupního napětí, která by taktéž mohla reproduktory poškodit. Důvodem výskytu stejnosměrné složky na výstupu je nedokonalá totožnost výstupních tranzistorů (dva tranzistory nikdy nemají totožné parametry). Důvodem vzniku napěťové nesymetrie je nesymetrie již na napájecích svorkách tranzistorů způsobená nesymetrií zdroje.

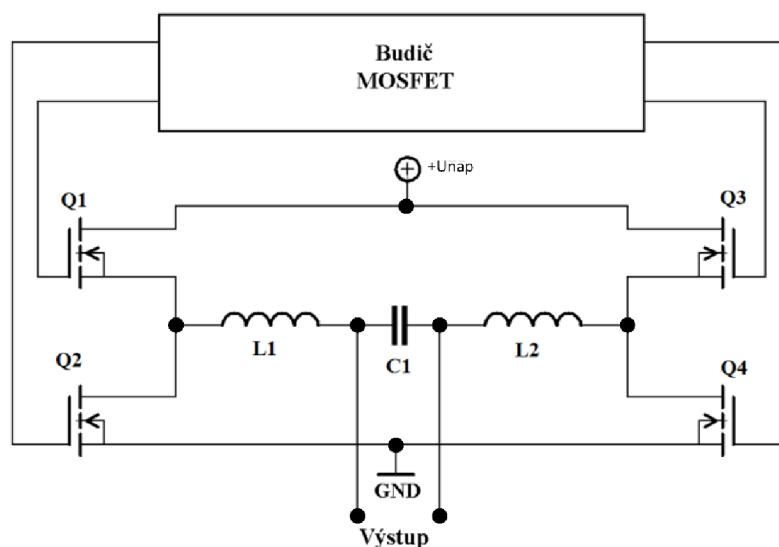
Nevýhodou tohoto zapojení je jev, který je způsoben snahou výkonového stupně o rekuperaci komutačního proudu zpět do napájecí sítě (tzv. „bus-pumping“). Jev lze potlačit dostatečně velkými elektrolytickými kondenzátory na výstupu napájecího zdroje výkonového zesilovače. U stereo výkonového zesilovače lze jev vyřešit pootočením fáze vstupního signálu o 180° v jednom kanálu a na výstupu tento signál opět pootočit o 180° .

Výhodou tohoto zapojení je potřeba pouze dvou tranzistorů pro realizaci jednoho kanálu, menší nároky na budič tranzistorů a jednodušší LC filtr [1].

1.2.2 Zapojení koncových tranzistorů do plného mostu

Na obrázku 1.6 lze vidět zapojení tranzistorů MOSFET s indukovaným kanálem typu N do plného mostu. Tranzistory jsou napájeny nesymetricky. Výstupní signál nelze odebrat vůči potenciálu země (jako u zapojení do polovičního mostu), ale mezi cívkami výstupního filtru L1 a L2.

Budící obvod tranzistorů musí zajistit sepnutí pouze dané dvojice tranzistorů v jedné větvi (Q1 a Q2 nebo Q3 a Q4) [1].



Obrázek 1.6 Zapojení koncových MOSFET tranzistorů do plného mostu (převzato a upraveno z [1])

Při zapojení tranzistorů do plného mostu není nutno zavádět zpětnou vazbu z výstupu z důvodu napěťové nesymetrie či stejnosměrné složce, ale přesto se zpětná vazba zavádí, a to z důvodu vylepšení audio parametrů výkonového zesilovače.

Nevýhodou tohoto zapojení je potřeba čtyř tranzistorů pro realizaci jednoho kanálu, větší nároky na budič tranzistorů (potřeba spínat dvojice tranzistorů) a složitější konstrukce LC filtru (vyšší cena).

Výhodou tohoto zapojení je, že zde nevzniká „bus pumping“ jev a nejsou zde prakticky žádné problémy se stejnosměrnou složkou napětí na výstupu zesilovače[1].

1.2.3 Parametry výkonových tranzistorů MOSFET

a) Průrazné napětí mezi elektrodami D a S

Hodnota by měla být co nejnižší, ovšem vyšší, než hodnota vypočítána vztahy 1.1. a 1.2

$$U_{DSmin(plný\ most)} = \frac{\sqrt{2 \cdot P_{out} \cdot R_z}}{M} + K \quad (1.1)$$

$$U_{DSmin(poloviční\ most)} = \frac{2 \cdot \sqrt{2 \cdot P_{out} \cdot R_z}}{M} + K, \quad (1.2)$$

kde P_{out} je nejvyšší předpokládaný výkon na výstupu zesilovače, R_z je velikost zátěže (reproduktoru), M je stupeň modulace a K je koeficient pro nedokonalosti obvodu (0-1) [1].

b) Statický odpor mezi elektrodami D a S (v sepnutém stavu)

Výkonové ztráty ve výkonovém stupni jsou dány především statickými ztrátami (trvalé vedení proudu) a dynamickými ztrátami (ztráty při spínání). Hodnota $R_{DS(ON)}$ je silně teplotně závislá (čím vyšší teplota, tím vyšší odpor).

$$P_{\text{vedením}} = I_{d(ef)}^2 \cdot R_{DS(ON)}, \quad (1.3)$$

kde $P_{\text{vedením}}$ jsou ztráty spjaté s vedením proudu mezi elektrodami drain (D) a source (S), $I_{d(ef)}$ je proud tekoucí svorkou drain a $R_{DS(ON)}$ je odpor mezi svorkami S a D v sepnutém stavu[1].

c) Další parametry

Hodnota komutačního náboje integrované diody tranzistoru MOSFET roste s teplotou a má vliv na elektromagnetickou kompatibilitu. Interní odpor k elektrodě gate (G) je teplotně závislý a mírně ovlivňuje dobu sepnutí a rozepnutí tranzistoru. Výstupní kapacita tranzistoru je součtem kapacity mezi elektrodami D a S a kapacitou G a D tranzistoru a za určitých podmínek může mít mírný vliv na účinnost zesilovače. Maximální teplota pouzdra je důležitý parametr pro výpočet chladiče tranzistorů, čím vyšší teplotu pouzdro snese, tím může být chladič menší. Maximální kontinuální proud elektrodou D se určuje z nejvyšší hodnoty výstupního napětí zesilovače a velikosti zátěže připojené k výstupu (vypočtená hodnota by měla být vždy nižší než hodnota z katalogu výrobce) [1].

1.3 Budící obvod tranzistorů

Budící obvod zodpovídá za správnou funkci výkonových tranzistorů. Určuje, který tranzistor (nebo které tranzistory) jsou v danou dobu sepnuty, a které rozepnuty. Nejdůležitější je, aby nikdy nebyly sepnuty tranzistory, které současně být sepnuty nesmějí. Tento problém je řešen zavedením doby, kdy jsou všechny tranzistory po krátkou dobu v rozepnutém stavu („dead time“). Velikost „dead time“ ovlivňuje i velikost zkreslení zesilovače (čím delší je ochranná doba, tím je větší výsledné zkreslení signálu). Pokud by došlo k současnému sepnutí tranzistorů, tak by v lepším případě došlo pouze k výkonovým ztrátám, v horším případě k destrukci připojené zátěže. Ke své správné funkci by měl budič splňovat určité parametry:

- Malý dynamický vnitřní odpor budiče – nutnost budit elektrodu G z tvrdého zdroje. Pro vyšší spínací kmitočty se musí všechny kapacity uvnitř tranzistoru nabít co nejrychleji.
- Nízký klidový proud tekoucí budičem – čím vyšší klidový proud teče neaktivním obvodem, tím je nižší účinnost zařízení (důležité hlavně pro bateriové přístroje).
- Plovoucí zapojení výkonových tranzistorů – žádná elektroda tranzistoru není spojena se zemí (viz. obrázek 1.5 a 1.6).
- Nutno co nejvíce eliminovat indukčnosti mezi spoji na DPS.

Pro řízení výkonových tranzistorů MOSFET lze využít zapojení komplementárního emitorového sledovače, složeného ze dvou tranzistorů se společným kolektorem (vstupní a výstupní napětí jsou ve stejné fázi), pro řízení jednoho výkonového tranzistoru, jehož elektroda source je připojena k zemi[1].

Další možností buzení výkonových tranzistorů MOSFET je budícím obvodem s transformátorem. Jelikož je pracovní frekvence v rozmezí desítek kHz až jednotek MHz, tak jsou rozměry transformátoru velice kompaktní. Transformátor zároveň galvanicky odděluje řídicí obvod od výkonových tranzistorů. Přidáním více sekundárních vinutí transformátoru se nabízí možnost řídit tímto způsobem další prvky zařízení[1].

Integrované obvody pro buzení tranzistorů MOSFET zvládnou řídit i více unipolárních tranzistorů MOSFET s indukovaným kanálem typu N i P. IO lze rozdělit dle typu zapojení buzených výkonových tranzistorů (viz. kapitola 1.2.1 a 1.2.2) [1].

Dnes jsou na vzestupu obvody, které slučují do jednoho integrovaného obvodu funkci budiče, modulátoru a výkonové části. K takovým obvodům stačí připojit minimum pasivních součástek a často lze připojit i mikro kontrolér pro nastavení výrobcem implementovaných funkcí IO. Například Texas instruments nabízí širokou škálu takovýchto IO. Nově lze u Texas instruments najít IO slučující výše popsané funkce, a navíc ještě funkci tónové korekce v jednom pouzdře. Takový obvod, ale vyžaduje už zakoupení modulu, do kterého se IO pouze zasune. Modul výrobce označuje jako „Evaluation module“, ke kterému je uživateli poskytnut i software od Texas instruments. Ovšem cena modulu od výrobce je značně vysoká (tisíce až nižší desetitisíce Kč).

1.4 Výstupní filtr – dolní propust

Nedokonalosti ve vysokofrekvenčním spínacím procesu mají velký vliv na zkreslení signálu. Signál z výstupu výkonové části je čistě obdélníkový signál (náběžná hrana impulsu trvá běžně 5 ns až 40 ns). První funkcí filtru je oddělit pouze střední hodnotu nízkofrekvenčního signálu z obdélníkového signálu (dalo by se říct, že plní funkci PWM – analogového převodníku). Druhou funkcí je odfiltrování vysokofrekvenční nosné frekvence a jejích harmonických frekvencí, aby nedocházelo k šíření elektromagnetického záření, kdy pak mohou fungovat přírodní kabely k reproduktoru jako antény. Filtrem protéká proud od jednotek ampér až po desítky ampér. Při realizaci filtru velmi záleží i na výběru použitých součástek. Existuje více variant, jak filtr realizovat[1][4].

1.4.1 Kombinace rezistoru a kondenzátoru

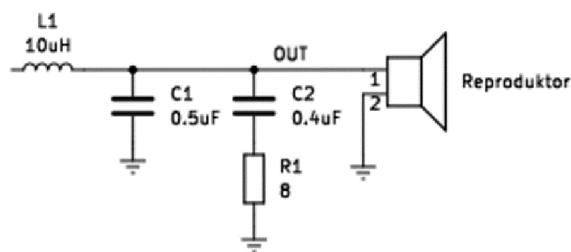
Použitím těchto součástek je docíleno nižší pořizovací ceny filtru, ale za cenu horších filtračních vlastností, oproti LC filtru. Používá se pro výstupní výkony nepřesahující desítky W. Je velmi důležité optimálně rozložit součástky na DPS. Dále je důležité, aby zesilovač využíval modulaci s potlačením elektromagnetického záření, a aby byly přírodní kabely k reproduktoru co nejkratší a ideálně stíněné[1].

1.4.2 Výstup zesilovače bez výstupního filtru („filterless“)

Výstupní filtr není třeba použít má-li zátěž silně induktivní charakter (reproduktor toto kritérium splňuje) a je-li ke konstrukci zesilovače použito vhodného IO (určuje výrobce) s výkonem do desítek W. Dále platí zásady, jako u filtru tvořeného rezistorem a kondenzátorem[1].

1.4.3 Kombinace cívky a kondenzátoru

Filtr je často používán v kombinaci s DP filtrem 1. řádu (RC), protože za rezonančním kmitočtem LC filtru přestává filtr plnit svou funkci. Pro realizaci filtru je vhodné použít cívku s kruhovým jádrem se vzduchovou mezerou, kvůli svým kompaktním rozměrům a dostačujícím vlastnostem. Dále je důležitá volba kondenzátoru. Ten by měl mít nízkou hodnotu ekvivalentního sériového odporu a ekvivalentní sériové indukčnosti, což výlučně splňují pouze fóliové kondenzátory. Za fóliový kondenzátor je vhodné umístit keramický kondenzátor s velkou kapacitou. LC filtr je nutností použit od vyšších desítek W.[4][1].



Obrázek 1.7 Dolní propust druhého řádu – kombinace LC (převzato a upraveno z [4])

2. AUDIO EKVALIZÉR

Ekvalizér neboli vícepásmový nastavitelný korektor slouží k nastavení vhodné modulové kmitočtové charakteristiky signálu pomocí kombinací kmitočtových filtrů. Důvodem použití ekvalizéru je potřeba upravit audio signál pro vhodnou reprodukci, v závislosti na prostoru, kde je zvuk reprodukován a na parametrech reproduktoru.

V topologii zařízení je ekvalizér brán jako korekční předzesilovač sloužící k nastavování úrovně signálu okolo určitých frekvencí. Základním ekvalizérem je korektor výšek a hloubek, který rozdělí audio pásmo (20-20000 Hz) na 2 sub-pásma, kterým je jednotlivě nastavována úroveň signálu. Dle nastavovaných parametrů ekvalizérem jsou rozlišovány určité typy ekvalizérů.

2.1 Grafický ekvalizér

Grafický ekvalizér umožňuje zesilovat či zeslabovat úroveň signálu okolo pevně daných frekvencí. Počet sub-pásem se běžně pohybuje od 5 do 31 (rozdělení frekvencí při daném počtu sub-pásem lze vidět v tabulce 2.1). 2 oktávové rozdělení je složeno z 5 pásem, 1 oktávové z 10 pásem, 2/3 oktávové z 15 pásem a 1/3 oktávové z 31 pásem. Regulace úrovně signálu se volí od ± 3 dB po ± 20 dB. Grafický ekvalizér je dnes využíván ve spoustě zařízeních pro přehrávání hudby běžnými uživateli či amatérských mixážních pultech[3][11].

Tabulka 2.1 Rozložení středních kmitočtů grafického ekvalizéru (převzato a upraveno z [3])

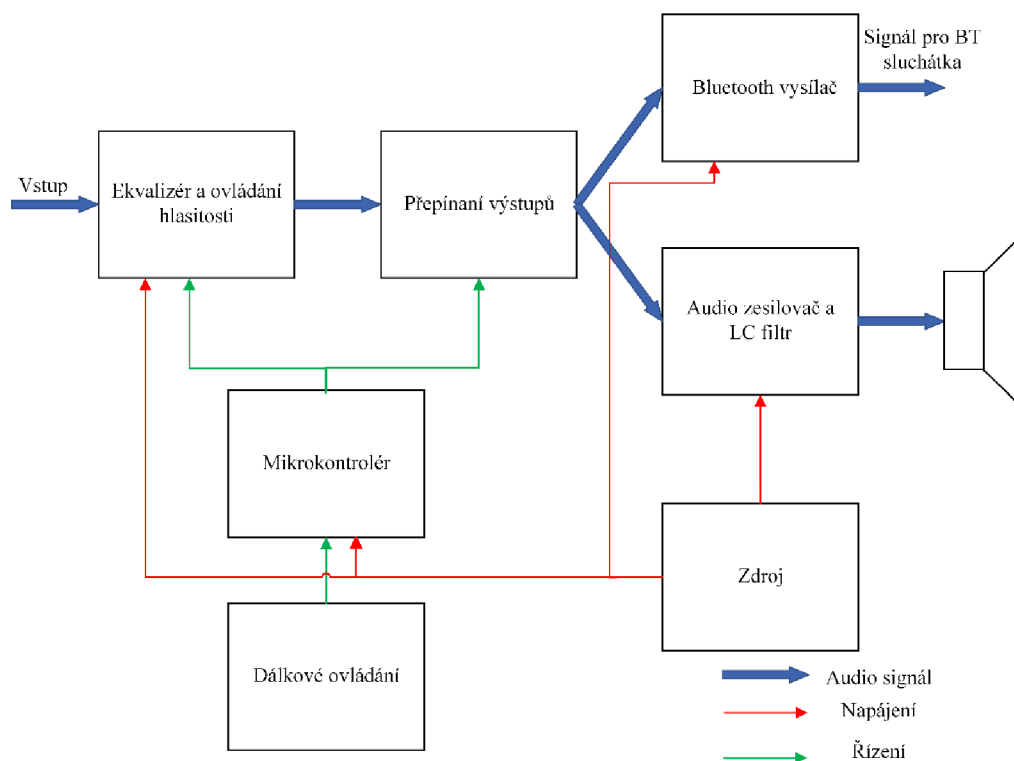
Frekvence	1	2/3	1/3	1	2/3	1/3	1	2/3	1/3	1	2/3	1/3
	okt.	okt.	okt.	okt.	okt.	okt.	okt.	okt.	okt.	okt.	okt.	okt.
			20	125		125			800			5k
		25	25		160	160	1k	1k	1k		6,3k	6,3k
31,5			31,5			200			1,25k	8k		8k
		40	40	250	250	250		1,6k	1,6k		10k	10k
			50			315	2k		2k			12,5k
63	63	63		400	400			2,5k	2,5k	16k	16k	16k
			80	500		500			3,15k			20k
		100	100		630	630	4k	4k	4k			

2.2 Parametrický ekvalizér

Parametrický ekvalizér umožňuje zesilování či zeslabování úrovně signálu, měnit střední kmitočet sub-pásem a měnit šířku pásma filtru (tím i činitel jakosti). Parametrický ekvalizér tedy umožňuje preciznější přizpůsobení kmitočtové modulové charakteristiky. Jejich použití je převážně využíváno pro ozvučování kulturních akcí či v nahrávacích studiích[11].

3. VLASTNÍ NÁVRH ZAŘÍZENÍ

Zařízení je složeno z několika dílčích bloků (viz. obrázek 3.1). Signál ze vstupního zařízení je přiveden na vstup ekvalizéru, kde je okamžitě impedančně oddělen, aby nebylo zatěžováno zařízení, které je zdrojem audio signálu. V ekvalizéru se nachází 10 filtrů, které umožňují nastavit frekvenční charakteristiku signálu (zesílení/zeslabení o 12 dB). Nastavení frekvenční charakteristiky a hlasitosti je prováděno digitálními potenciometry, řízenými mikrokontrolerem po sběrnici I2C. Mikrokontroler bude ovládán dálkově pomocí IR modulu pro dálkové ovládání. V bloku přepínání výstupu se rozhoduje, zda bude upravený signál z ekvalizéru vyslán pomocí implementovaného bluetooth vysílače do bluetooth přijímače (sluchátek) nebo přiveden na vstup audio zesilovače. V zesilovači bude signál zesílen na požadovanou hodnotu a přiveden na vstupy reproduktorů. Zesilovač bude realizován jako IO s dostatečným výkonem i pro ozvučení menších zahradních akcí. Zdroj pro zařízení bude napájen ze sítě 230 V. Zdroj bude proveden jako lineární a bude napájet jednotlivé bloky.



Obrázek 3.1 Blokové schéma navrhovaného zařízení

3.1 Audio zesilovač

Koncový stupeň lze realizovat pomocí diskretních součástek či pomocí integrovaných obvodů. Vhodnější metodou se jeví realizace pomocí integrovaného obvodu, kvůli

menším rozměrům DPS, díky menšímu počtu použitých součástek. S tím i souvisí menší pravděpodobnost vzniku chyby při návrhu zapojení a DPS a konstrukci zařízení. Integrované obvody mohou slučovat funkci modulátoru, budiče výkonového stupně a výkonový stupeň (některé i korekce signálu). V tabulce 3.1 lze vidět nabídku IO zesilovačů ve třídě D disponující výkonem alespoň 100 W.

Tabulka 3.1 Integrované obvody audio zesilovačů třídy D s výkonem přesahujícím 100 W

Název	Výrobce	Počet výstupních kanálů	Výstupní výkon [W]	Napájecí napětí [V]	THD+N [%]
TDA7498ETR	STMicroelectronics	2	220	14 až 36	0,05
TDA7498TR	STMicroelectronics	2	100	14 až 39	0,1
STA516BE	STMicroelectronics	4	480	10 až 60	0,1
IR4301MTRPBF	Infineon Technologies	2	160	10 až 62	0,02
MA5332MS	Infineon Technologies	2	200	10 až 60	0,02
TDF8599C	NXP Semiconductors	2	300	8 až 48	0,02
TPA3220	TEXAS INSTRUMENTS	2	100	7 až 30	0,02
TPA3244	TEXAS INSTRUMENTS	4	100	12 až 30	0,005
TPA3245	TEXAS INSTRUMENTS	4	115	12 až 30	0,005
TAS5612LA	TEXAS INSTRUMENTS	4	125	12 až 32,5	0,05
TAS5622A	TEXAS INSTRUMENTS	4	125	12 až 34	0,025
TPA3250	TEXAS INSTRUMENTS	4	130	12 až 36	0,005
TPA3251	TEXAS INSTRUMENTS	4	175	12 až 36	0,005
TPA3255	TEXAS INSTRUMENTS	4	315	18 až 53,5	0,006
TAS5630B	TEXAS INSTRUMENTS	4	300	25 až 52,5	0,03
TPA3223	TEXAS INSTRUMENTS	2	200	10 až 45	0,02
TAS5634	TEXAS INSTRUMENTS	4	300	12 až 58	0,025

Z tabulky vyplývá, že trhu s IO audio zesilovačů třídy D přesahujících výkon 100 W dominuje firma Texas Instruments. Firma Infineon Technologies nabízí zajímavé IO umožňující digitální zesílení signálu. Tuto možnost nabízejí i některé IO od firmy Texas Instruments. Texas Instruments nabízí i IO s modulátorem, budičem, výkonovým stupněm, a navíc i s možností korekce signálu. Aby byl uživatel schopen využít funkce korekce zvuku musí mít od výrobce zakoupený modul (tzv. “EVM – Evaluation Board Model“), který lze připojit pomocí USB k osobnímu počítači a pomocí software od výrobce si může uživatel nastavit požadované korekce signálu. Tato možnost je ovšem zpoplatněna částkou od vyšších tisíc korun po nižší desetitisíce korun. Firma Analog Devices se v tabulce nevyskytuje, protože vyrábí IO s výstupním výkonem maximálně do 50 W.

Pro realizaci koncového stupně byl zvolen obvod TPA3251, který slučuje v jednom pouzdře modulátor, budič výkonového stupně a výkonové tranzistory.

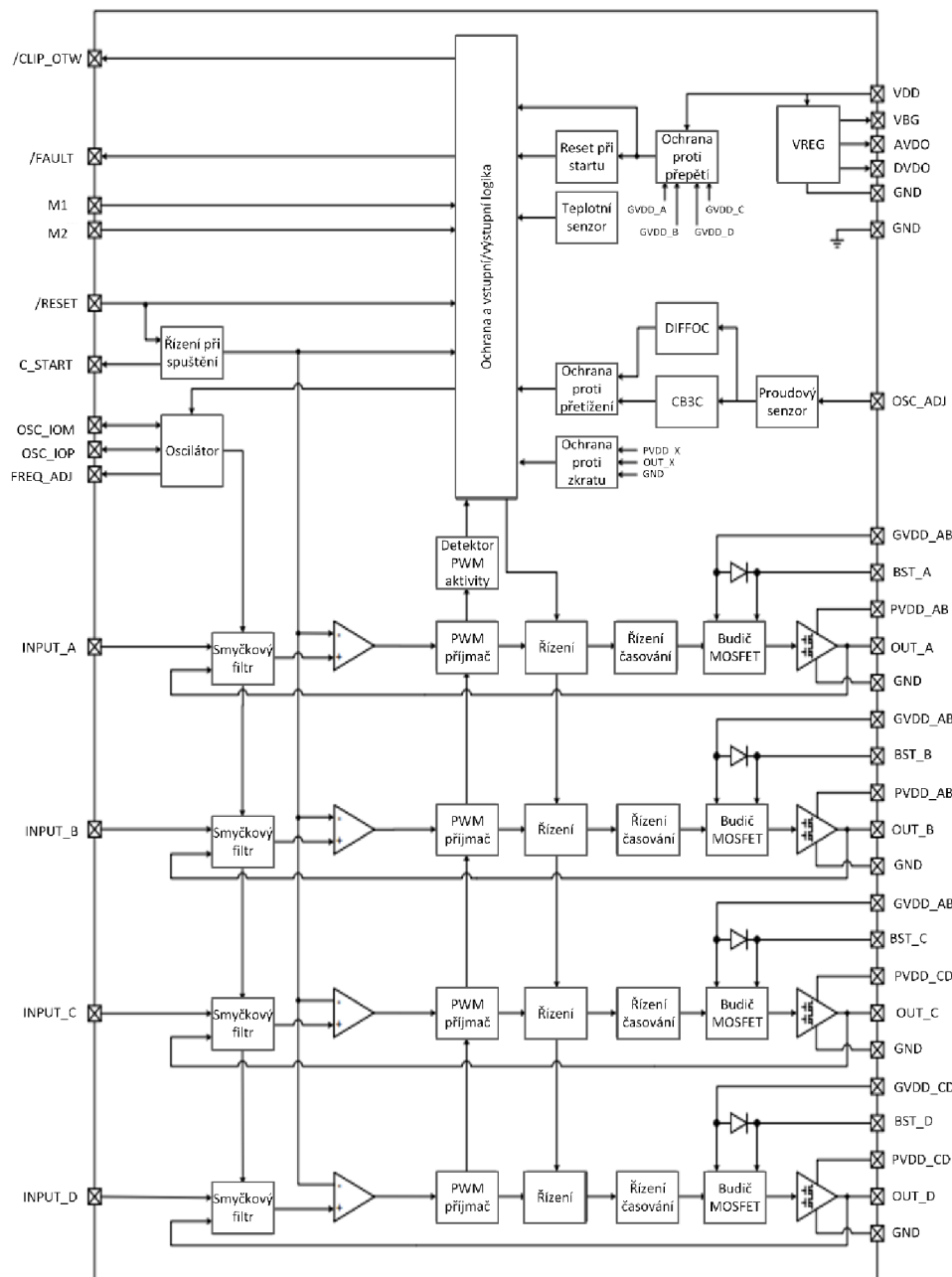
3.1.1 IO pro koncový stupeň TPA3251

IO TPA3251 [7] od firmy Texas Instruments je výkonový zesilovač s interním modulátorem a budičem. Obvod má vlastní ochranu proti podpětí, přehřátí, zkratu a clippingu (ořezání špiček signálu) s hlášením nastalých chyb. Obvod disponuje integrovanou zpětnou vazbou. S obvodem lze realizovat několik zapojení. Lze realizovat mono zapojení (jeden kanál) s výkonem 350 W do zátěže $2\ \Omega$ – zapojení PBTL (Paralell Bridge Tied Load). Lze realizovat stereo zapojení (levý a pravý kanál) s výkonem 175 W do $4\ \Omega$ zátěže na kanál – BTL (Bridge Tied Load). Dále lze realizovat čtyř kanálové zapojení – single ended (SE) a zapojení 2.1 (2 kanály a subwoofer) – BTL+2xSE. Každý režim zapojení se musí externě aktivovat logickou úrovní na pinech M1 a M2 (např BTL \rightarrow M1 = 0 a M2 = 0). Následující tabulka 3.2 shrnuje parametry jednotlivých zapojení.

Tabulka 3.2 Možnosti zapojení s TPA3251

BTL ($R_z = 4$, THD+N = 1%)	
Výkon	140 W
Odstup signál/šum	111 dB
PBTL ($R_z = 4$, THD+N = 1%)	
Výkon	155 W
Odstup signál/šum	111 dB
SE ($R_z = 4$, THD+N = 1%)	
Výkon	37 W
Odstup signál/šum	100 dB

Zapojení zesilovače vychází z doporučeného BTL zapojení pro stereo zesilovač od výrobce [7]. Aby IO rozpoznal, že je zapojeno do BTL režimu je nutno, aby na pinech M1 a M2 byla logická nízká úroveň napětí (0 V), tudíž jsou tyto piny připojeny na GND. Zapojení dosahuje výkonu až 175 W do 4 Ω zátěže, ovšem při THD+N = 10 %. Z tohoto důvodu bude maximální výkon limitován napájecím napětím (36 V) výkonové části na hodnotu 140 W při THD+N = 1.



Obrázek 3.2 Blokové schéma TPA3251 (Převzato a upraveno z [7])

Z obrázku 3.2 lze vidět, že vstupní analogový signál je přiveden na vstupní piny INPUT_A až D. Každý vstupní signál pokračuje do analogového filtru smyčky se zpětnovazebním signálem a signálem z oscilátoru.

Následně je signál zpracován komparátorem, na jehož neinvertující vstup je přiveden výstupní signál z filtru a na invertující vstup je přiveden start signál, na výstupu komparátoru je PWM signál.

Přijímač PWM signálu zpracovává signál a jeho činnost je kontrolována zpětnovazební smyčkou přes detektor PWM signálu.

Řídící obvody dohlíží na správnou funkci výkonových MOSFET tranzistorů, které řídící obvody v případě poruchy odpojí (zkrat a přehřátí).

Řízení časování zodpovídá za to, aby nedošlo k současnému sepnutí výkonových tranzistorů (destrukce zařízení) zavedením ochranné doby (tzv. „dead time“), kdy není žádný výkonový tranzistor otevřen (viz. kapitola 1.3).

Předposledním blokem jsou budiče výkonových tranzistorů, které jsou napájeny piny GVDD_AB a GVDD_CD.

Vše je zakončeno výkonovými tranzistory MOSFET, jejichž výstupy jsou na pinech OUT_A až OUT_D. Výkonové tranzistory jsou napájeny z pinu PVDD_A až PVDD_D.

3.1.2 Zapojení a funkce audio zesilovače

Schéma stereo audio zesilovače lze vidět v příloze A.1. Zapojení zesilovače vychází ze zapojení doporučeného výrobcem [7]. Některé části zapojení výrobce nedefinuje. U těchto částí je zvoleno co nejsnazší řešení daného problému.

Vstupní signál je přiveden do operačního zesilovače OPA1642 [8] (od firmy Texas Instruments, která ho doporučuje pro zpracování audio signálu – nízký šum). OPA1642 má ve zpětné vazbě zapojeny rezistory R9 (R19) a R11 (R21), díky kterým má zesilovač jednotkový zisk a slouží jako impedanční oddělovač signálu. OZ je napájen symetricky ± 15 V.

Protože srdce zařízení TPA3251 potřebuje, aby byl na jeho vstup přiveden diferenciální signál, tak je zde operační zesilovač OPA1632 (od firmy Texas Instruments a je taktéž doporučen pro zpracování audio signálu – nízký šum). Zapojení OZ je převzato od výrobce, taktéž i doporučené hodnoty rezistorů, kvůli kterým má OZ jednotkový zisk [9]. Na výstupu OZ se nachází diferenciální signál, který vstupuje přes oddělovací kondenzátory (C11, C12, C26 a C29) do zesilovače TPA3251.

Zde je signál zpracován, převeden na PWM signál a zesílen (dle výrobce o 20 dB). Podrobnější zpracování signálu v TPA3251 lze nalézt v kapitole 3.1.1.

Rezistorem $R7 = 22 \text{ k}\Omega$ je určena velikost zkratového proudu (16,3 A), při kterém je zařízení vnitřní ochranou vypnuto. Rezistorem $R8 = 10 \text{ k}\Omega$ je určena spínací frekvence 3,6 MHz a definován interní oscilátor jako hlavní (tzv. „master“).

Ochranné piny lze připojit k MCU, který by signalizoval nastalou chybu, ale pro jednoduchost je signalizace chyb řešena pomocí LED. Jedna LED signalizuje chybu

(přehřátí, přetížení, podpětí) a druhá LED signalizuje ořezání signálu (tzv. „clipping“). Reset zařízení je umožněn tlačítkem připojeným na pin RESET. Zařízení je třeba resetovat po nastalé chybě.

Kondenzátory C6, C8, C33 a C35 připojeny mezi piny BST_X a OUT_X zajišťují, že výkonové tranzistory uvnitř IO zůstanou otevřeny i při minimálních PWM cyklech, kvůli energii uložené v kondenzátorech.

Výstupní LC filtry jsou tvořeny cívkami L1-4 = 10 μ H a kondenzátory C9, C15, C24 a C31 = 1 μ F, které tvoří dolní propust druhého řádu s mezní frekvencí

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{10 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 10^{-6}}} = 50,329 \text{ kHz}. \quad (3.1)$$

Prvky C7 a R3, C17 a R5, C22 a R16 a C34 a R18 tvoří tzv. „Zobellův filtr“ sloužící pro odfiltrování vyšších harmonických složek, vzniknutých při tvorbě PWM signálu. Mezní frekvence filtru je 4,8 MHz, což je dostatečná hodnota frekvence pro odfiltrování vyšších harmonických složek[4].

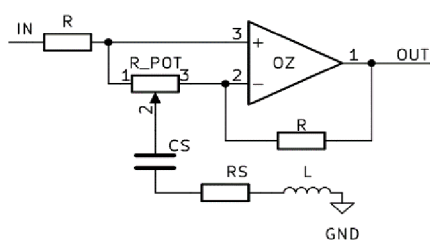
3.2 Výstup do sluchátek

Výstup do sluchátek je řešen pomocí bluetooth vysílače, již zakoupeného jako funkční model, do kterého je přiveden stereo audio signál a nesymetrické napájení +5 V pomocí konektoru USB micro B. Dosah vysílaného signálu je přibližně 10 metrů. Modul umožňuje výběr mezi režimem příjmu a vysílání, přičemž pro tuto aplikaci je zvolen režim vysílání. Dále lze pomocí dvou tlačítek určovat hlasitost či přeskakování mezi skladbami. Třetím tlačítkem je aktivován režim párování[17].

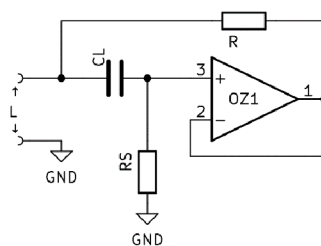
3.3 Ekvalizér

V zařízení bude implementován grafický ekvalizér. Princip grafického ekvalizéru je popsán v kapitole 2.1. Ekvalizér bude disponovat 10 frekvenčními pásmy se ziskem/potlačením každého pásma o ± 12 dB. Střední frekvence budou vybrány na základě tabulky 2.1.

Zapojení jednoho filtru bude vyházet ze zapojení pásmové propusti na obrázku 3.3. Pro nižší kmitočty je potřeba velké indukčnosti cívky, což by při použití reálné cívky způsobilo obrovské rozměry cívky a pořizovací cenu cívky (viz. tabulka 3.3). Proto bude cívka nahrazena syntetickou cívkou, jejíž zapojení lze vidět na obrázku 3.4. Syntetická cívka je složena z OZ a pasivních prvků[13].



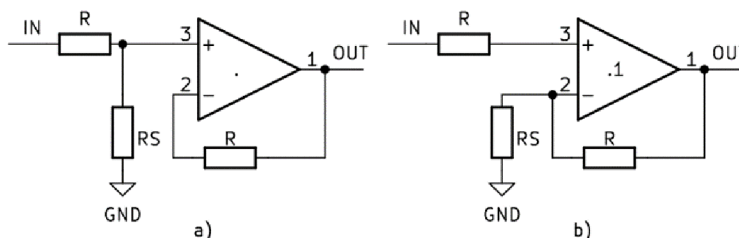
Obrázek 3.3 Schéma zapojení pásmového filtru



Obrázek 3.4 Schéma zapojení syntetické indukčnosti

$$L = C_L \cdot R_S \cdot R \quad (3.2)$$

Pokud je $R \gg R_S$ (sériový odpor cívky), tak platí zapojení pro indukčnost z obrázku 3.4.



Obrázek 3.5 a) Zapojení pro minimální přenos, b) zapojení pro maximální přenos (převzato a upraveno z [5])

Je-li běžec potenciometru R_POT z obrázku 3.2 nastaven uprostřed své dráhy, tak se zapojení chová jako napěťový sledovač s jednotkovým zesílením a dané pásmo není nijak ovlivněno. Je-li potenciometr nastaven do dolní polohy, tak dochází na rezonančním kmitočtu filtru k zesílení amplitudy signálu, protože je zapojen jakožto dělič v záporné zpětné vazbě (obrázek 3.4 b). Je-li potenciometr nastaven do horní polohy, tak dochází na rezonančním kmitočtu k zeslabení amplitudy signálu, protože je zapojen jako dělič na neinvertujícím vstupu (obrázek 3.4 a).

3.3.1 Zvolené a vypočtené parametry ekvalizéru

Zisk ekvalizéru byl zvolen ± 12 dB. Ekvalizér bude mít 10 pásem se středními frekvencemi 31,5 Hz, 63 Hz, 125 Hz, 250 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 4 kHz, 8 kHz a 16 kHz. Hodnota rezistoru R se volí běžně v řádu jednotek k Ω [13]. Byla zvolena hodnota R = 4,7 k Ω .

Dále je potřeba vypočítat hodnotu činitele jakosti Q, podle vzorce 3.3.

$$Q = \frac{\sqrt{2^N}}{2^N - 1} = \frac{\sqrt{2^1}}{2^1 - 1} = \sqrt{2} \cong 1,41, \quad (3.3)$$

kde N značí číslo dle oktávového rozdělení (pro 1 oktávové rozdělení je N=1, pro 2/3 oktávové rozdělení je N = 2/3 atd.). Rovnice platí pro pokles o 3 dB. Jelikož navrhovaný ekvalizér má zisk ± 12 dB, tak je potřeba, aby byl pokles 6 dB, tudíž jakost Q je nutno vynásobit 2, poté je Q přibližně 2,8. Hodnota činitele jakosti má velký vliv na tvar přenosové charakteristiky filtrů ekvalizéru. Je-li Q příliš malé, tak se vedlejší pásma vzájemně ovlivňují, je-li hodnota Q příliš velká, tak dochází k zvlnění frekvenční charakteristiky. Zesílení na frekvenci ležící mezi dvěma středními frekvencemi filtrů může být výrazně posunuto[3].

Hodnotu rezistoru R_S, tedy sériové rezistance indukčnosti cívky lze vypočítat podle následujícího vztahu:

$$R_S = \frac{K_{Umin} \cdot R}{1 - K_{Umin}}, \quad (3.4)$$

ovšem hodnotu minimálního přenesu je potřeba dosadit v bezrozměrné jednotce, proto je potřeba převést hodnotu z dB na bezrozměrnou podle následujícího vztahu:

$$K_{Umin} = 10^{\frac{K_{Umin}[dB]}{20}}. \quad (3.5)$$

Poté bude po dosazení vztahu 3.5 do vztahu 3.4 hodnota sériové rezistance cívky rovna:

$$R_S = \frac{10^{\frac{K_{Umin}[dB]}{20}} \cdot R}{1 - 10^{\frac{K_{Umin}[dB]}{20}}} = \frac{10^{\frac{-12}{20}} \cdot 4700}{1 - 10^{\frac{-12}{20}}} = 1577 \Omega, \quad (3.6)$$

což je nejbližší vyráběné hodnotě rezistoru 1,6 k Ω .

Dalším krokem je výpočet hodnot součástek rezonančního obvodu. Nejprve bude vypočtena hodnota kondenzátoru C_S z obrázku 3.3. Následující výpočty budou provedeny pro filtr s rezonančním kmitočtem f_r = 500 Hz.

$$C_S = \frac{1}{\omega_r \cdot Q \cdot R_S} = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot Q \cdot R_S} = \frac{1}{2\pi \cdot 500 \cdot 2,8 \cdot 1600} = 71,05 \text{ nF}. \quad (3.7)$$

Pomocí Thomsonova vztahu lze vyjádřit velikost indukčnosti L:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \Rightarrow L = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_r^2 \cdot C_S} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 500 \cdot 71,05 \cdot 10^{-9}} = 1,42 \text{ H.} \quad (3.8)$$

Posledním krokem je výpočet parametrů syntetické indukčnosti podle vztahu 3.2. Hodnota rezistoru je zvolena $R = 470 \text{ k}\Omega$, kvůli podmínce $R \gg R_s$. Z rovnice je vyjádřen vztah pro kondenzátor C_L :

$$C_L = \frac{L}{R \cdot R_s} = \frac{1,42}{470 \cdot 10^3 \cdot 1600} = 1,89 \text{ nF.} \quad (3.9)$$

Jelikož vypočítaných hodnot součástek lze dosáhnout velmi obtížně, tak jsou hodnoty použitých součástek vybrány, co nejbližší vypočítaným hodnotám. Tím se mírně změní rezonanční kmitočty a činitele jakosti filtrů. Tento nedostatek je vyřešen průběžnou změnou velikosti odporu R v rozmezí 330 až 560 k Ω . Následující tabulka 3.3 shrnuje vypočítané a použité hodnoty součástek a vlastnosti filtrů.

Tabulka 3.3 Vypočítané a použité hodnoty součástek pro jednotlivé filtry a jejich parametry

	f_r [Hz]	31,5	63	125	250	500	1 k	2 k	4 k	8 k	16 k
Vypočítané	C_s [nF]	1100	563	284	142	71	35	18	8,8	4,4	2,2
	L [H]	23,2	11,3	5,7	2,9	1,4	0,71	0,35	0,18	0,089	0,045
Použité	C_s [nF]	1000	470	330	133	68	33	15	10	4,7	2,2
	C_L [nF]	33	22	10	3,3	2,2	1	0,47	0,22	0,1	0,057
	R [k Ω]	470	390	330	560	430	470	560	470	510	470
	L [H]	25,5	13,6	4,9	3	1,5	0,76	0,42	0,16	0,084	0,045
	Q [-]	3,15	3,36	2,41	2,97	2,94	2,99	3,31	2,5	2,64	2,83
	f_r [Hz]	31,5	62,9	125,1	251,9	498,3	1004	2005	3,98k	8k	16k

Parametr činitele jakosti Q není v celém rozsahu zesílení filtrů konstantní. Vypočítané hodnoty Q platí pouze pro maximální zisk. Hodnota činitele jakosti se zmenšuje spolu s hodnotou zesílení, což jak již bylo zmíněno výše, má za následek vzájemné ovlivňování sousedních kmitočtových pásem. Tento problém lze řešit zapojením sousedních filtrů do jiného sumačního obvodu, tedy užití dvou sumačních obvodů, přičemž do nich budou na přeskáčku zapojeny jednotlivé filtry, tak aby dva sousední filtry nebyly zapojeny do stejného sumačního obvodu[3].

3.3.2 Zapojení a funkce ekvalizéru

Schéma ekvalizéru lze vidět v příloze A.4. Při výběru digitálních potenciometrů byl kladen důraz na to, aby potenciometry komunikovali přes sběrnici I2C, což dnes splňuje spousta digitálních potenciometrů. Dalším požadavkem bylo, aby bylo možné připojit na

sběrnici alespoň 22 potenciometrů pro ovládání filtrů (20 potenciometrů) a hlasitosti (2 potenciometry). Tento požadavek už většina digitálních potenciometrů nespĺňuje. V zařizení je použit IO ISL22346 od firmy Renesas [10]. Integrovaný obvod obsahuje 4 nezávislé potenciometry s volatílní i nevolatílní pamětí a umožňuje na sběrnici připojit až 8 IO. Jelikož je v zařizení potřeba 22 potenciometrů, tak je použito 6 IO ISL22346, tudíž 2 potenciometry zůstanou nevyužity. Hodnota odporu dráhy potenciometru je rozdělena na 128 kroků. Obvod je napájen +5 V.

Integrovaný obvod OPA1642 [8] slučuje 2 operační zesilovače v jednom pouzdře, které plní funkci napěťového sledovače. Obvod je výrobcem doporučen pro užití v audio zařizeních, díky velmi nízkému šumu a zkreslení. IO OPA1641 [8] plní tutéž funkci, ale obsahuje pouze jeden OZ. Obvody jsou napájeny symetricky ± 15 V. Vstupní napětí do OZ může dosahovat téměř hodnoty napájecího napětí.

Jakožto OZ pro syntetické indukčnosti byl použit IO OPA1644 [8], který slučuje čtyři operační zesilovače v jednom pouzdře. Obvod je napájen symetricky ± 15 V.

Napájení všech OZ je shodné, kvůli potřebě menšího počtu hodnot napětí ze zdroje.

Digitální potenciometry jsou ovládány pomocí MCU, který bude dálkově řízen. Aby nedošlo k přebuzení výkonového zesilovače při různých nastaveních ekvalizéru, tak bude případně úroveň signálu limitována potenciometry pro regulaci hlasitosti v programu pro digitální potenciometry.

3.3.3 Přednastavené průběhy ekvalizéru

V tabulce 3.4 lze vidět přednastavené hodnoty zisku na jednotlivých frekvencích ekvalizéru pro daný typ hudby. Vybrané hodnoty zisku byly vybrány částečně dle webu zabývajícího se ekvalizéry [16] a částečně dle osobních preferencí.

Tabulka 3.4 Nastavené parametry frekvenčních charakteristik jednotlivých presetů

		Zisk [dB]									
Charakteristika		Flat	Electronic	Pop	Rock	Metal	Bass Boost	Classic	Hip Hop	Deep bass	Vocal
Frekvence [Hz]	31,5	0	5	-2	5	-2	6	3	2	4	-3
	63	0	4	-1	4	2	5	2	3	8	-3
	125	0	2	0	3	1	4	0	3	-8	-2
	250	0	0	2	2	-4	3	2	3	-4	-1
	500	0	-2	4	-1	-4	2	3	-1	0	1
	1k	0	2	4	-1	-2	0	1	1	0	3
	2k	0	1	2	1	1	0	4	3	0	4
	4k	0	2	0	2	4	0	5	3	0	3
	8k	0	5	-1	4	3	0	3	2	0	2
	16k	0	5	-2	5	0	0	4	0	0	0

3.4 Napájecí zdroj

Zařízení je napájeno lineárním napájecím zdrojem. Spínaný napájecí zdroj není použit z důvodu rušivých signálů způsobených spínáním zdroje (EMI). Zapojení napájecího zdroje lze vidět na obrázku 3.6. V audio zařízeních je vhodné použít toroidní transformátor z důvodu vyzařování menšího magnetického pole. V zařízení jsou dva toroidní transformátory a jeden zaléváný. První disponuje výkonem 600 VA a sekundárním napětím 27 V (dále T1), druhý výkonem 60 VA a dvěma sekundárními napětími 14 V (dále T2). Zaléváný transformátor disponuje výkonem 7 VA a sekundárním napětím 7,5 V (dále T3). Vypočtené hodnoty parametrů zdroje lze vidět v kapitole 3.4.1. Z doporučení výrobce transformátoru obsahuje zařízení tzv. „soft start“. Jelikož má T1 zpočátku velmi vysoký proudový odběr (než se jádro transformátoru nasytí), tak je nutné, aby byl rozběhový proud snížen pomocí obvodu „soft start“. Nebyli by rozběhový proud snížen, tak by při zapnutí zařízení mohlo docházet k vybavení síťového jističího prvku. Na obvod soft start je připojen i transformátor T2, i když to není nutné.

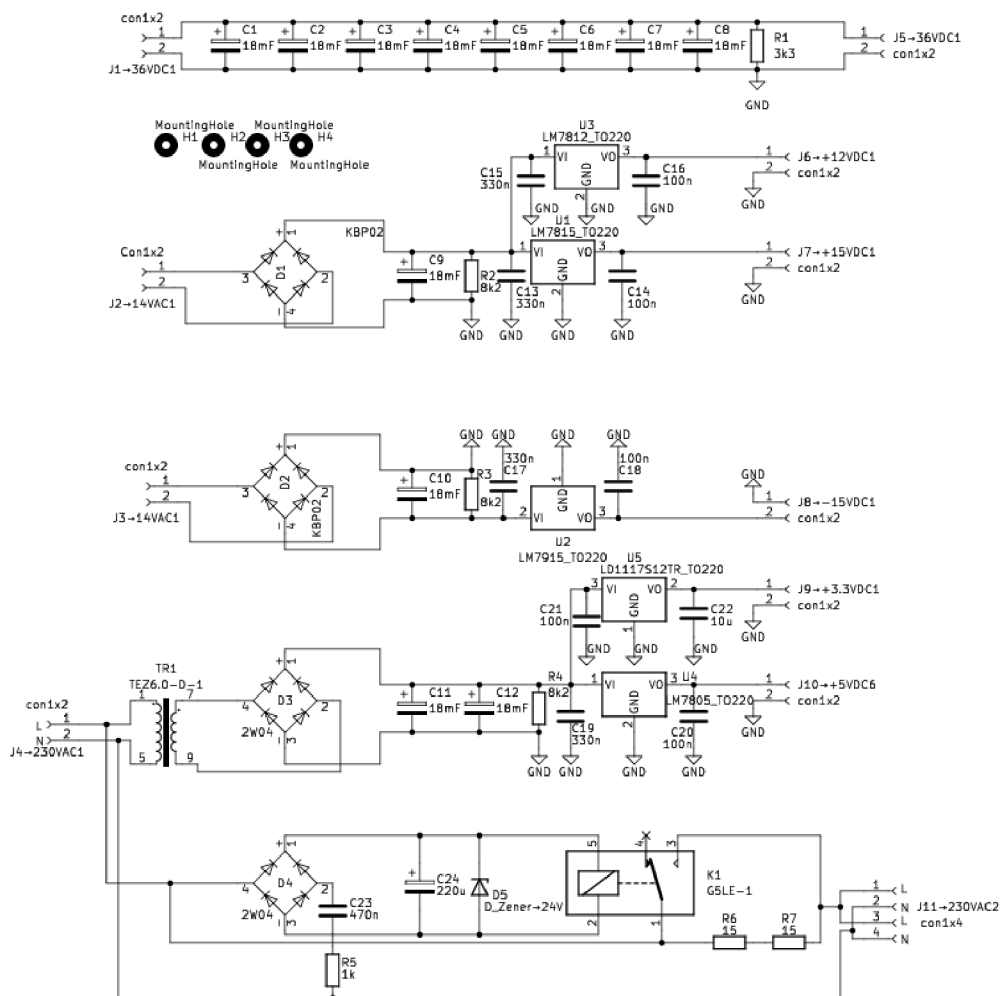
Síťové napětí je přivedeno na svorku J4, kde je připojeno na obvod soft start a na primární vinutí transformátoru T3. Obvod pro soft start byl převzat z [14]. Napětí ze sítě je přivedeno na usměrňovací můstek D4 (2W04 – 400 V/1,5 A), ze kterého je nabíjen kondenzátor C24. Do série s můstkem je zapojen kondenzátor C23, který svou velkou počáteční reaktancí omezuje proud. Výkonový rezistor R5 omezuje nárazový proud. Zenerova dioda omezuje napětí na kondenzátoru C24 a volí se dle ní spínací napětí relé (24 V). Dokud se kondenzátor C24 nabíjí, tak teče proud přes výkonové rezistory R6 a R7. Po nabití kondenzátoru C24 relé sepne a přes rezistory R6 a R7 neprochází téměř žádný proud.

Na konektor J1 je přivedeno usměrněné napětí 36 V usměrňovacím můstkem (nenachází se na DPS), na který je přivedeno napětí z transformátoru T1. Usměrněné napětí je vyfiltrováno kondenzátory C1 – C8 a jejich vybíjení v řádu minut je zajištěno rezistorem R1. Výstupní napětí je použito pro napájení výkonové části zesilovače TPA3251.

Na konektor J2 je přivedeno první sekundární napětí z T2 a je usměrněno můstkem D1 (KBP02 – 200 V/1,5 A), ze kterého je přivedeno na filtrační kondenzátor C9, který se vybíjí do rezistoru R1. Napětí je poté stabilizováno stabilizátorem LM7815, na jehož výstupu je +15 V, pro napájení operačních zesilovačů v celém zařízení. Vyfiltrované napětí kondenzátorem C9 je přivedeno i na vstup stabilizátoru LM7812, na jehož výstupu je +12 V pro napájení ochranných obvodů zesilovače TPA3251.

Na konektor J3 je přivedeno druhé sekundární napětí z T2 a je usměrněno a vyfiltrováno stejně jako v předešlém odstavci, pouze s opačnou polaritou. Vyfiltrované napětí kondenzátorem C10 je přivedeno na stabilizátor LM7915, na jehož výstupu je -15 V pro napájení všech operačních zesilovačů v zařízení.

Na konektor J4 je přivedeno síťové napětí, ze kterého jde na primární vinutí T3. Na sekundárním vinutí T3 je napětí 7.5 V, které je usměrněno můstkem D3 (2W04 - 400 V/1,5A). Usměrněné napětí je filtrováno kondenzátory C11 a C12, které se vybíjejí do rezistoru R4. Vyfiltrované napětí je přivedeno na stabilizátory LM7805 a LD1117S12TR. Na výstupu LM7805 je napětí +5 V pro napájení digitální části zařízení (mikrokontroler a digitální potenciometry). Na výstupu LD1117S12TR je napětí +3,3 V pro napájení logické části zesilovače TPA3251.



Obrázek 3.6 Schéma napájecího zdroje pro celé zařízení

3.4.1 Výpočty parametrů zdroje

Parametry pro napájecí větev výkonové části

Výpočet napětí na sekundárním vinutí transformátoru T1:

$$U_{Sec} = \frac{U_{DC} + U_D}{\sqrt{2}} = \frac{36 + 1,5}{\sqrt{2}} = 26,52 V \Rightarrow 27 V, \quad (3.10)$$

kde U_{sec} představuje napětí na sekundárním vinutí transformátoru, U_{DC} představuje napájecí napětí a U_D představuje úbytek napětí na diodách můstku.

Výpočet skutečného napájecího napětí:

$$U_{DC} = U_{sec} \cdot \sqrt{2} - U_D = 27 \cdot \sqrt{2} - 1,5 = 36,68 \text{ V}, \quad (3.11)$$

kde U_{DC} je skutečná hodnota napájecího napětí výkonové části, U_{sec} je skutečná hodnota sekundárního napětí a U_D je úbytek napětí na diodách usměrňovacího můstku.

Výpočet odebíraného proudu výkonovou větví:

$$I_{DC} = \sqrt{\frac{2 \cdot P}{\eta \cdot R}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 175}{0,9 \cdot 3}} = 11,4 \text{ A}, \quad (3.12)$$

kde I_{DC} představuje odběr stejnosměrného proudu, P představuje maximální výkon, který je zesilovač dodat do jednoho kanálu, η představuje účinnost zesilovače a R představuje připojenou zátěž.

Výpočet nominálního výkonu transformátoru:

$$P_{TR} = U_{DC} \cdot I_{DC} = 36,68 \cdot 11,4 = 418,2 \text{ VA}, \quad (3.13)$$

kde P_{TR} představuje nominální výkon transformátoru, U_{DC} představuje skutečnou hodnotu napájecího napětí výkonové části a I_{DC} představuje proudový odběr výkonové části.

Výpočet filtrační kapacity:

$$C_F = \frac{300 \cdot I_{DC}}{p \cdot U_{DC}} = \frac{300 \cdot 11,4}{0,7 \cdot 36,68} = 133198 \mu\text{F}, \quad (3.14)$$

kde C_F [μF] představuje hodnotu kapacity pro filtraci napětí, I_{DC} [mA] představuje proudový odběr silové části a p představuje zvlnění výstupního napětí [%] a 300 je konstanta pro dvoucestné usměrnění [15].

Parametry pro napájecí větev OZ a ochranných obvodů zesilovače

Pro výpočty byl zvolen odběrový proud $I_{DC} = 1 \text{ A}$ (ve skutečnosti bude mnohem menší) a zvolena hodnota napájecího napětí pro stabilizátory napětí $U_{DC} = 18 \text{ V}$.

Výpočet napětí na sekundárních vinutích T2:

$$U_{sec} = \frac{U_{DC} + U_D}{\sqrt{2}} = \frac{18 + 1,5}{\sqrt{2}} = 13,78 V \Rightarrow 14 V. \quad (3.15)$$

Výpočet skutečného napájecího napětí:

$$U_{DC} = U_{sec} \cdot \sqrt{2} - U_D = 14 \cdot \sqrt{2} - 1,5 = 18,29 V. \quad (3.16)$$

Výpočet nominálního výkonu transformátoru:

$$P_{TR} = U_{DC} \cdot I_{DC} \cdot 2 = 18,29 \cdot 1,2 = 36,58 VA, \quad (3.17)$$

vypočítaný nominální výkon je vynásoben 2 z důvodu dvou sekundárních vinutí na transformátoru.

Výpočet filtrační kapacity:

$$C_F = \frac{300 \cdot I_{DC}}{p \cdot U_{DC}} = \frac{300 \cdot 1000}{1 \cdot 18,29} = 16393 \text{ uF}. \quad (3.18)$$

Parametry pro napájecí větev digitální části zařízení

Pro výpočty byl zvolen maximální proud sekundárního vinutí $I_{sec} = 0,93 \text{ A}$ (protože se transformátor již nacházel doma, i když by stačil proud v řádu nižších stovek mA) a zvolena hodnota napájecího napětí pro stabilizátory napětí $U_{DC} = 8 \text{ V}$.

Výpočet napětí na sekundárních vinutích T3:

$$U_{sec} = \frac{U_{DC} + U_D}{\sqrt{2}} = \frac{8 + 1,5}{\sqrt{2}} = 6,71 V \Rightarrow 7,5 V. \quad (3.19)$$

Výpočet skutečného napájecího napětí:

$$U_{DC} = U_{sec} \cdot \sqrt{2} - U_D = 7,5 \cdot \sqrt{2} - 1,5 = 9,1 V. \quad (3.20)$$

Výpočet nominálního výkonu transformátoru:

$$P_{TR} = U_{sec} \cdot I_{sec} = 9,1 \cdot 0,93 = 7 VA, \quad (3.21)$$

kde I_{sec} představuje maximální proud na sekundárním vinutí.

Výpočet maximálního stejnosměrného proudu odebíratelného z T3:

$$I_{DC} = \frac{P_{TR}}{U_{DC}} = \frac{7}{9,1} = 0,77 \text{ A}. \quad (3.22)$$

Výpočet filtrační kapacity:

$$C_F = \frac{300 \cdot I_{DC}}{p \cdot U_{DC}} = \frac{300 \cdot 770}{1 \cdot 9,1} = 25384 \text{ uF}. \quad (3.23)$$

Tabulka 3.5 Použité parametry zdroje

Parametry	T1	T2	T3
U_{sec} [V]	27	2x14	7,5
U_{DC} [V]	36,68	2x18,29	9,1
P_{TR} [VA]	600	60	7
C_{F} [mF]	144	2x18	36

Přehled parametrů použitých prvků ve zdroji jsou k nahlédnutí v tabulce 3.5. Byly použity výkonnější transformátory, než jednotlivé větve zařízení vyžadují. Důvodem je, že zařízení bude v budoucnu rozšířeno o další 2 kanály (zadní levý a pravý). Jelikož je transformátor nejnákladnější položkou celého zařízení, tak v případě T1 byl zakoupen rovnou výkonnější transformátor. V případě T2 byl taktéž zakoupen transformátor s vyšším výkonem z důvodu takřka totožné ceny transformátoru s vypočteným výkonem dle vzorce 3.17.

Filtrační kapacita větve výkonové části zařízení byla vytvořena z osmi 18mF kondenzátorů paralelně řazených. Takto byl zaručen nejlepší poměr cena/celková kapacita, lepší než kdyby byl zakoupen jeden 144mF kondenzátor. V ostatních větvích jsou použity totožné kondenzátory. Lze použít i menší celkovou hodnotu kapacity, za cenu většího zvlnění napájecího napětí.

3.5 Dálkové ovládání

Dálkově ovládány jsou v zařízení digitální potenciometry na desce ekvalizéru. Pomocí dálkového ovládání lze vybírat mezi deseti přednastavenými frekvenčními charakteristikami a ladit úroveň výstupního signálu nebo-li hlasitosti. V zapojení dálkového ovládání je použit mikrokontroler ATM328P na platformě Arduino Uno. Ke komunikaci mezi dálkovým ovladačem a mikrokontrolerem je použit IR signál.

Vyslaný signál z ovladače zaznamená IR detektor VS1838B[18], jenž plní i funkci předzesilovače IR signálu. IR detektor je napájen 5 V a přijme signál spolehlivě na vzdálenost až 12 m (ověřeno měřením). Detektor pracuje na základě protokolu NEC.

Pro aplikaci jsou na desce mikrokontroleru využívány piny: SCL, SDA (pro komunikaci s digitálními potenciometry), pin 2 (pro IR komunikaci) a napájecí piny.

3.5.1 Adresace digitálních potenciometrů

Struktura adresace a komunikace s integrovaným obvodem digitálních potenciometrů byla vyčtena z dokumentace[10]. V tabulce 3.6 lze vidět strukturu adresování. Fyzická adresa určuje adresu IO digitálních potenciometrů na sběrnici a adresa registru určuje konkrétní potenciometr, ze čtyř potenciometrů v jednom IO.

Tabulka 3.6 Adresy jednotlivých IO (fyzické adresy) a adresy registrů

Frekvence [Hz]	Levý kanál		Pravý kanál	
	Fyzická adresa	Adresa registru	Fyzická adresa	Adresa registru
31,5	0h50	0h00	0h53	0h00
63	0h51	0h01	0h51	0h03
125	0h50	0h01	0h53	0h01
250	0h52	0h00	0h54	0h00
500	0h50	0h02	0h53	0h02
1k	0h52	0h01	0h54	0h01
2k	0h50	0h03	0h53	0h03
4k	0h52	0h02	0h54	0h02
8k	0h51	0h00	0h51	0h02
16k	0h52	0h03	0h54	0h03
Hlasitost	0h55	0h00	0h55	0h01

3.5.2 Program pro ovládání dálkových funkcí

Pro návrh programu s možností dálkového ovládání a řízení digitálních potenciometrů byl využit software Arduino IDE.

Pro IR komunikaci byla použita knihovna IRremote spravovaná Arminem Joachimsmejerem a tzv. example kód zabudovaný v knihovně, použitý pro detekci zmáčknutého tlačítka [19] a knihovna PinDefinitionsAndMore [21], od stejného autora.

Prvně jsou definované hodnoty tlačítek dálkového ovládání do pole „buttons“. Dále je definované pole „presets“, ve kterém jsou uloženy hodnoty potenciometrů pro různé typy frekvenční charakteristiky (Flat, Electronic, Pop, Rock, Metal, Bass boost, Classic, Hip hop, Deep bass a Vocal).

V „setup“ funkci je zahájena IR komunikace s dálkovým ovladačem a I2C komunikace s digitálními potenciometry. Pro I2C komunikaci je použita knihovna Wire [20].

Ve funkci „loop“ je kontrolováno, zda došlo ke stisku nějakého z definovaných tlačítek z pole „buttons“. Došlo-li ke stisku tlačítka, tak dojde k postupnému nastavení všech potenciometrů dle pole „presets“. Nakonec je zkontrolováno, zda-li došlo ke stisku tlačítka ovládajícího hlasitost (šipka nahoru/dolu). Úroveň hlasitosti je zpočátku nastavena na hodnotu 10 a je krokována po dvou. Celý program lze vidět v příloze A.29.

4. DOSAŽENÉ VÝSLEDKY

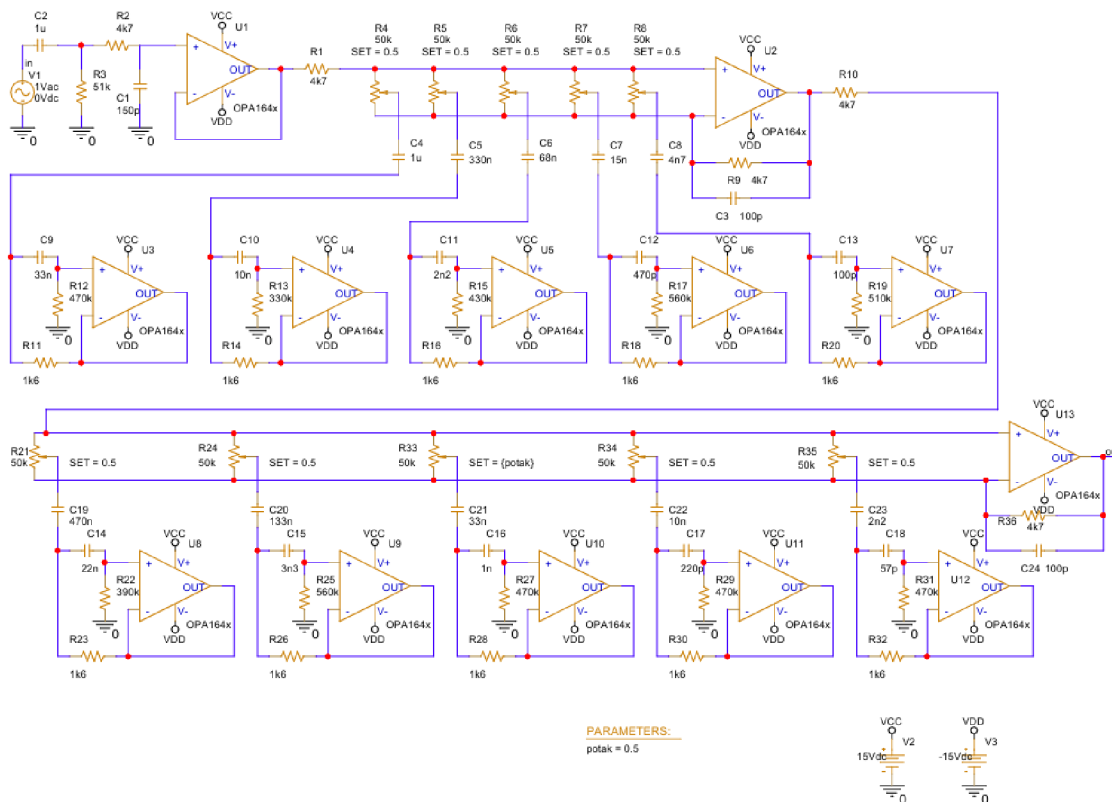
4.1 Simulované výsledky

4.1.1 Zesilovač

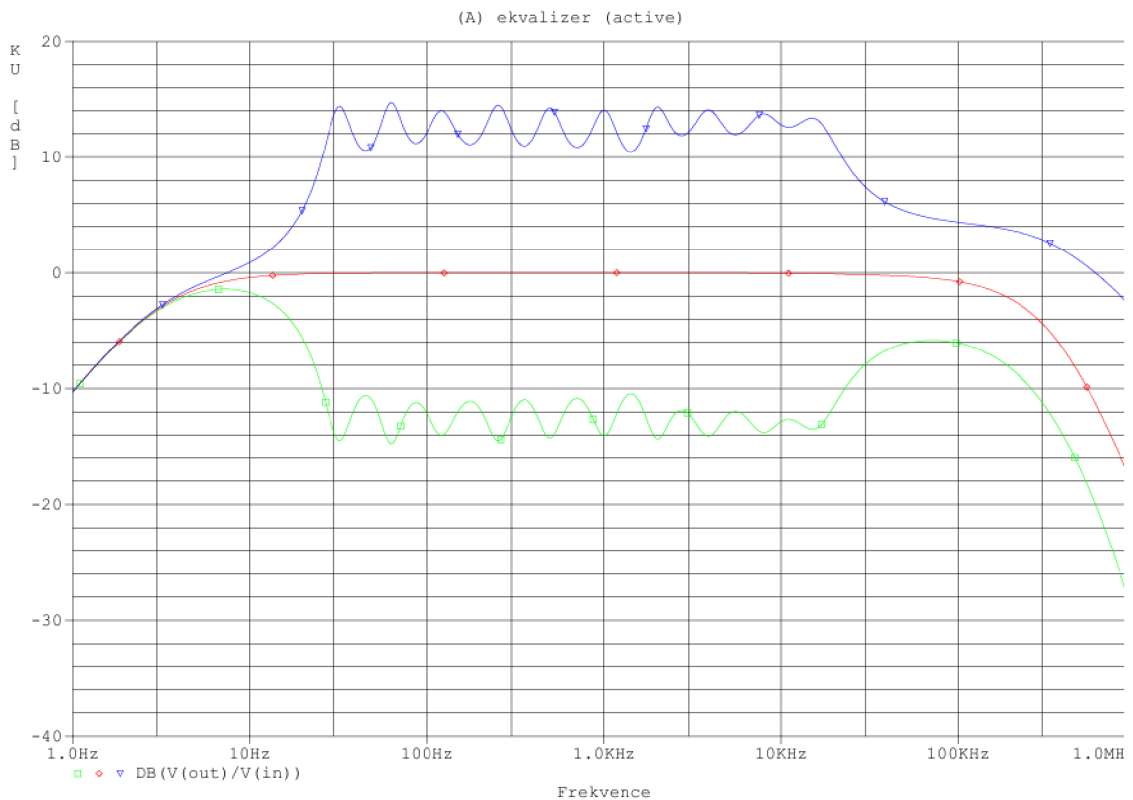
Simulaci zapojení zesilovače nebylo možné realizovat z důvodu absence modelu IO zesilovače v simulačních programech, a ani výrobce model neposkytuje.

4.1.2 Ekvalizér

Simulace ekvalizéru byla provedena v programu PSpice. Simulační schéma lze vidět na obrázku 4.1. Model operačního zesilovače byl převzat od výrobce [8] a místo digitálních potenciometrů byly pro simulaci použity klasické analogové potenciometry.



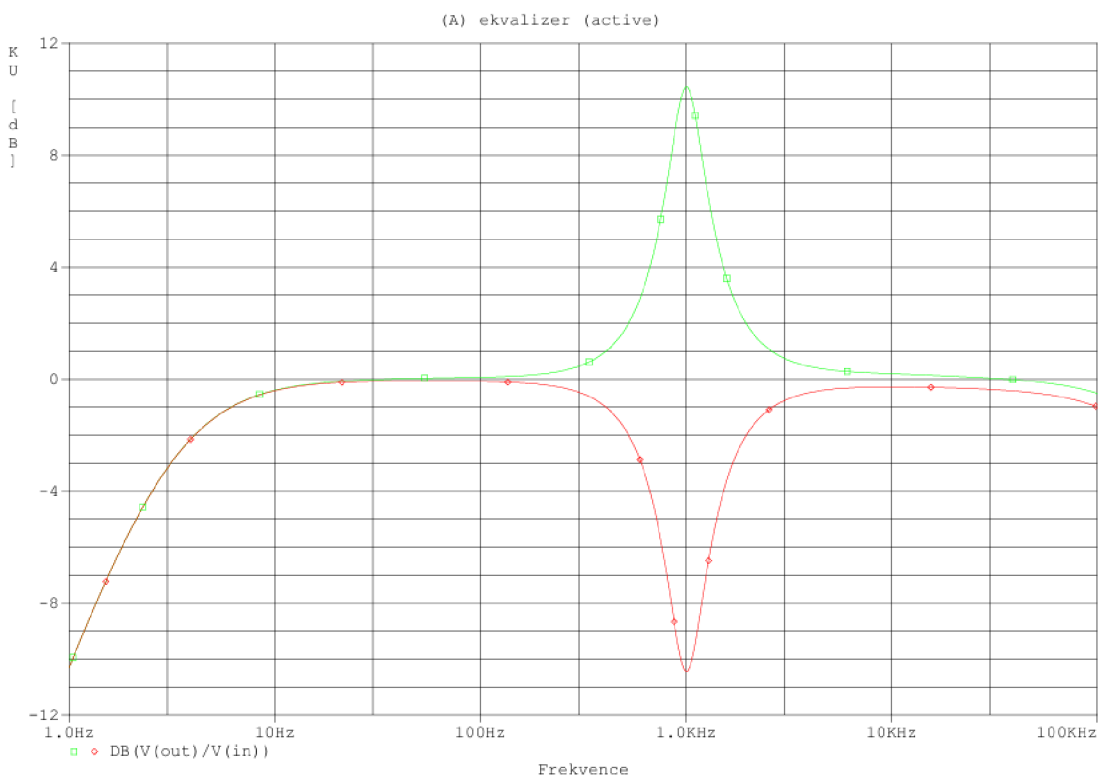
Obrázek 4.1 Simulační schéma zapojení ekvalizéru



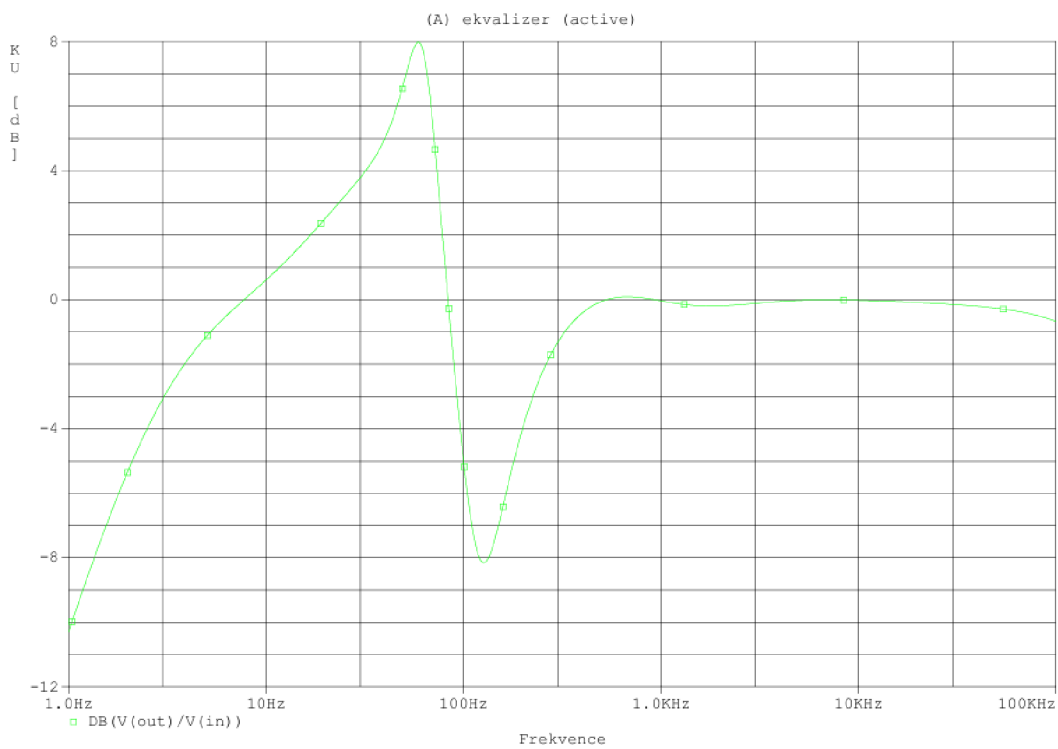
Obrázek 4.2 Frekvenční charakteristika pro polohy potenciometrů: 0;0,5;1

Na obrázku 4.2 lze vidět frekvenční charakteristiku ekvalizéru pro nastavení minimálního zisku, jednotkového zisku a maximálního zisku. V kapitole 3.3.1 byly vypočteny parametry ekvalizéru, které lze ověřit v obrázku 4.2. Zisk ekvalizéru byl pro výpočty zvolen jako ± 12 dB. Ze simulace lze vidět, že na rezonančních frekvencích (dle tabulky 3.3) je zisk přibližně ± 14 dB, což je způsobeno změnou hodnot součástek dle výrobních řad součástek. Hodnota zvlnění je přibližně 3,5 dB.

Na obrázku 4.3 lze vidět frekvenční charakteristiku ekvalizéru pro nastavení maximálního a minimálního zisku na frekvenci 1 kHz. Z obrázku lze vidět, jak daný filtr ovlivňuje frekvenční charakteristiku okolních filtrů, což je pro grafický ekvalizér běžné. Ovlivňování jedním filtrem okolní filtry způsobuje komplikace při nastavování jednotlivých filtrů ekvalizéru a je třeba brát tuto vlastnost v potaz.



Obrázek 4.3 Frekvenční charakteristika ekvalizéru pro maximální a minimální zesílení frekvence 1 kHz



Obrázek 4.4 Frekvenční charakteristika pro preset „Deep bass“

Na obrázku 4.4 lze vidět frekvenční charakteristiku pro nastavení ekvalizéru na preset „Deep bass“, který zvýrazňuje hluboké basy (31,5 Hz a 63 Hz), potlačuje vyšší basy (125 Hz a 250 Hz) a „neovlivňuje“ vyšší kmitočty.

Tabulka 4.1 zobrazuje nastavení jezdce potenciometru každého filtru, dle daného presetu. Úrovně zisku na daných kmitočtech odpovídají tabulce 3.4. Vlivem vzájemného ovlivňování okolních rezonančních kmitočtů je nutno kompenzovat zisk na všech rezonančních kmitočtech vzájemně, což je nejlépe vidět na presetu „Deep bass“. Při presetu „Deep bass“ dochází dle tabulky 3.4 ke změně úrovně zisku postupně z +4 dB (31,5 Hz), na +8 dB (63 Hz) na, -8 dB (125 Hz), na -4 dB (250 Hz) a poté na 0 dB pro všechny další kmitočty. Pro kmitočet 500 Hz, který je nastaven na úroveň 0 dB by bez vzájemného ovlivňování platilo nastavení potenciometru na hodnotu 0,5. Ve skutečnosti musí být nastaven na hodnotu 0,8, aby došlo k dostatečně strmému přechodu zisku z úrovně -8 dB (125 Hz) na úroveň 0 dB (500 Hz) a zároveň, aby hodnota zisku na kmitočtu 250 Hz odpovídala -4 dB. Vliv předchozí kompenzace je nutno kompenzovat i pro kmitočty 1 kHz a 2kHz. Simulované průběhy ostatních presetů lze vidět v příloze A.7, A.8, A.10, A.12, A.14, A.16, A.18, A.20, A.22 a A.24.

Tabulka 4.1 Nastavení jezdce potenciometru dle daného presetu

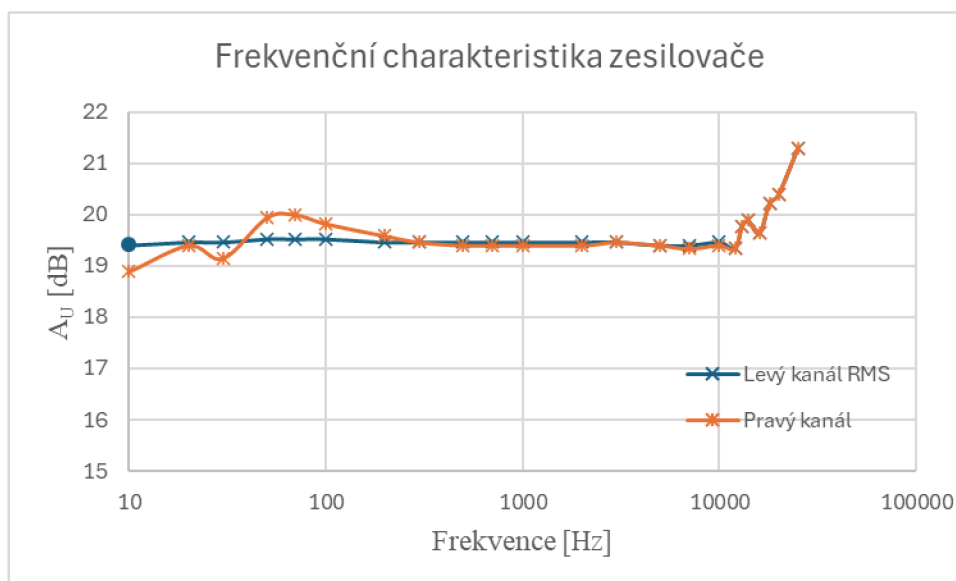
Nastavení potenciometru											
Charakteristika	Flat	Electronic	Pop	Rock	Metal	Bass Boost	Classic	Hip Hop	Deep bass	Vocal	
Frekvence [Hz]	31,5	0,50	0,88	0,25	0,90	0,07	0,90	0,80	0,60	0,85	0,23
	63	0,50	0,80	0,35	0,82	0,85	0,81	0,85	0,89	0,99	0,25
	125	0,50	0,70	0,45	0,78	0,85	0,72	0,10	0,72	0,01	0,45
	250	0,50	0,40	0,60	0,80	0,10	0,70	0,85	0,89	0,25	0,30
	500	0,50	0,10	0,85	0,15	0,15	0,75	0,85	0,07	0,80	0,60
	1000	0,50	0,93	0,80	0,30	0,25	0,25	0,15	0,60	0,30	0,75
	2000	0,50	0,24	0,70	0,75	0,60	0,50	0,85	0,75	0,55	0,80
	4000	0,50	0,50	0,40	0,50	0,88	0,50	0,80	0,80	0,50	0,75
	8000	0,50	0,90	0,40	0,70	0,85	0,50	0,45	0,60	0,50	0,80
	16000	0,50	0,85	0,25	0,88	0,15	0,50	0,75	0,30	0,50	0,20

4.2 Naměřené výsledky

Pro měření byl vyžit funkční generátor agillent 3322A, osciloskop Keysight Edux1002A dvakrát, milivoltmetr a měřič zkreslení Grundig MV100. Pro měření frekvenční charakteristiky ekvalizéru byl použit Bode-Analyzer a příslušný program Bode-Analyzer-Suite.

4.2.1 Zesilovač

Zesilovač byl pro měření napájen zdrojem 30 V, vstupní sinusový signál měl úroveň 1,5 V_{RMS} a zatížen byl odporem 4Ω. Při měření nebyl do obvodu zapojen ekvalizér, tudíž není při měření v obvodu HP a DP filtr. Naměřené hodnoty zisku zesilovače téměř odpovídají údajům uváděným výrobcem. Výrobce udává zisk 20 dB. Frekvenční charakteristika v pravém kanálu je mírně odlišná od levého kanálu. Naměřené hodnoty zisku vynesené do grafu lze vidět na obrázku 4.5.



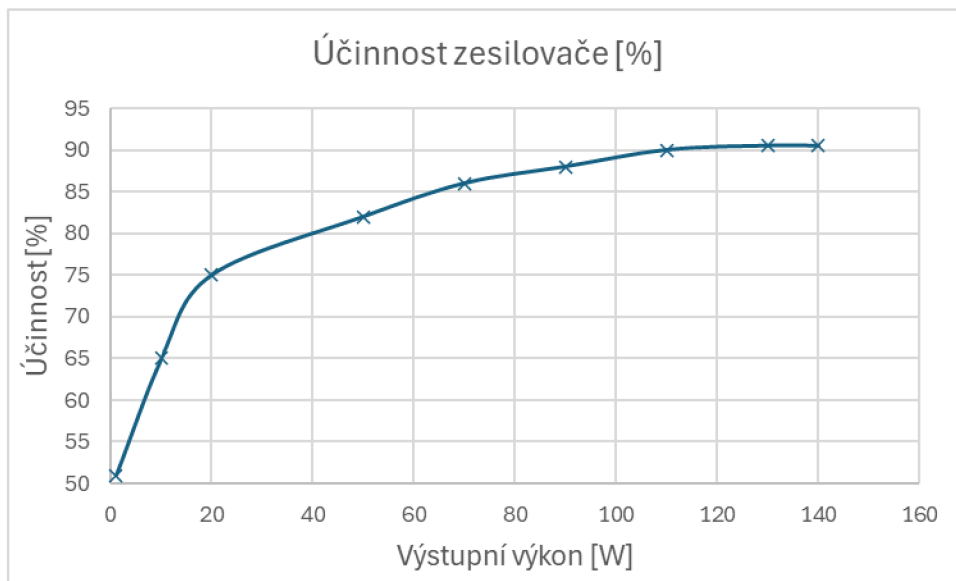
Obrázek 4.5 Frekvenční charakteristika zesilovače

Tabulka 4.2 Hodnoty zkreslení zesilovače 2. a 3. harmonickou

Frekvence [Hz]	Levý kanál		Pravý kanál	
	2. harmonická [%]	3. harmonická [%]	2. harmonická [%]	3. harmonická [%]
100	0,3764	0,0118	0,3168	0,0122
500	0,3087	0,0544	0,2388	0,0551
1000	0,2102	0,1129	0,1942	0,1139
5000	0,0057	0,2458	0,0076	0,2499
10000	0,0312	Nelze	0,0100	Nelze

Hodnoty zkreslení byly měřeny za stejných podmínek jako frekvenční charakteristika zesilovače. Zkreslení zesilovače dosahuje maximálně hodnoty 0,3764 %. Hodnotu zkreslení 10 kHz 3. harmonickou přístroj již nezvládne změřit.

Na obrázku 4.6 lze vidět závislost účinnosti zesilovače na výstupním výkonu, která přibližně odpovídá závislosti udávané výrobcem[7].

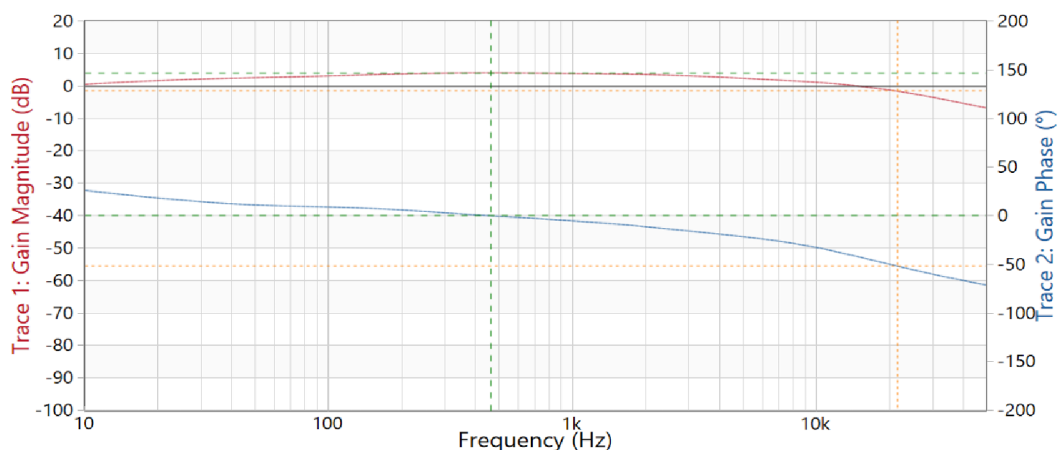


Obrázek 4.6 Účinnost zesilovače v závislosti na výstupním výkonu

4.2.2 Ekvalizér

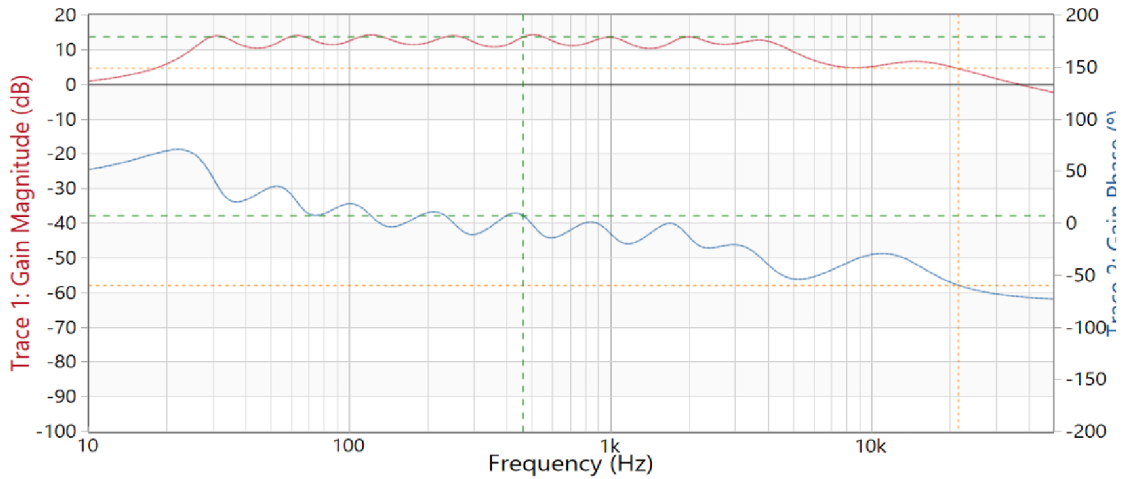
Ekvalizér byl pro měření napájen zdrojem, který je součástí zařízení (viz. kapitola 3.4). Měření frekvenční charakteristiky proběhlo pomocí přístroje Bode-Analyzer, který slouží jako generátor signálu a zároveň měřicí přístroj, což velice urychlí měření.

Pro ověření funkčnosti ekvalizéru byla prvně na všech digitálních potenciometrech nastavena hodnota 32/127 (nebyla zvolena hodnota 64/127, protože potenciometry jsou z výroby na této hodnotě nastaveny). Frekvenční charakteristiku a změnu fáze pro toto nastavení lze vidět na obrázku 4.7. Z obrázku 4.7 je patrné, že filtry s kmitočty 8 kHz a 16 kHz nedosahují při takovém nastavení stejného zisku, což lze při přednastavování průběhů vykompenzovat (viz. dále).



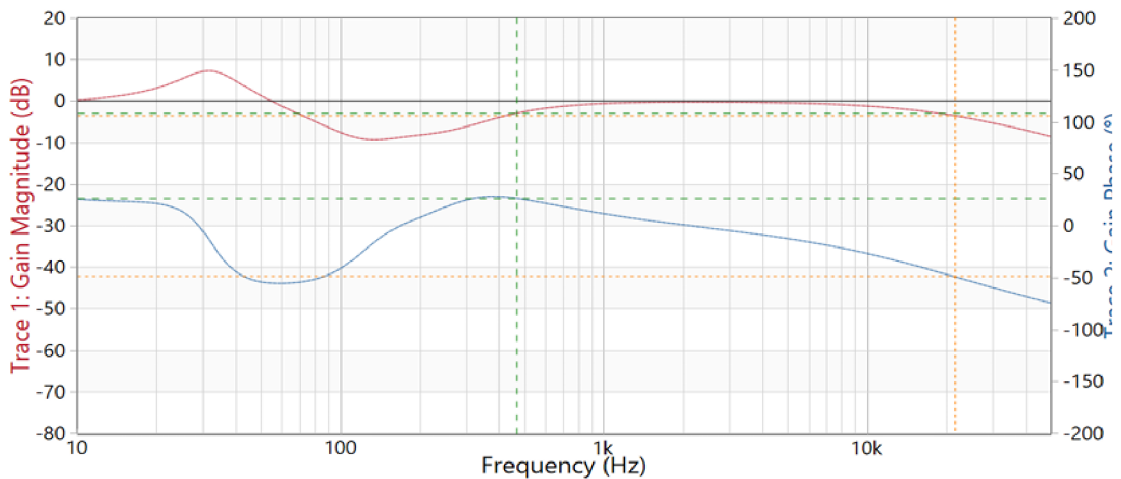
Obrázek 4.7 Frekvenční charakteristika a závislost změny fáze ekvalizéru pro nastavení potenciometrů 32/127

Dále bylo testováno, jaký je maximální zisk jednotlivých filtrů nastavením potenciometrů na hodnotu 0/127, měřena byla i změna fáze (obrázek 4.8). Změřená a simulovaná frekvenční charakteristika (viz. obrázek 4.2) jsou téměř shodné (včetně zisku 14 dB). Dochází pouze k poklesu na kmitočtech 8 kHz a 16 kHz.



Obrázek 4.8 Frekvenční charakteristika ekvalizéru a změna fáze pro maximální zisk (nastavení potenciometrů 0/127)

Nakonec byly nastaveny presety dle tabulky 3.4. Na obrázku 4.9 lze vidět nastavení presetu „Deep bass“. Frekvenční charakteristiky zbývajících presetů lze vidět v přílohách A.9, A.11, A.13, A.15, A.17, A.19, A.21, A.23 a A.25.



Obrázek 4.9 Frekvenční charakteristika ekvalizéru a změna fáze pro preset „Deep bass“

Tabulka 4.3 Hodnoty zkreslení ekvalizéru 2. a 3. harmonickou

Frekvence [Hz]	Levý kanál		Pravý kanál	
	2. harmonická [%]	3. harmonická [%]	2. harmonická [%]	3. harmonická [%]
100	5,633	2,121	6,325	2,092
500	2,343	0,931	6,151	2,175
1000	1,502	0,5091	6,145	2,256
5000	2,382	1,378	6,598	2,642
10000	4,159	Nelze	6,854	Nelze

Pro měření byl na vstup ekvalizéru připojen harmonický signál s amplitudou 0,775 V a nastaven preset „Flat“ (viz. tabulka 3.4). Hodnoty zkreslení jsou vysoké, vnímatelné lidským sluchem. Změnou úrovně vstupního napětí nebylo dosaženo výraznější změny zkreslení. Zkreslení má pravděpodobně na vině nelinearita v digitálních potenciometrech, ve kterých jsou jednotlivé rezistory spínány pomocí CMOS, které zkreslují svou nelinearitou signál.

4.2.3 Zdroj

V tabulce 4.4 lze vidět porovnání navržených hodnot napájecího napětí a odebíraného proudu se skutečnými hodnotami napájecího napětí a odebíraného proudu jednotlivými napájecími větvemi.

Tabulka 4.4 Parametry napájecích větví

Navržené	U_{DC} [V]	36,68	-15	15	12	5	3,3
	I_{DC} [A]	11,4	1	1		0,77	
Naměřené	U_{DC} [V]	36,89	-15,01	15,02	11,99	5,03	3,29
	I_{DC} [A]	10,5	0,14	0,17		0,09	

5. MECHANICKÁ KONSTRUKCE ZAŘÍZENÍ

5.1 Zesilovač

Deska plošného spoje zesilovače byla navržena dle doporučení výrobce. Má dvojitou vrstvu mědi (2 Oz), což se značně projevilo na ceně desky. Rozměry desky jsou 129,54 x 147,32 mm. V desce jsou vyvrtány 4 montážní otvory pro uchycení desky ke krabici a 2 montážní otvory pro uchycení chladiče pro zesilovač. Návrh DPS a osazovací plán lze vidět v přílohách A.2 a A.3. Kritéria pro výrobu desky splňují požadavky pro výrobu DPS v Číně u výrobce JLC-PCB.

5.2 Ekvalizér

Deska plošného spoje ekvalizéru byla navržena dle vlastního uvážení. Rozměry desky jsou 132,50 x 130,00 mm. V desce jsou vyvrtány 4 montážní otvory pro uchycení desky ke krabici. Návrh DPS a osazovací plán lze vidět v přílohách A.5 a A.6. Kritéria pro výrobu desky splňují požadavky pro výrobu DPS v Číně u výrobce JLC-PCB.

5.3 Napájecí zdroj

Deska plošného spoje napájecího zdroje byla navržena dle vlastního uvážení. Při návrhu desky byl brán zřetel na umístění stabilizátorů napětí, které je potřeba připevnit ke chladiči, tudíž se nacházejí na kraji desky. Rozměry desky jsou 164,54 x 234,00 mm. V desce jsou vyvrtány 4 montážní otvory pro uchycení desky ke krabici. Návrh DPS a osazovací plán lze vidět v přílohách A.27 a A.28. Kritéria pro výrobu desky splňují požadavky pro výrobu DPS ve školní dílně VUT.

5.4 Krabice

Celé zařízení je umístěno v rackové krabici o rozměrech 400x450x155 mm. Krabice má větší rozměry, než zařízení vyžaduje, z důvodu budoucího rozšiřování zařízení. Krabice se ukázala jako nevhodná, jelikož neměla odnímatelné horní víko, což bylo vyřešeno odříznutím víka. Víko lze po úpravě pomocí šroubů připevnit. Fotografie krabice a rozmístění dílčích komponentů v ní, předního a zadního panelu lze vidět v přílohách A.30, A.31 a A.32.

6. ZÁVĚR

V práci byly popsány jednotlivé bloky zesilovače pracujícího ve třídě D a možnosti jejich realizace. Dále byly krátce popsány dva typy běžně používaných ekvalizérů.

Byl navržen a zkonstruován stereo audio zesilovač pracující ve třídě D s výstupním výkonem 2×140 W do zátěže 4Ω . Zesilovač je realizován formou integrovaného obvodu TPA3251. Integrovaný obvod slučuje funkci modulátoru, ochran, budiče a výkonových MOSFET tranzistorů, což značně usnadnilo a minimalizovalo zapojení zesilovače. Signalizace chyb a ořezávání signálu je vyřešeno pomocí LED na předním panelu krabice. Diferenciální vstupní signál pro TPA3251 zajišťují operační zesilovače OPA1632. Měřením frekvenční charakteristiky bylo zjištěno, že zesilovač frekvence vyšší než 30 kHz strmě zesiluje, což mělo za následek přebuzení zesilovače a jeho následné vypnutí. Bylo ozkoušeno přibližně 30 skladbami z notebooku, zda dojde k přebuzení klasickým audio signálem a nedošlo k němu v žádném případě. Tudíž tento jev zesilovače není třeba potlačovat, i když je částečně potlačen DP filtrem v ekvalizéru. Zkreslení zesilovače je v řádu maximálně desetin procenta. Naměřená účinnost zesilovače odpovídá údajům udávaným výrobcem a dosahuje vysokých hodnot (51-90,1 %).

Dále byl navržen, simulován a zkonstruován deseti pásmový (1 oktávový) grafický ekvalizér s digitálními potenciometry ISL22346 (pro simulaci byly užity analogové potenciometry). Ekvalizér byl navrhnut pro regulaci zisku na daných kmitočtech o ± 12 dB, což se změnami součástí dle výrobních řad přibližně změnilo na ± 14 dB. Digitální potenciometry jsou ovládány mikrokontrolerem Arduino Uno, který má ve své paměti uloženo 10 předdefinovaných frekvenčních charakteristik dle typu hudby. Pomocí IR dálkového ovladače komunikujícího s mikrokontrolerem lze vybrat požadované nastavení frekvenční charakteristiky a určovat hlasitost.

Ekvalizér zavádí do signálu vysoké zkreslení, v řádu jednotek procent. Zkreslení je pravděpodobně způsobeno digitálními potenciometry. Ty jsou složeny ze 128 rezistorů, které jsou spínány pomocí CMOS. Tranzistory CMOS svou nelinearitou zkreslují audio signál. Změna úrovně vstupního signálu neměla na zkreslení výrazný vliv. Bohužel výrobce o tomto parametru v katalogu nic neuvádí. Nastavení frekvenčních charakteristik pomocí digitálních potenciometrů proběhlo bez problémů.

Byl napsán kód pro IR komunikaci ovladače s mikrokontrolerem a mikrokontrolerem s potenciometry. Mikrokontroler rozpozná jaké tlačítko bylo stisknuto a na základě toho proběhne komunikace se všemi potenciometry ovlivňovanými daným tlačítkem, při které jsou postupně nastaveny na požadovanou hodnotu. Bezdrátová komunikace funguje spolehlivě za předpokladu přímé viditelnosti přijímače a vysílače na 12 metrů.

Výstup ekvalizéru lze přepínačem na čelním panelu přivést buď na vstup zesilovače nebo na vstup bluetooth modulu sloužícího pro připojení sluchátek.

Byl navržen zdroj pro napájení celého zařízení, včetně výpočtu parametrů transformátorů a filtračních kapacit. V zařízení jsou implementovány více než dostatečně výkonné transformátory, pro napájení tohoto zařízení. Důvodem je plán rozšíření zařízení v budoucnu.

LITERATURA

- [1] Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D. 1. BEN - technická literatura, Praha, 2008. ISBN 978-80-7300-230-5.
- [2] Sigma-delta modulátor [online]. 2009 [cit. 2023-12-26]. Dostupné z: <https://docplayer.cz/35302142-Sigma-delta-modulator.html>
- [3] Kmitočtové filtry. 1. BEN - technická literatura, Praha, 2002. ISBN 80-7300-023-7.
- [4] Designing audio power amplifiers. 2010. McGraw-Hill/TAB Electronics, 2010. ISBN 978-0-07-164024-4.
- [5] Elektrické filtry, Dostál Tomáš. Brno, 2007. Skripta. VUT.
- [6] ANALOG DEVICES. Class D Audio Amplifiers: What, Why, and How [online]. 2006 [cit. 2024-01-01]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-40/number-2/articles/class-d-audio-amplifiers.pdf>
- [7] TEXAS INSTRUMENTS. TPA3251 [online]. 2016 [cit. 2024-01-01]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tpa3251.pdf?ts=1704132196039&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252Ftpa3251
- [8] TEXAS INSTRUMENTS. OPA164x [online]. 2016 [cit. 2024-01-01]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa1641.pdf?ts=1704149399154&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252Fopa1641%253Futm_source%253Dgoogle%2526utm_medium%253Dcpc%2526utm_campaign%253Dasc-null-null-GPN_EN-cpc-pf-google-ww%2526utm_content%253DOPA1641%2526ds_k%253DOPA1641%2526DCM%253Dyes%2526gad_source%253D1%2526gclid%253DCjwKCAiA4smsBhAEEiwAO6DEje8iEEV-NQgZYxy6UKjOJvMR3dtT-vJn7UKabeFEw0lJq5iWWNr1khoCviUQAvD_BwE%2526gclid%253Daw.ds
- [9] TEXAS INSTRUMENTS. OPA1632 [online]. 2023 [cit. 2024-01-01]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa1632.pdf?ts=1704149506687&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252Fopa1632%253Futm_source%253Dgoogle%2526utm_medium%253Dcpc%2526utm_campaign%253Dasc-null-null-GPN_EN-cpc-pf-google-ww%2526utm_content%253DOPA1632%2526ds_k%253DOPA1632%2526DCM%253Dyes%2526gad_source%253D1%2526gclid%253DCjwKCAiA4smsBhAEEiwAO6DEjeRkWKdWcCLNUA4fbHHqEfWIYkcaRRLpMwmWzz6J2OqPY4L6l1pQCB0CX2IQAvD_BwE%2526gclid%253Daw.ds
- [10] RENESAS. ISL22346 [online]. 2009 [cit. 2024-01-01]. Dostupné z: <https://www.renesas.com/us/en/document/dst/isl22346-datasheet>

- [11] Breakdown of EQ Mixing: Parametric vs. Visual vs. Graphic Equalizers [online]. 2023 [cit. 2024-01-01]. Dostupné z:
<https://www.soundtrap.com/content/blog/breakdown-EQ-mixing>
- [12] Audio zesilovače pracující ve třídě D [online]. 2005 [cit. 2024-01-02]. Dostupné z: <http://www.elweb.cz/clanky.php?clanek=109>
- [13] Abeceda nf techniky. 1. BEN - technická literatura, Praha, 2002. ISBN 80-86056-26-0.
- [14] HOBBYELEKTRO.EU. Soft start transformátoru [online]. 2018 [cit. 2024-04-27]. Dostupné z: <https://www.hobbyelektro.eu/soft-start/>
- [15] Lineární napájecí zdroje. BEN - technická literatura, Praha, 2001. ISBN 80-7300-002-4.
- [16] Descriptive Audio [online]. 2024 [cit. 2024-05-18]. Dostupné z:
<https://descriptive.audio/best-equalizer-settings/>
- [17] Bluetooth audio adaptér na jack 3,5mm, audio přijímač / vysílač [online]. 2018 [cit. 2024-05-25]. Dostupné z: <https://www.sunnyssoft.cz/download/cz-navod-pci-1588b.pdf>
- [18] INFRARED RECEIVER MODULE [online]. - [cit. 2024-05-25]. Dostupné z:
https://www.laskakit.cz/user/related_files/vs1838b.pdf
- [19] Arduino Simple Receiver [online]. 2024 [cit. 2024-05-25]. Dostupné z:
<https://github.com/Arduino-IRremote/Arduino-IRremote/blob/master/examples/SimpleReceiver/SimpleReceiver.ino>
- [20] Wire [online]. - [cit. 2024-05-25]. Dostupné z:
<https://www.arduino.cc/reference/en/language/functions/communication/wire/>
- [21] PinDefinitionsAndMore [online]. 2024 [cit. 2024-05-25]. Dostupné z:
<https://github.com/Arduino-IRremote/Arduino-IRremote/blob/master/examples/SimpleReceiver/SimpleReceiver.ino>

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratky:

FEKT	Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
VUT	Vysoké učení technické v Brně
OZ	Operační zesilovač
IO	Integrovaný obvod
MCU	mikrokontroler
LED	světlo emitující dioda
DC	jednosměrný
PWM	Pulzně šířková modulace
THD+N	Celkové harmonické zkreslení + šum
In	Vstup
Out	Výstup
Okt	Oktáva
SDM	Sigma-Delta modulátor
ZV	Zpětná vazba
BTL	Bridge tied load
PBTL	Paralell bridge tied load
SE	Single ended
D	Drain
S	Source
G	Gate

Symboly:

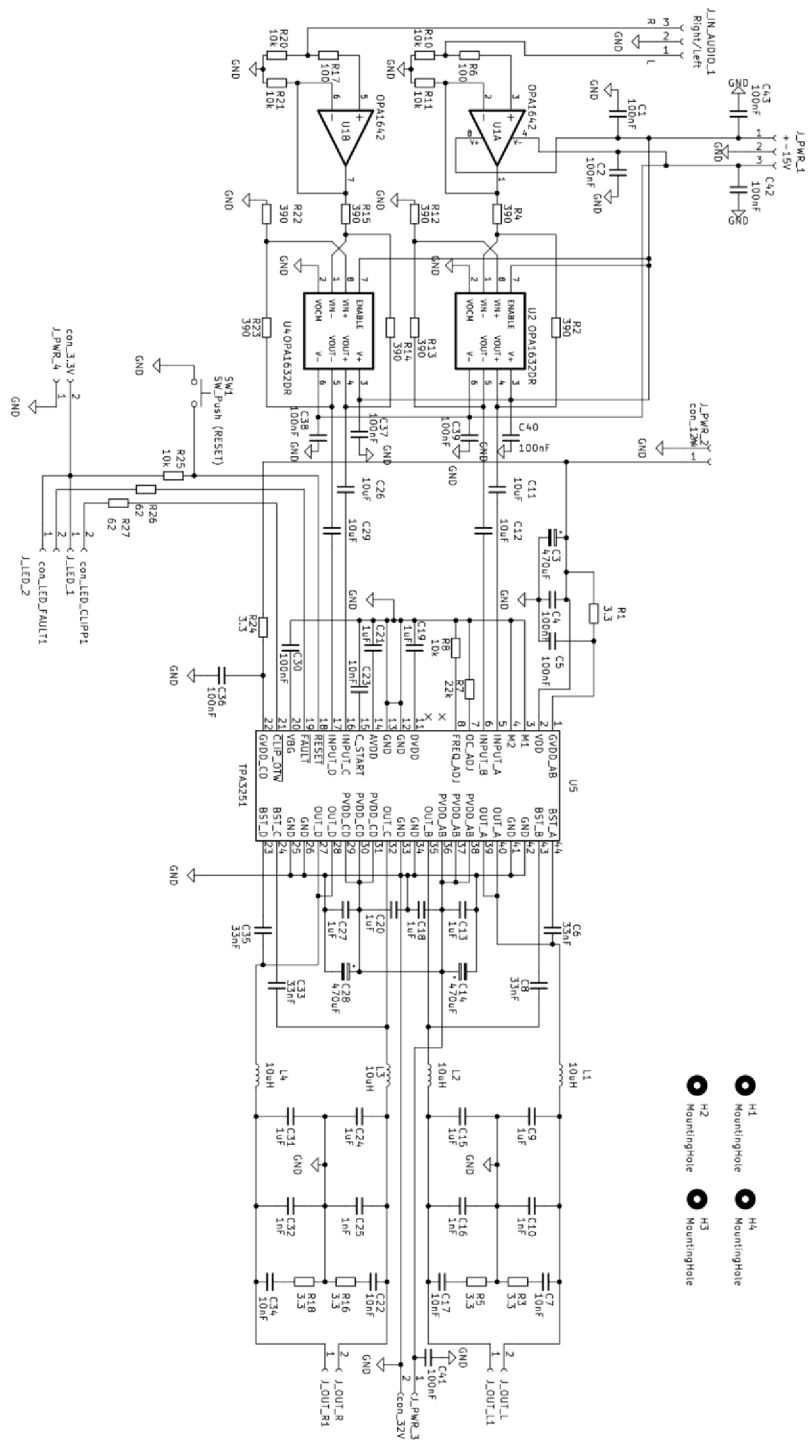
U	napětí	(V)
I	proud	(A)
L	indukčnost	(H)
C	kapacita	(F)
Ku	napěťový přenos	(dB)
F	frekvence	(Hz)
R	odpor	(Ω)
Q	činitel jakosti	(-)
P	výkon	(W)
K	koeficient nedokonalosti	(-)
M	stupeň modulace	(-)

SEZNAM PŘÍLOH

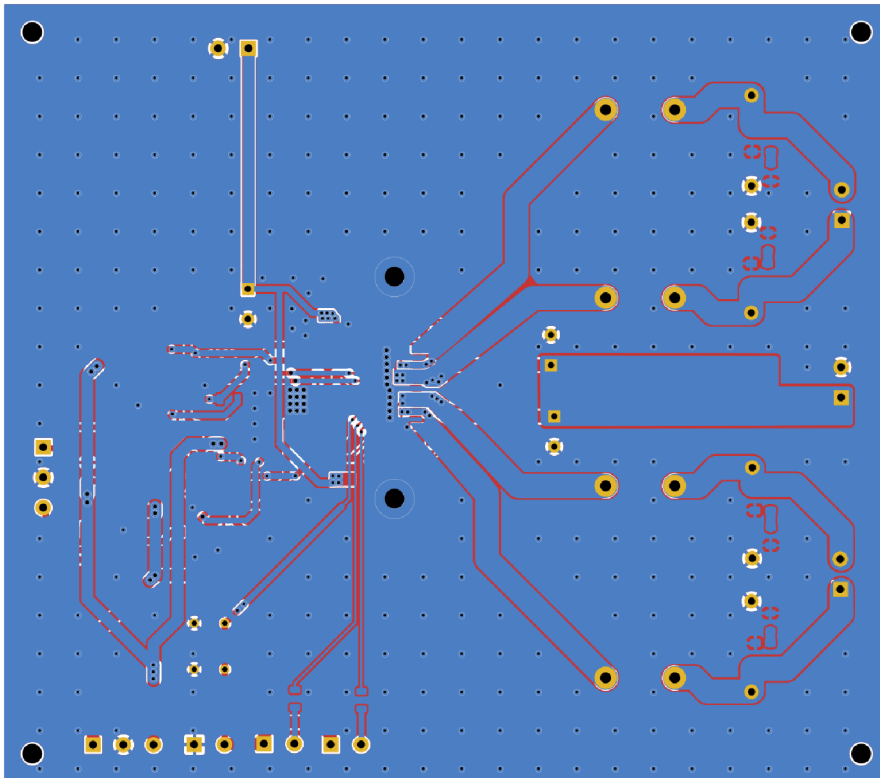
PŘÍLOHA A - NÁVRH KONCOVÉHO STUPNĚ.....	52
PŘÍLOHA B - NÁVRH EKVALIZÉRU	54
PŘÍLOHA C - PRESETY EKVALIZÉRU	56
PŘÍLOHA D - NÁVRH NAPÁJECÍHO ZDROJE.....	66
PŘÍLOHA E - PROGRAM DÁLKOVÉHO OVLÁDÁNÍ POTENCIOMETRŮ	68
PŘÍLOHA F - FOTOGRAFIE ZAŘÍZENÍ.....	72

Příloha A - Návrh koncového stupně

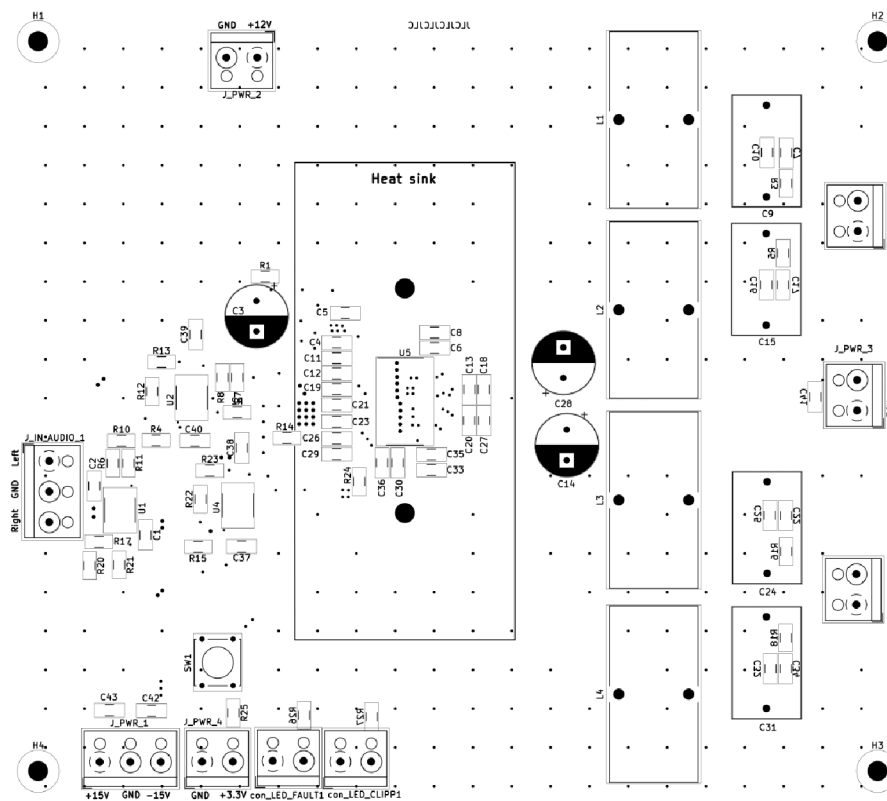
A.1 Schéma zapojení



A.2 Deska plošného spoje

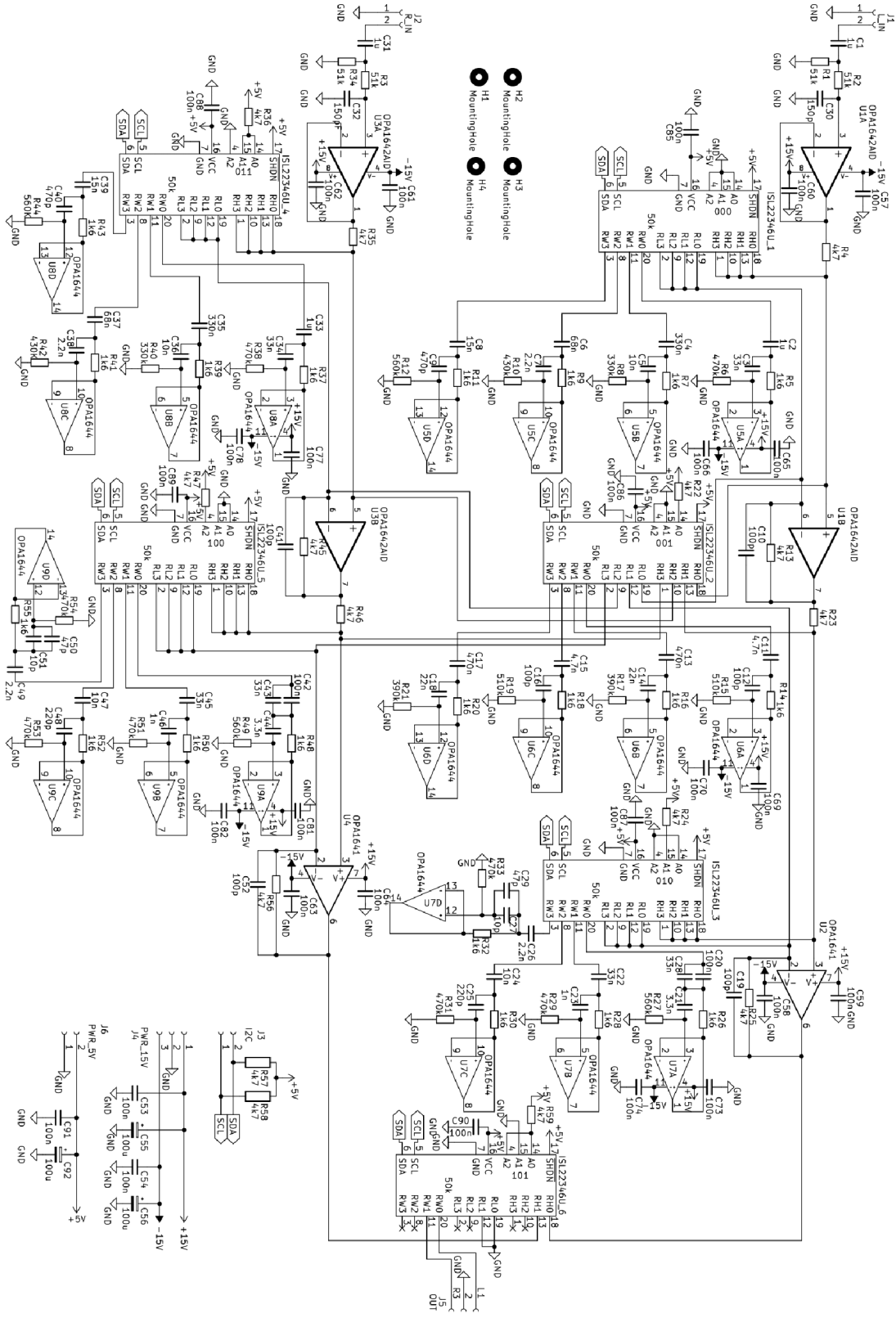


A.3 Osazovací plán

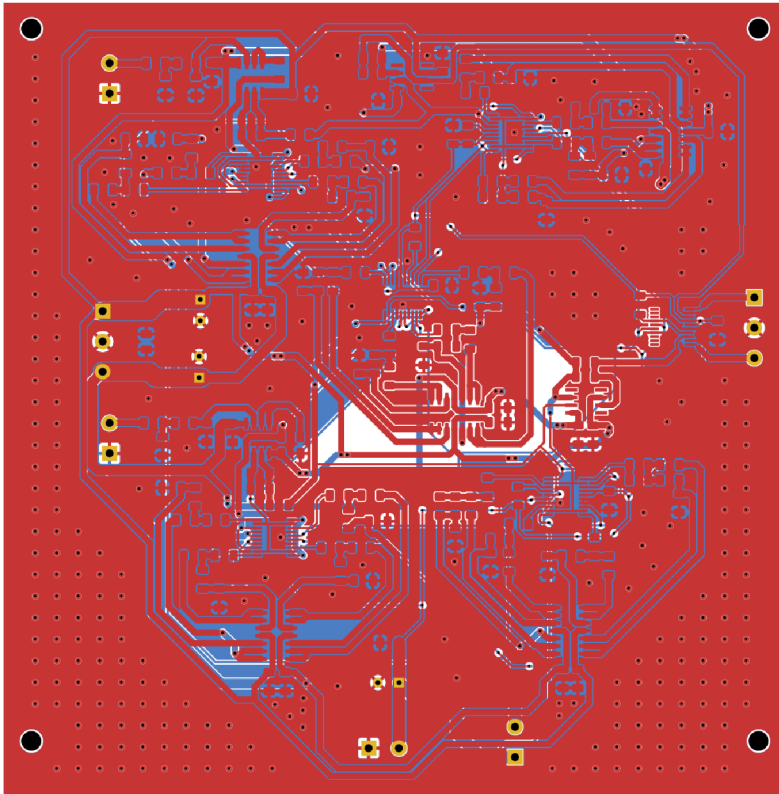


Příloha B - Návrh ekvalizéru

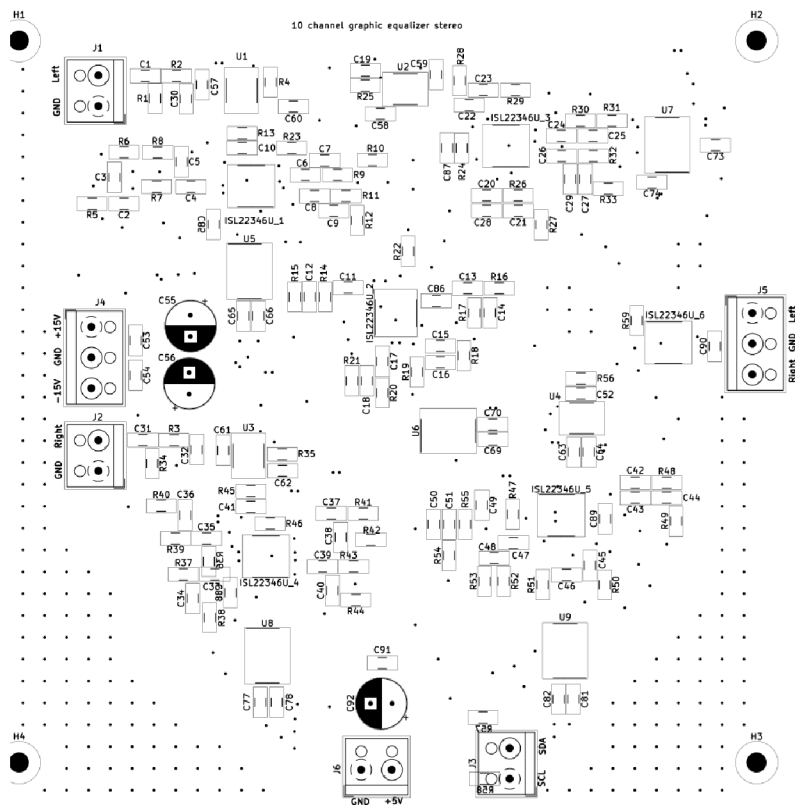
A.4 Schéma zapojení



A.5 Deska plošného spoje

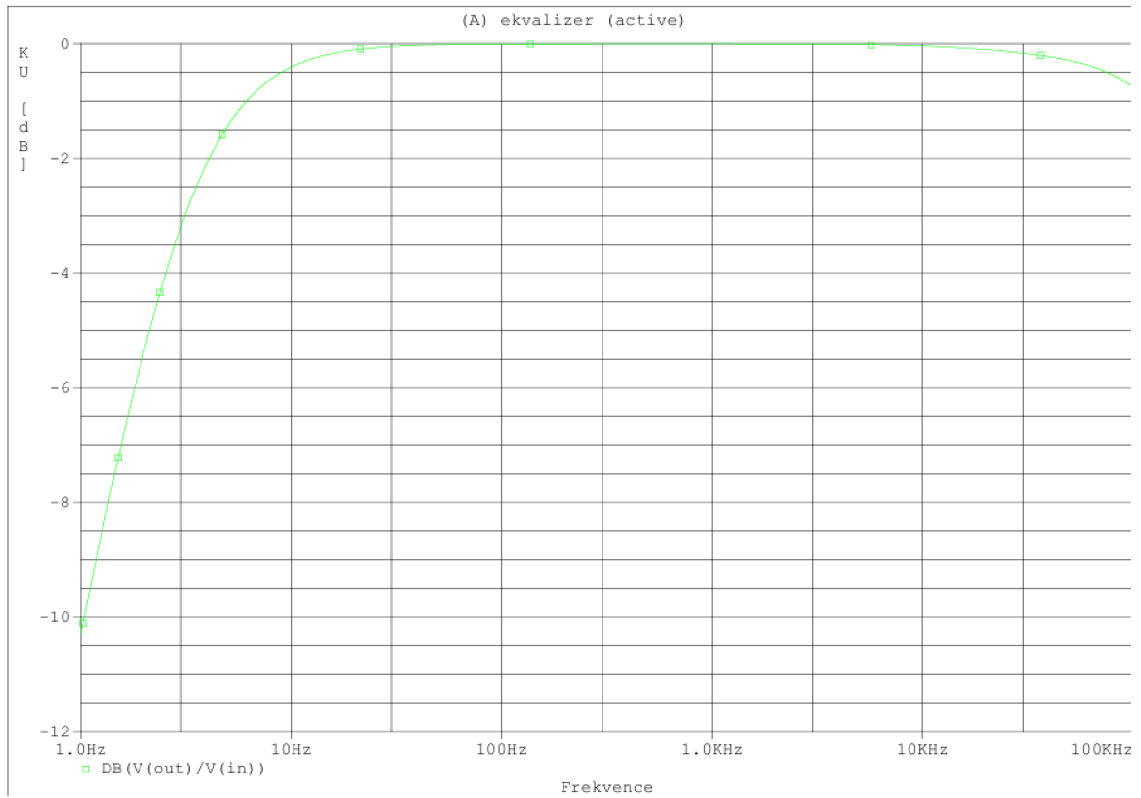


A.6 Osazovací plán

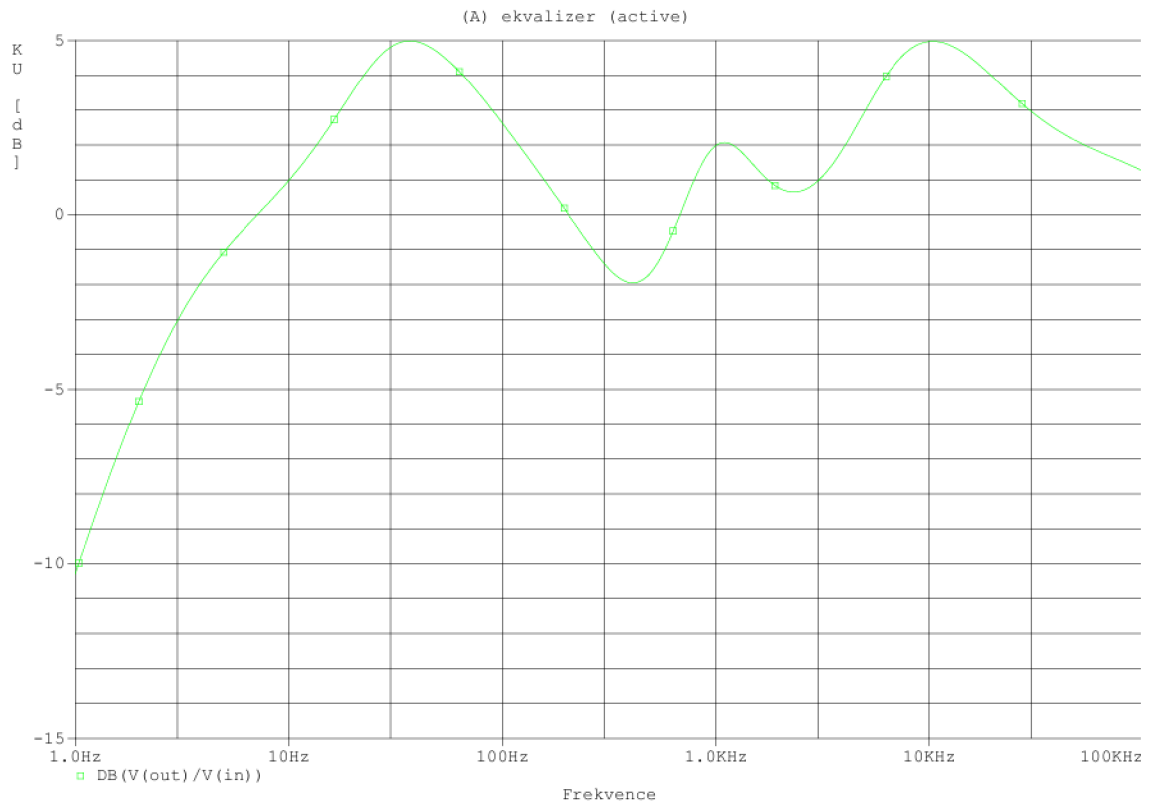


Příloha C - Presety ekvalizéru

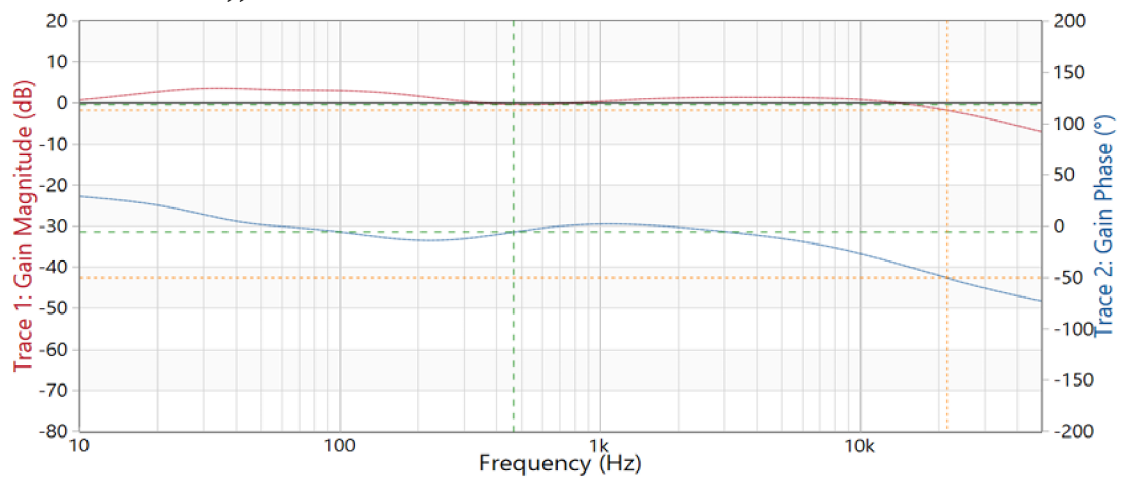
A.7 Preset „Flat“ - simulace



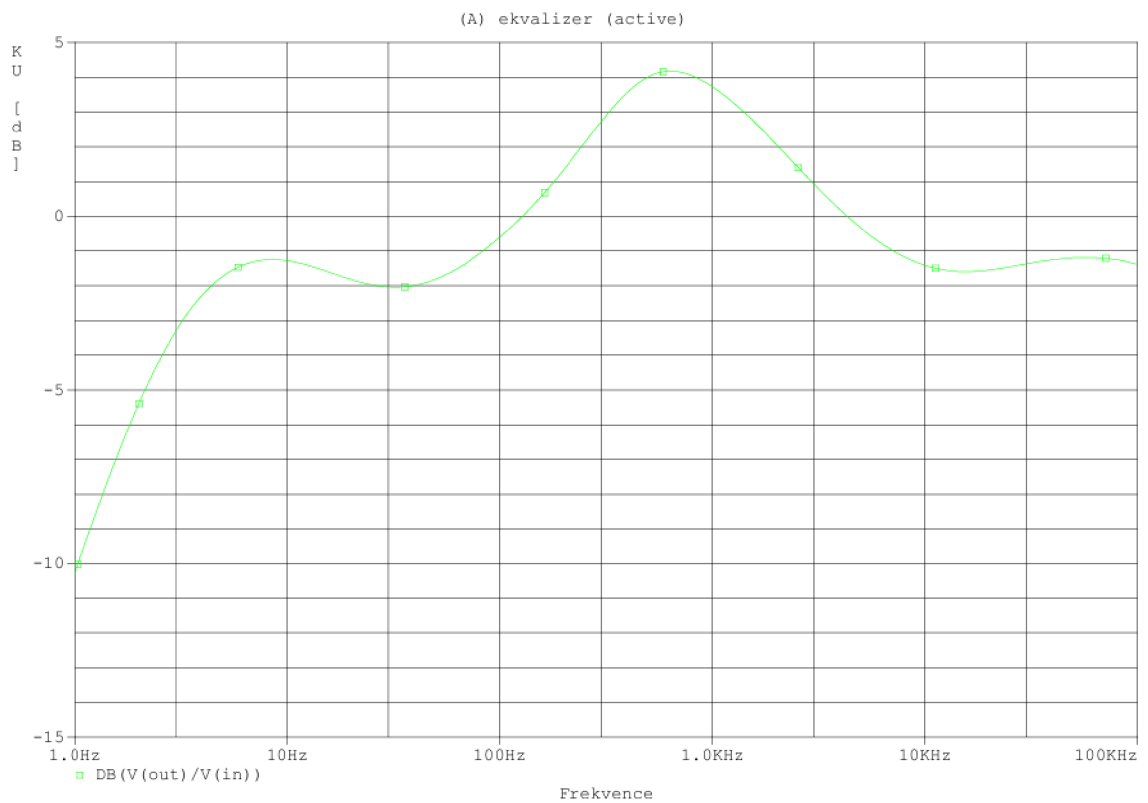
A.8 Preset „Electronic“ – simulace



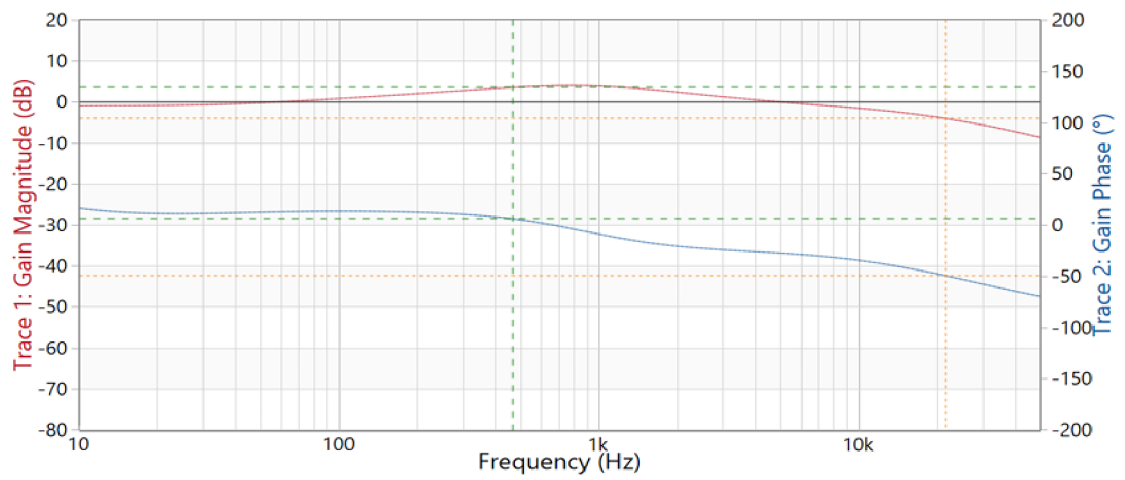
A.9 Preset „Electronic“ - měření



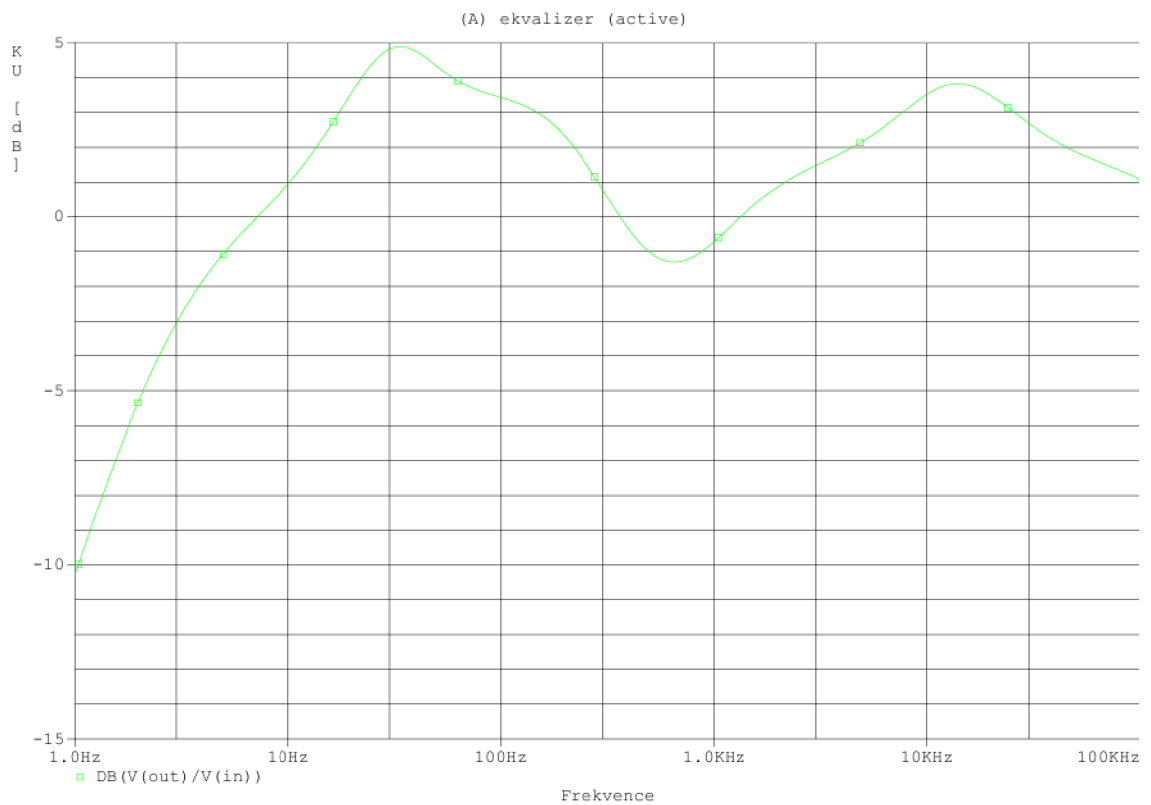
A.10 Preset „Pop“ – simulace



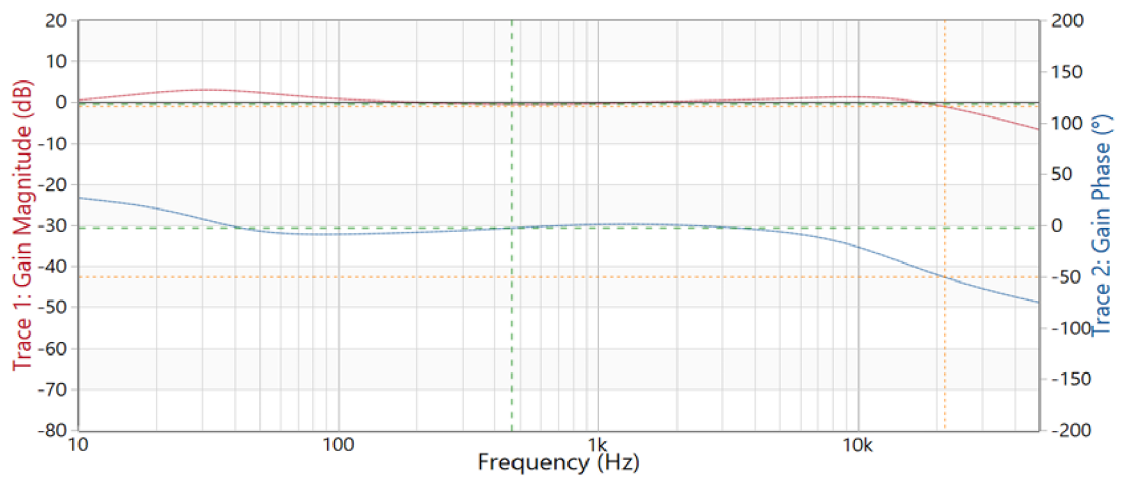
A.11 Preset „Pop“ – měření



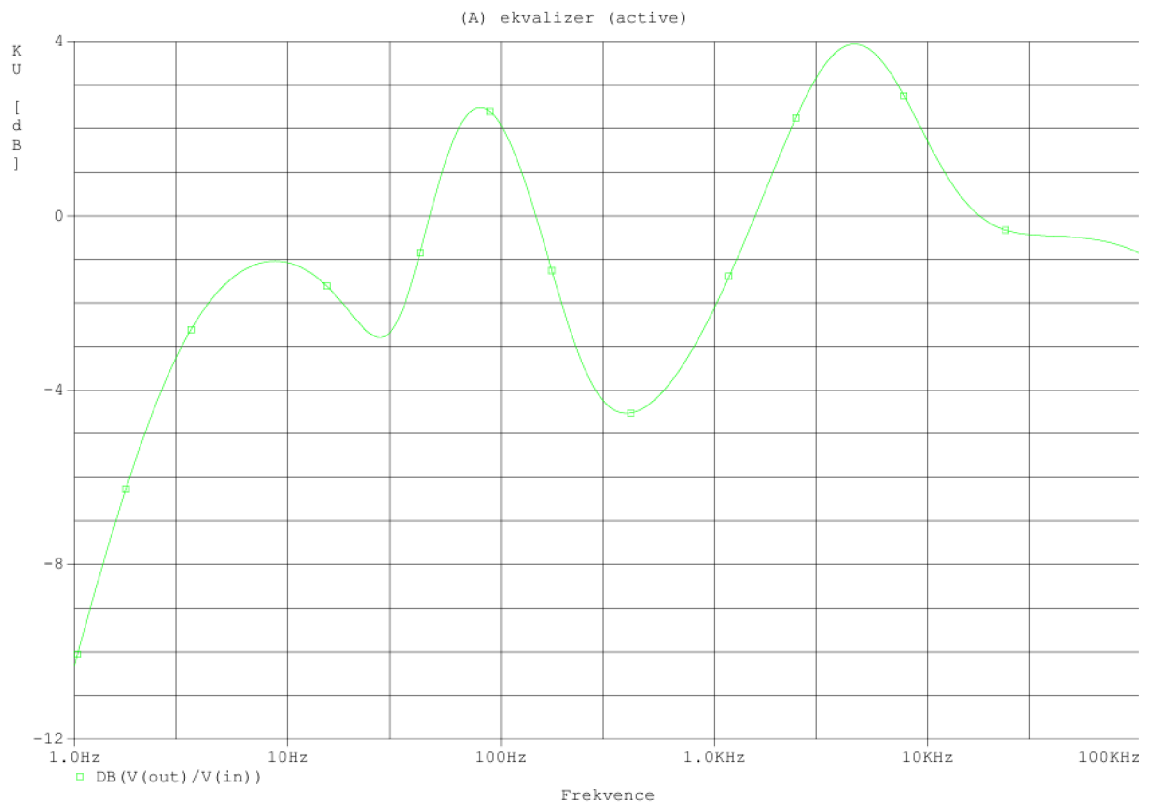
A.12 Preset „Rock“ – simulace



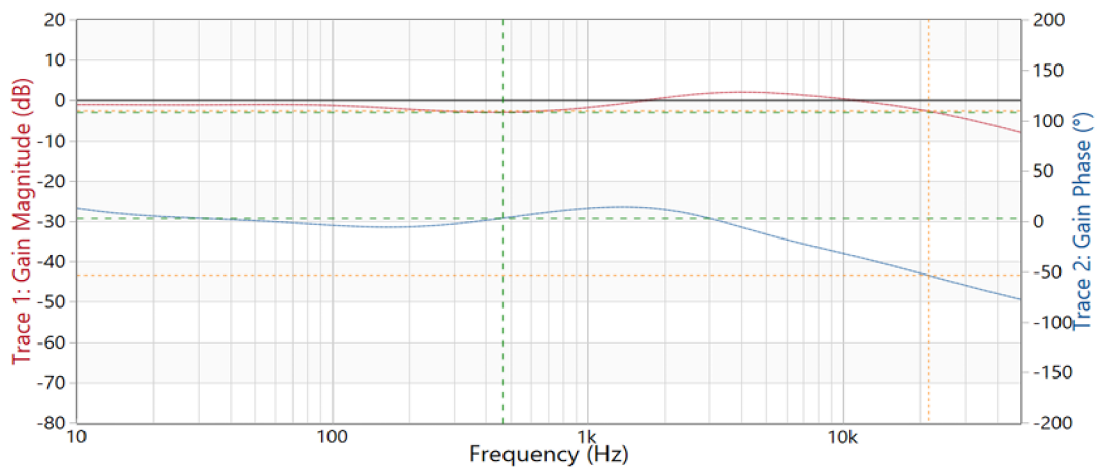
A.13 Preset „Rock“ – měření



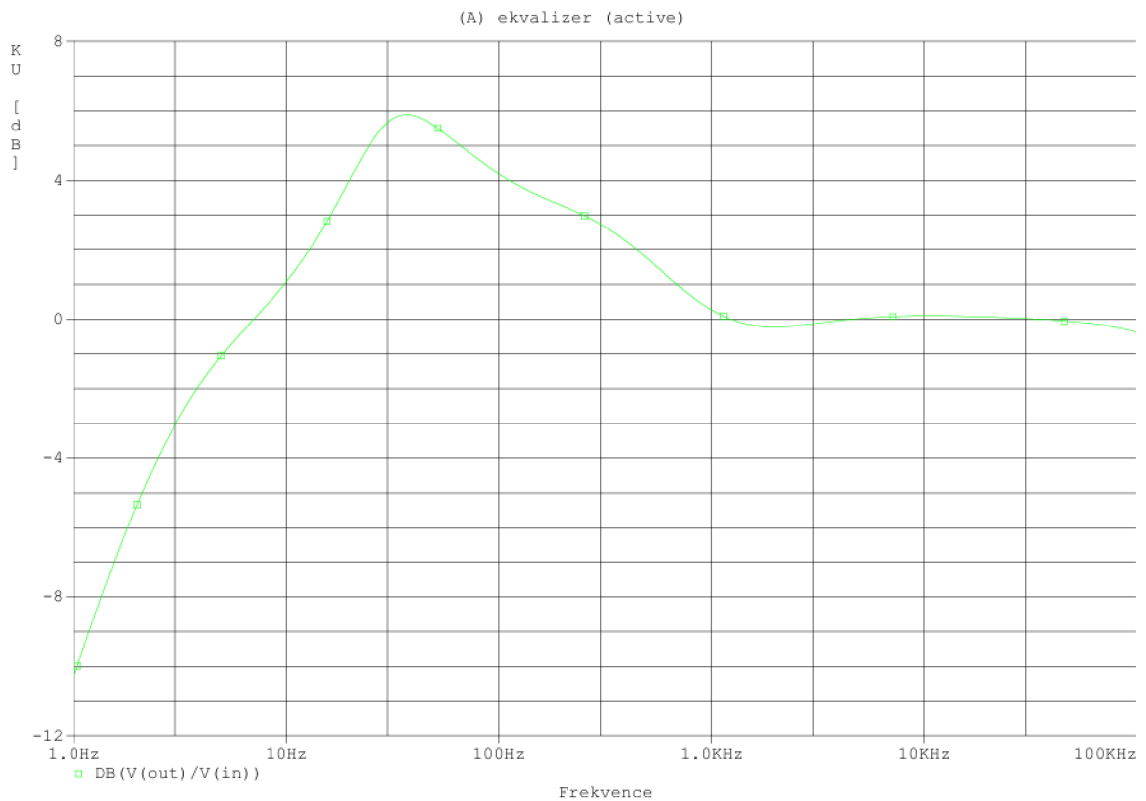
A.14 Preset „Metal“ – simulace



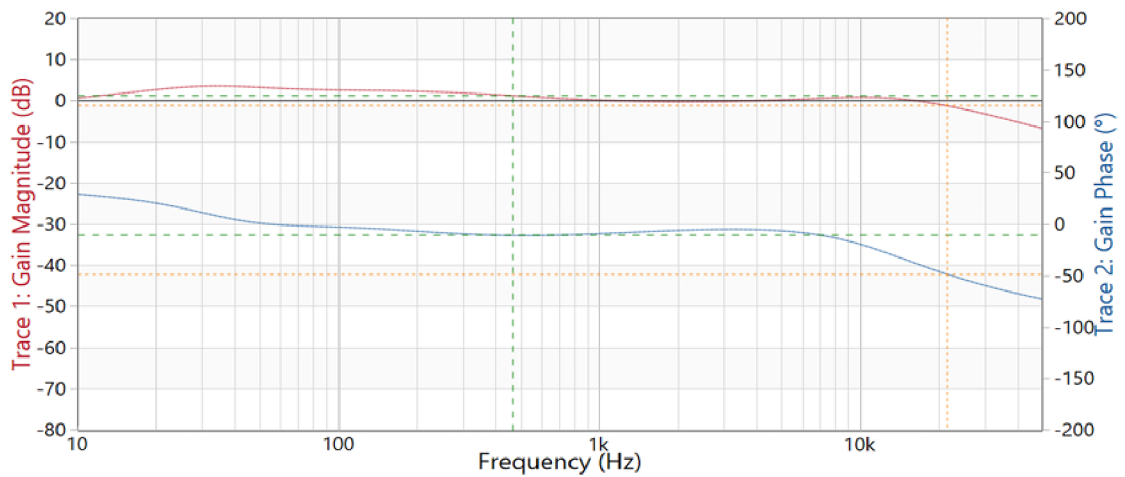
A.15 Preset „Metal“ – měření



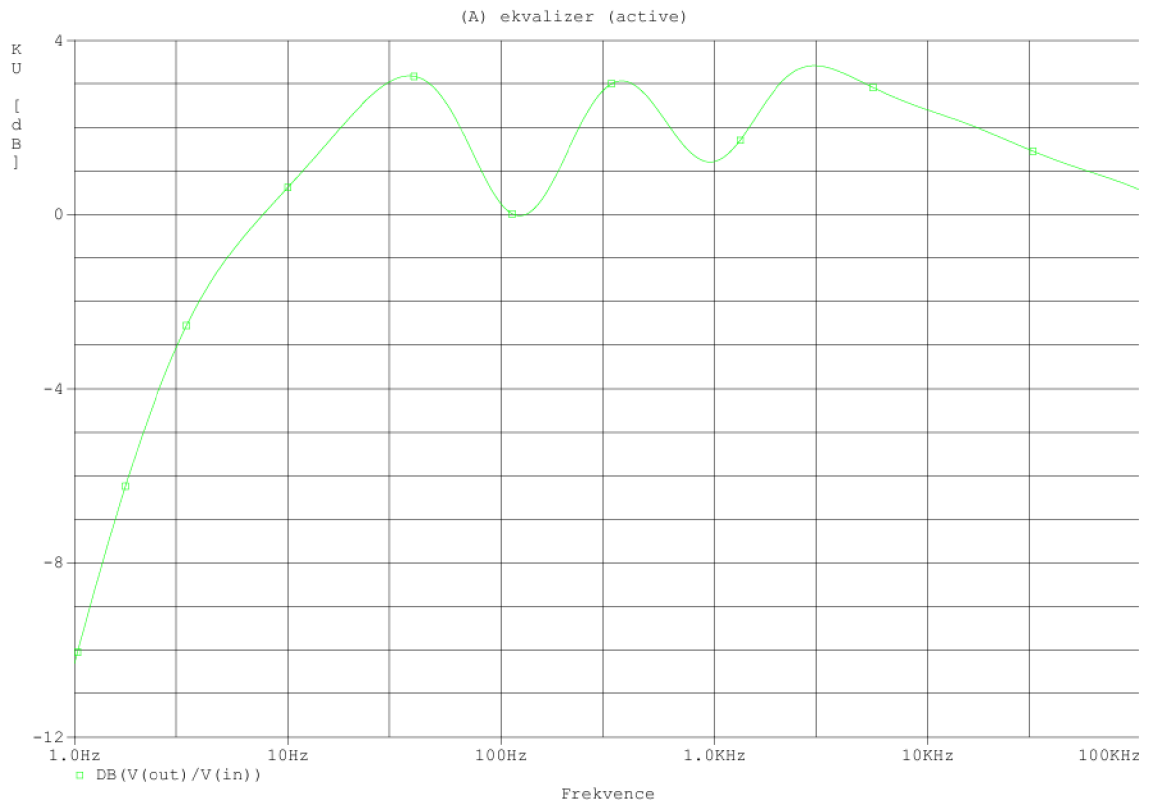
A.16 Preset „Bass boost“ – simulace



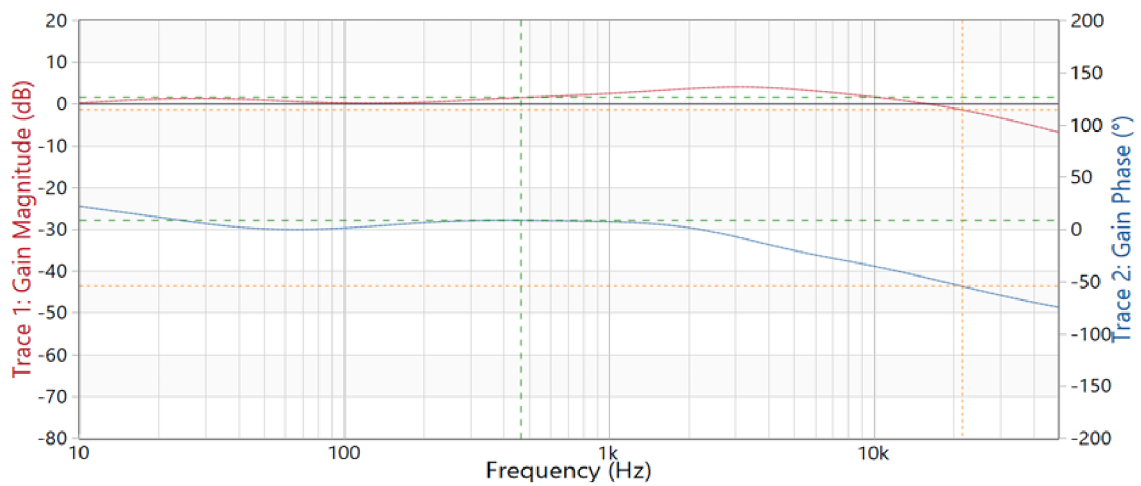
A.17 Preset „Bass boost“ – měření



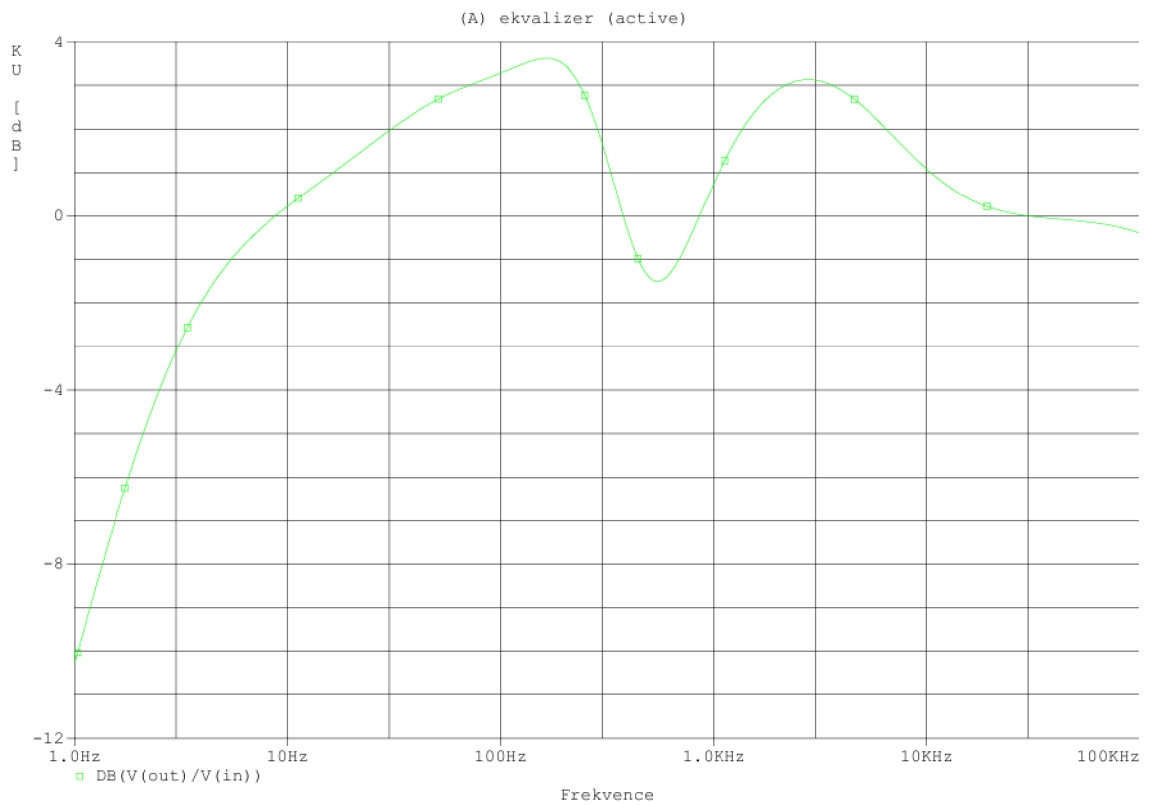
A.18 Preset „Classic“ – simulace



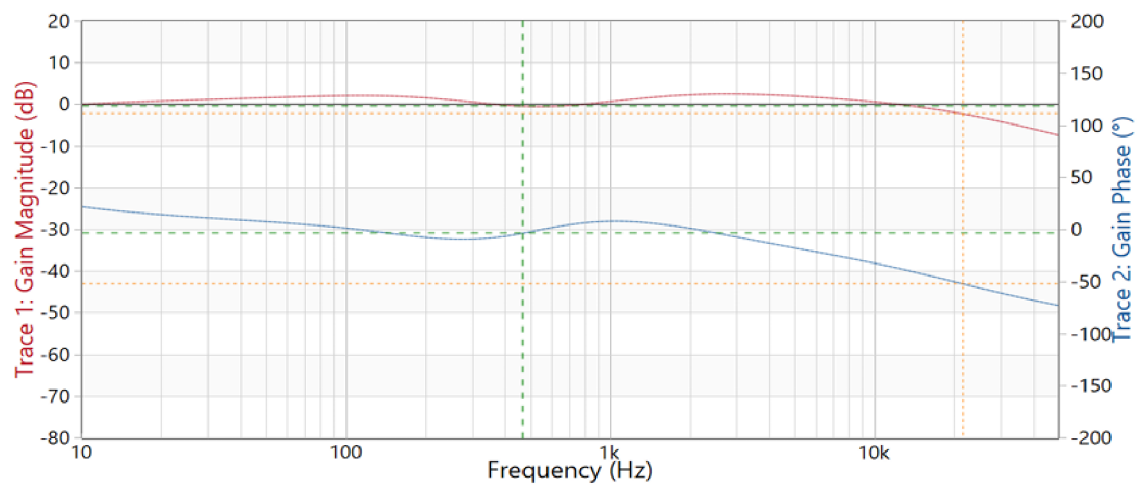
A.19 Preset „Classic“ – měření



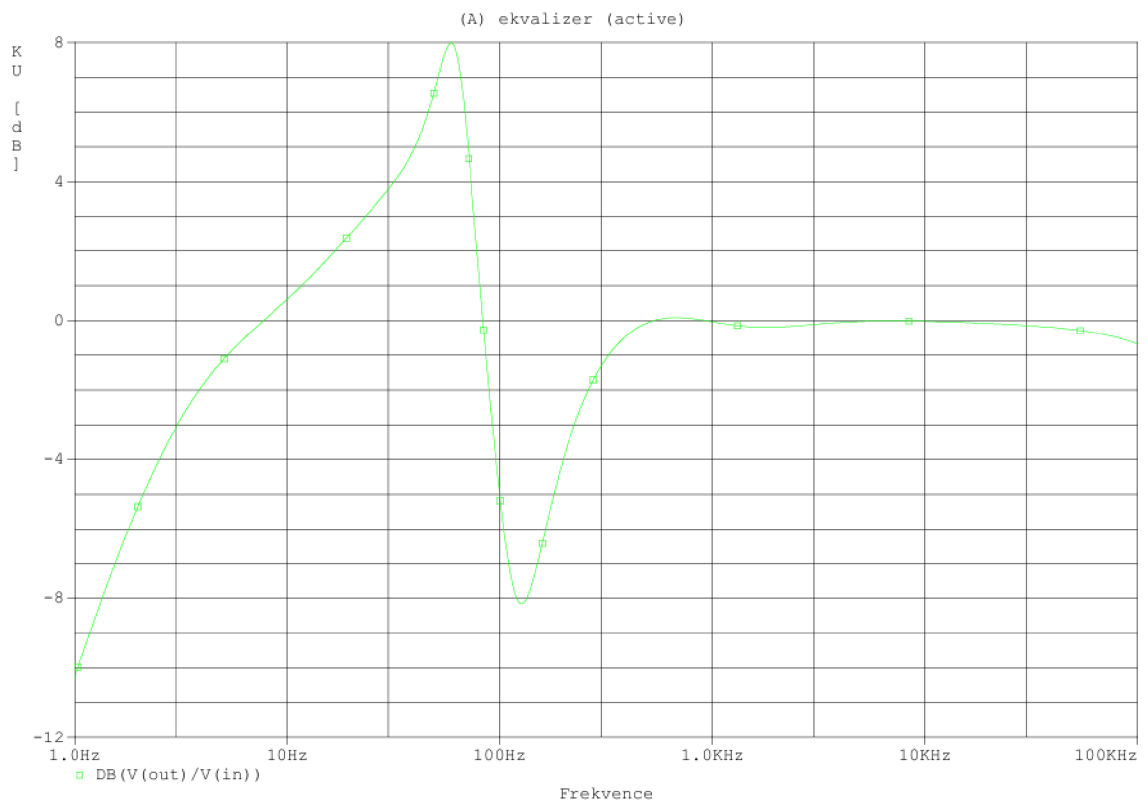
A.20 Preset „Hip Hop“ – simulace



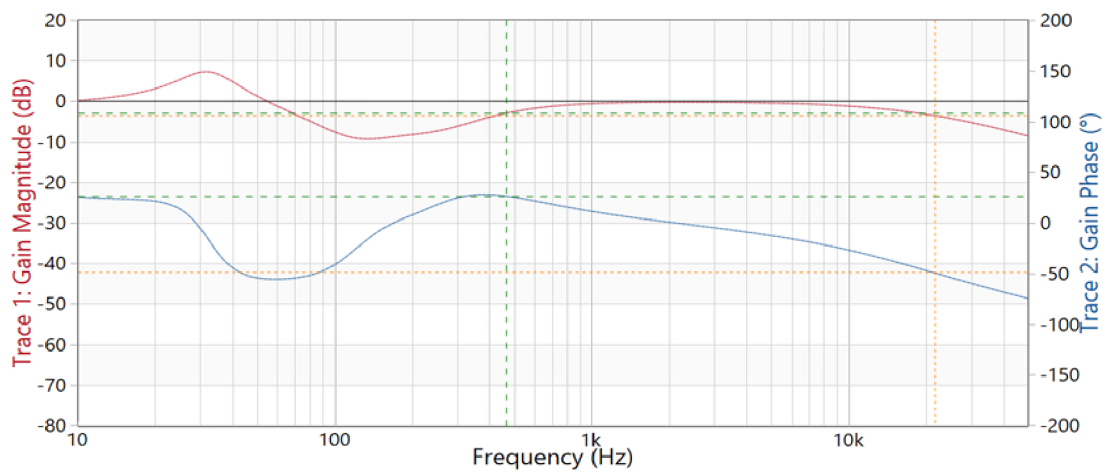
A.21 Preset „Hip Hop“ – měření



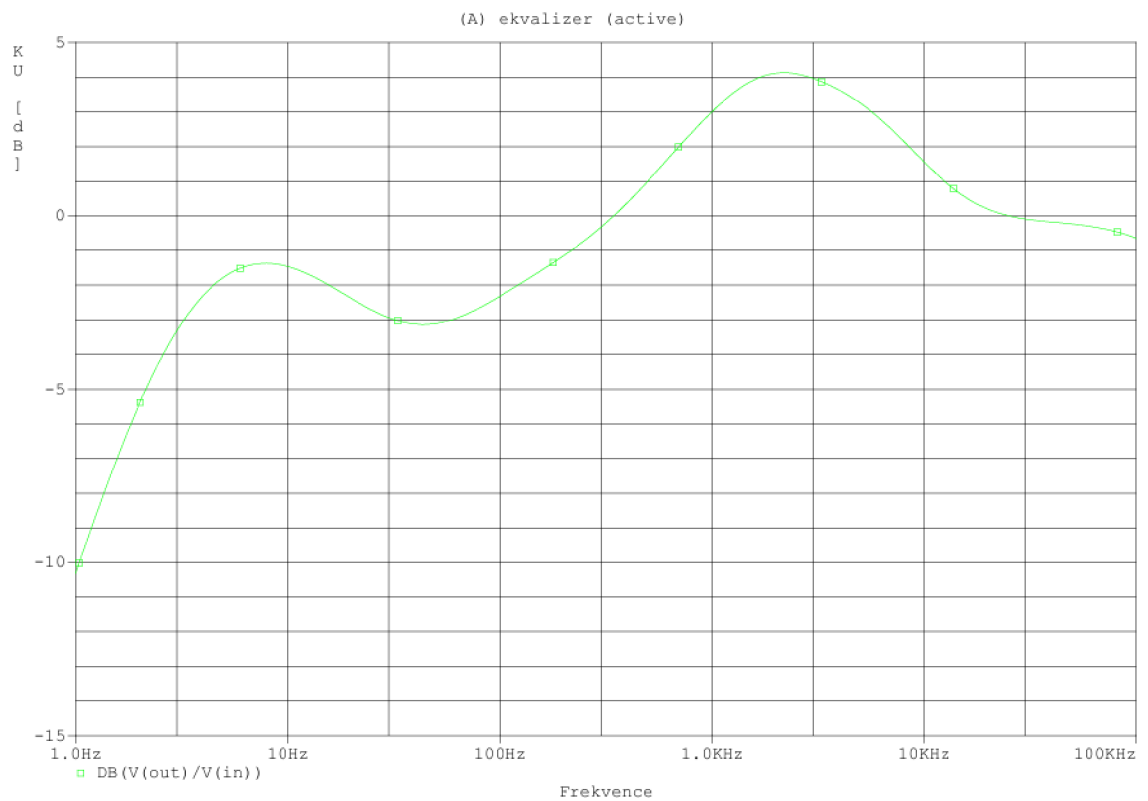
A.22 Preset „Deep bass“ – simulace



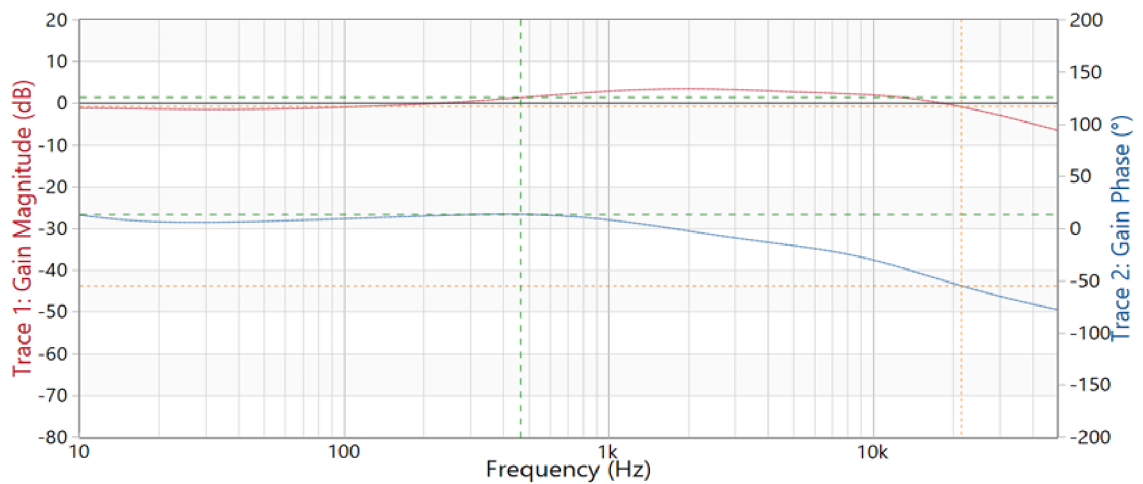
A.23 Preset „Deep bass“ – měření



A.24 Preset „Vocal“ – simulace

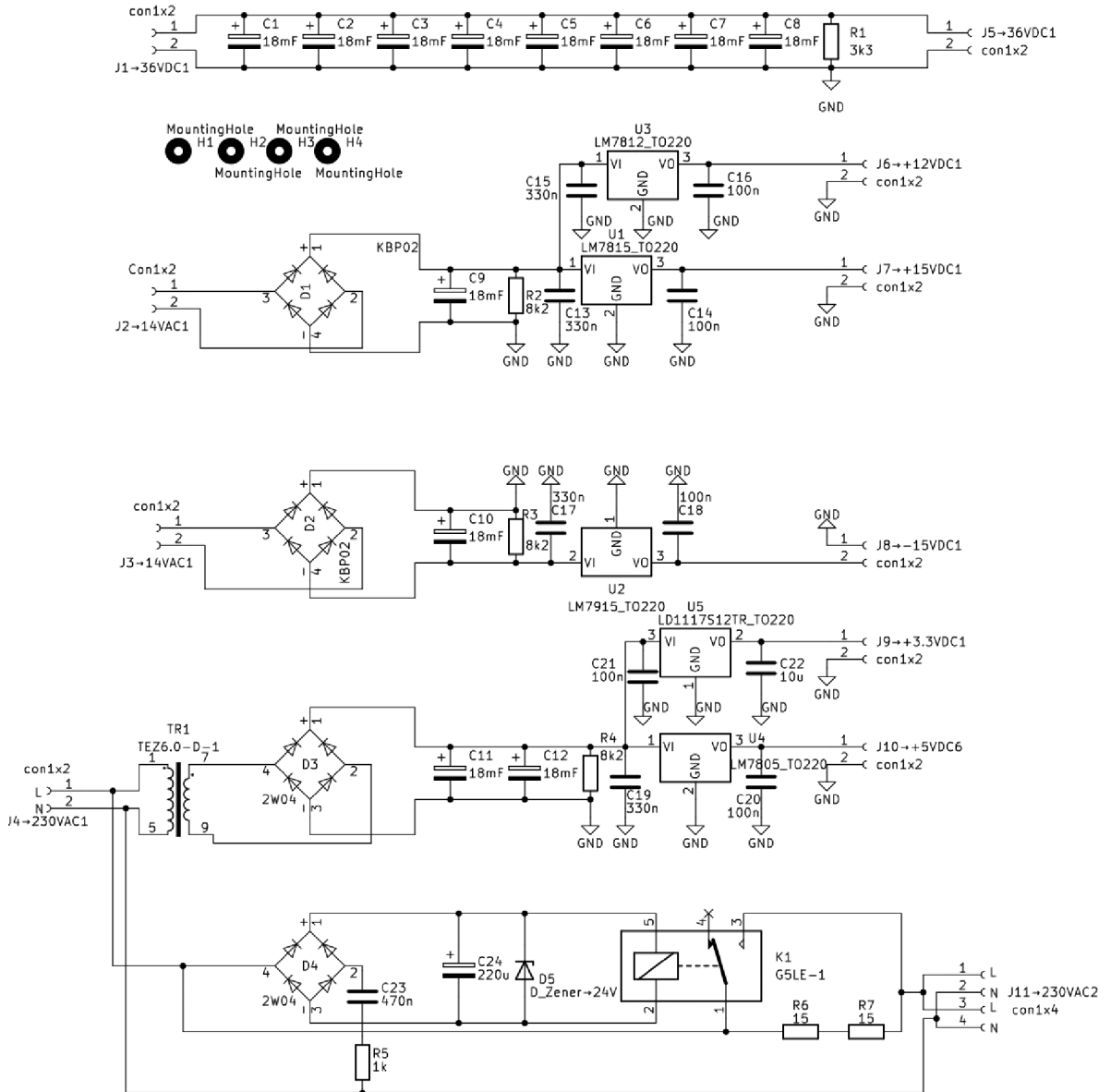


A.25 Preset „Vocal“ – měření

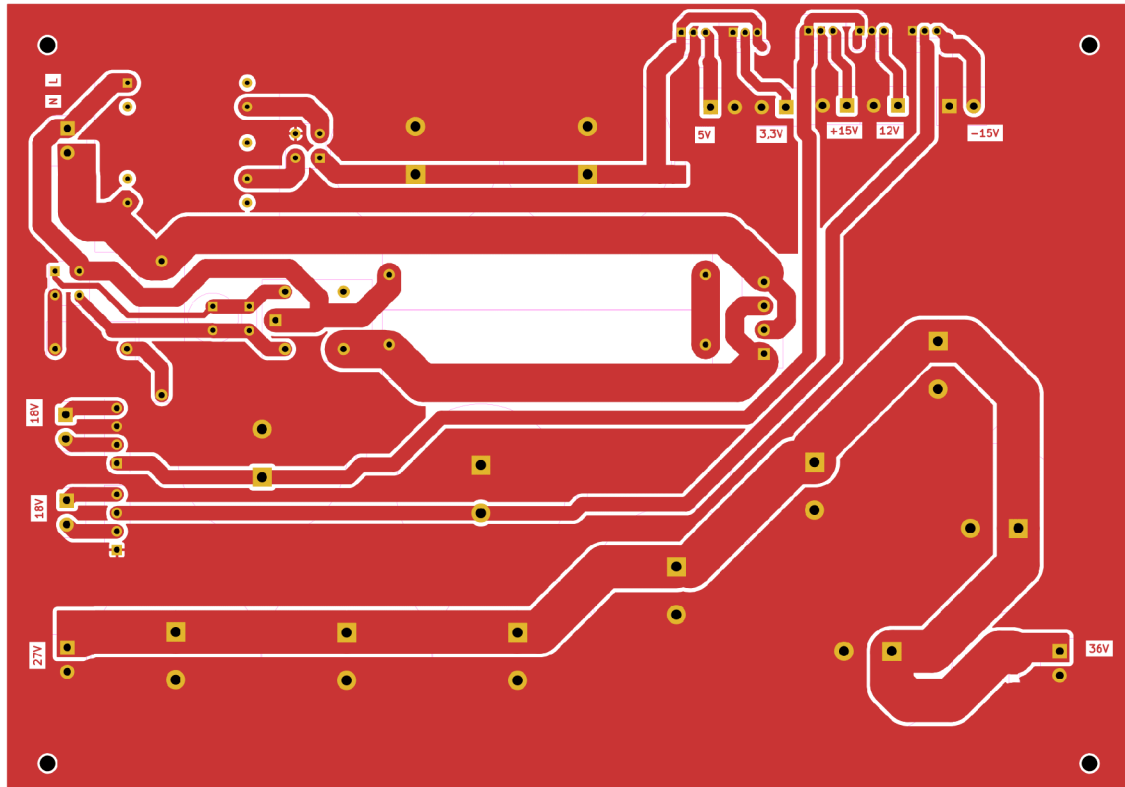


Příloha D - Návrh napájecího zdroje

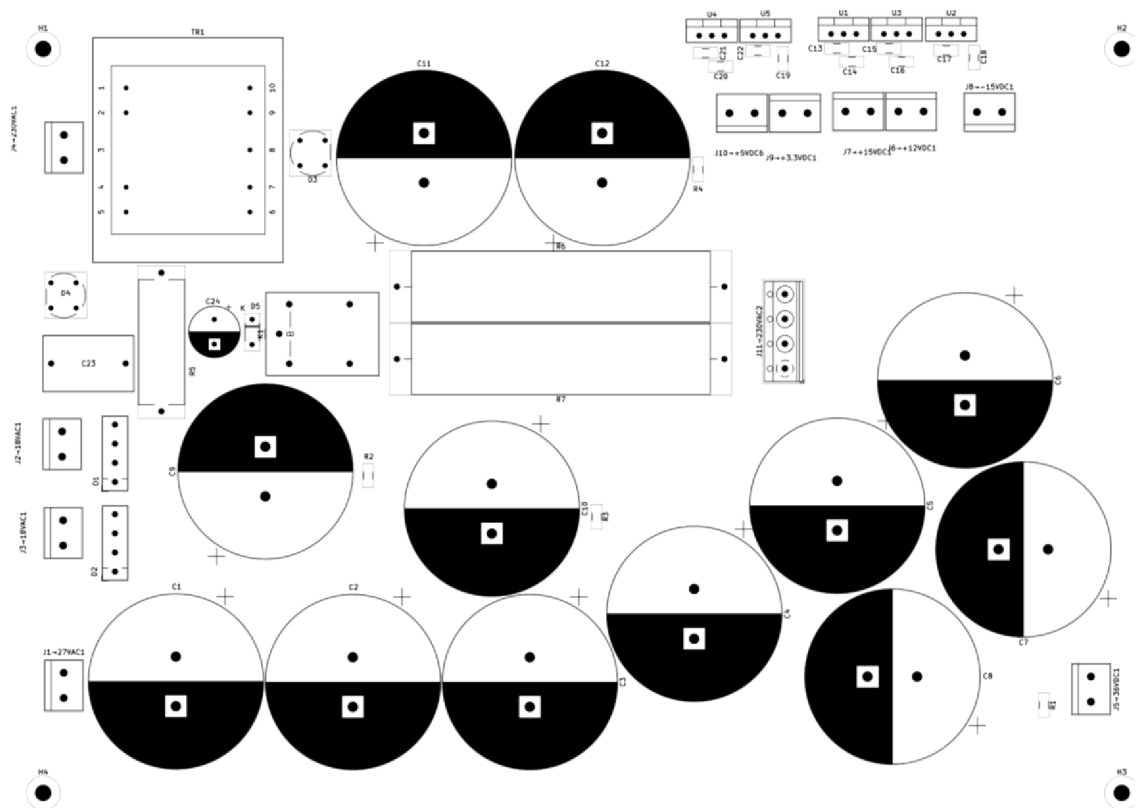
A.26 Schéma zapojení



A.27 Deska plošného spoje



A.28 Osazovací plán



Příloha E - Program dálkového ovládání potenciometrů

A.29 Program

```
/*
 * SimpleReceiver.cpp
 *
 * Demonstrates receiving NEC IR codes with IRrecv
 *
 * This file is part of Arduino-IRremote https://github.com/Arduino-IRremote/Arduino-IRremote.
 *
 * *****
 * MIT License
 *
 * Copyright (c) 2020-2021 Armin Joachimsmeier
 *
 * Permission is hereby granted, free of charge, to any person obtaining
 a copy
 * of this software and associated documentation files (the "Software"),
 to deal
 * in the Software without restriction, including without limitation the
 rights
 * to use, copy, modify, merge, publish, distribute, sublicense, and/or
 sell
 * copies of the Software, and to permit persons to whom the Software
 is furnished
 * to do so, subject to the following conditions:
 *
 * The above copyright notice and this permission notice shall be
 included in all
 * copies or substantial portions of the Software.
 *
 * THE SOFTWARE IS PROVIDED "AS IS", WITHOUT WARRANTY OF ANY KIND,
 EXPRESS OR IMPLIED,
 * INCLUDING BUT NOT LIMITED TO THE WARRANTIES OF MERCHANTABILITY,
 FITNESS FOR A
 * PARTICULAR PURPOSE AND NONINFRINGEMENT. IN NO EVENT SHALL THE AUTHORS
 OR COPYRIGHT
 * HOLDERS BE LIABLE FOR ANY CLAIM, DAMAGES OR OTHER LIABILITY, WHETHER
 IN AN ACTION OF
 * CONTRACT, TORT OR OTHERWISE, ARISING FROM, OUT OF OR IN CONNECTION
 WITH THE SOFTWARE
 * OR THE USE OR OTHER DEALINGS IN THE SOFTWARE.
 *
 * *****
 */

/*
 * Specify which protocol(s) should be used for decoding.
 * If no protocol is defined, all protocols are active.
 */
// #define DECODE_DENON // Includes Sharp
```

```

// #define DECODE_JVC
// #define DECODE_KASEIKYO
// #define DECODE_PANASONIC // the same as DECODE_KASEIKYO
// #define DECODE_LG
#define DECODE_NEC // Includes Apple and Onkyo
// #define DECODE_SAMSUNG
// #define DECODE_SONY
// #define DECODE_RC5
// #define DECODE_RC6

// #define DECODE_BOSEWAVE
// #define DECODE_LEGO_PF
// #define DECODE_MAGIQUEST
// #define DECODE_WHYNTER

// #define DECODE_DISTANCE // universal decoder for pulse width or
pulse distance protocols
// #define DECODE_HASH // special decoder for all protocols

// #define DEBUG // Activate this for lots of lovely debug output from
the decoders.
// #define INFO // To see valuable informations from
universal decoder for pulse width or pulse distance protocols

#include <Arduino.h>
#include <Wire.h>

/*
 * Define macros for input and output pin etc.
 */
#include "PinDefinitionsAndMore.h"

#include <IRremote.hpp>
int Volume = 10;
// 1 2 3 4 5 6 7
8 9 0
const uint8_t buttons[] = {0x45, 0x46, 0x47, 0x44, 0x40, 0x43,
0x7, 0x15, 0x9, 0x19};

// definition of equalizer presets
const uint8_t presets[10][20] = {
    {66,66,66,66,66,66,66,66,66,66,66,66,66,66,66,66,66,66,66,66}, //
flat
    {16,16,100,50,28,32,28,32,70,40,40,28,16,16,100,50,70,40,40,28}, //
Electronic
    {88,48,28,40,80,80,80,80,48,20,66,88,88,48,28,40,48,20,66,88}, // Pop
    {16,48,72,54,20,20,20,20,72,72,48,16,16,48,72,54,72,72,48,16}, //
Rock
    {72,48,96,56,40,0,40,0,96,88,16,48,72,48,96,56,96,88,16,48}, // Metal
    {16,32,48,66,66,24,66,24,40,78,66,16,16,32,48,66,40,78,66,16}, //
Bass Boost
    {28,78,32,32,48,48,48,48,66,54,16,32,28,78,32,32,66,54,16,32}, //
Classic
    {48,32,110,32,48,32,48,32,32,48,28,48,48,32,110,32,32,48,28,48}, //
HipHop
    {2,124,60,60,60,0,60,0,120,60,60,60,2,124,60,60,120,60,60,60}, //
Deep Bass
    {90,80,50,30,35,90,35,90,65,30,30,20,90,80,50,30,65,30,30,20}, //
Vocal

```

```

};
//31,5L;125L;500L;2kL;8kL;63L;8kP;63P;250L;1kL;4kL;16kL...
//...31,5P;125P;500P;2kP;250P;1kP;4kP;16kP;

void setup() {
  Wire.begin(); // join I2C bus (address optional for master)
  Serial.begin(115200);
  // Just to know which program is running on my Arduino
  Serial.println(F("START " __FILE__ " from " __DATE__ "\r\nUsing
library version " VERSION_IRREMOTE));
  /*
   * Start the receiver, enable feedback LED and take LED feedback pin
   from the internal boards definition
   */
      IrReceiver.begin(IR_RECEIVE_PIN,          ENABLE_LED_FEEDBACK,
USE_DEFAULT_FEEDBACK_LED_PIN);

  Serial.print(F("Ready to receive IR signals of protocols: "));
  printActiveIRProtocols(&Serial);
  Serial.print(F("at pin "));
  Serial.println(IR_RECEIVE_PIN);
}

void loop() {
  /*
   * Check if received data is available and if yes, try to decode it.
   * Decoded result is in the IrReceiver.decodedIRData structure.
   *
   * E.g. command is in IrReceiver.decodedIRData.command
   * address is in command is in IrReceiver.decodedIRData.address
   *      and up to 32 bit raw data in
   IrReceiver.decodedIRData.decodedRawData
   */
  if (IrReceiver.decode()) // button on remote is pressed
  {

    // Print a short summary of received data
    /*
    IrReceiver.printIRResultShort(&Serial);
    if (IrReceiver.decodedIRData.protocol == UNKNOWN) {
      // We have an unknown protocol here, print more info
      IrReceiver.printIRResultRawFormatted(&Serial, true);
    }
    Serial.println();
    */
    /*
    * !!!Important!!! Enable receiving of the next value,
    * since receiving has stopped after the end of the current
    received data packet.
    */

    /*
    * Finally, check the received data and perform actions according
    to the received command
    */

    // for all buttons
    for(uint8_t bt = 0; bt < 10; bt++)

```

```

    {
        if (buttons[bt] == IrReceiver.decodedIRData.command) // if
button bt is the button pressed
        {
            for(uint8_t chip = 0; chip <= 4; chip++)
            {

                Serial.print(0x50 + chip);
                Serial.print(": ");
                Serial.print(presets[bt][chip*4 + 0]);
                Serial.print(presets[bt][chip*4 + 1]);
                Serial.print(presets[bt][chip*4 + 2]);
                Serial.println(presets[bt][chip*4 + 3]);

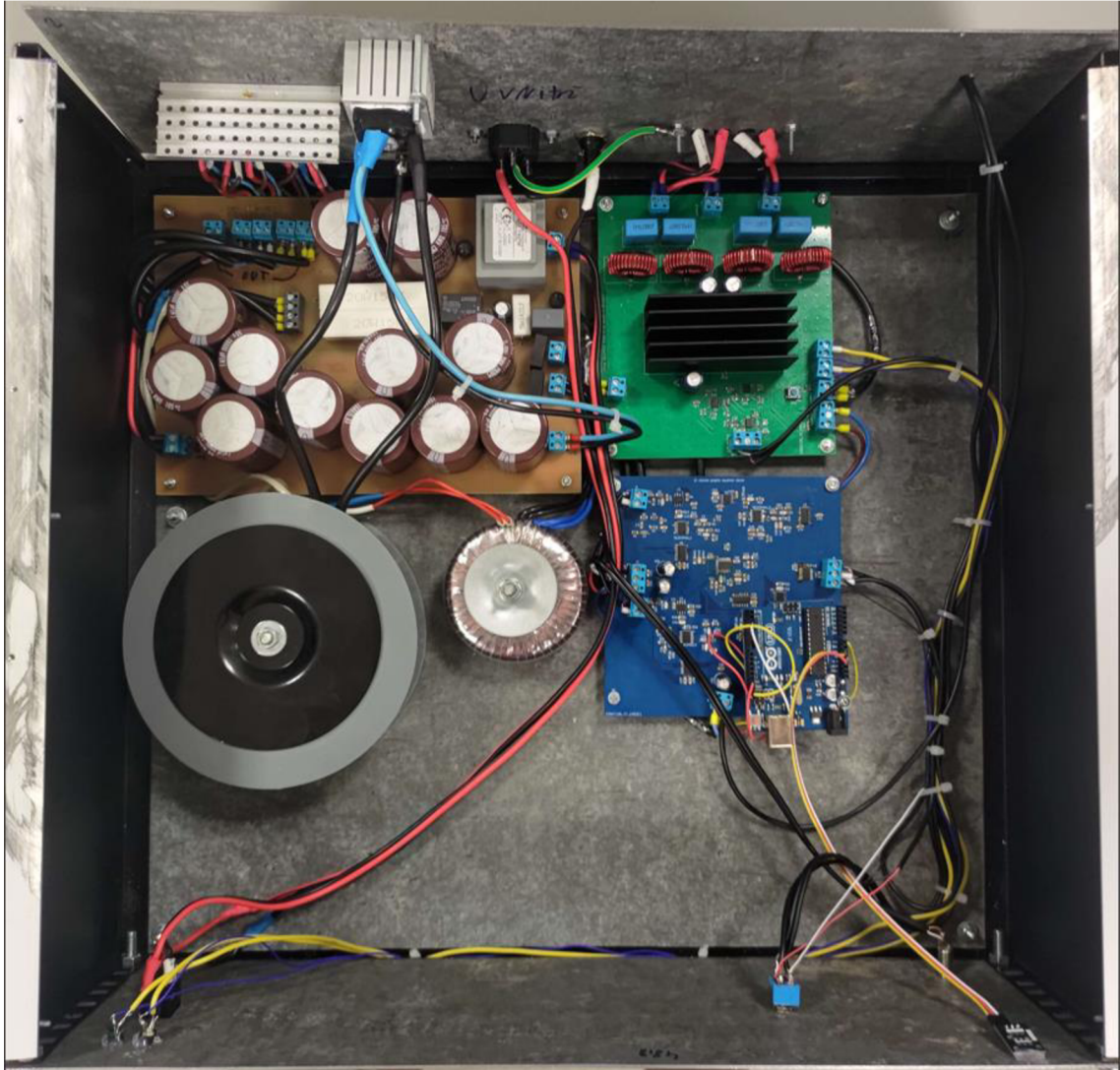
                Wire.beginTransaction(0x50 + chip);
                Wire.write(0);
                Wire.write(presets[bt][chip*4 + 0]);
                Wire.write(presets[bt][chip*4 + 1]);
                Wire.write(presets[bt][chip*4 + 2]);
                Wire.write(presets[bt][chip*4 + 3]);
                Wire.endTransmission();
            }
            Serial.print("Button pressed:");
            Serial.println(bt+1);
            break;
        }
    }

    if (IrReceiver.decodedIRData.command == 0x18) {
        //Šipka nahoru
        Volume+= 2;
        Wire.beginTransaction(0x56); // adress of DCP
        Wire.write(Volume); // value of DCP
        Wire.write(Volume);
        Wire.endTransmission(); // stop transmitting
    }
    else if (IrReceiver.decodedIRData.command == 0x52) {
        //Šipka dolu
        Volume-= 2;
        Wire.beginTransaction(0x56); // adress of DCP
        Wire.write(Volume); // value of DCP
        Wire.write(Volume);
        Wire.endTransmission(); // stop transmitting
    }
    IrReceiver.resume(); // Enable receiving of the next value
}
}

```

Příloha F - Fotografie zařízení

A.30 Pohled shora dovnitř



A.31 Přední panel



A.32 Zadní panel



A.33 Ovladač

