



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

# DIGITÁLNĚ ŘÍZENÝ AUDIO ZESILOVAČ VE TŘÍDĚ D S DÁLKOVÝM OVLÁDÁNÍM

D CLASS AUDIO-AMPLIFIER WITH DIGITAL AND REMOTE CONTROL

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. FILIP PETRGÁL

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. ROMAN ŠOTNER, Ph.D.

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

# Diplomová práce

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

**Student:** Bc. Filip Petrgál

**ID:** 125589

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2013/2014

## NÁZEV TÉMATU:

**Digitálně řízený audio zesilovač ve třídě D s dálkovým ovládáním**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte koncový audio zesilovač ve třídě D s dostatečným výstupním výkonem pro domácí ozvučení. Zařízení doplňte ekvalizérem, spektrálním analyzátozem, indikací (měřením) výstupního výkonu, standardními ochranami, VU metry a přepínačem vstupů s předzesilovači (dle zdroje signálu). Řízení bude kompletně zajištěno digitálně pomocí mikrokontroleru (jednoho či více). Připravte blokovou strukturu a správnost návrhu hlavních částí zařízení (kde je to možno) ověřte simulacemi v PSpice. Připravte výrobní podklady a strukturu ovládacích programů.

Zařízení zkonstruuje, oživte, dokončete a odlaďte softwarovou část práce, ověřte funkci a proměřte důležité charakteristiky. Zajistěte uchování posledního nastavení v případě výpadku napájení nebo odpojení od sítě. Nastavení parametrů zobrazujte na LCD displeji (aktuální relativní hodnotu parametru - obdobné ovládání autorádia) a k tomu vhodně vyberte klávesnici (tlačítka). Uzpůsobte zařízení pro současné ovládání nejdůležitějších nastavení prostřednictvím dálkového ovladače za pomoci vhodných RF modulů. Změřené parametry srovnajte s očekáváním a výsledky simulací.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] WIRSUM, S. Abeceda nf techniky. Praha: BEN - technická literatura, 2003.

[2] MATOUŠEK, D. Práce s mikrokontroléry Atmel AVR. Praha: BEN-technická literatura, 2006.

**Termín zadání:** 10.2.2014

**Termín odevzdání:** 23.5.2014

**Vedoucí práce:** Ing. Roman Šotner, Ph.D.

**Konzultanti diplomové práce:**

**doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.**

*Předseda oborové rady*

**UPOZORNĚNÍ:**

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

## **ABSTRAKT**

Táto práca sa zaoberá návrhom výkonového audio zosilňovača spínanej triedy s plne digitálnym riadením a diaľkovým ovládaním a rozdeľuje sa na dve časti. Prvá časť je venovaná základným princípom a teórii kľúčových prvkov celého zosilňovača. Druhá časť pozostáva z kompletného popisu návrhu a konštrukcie výkonového zosilňovača, digitálneho riadenia s diaľkovým ovládaním, spektrálneho analyzátoru, ekvalizéru, predzosilňovača, VU metrov i kompletného napájacieho zdroja. Každý návrh obsahuje detailný rozbor daného riešenia podložený simuláciami či programovým vybavením. Pre jednotlivé časti boli kompletne zmerané parametre.

## **KLÚČOVÉ SLOVÁ**

Nízkofrekvenčný zosilňovač, výkonový zosilňovač v triede D, predzosilňovač, ekvalizér, diaľkové ovládanie, VU metre, LCD, mikrokontrolér, napájací zdroj, spektrálny analyzátor.

## **ABSTRACT**

The contents of this thesis is design of audio power amplifier in Class D with fully digital control and remote control and is divided into two parts. The first part is devoted to the basic principles and theory of key elements of the entire amplifier. The second part consists of a complete description of the design and construction of a power amplifier, digital control with remote control, a spectrum analyzer, equalizer, preamp VU meters and complete power supply. Each proposal contains a detailed analysis of the solutions supported by simulations and software. For individual parts have been completely measured parameters.

## **KEYWORDS**

Low-frequency amplifier, power amplifier in Class D, preamplifier, equalizer, remote control, VU meters, LCD, microcontroller, power supply, spectrum analyzer.

PETRGÁL, F. *Digitálne riadený audio zosilňovač v triede D s diaľkovým ovládaním*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačných technológií, 2014. 97 s., 28 s. príloh. Vedúci diplomovej práce Ing. Roman Šotner, Ph.D..

## **PREHLÁSENIE**

Prehlasujem, že svoju diplomovú prácu na tému Digitálne riadený audio zosilňovač v triede D s diaľkovým ovládaním som vypracoval samostatne pod vedením vedúceho diplomovej práce a s použitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor uvedenej diplomovej práce ďalej prehlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto diplomovej práce som neporušil autorské práva tretích osôb, obzvlášť som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv osobnostných a som si plne vedomý následkov porušenia ustanovenia § 11 a nasledujúcich autorského zákona č. 121/2000 Sb., vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z ustanovení § 152 trestného zákona č. 140/1961 Sb.

V Brne dňa .....

.....

podpis autora

## **POĎAKOVANIE**

Ďakujem vedúcemu diplomovej práce Ing. Romanovi Šotnerovi, Ph.D za účinnú metodickú, pedagogickú a odbornú pomoc a ďalšie cenné rady pri spracovaní mojej diplomovej práce a taktiež Ing. Jiřímu Schimmelovi, Ph.D. za ochotu a pomoc pri meraní so špecializovaným audio analyzátorom i za poskytnutie meracieho pracoviska.

V Brne dňa .....

.....

podpis autora

Výzkum popsáný v této diplomové práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

# OBSAH

<b>Úvod</b>	<b>1</b>
<b>1 rozdelenie NF zosilňovačov a kľúčové prvky použité v konštrukcii</b>	<b>2</b>
1.1 Triedy zosilňovačov .....	2
1.2 Obvodové riešenia triedy D .....	3
1.2.1 Štruktúra zosilňovača.....	3
1.2.2 Blok modulátoru .....	3
1.2.3 Impulzne šírkový modulátor .....	4
1.2.4 Sigma – delta modulátor .....	4
1.2.5 Výkonový stupeň .....	5
1.2.6 Blok výstupného filtra .....	5
1.3 Predzosilňovač .....	6
1.4 Ekvalizácia.....	7
1.4.1 Ekvalizér .....	7
1.4.2 Ekvalizér .....	7
1.5 Spektrálna analýza .....	8
1.5.1 Spektrum signálu .....	8
1.5.2 Princíp činnosti spektrálneho analyzátoru .....	9
1.6 Ovládanie a indikácia elektronických zariadení .....	9
1.6.1 Mikrokontrolérové ovládanie .....	9
1.6.2 Indikačné obvody.....	10
<b>2 Konceptia vlastného zosilňovača</b>	<b>11</b>
2.1 Predhovor k navrhovanému riešeniu .....	11
2.2 Bloková schéma navrhnutého zariadenia .....	12
2.3 Predzosilňovač a prepínanie vstupov.....	13
2.3.1 Návrh zapojenia .....	13
2.3.2 Simulácia predzosilňovača RIAA v programe v PSpice .....	14
2.3.3 Obvodové riešenie prepínania vstupov .....	15
2.3.4 Konštrukčné riešenie.....	16
2.4 Ekvalizér .....	17

2.4.1	Viacpásmový korektor .....	17
2.4.2	Návrh ekvalizéru .....	18
2.4.3	Konštrukcia ekvalizéru .....	21
2.4.4	Návrh DPS .....	24
2.5	Riadenie zosilňovača .....	25
2.5.1	Výber mikrokontroléru .....	25
2.5.2	Riadenie ekvalizéru .....	25
2.5.3	Ovládacie prvky a LCD displej .....	26
2.5.4	Diaľkové ovládanie .....	30
2.6	Digitálny výkonový stupeň .....	32
2.6.1	Výber zapojenia .....	32
2.6.2	Predzosilňovač koncového stupňa .....	34
2.6.3	Výstupný LC filter .....	36
2.6.4	Ochrana a indikácia zosilňovača .....	37
2.6.5	Chladenie .....	39
2.6.6	Konštrukcia zosilňovača .....	40
2.7	Napájací zdroj .....	41
2.7.1	Popis zapojenia .....	42
2.7.2	Výpočet filtračných kondenzátorov .....	45
2.7.3	Simulácie z programu PSpice .....	45
2.8	Spektrálny analyzátor .....	46
2.8.1	Návrh zapojenia .....	47
2.8.2	Popis programového vybavenia .....	48
2.9	VU Metre .....	51
2.9.1	VU meter pre meranie výstupného výkonu .....	51
2.9.2	VU meter vstupnej úrovne signálu .....	52
<b>3</b>	<b>Výsledky merania</b>	<b>54</b>
3.1	Predzosilňovač s RIAA charakteristikou .....	54
3.2	Koncový stupeň zosilňovača .....	56
3.3	Ekvalizér .....	59
<b>4</b>	<b>Záver</b>	<b>65</b>
<b>5</b>	<b>Literatúra</b>	<b>66</b>
	<b>Zoznam Obrázkov</b>	<b>68</b>

<b>Zoznam tabuliek</b>	<b>69</b>
<b>Zoznam Symbolov veličín a Skratiek</b>	<b>69</b>
<b>6 Zoznam príloh</b>	<b>71</b>

# ÚVOD

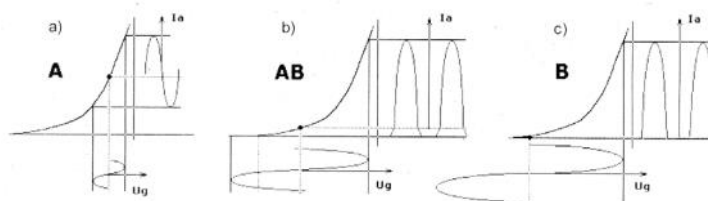
Cieľom tejto diplomovej práce je navrhnuť nízkofrekvenčný v triede D pre domáce ozvučenie. Jeho využitie teda definovalo podmienky spracovania, kde je požadovaná dostatočná kvalita zvukového prednesu a kompaktnosť zariadenia. Samotný zosilňovač je doplnený ekvalizérom, spektrálnym analyzátorom, vhodným napájacím zdrojom, VU metrami pre vstup a výstup zosilňovača a plne digitálnym ovládaním spolu s možnosťou diaľkového ovládania. Ekvalizér bude potrebné realizovať s ohľadom na počet pásiem i odporúčané hodnoty zosilnenia či potlačenia signálu napr. pomocou viacerých úzkopásmových filtrov. Spektrálny analyzátor musí zobrazovať dostatočne veľké spektrum audio signálu pre verné zobrazenie spektra ľavého a pravého kanálu zvlášť. VU meter na vstupe celého zosilňovača musí byť zvolený tak aby mohol byť využitý k optickej kontrole veľkosti vstupného signálu a teda aby nedochádzalo k prebudeniu nasledujúcich obvodových prvkov, ktoré spracovávajú daný audio signál. VU metre na výstupe budú mať za úlohu zobrazovať aktuálny výkon zosilňovača do predom určenej záťaže. Napájací zdroj rieši napájanie výkonového stupňa ale i obvodových prvkov pracujúcich s audio signálmi i riadením zosilňovača. Ovládanie celého zariadenia bude plne digitálne pomocou mikrokontroléru a ovládacie prvky nebudú mechanického typu. Komunikáciu s jednotlivými komponentami v zosilňovači bude potrebné precízne navrhnuť tak, aby nedochádzalo k žiadnym nezhodám, či už medzi jednotlivými perifériami v zosilňovači alebo s diaľkovým ovládačom, ktorý má za úlohu obsluhovať hlavné nastavenia zosilňovača. Komunikáciu s ním budú obstarávať hotové RF moduly.

# 1 ROZDELENIE NF ZOSILŇOVAČOV A KLÚČOVÉ PRVKY POUŽITÉ V KONŠTRUKCII

## 1.1 Triedy zosilňovačov

Trieda zosilňovača definuje buď pracovnú charakteristiku koncového stupňa alebo výkonového zosilňovača, či základný princíp činnosti celého zosilňovača. Medzi triedy zosilňovačov používaných pre nízkofrekvenčné aplikácie môžeme radiť najmä triedy s označením A, B, AB, D a T [1].

Zosilňovače v triede A majú najmenšie harmonické skreslenie signálu avšak majú malú energetickú účinnosť, ktorá teoreticky môže dosiahnuť cca 50% a teda potrebujú i silnejšie chladenie. Naopak trieda B ma síce značné skreslenie, kvôli nulovému kludovému prúdu, avšak má väčšiu účinnosť ako trieda A. Kompromis medzi triedou A a B rieši trieda AB, ktorá má oproti triede A zavedený malý kludový prúd, no zároveň má minimálne skreslenie oproti triede B. Teoretická účinnosť tejto triedy je až 78,5% a preto je v konštrukcii diskretných zosilňovačov najpoužívanejšia (tiež využívaná i pri zosilňovačoch formou IO).



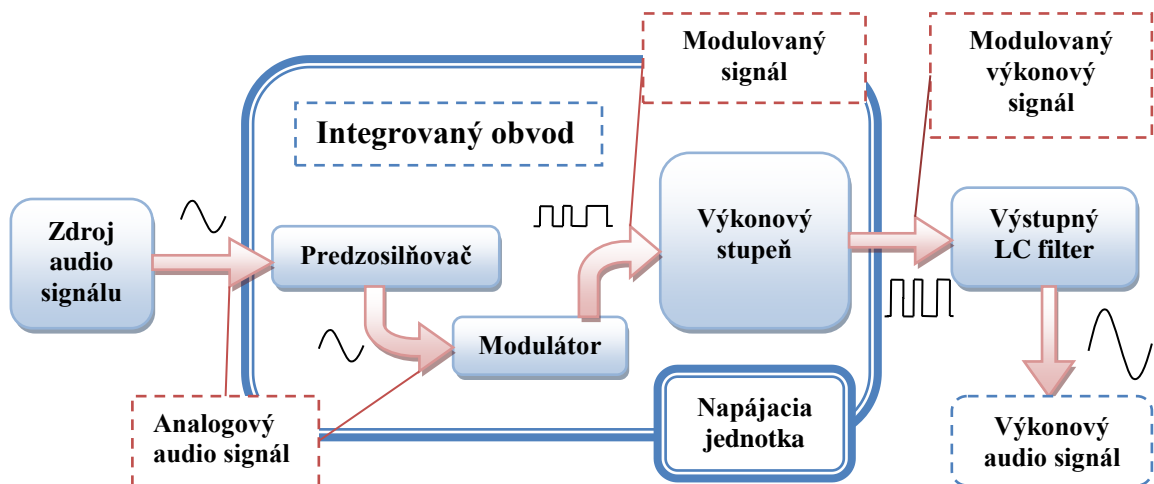
Obr. 1.1 Závislosť výstupného prúdu na vstupnom napätí pri výkonovej súčiastke pracujúcej v triede a) A, b) AB, c) B - ilustrácie sú charakteristiky výkonových elektrónok [1].

Zosilňovače triedy D nepatria do triedy lineárnych zosilňovačov pretože pre spracovanie signálu používajú impulze šírkovú moduláciu PWM (Pulse Width Modulation). Najväčšou prednosťou je ich veľmi vysoká účinnosť (zväčša 80% a viac), spôsobená použitím spínacieho režimu tranzistorov. Avšak nevýhodou väčšie skreslenie v porovnaní s triedou A resp. AB. Na rovnakom princípe s vylepšeným riadením pracujú zosilňovače triedy T, dosahujúce výkony niekoľko kW. Tým bola dosiahnutá účinnosť okolo 90% a vynikajúce zvukové parametre, skreslenie pod 0,1% či minimálne nároky na chladenie [1]. Toto označenie triedy bolo zavedené firmou Tripath, ktorá napriek kvalite svojich výrobkov zanikla i z dôvodu veľkého rušenia, ktoré spôsobovali tieto zosilňovače.

## 1.2 Obvodové riešenia triedy D

### 1.2.1 Štruktúra zosilňovača

Samotný zosilňovač v triede D pozostáva z niekoľko kľúčových blokov ako sú modulátor, výkonové stupne či výstupný filter,. Šípky na Obr. 1.2 naznačujú smer prechodu audio signálu zo zdroja signálu, cez predzosilňovač na vstup modulátoru, ktorý prevedie audio signál na PWM alebo sigma-delta modulovaný signál, ktorý je následne spracovaný vo výkonovom stupni pomocou tranzistorov v spínacom režime (vysoká účinnosť) a následne je signál demodulovaný výstupným LC filtrom typu dolná priepusť, ktorý má výrazný vplyv na výslednú kvalitu zosilneného audio signálu. Integrované obvody zvyčajne obsahujú i ochranné obvody proti prehriatiu, ochranu proti skratu, nadprúdovú ochranu, clip indikáciu a pod.



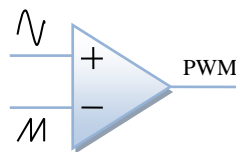
Obr. 1.2 Bloková schéma audio zosilňovača v triede D s použitím integrovaného obvodu (upravené z [2])

### 1.2.2 Blok modulátoru

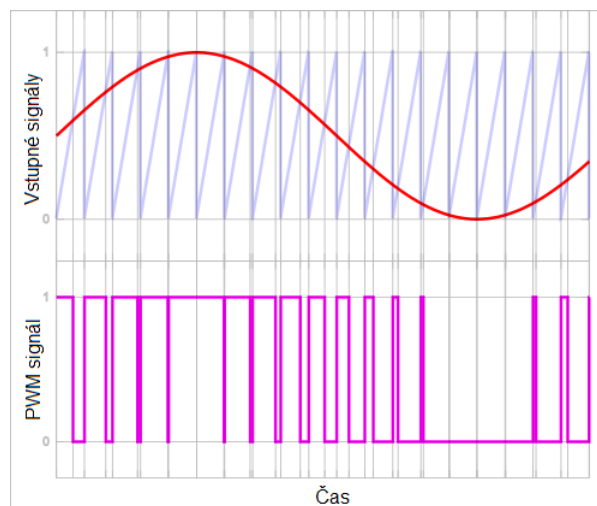
Jeho úlohou je prevod audio signálu na PWM modulovaný signál, ktorý je tvorený obdĺžnikovými impulzmi s rôznou striedou. Tento signál musí byť podľa vzorkovacieho teorému najmenej dvakrát väčší ako maximálny kmitočet vstupného signálu. V audio pásme je teda  $f_{vz} \geq 40\text{kHz}$ , väčšinou sa ale táto frekvencia pohybuje v stovkách kHz. Hodnoty striedy potom závisia na konkrétnej úrovni vstupného audio signálu, vid' obr. 1.3. Takýto modulovaný signál možno získať napríklad klasickým impulzne šírkovým modulátorom alebo sigma-delta modulátorom prvého a vyššieho rádu [2].

### 1.2.3 Impulzne šírkový modulátor

Impulzne šírkový modulátor je podstate tvorený iba komparátorom, na ktorého neinvertujúci vstup je privádzaný vstupný audiosignál a na neinvertujúci vstup je privedený pilovitý (trojuholníkový) signál. Harmonický audio signál ide následne do koincidencie s trojuholníkovým signálom. Na výstupe je potom modulovaný audio signál pomocou PWM. Z Obr.1.4 je vidno, že pokiaľ je napät'ová úroveň vstupného signálu na neinvertujúcom vstupe komparátoru menšia než je úroveň trojuholníkového signálu, potom je výstup komparátoru nastavený na úroveň logickej nuly a naopak pokiaľ je úroveň signálu väčšia ako je úroveň trojuholníkového signálu, potom je na výstupe komparátoru logická jednotka [2].



Obr. 1.3 Impulzne šírkový modulátor

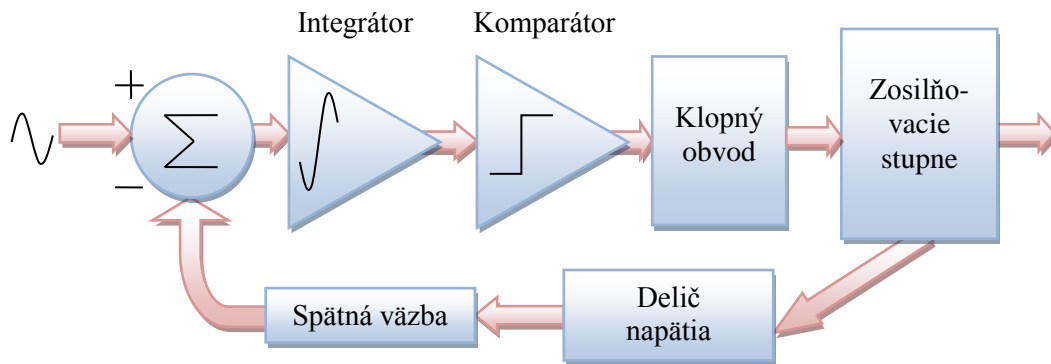


Obr. 1.4 Sínusový vstupný signál s pilovitým a pod nimi výsledný modulovaný obdĺžnikový signál výstupu zosilňovača triedy D pred filtráciou.

### 1.2.4 Sigma – delta modulátor

Tento modulátor pracuje na podobnom princípe ako delta modulátor. Hodnota kvantizačného šumu je v tomto modulátore závislá na kmitočte. Táto vlastnosť je tiež nazývaná „noiseshaping“ a tvorí tak štruktúru sigma-delta modulátoru veľmi vhodnú pre využitie pri digitálnom spracovaní audio signálu [2].

Sigma-delta modulátor prvého rádu (ako využitie pri zapojení u zosilňovačov triedy D) je zložený zo súčtového členu, integrátora, komparátoru, klopného obvodu a spätnej väzby (klopný obvod tvorí spolu s komparátorom jednobitový kvantizér).



Obr. 1.5 Bloková schéma sigma delta modulátoru

Audio signál podľa obr.1.5 vchádza do súčtového člena kde je od audio signálu odčítaný signál zo spätnej väzby, ktorý je získaný z deliča napätia na výstupe výkonového stupňa zosilňovača. Výsledná odchýlka je integrovaná a prechádza do jednobitového kvantizéru, ktorý je zložený z komparátora a klopného obvodu typu D. Komparátor porovnáva odchýlku s úrovňou zeme a podľa znamienka odchýlky je teda na výstupe odpovedajúca logická hodnota, ktorá je na výstupe kvantizéru zapísaná pomocou klopného obvodu riadeného hodinovým signálom. Výstup kvantizéru je priamo pripojený na budiče výkonového stupňa [2].

### 1.2.5 Výkonový stupeň

Vďaka využitiu prevodu audio signálu na PWM modulovaný signál, môže koncový stupeň zosilňovača tvorený výkonovými tranzistormi pracovať v oblasti saturácie, kedy tranzistory pracujú v spínacom režime a dochádza tak k minimálnym stratám, môžu teda dosahovať veľmi vysokej účinnosti. To však kladie špecifické nároky na samotné výkonové tranzistory, preto sa používajú unipolárne tranzistory, ktoré musia mať nízku hradlovú kapacitu, malé statické a spínacie straty, teda nízky statický odpor medzi kontaktmi drain a source. Samotné výkonové tranzistory sa potom zapájajú do polovičného alebo plného mostu. Pri plnom moste sa na výstupe obdrží dvakrát väčší výkon ako pri polovičnom moste [3].

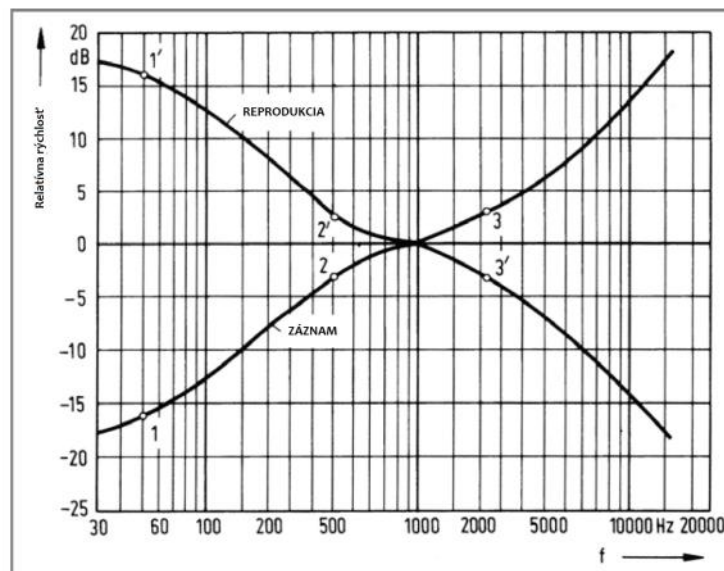
### 1.2.6 Blok výstupného filtra

Jeho úlohou je z modulovaného signálu opäť získať vstupný zosilnený signál, teda odstrániť nežiadúce vysoké kmitočty modulácie a zložky vyšších harmonických. Tvorí veľmi dôležitú časť zosilňovača, nakoľko svojimi parametrami ovplyvňuje účinnosť zosilňovača i jeho parametre. V princípe ho tvorí filter dolnej priepusti, ktorá sa väčšinou volí vyšších rádov Butterworthovej (pre strmý prechod z priepustnej časti do nepriepustnej) či Besselovej aproximácie (pre lineárny priebeh fázovej charakteristiky) a býva tvorený kombináciou cievky a kondenzátoru, ktorý je dobré voliť fóliový s malým sériovým odporom. Integrované zosilňovače malých výkonov triedy D niektorých popredných výrobcov nepotrebujú na výstupe tieto zložitejšie filtre [2][3].

### 1.3 Predzosilňovač

Je vstupný článok zosilňovača ako celku. Jeho prvou funkciou je úrovňovo prispôbiť signál zo vstupu k požadovanej veľkosti signálu pre ďalší stupeň zosilňovača. Tento stupeň môže byť, ako korekčná časť, tak aj samotný koncový zosilňovač. Vstupné napätie do predzosilňovača je väčšinou normované podľa zdroja signálu (napr. prehrávač CD má normovaných  $U_{\text{výst}} = 0,775 \text{ V}$ ), a preto pri návrhu musíme počítať s akým zdrojom signálu daný stupeň použijeme. Pre tzv. univerzálny vstup používame väčšinou zosilňovač s nastaviteľným zosilnením, ten má ovládací prvok GAIN, ktorým sa nastavujeme vstupnú citlivosť. Ďalšou dôležitou činnosťou je impedančné prispôbenie. Každý zdroj má svoju výstupnú impedanciu a každý zosilňovač má svoju určitú vstupnú impedanciu a tieto impedancie sa musia prispôbiť tak, aby každý ďalší stupeň nepreťažoval predchádzajúce stupne. Vstupná impedancia by mala byť cca 10 krát vyššia, aby nebola príliš uplatňovaná výstupná impedancia [1].

Predzosilňovač môže mať aj frekvenčnú korekciu napr. pre gramofónový záznam (RIAA na Obr. 1.6), ktorá uvádza signál, ktorý bol zmenený pri výrobe záznamu späť do pôvodného stavu (najlepšie rovnakého ako pôvodného) [4]. Predzosilňovač máva veľké zosilnenie, pretože zosilňuje najmenšiu úroveň signálu (ak ide o nízkoúrovňové signály) je najviac citlivý na svoj vlastný šum, ktorý zosilňuje ako on sám tak aj ďalšie stupne. Snažíme sa teda o čo najväčší možný odstup signál-šum. Predzosilňovač musí mať možnosť relatívne veľkého prebudenia, aby limitácie pokiaľ možno vznikali len v koncovom zosilňovači a nie v predzosilňovači, aby teda koncový stupeň nezosilňoval už predtým skreslený signál.



Obr. 1.6 Záznamová a reprodukčná charakteristika podľa RIAA [1]

## 1.4 Ekvalizácia

Ekvalizáciou sa snažíme dosiahnuť ideálnu amplitúdovo frekvenčnú charakteristiku, ktorá obsahuje požadovaný zisk z každej zastúpenej hodnoty.

### 1.4.1 Ekvalizér

Ekvalizér je vlastne korekčný zosilňovač, ktorý upravuje modulovú charakteristiku nízkofrekvenčného signálu. Najzákladnejším ekvalizérom, je korektor basov a výšok, ktorý sa veľmi často vyskytuje v rôznych nízkofrekvenčných zosilňovačoch, tak isto ako už pri snímaní zvuku pri jeho nahrávaní a najčastejšie sa využíva pre korekciu nedokonalosti audio reťazca, kedy je požiadavkom upraviť spektrum signálu tak, aby sa eliminovali nedostatky posluchového priestoru, prípadne nedokonalú kmitočtovú charakteristiku reproduktorov. Využíva sa taktiež k vernostnejšiemu prejavu jednotlivých hudobných nástrojov, reči, či iného využitia v danej aplikácii. V nulovom nastavení filtrov by nemal blok ekvalizéru nijak ovplyvňovať výstupnú frekvenčnú charakteristiku a následná úprava charakteristiky by mala byť s konštantným zosilnením alebo potlačením vybraného frekvenčného pásma a to bez ovplyvňovania vedľajších pásiem ekvalizéru [1].

### 1.4.2 Ekvalizér

Je koncipovaný na základe poznatkov človekom počuteľného kmitočtového pásma (20Hz – 20kHz), kde je ekvalizér rozdelený medzi niekoľko pásiem (typicky 5 až 31) kedy je možné meniť úroveň zosilnenia či potlačenia vybraného kmitočtu. Často sú realizované pomocou ťahových potenciometrov, ktoré sú umiestnené na prednom paneli zariadenia a ich nastavením je možné i opticky kontrolovať správnosť zvoleného nastavenia frekvenčnej charakteristiky.

Základné grafické ekvalizéry majú možnosť nastaviť zosilnenie iba na výrobcom stanovenom kmitočte. Sofistikovanejšie zariadenia vyšších cenových relácii majú potom možnosť nastaviť nielen zosilnenie či potlačenie pásma ale i centrálny kmitočet upravovaného pásma a tiež činiteľ akosti pásmovej priepusti/zádrže, čím je regulovaná šírka pásma ovplyvnenej frekvenčnej oblasti. Tieto zariadenia sa nazývajú parametrické ekvalizéry a pre ich správnu obsluhu je potrebné mať vyššie teoretické znalosti [5].

Základné parametre ekvalizéru sú, potlačenie či zosilnenie (najčastejšie používané sú  $\pm 3$  dB,  $\pm 6$  dB,  $\pm 9$  dB,  $\pm 12$  dB ale i  $\pm 15$  dB či  $\pm 20$  dB) a počet pásiem, pre ktoré je k dispozícii najčastejšie používané rozdelenie ekvalizérov na oktávový (10 pásiem), 2/3 oktávový (15 pásiem) a 1/3 oktávový (31). Stredné frekvencie pre jednotlivé typy ekvalizérov sú štandardizované a uvádza ich Tab. 1.1. V prípade iného počtu pásiem než uvedeného oktávového rozdelenia sa stredná frekvencia volí výberom hodnôt frekvencií z 1/3 oktávového rozdelenia [6][1].

Tab. 1.1 Korekčné kmitočty grafických ekvalizérov

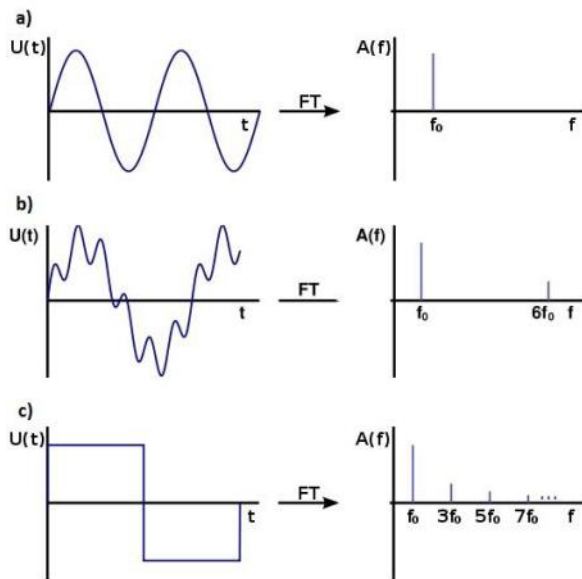
1 okt	2/3 okt	1/3 okt	1 okt	2/3 okt	1/3 okt	1 okt	2/3 okt	1/3 okt	1 okt	2/3 okt	1/3 okt
		20	125		125			800			5k
	25	25		160	160	1k	1k	1k		6,3k	6,3k
31,5		31,5			200			1,25k	8k		8k
	40	40	250	250	250		1,6k	1,6k		10k	10k
		50			315	2k		2k			12,5k
63	63	63		400	400		2,5k	2,5k	16k	16k	16k
		80	500		500			3,15k			20k
	100	100		360	630	4k	4k	4k			

## 1.5 Spektrálna analýza

Táto analýza vychádza z identifikácie počtu (súboru) jednotlivých čiar (zložiek) kompletného signálu, na jednotlivých frekvenciách.

### 1.5.1 Spektrum signálu

Každý audio signál sa skladá z jedného, najčastejšie mnoho harmonických signálov. Spektrom signálu sa rozumie zobrazenie amplitúd vyskytujúcich sa harmonických zložiek v signále na frekvenčnej ose. Signál ktorý obsahuje iba jednu harmonickú zložku, sa na ose zobrazí ako jediná spektrálna čiara dosahujúca určitú úroveň. Signál zložený z dvoch harmonických zložiek bude mať na spektrálnej ose dve čiary dosahujúce najčastejšie rôznu úroveň. Špeciálnym prípadom môže byť napríklad ideálny obdĺžnikový signál, ktorý sa skladá z nekonečne veľa spektrálnych zložiek (viď. Obr. 1.7) a teda je prakticky nedosiahnuteľný. K vytvoreniu či reprodukcií takéhoto signálu sa môžeme len priblížiť, avšak moderná technika nám umožňuje veľmi veľké možnosti spracovania, takže chybovosť vytvoreného systému je minimálna.



Obr. 1.7 Spektrá signálov (prevzaté a upravené z [7])

## 1.5.2 Princíp činnosti spektrálneho analyzátoru

Spektrálny analyzátor je zariadenie, ktoré dokáže určiť aké harmonické zložky sa v signále objavujú. V dnešnej dobe sa používajú digitálne spektrálne analyzátory, ktoré sú schopné pomocou navzorkovania signálu, jeho prevodom pomocou A/D prevodníkov a jeho následným výpočtom v procesore, určiť spektrum signálu, ktoré potom „vykresľujú“ na zobrazovacej jednotke. Najvýkonnejšie prístroje tak dokážu určiť spektrum signálu až do niekoľko jednotiek či desiatok GHz.

## 1.6 Ovládanie a indikácia elektronických zariadení

V dnešnej pokročilej technickej dobe je čoraz zaužívanjšia metóda ovládania elektronických zariadení pomocou logických obvodov, mikrokontrolérov a rôznych procesorov. Táto metóda je veľmi výhodná čo sa týka efektívnosti ovládania, nakoľko je potrebné menšie množstvo ovládacích prvkov daného zariadenia ako by tomu bolo pri analógovom a mechanickom riešení pomocou rôznych tlačných prepínačov, páčiek, potenciometrov a pod. To umožňuje znížiť náklady pre výrobu a integrácia týchto prvkov umožňuje minimalizovať rozmery samotných zariadení.

### 1.6.1 Mikrokontrolérové ovládanie

Pre zjednodušenie ovládania sa najčastejšie používajú mikrokontroléry, ktoré dokážu sledovať určité premenné veličiny (napr. teplotu, audio signál, dc napätie a pod.) a podľa nich riadiť elektronické obvody, ako napríklad otáčky ventilátora, ovládanie servomotorov, preladenie elektronických filtrov pomocou ovládacích programov, ktoré

sú v nich uložené a presne definujú ich funkciu. Ovládanie je potom plne digitálne, kedy sa sleduje iba zmena určitého vstupného paramteru a samotný mikrokontrolér podľa vytvoreného uloženého programového vybavenia vie ako má postupovať. Umožňuje taktiež vypisovať rôzne údaje o aktuálnom stave na displej a pod. K vyššie popísaným prvkom sa používajú rôzne zbernice, ako štandardne zaužívané napr. sériová zbernica I<sup>2</sup>C, využívajúca dvojvodičového pripojenia, zbernica SPI v preklade sériové periférne rozhranie, modul podpory USI a pod., bližšie popísané v [8].

## **1.6.2 Indikačné obvody**

Tieto obvody slúžia pre indikovanie určitej veličiny, ktorá nám vypovedá určitú informačnú hodnotu. Slúžia napríklad pre jednoduché sledovanie napätia na vstupe zosilňovača, kedy je dôležité aby úroveň signálu ktorý doň vstupuje, nepresiahla určitú nami zvolenú hodnotu. Sú to obvody jednoduchšieho charakteru, presne navrhnuté na danú funkciu ako je napr. VU meter, indikácia zapnutia ventilátorov, funkčnosť napájacieho zdroja a pod. Je možné ich realizovať pomocou špecializovaných zapojení či hotových IO alebo prostredníctvom vyhodnocovania a spracovania napr. mikrokontrolérovou jednotkou, ktorej programové vybavenie nastavuje samotný projektant.

## 2 KONCEPCIA VLASTNÉHO ZOSILŇOVAČA

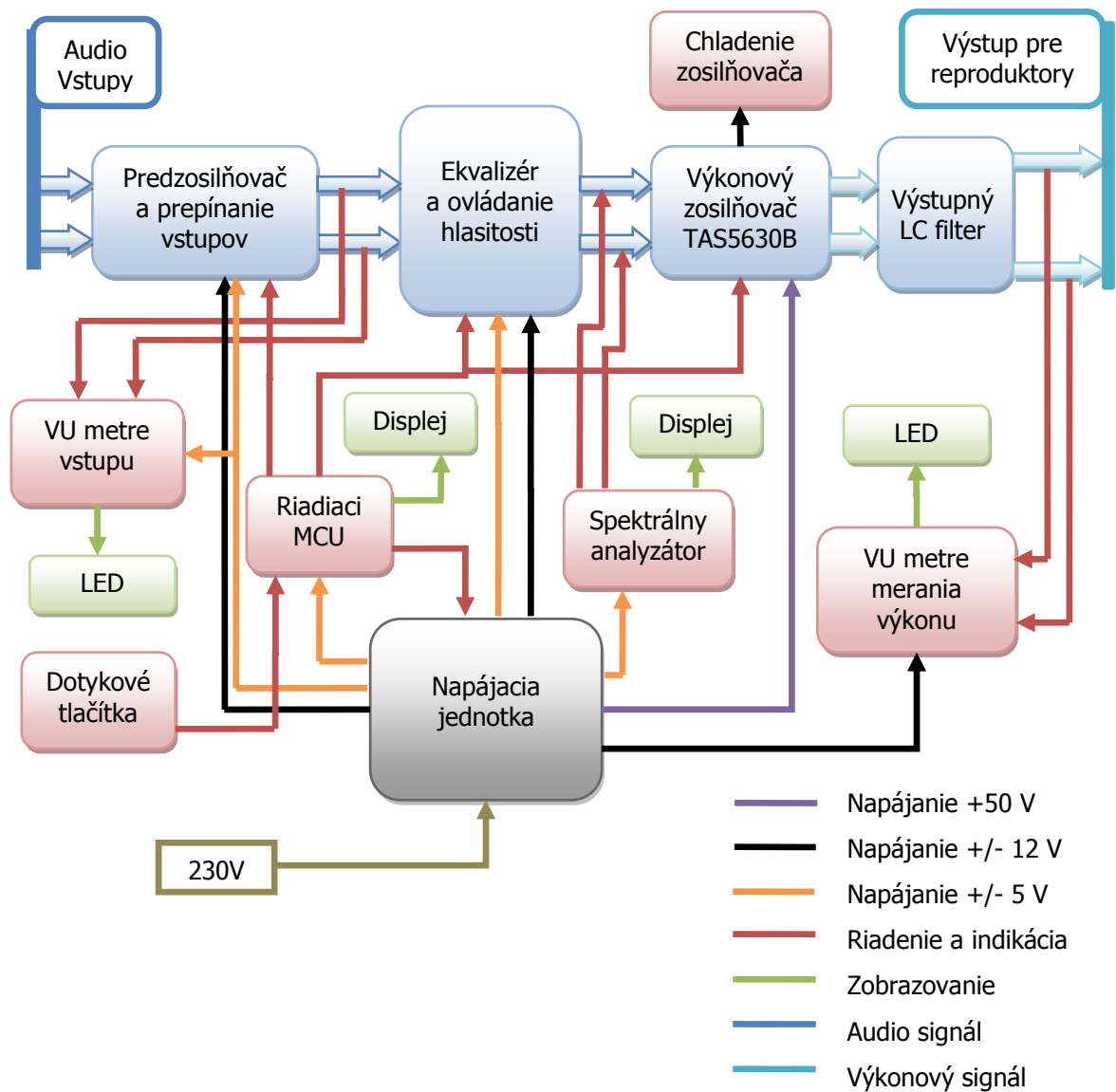
### 2.1 Predhovor k navrhovanému riešeniu

Celkový návrh zosilňovača je rozdelený do niekoľkých častí, ktoré obsahujú popis a návrh zapojenia, zjednodušenú schému zapojenia, výpočet jednotlivých súčastí, ovládací program, zmerané parametre či simulácie obvodu.

Zariadenie bolo potrebné navrhnuť tak, aby pri vstupe audio signálu nebol zaťažovaný predchádzajúci člen, teda samotný zdroj audio signálu, preto je ako prvý člen zvolený predzosilňovač s korekčnou charakteristikou RIAA a tromi linkovými vstupmi, spolu s prepínačom vstupov zariadenia, z ktorého bude odoberaný signál pre VU metre vstupu zariadenia. Za predzosilňovačom nasleduje ekvalizér s digitálnymi potenciometrami spolu s riadením hlasitosti ovládaný pomocou mikrokontroléru. Ten sa stará o ovládacie periférie i diaľkové ovládanie, výpis na displej, celkové spravovanie zosilňovača a jeho správny chod. Za ekvalizérom bude potrebné vyviesť dva stereo výstupy, jeden stereo výstup odoberaný ešte pred nastavením hlasitosti a poputuje do spektrálneho analyzátora, ktorý bude treba navrhnuť tak aby čo s najmenším spozdením dokázal vytvoriť kompletne audio spektrum a vypísať ho na displej zariadenia. Druhý stereo výstup je následne privedený na samotný koncový stupeň, ktorý bude realizovaný pomocou IO s dostatočným výkonom pre kvalitný domáci posluš. Výkonový stupeň zariadenia bude napájaný z výkonovej časti napájacieho zdroja s použitím lineárneho zdroja. Ten je rozdelený na dve časti, a to výkonovú časť, výhradne pre koncový stupeň zariadenia a nízkonapäťovú, pre riadenie, indikáciu a spracovanie audio signálu. Za zosilňovacím členom nasleduje rekonštrukčný filter audio signálu a znovu je signál sledovaný pomocou výstupného VU metra merajúceho výkon zosilňovača.

Prvotne boli DPS navrhnuté pre plošné umiestnenie, avšak z dôvodu kompaktnosti zariadenia, boli DPS rozvrhnuté do troch úrovní nad sebou spolu s jednou plošnou úrovňou montovanú na predný panel zariadenia. Prvá úroveň je výkonová, kde sa nachádza samotný koncový stupeň a keďže napájací zdroj bol navrhnutý kompletne pre jeden plošný spoj, patrí do prvej vrstvy i táto časť spolu s výkonovým transformátorom. V druhej úrovni sa potom nachádza ekvalizér s riadením hlasitosti a predzosilňovač s prepínaním vstupov. Tretia vrstva obsahuje obvody s mikrokontrolérami pre riadenie zobrazovacích jednotiek, obsluhu a riadenie zosilňovača. Posledná úroveň je umiestnená predovšetkým na prednom paneli zariadenia, sú to hlavne dva LCD, doska dotykových tlačítok či LED bargrafy. Tento stručný rozbor úrovní je detailnejšie popísaný pri jednotlivých obvodových riešeniach zvlášť tak, že je opísaná aj konštrukcia a návrh DPS. Všetky obvodové prvky sú navrhnuté podľa požiadavok tejto práce.

## 2.2 Bloková schéma navrhnutého zariadenia



Obr. 2.1 Bloková schéma navrhnutého riešenia zosilňovača

## 2.3 Predzosilňovač a prepínanie vstupov

Ako už bolo spomenuté v teoretickej časti, predzosilňovač slúži pre impedančné prispôsobenie, teda oddelenie od vstupu, aby nebol zaťažovaný zdroj audio signálu. Celkový počet vstupov zosilňovača bol zvolený s ohľadom na jeho využitie a teda boli celkovo zvolené štyri vstupy, z toho tri pre linkové úrovne napr. z PC, DVD či mp3 prehrávač a pod. a jeden pre gramofónový vstup. Navrhnutý predzosilňovač rieši obvody zapojenie pre gramofónový vstup a je teda potrebná nelineárna korekčná modulová frekvenčná charakteristika podľa doporučenia R.I.A.A. (Recording Industry Association of America [4],[9]), ktorá má dva definované tvary a to pre záznam a reprodukciu.

### 2.3.1 Návrh zapojenia

Nasledujúci návrh sa zaoberá len reprodukciou, kde by charakteristika mala spĺňať parametre, podľa špecifikácie na str. 71 z [1].

Ako základ zapojenia je využitý obvod z [10], využívajúci spätnú väzbu s korekčným článkom v spätnej väzbe IO. Pre zapojenie jednotlivých možných kombinácií RC/CR článkov v spätnej väzbe zapojenia boli využité poznatky z [11]. Bolo vybrané zapojenie spätnej väzby s označením C a následne boli spočítané parametre časových konštánt pre tri jednotlivé časti korekčnej krivky, odpovedajúce trom medzným kmitočtom (50 Hz, 500Hz a 2120 Hz) nasledovne:

$$\tau_1 = R_2 \cdot C_2 = (33 \cdot 10^3) \cdot (3,3 \cdot 10^{-9}) = 109 \mu s$$

$$\tau_2 = R_2 \cdot C_1 = (33 \cdot 10^3) \cdot (10 \cdot 10^{-9}) = 330 \mu s$$

$$\tau_3 = R_1 \cdot C_1 = (270 \cdot 10^3) \cdot (10 \cdot 10^{-9}) = 2700 \mu s$$

Ako prvý krok bolo potrebné zvoliť vhodný OZ s potrebnými zvukovými i technickými parametrami. Vynikajúce technické parametre majú obvody rád NE, TL alebo TLE ako napr. NE5532/34 [12], TL072/82/84/74 [13] alebo TLE2082/84 [14], avšak výber OZ spadal aj podľa skúseností s týmito obvodmi, kedy nerozhodujú o výbere len technické parametre podľa výrobcu ale i samotný zvukový prejav už hotovom zapojení, ktorý je možné posúdiť len podľa počutia. Pre samotný návrh bol teda využitý obvod NE5532, ktorý vo svojom púzdre obsahuje dvojicu operačných zosilňovačov a je veľmi obľúbený v rôznych analógových aplikáciách pre svoje vynikajúce audio parametre a overené funkčné zapojenia. V tomto prípade ide o jednoduché zapojenie OZ so spätnou väzbou tvorenou korekčným článkom  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $R_2$ ,  $C_2$  na Obr. 2.4.

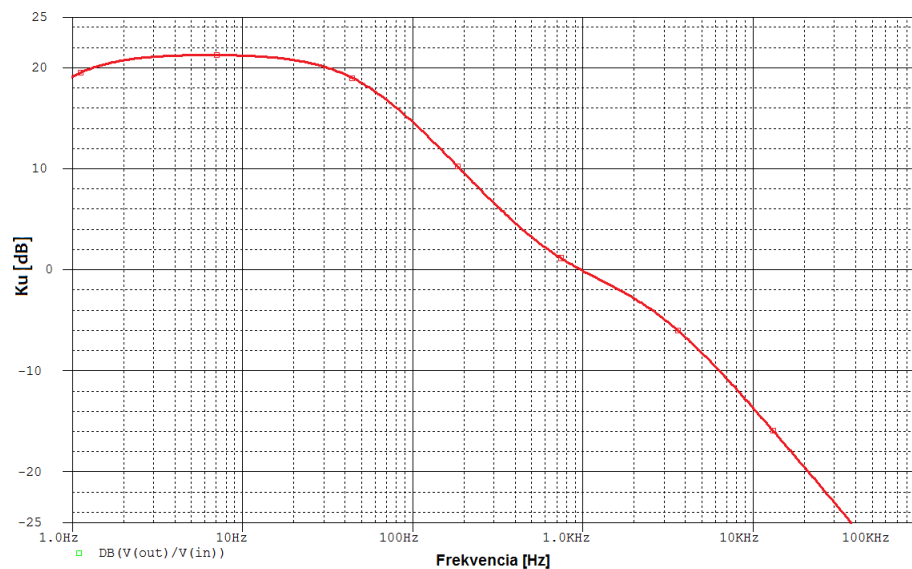
Navrhnuté zapojenie bolo odsimulované v programe OrCad PSpice, ale nakoľko výsledky komerčne ponúkaného produktu neboli dostatočne zrovnateľné s požadovanými parametrami vid' Obr. 2.3, kde sú zobrazené tri priebehy simulovanej modulovej kmitočtovej charakteristiky, z ktorých vidno patričné rozdiely. Priebeh zelenej farby odpovedá schéme z komerčne ponúkaného prevedenia zapojenia, priebeh zobrazený červenou farbou je zmena hodnoty rezistoru (z 390  $\Omega$  na 39 k $\Omega$ ) spätnej väzby utlmujúcej celkový priebeh a posledný priebeh, modrou farbou je zobrazený finálny priebeh charakteristiky. Preto bolo zapojenie upravené a hodnoty súčiastok boli

(najmä korekčného článku v spätnej väzbe a vstupného filtra) postupne s vyššou náročnosťou upravované tak, aby sa výsledná charakteristika RIAA predzosilňovača čo najviac priblížila tvaru ideálnej charakteristiky, čo sa vo finálnej podobe podarilo s maximálnou odchylkou prenosu  $K_u = 0,25$  dB vid'. Obr. 2.2. Na Obr. 2.4 je vidno zmenené hodnoty súčiastok použitých pri simulácii pre najlepší tvar výslednej charakteristiky.

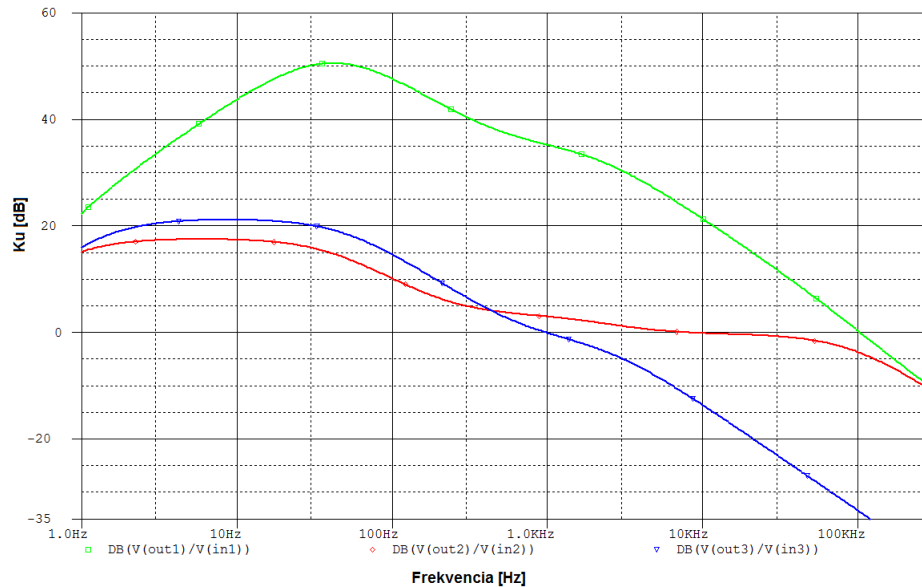
Nakoľko zostávajúce tri audio vstupy boli uvažované pre linkové úrovne signálu (0,775mV), neobsahujú žiadny predzosilňovač a teda oddeľovací impedančný člen je už zahrnutý priamo v nasledujúcom audio reťazci, čo je tomto prípade ekvalizér.

### 2.3.2 Simulácia predzosilňovača RIAA v programe v PSpice

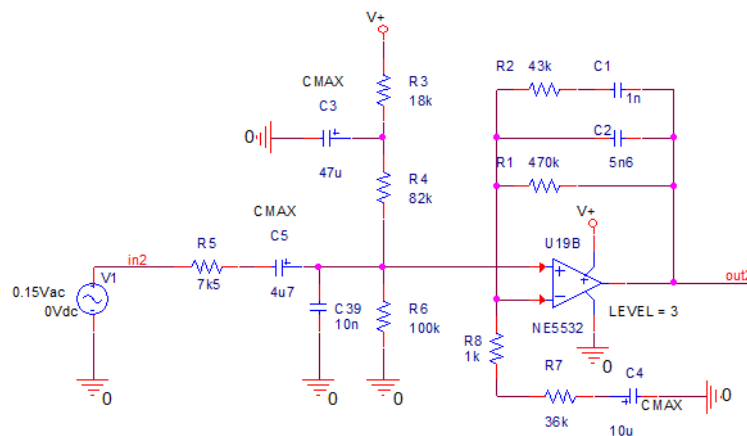
Z modulovej kmitočtovej charakteristiky RIAA boli odčítané dané hodnoty prenosu, špecifické pre charakteristiku RIAA a to pri 1 kHz, kde dosahuje prenos bez zosilnenia, teda je na hodnote 0 dB, pri frekvencii 2120 Hz je to -3,1 dB a pri 500 Hz odpovedá prenos hodnote 3,25 dB. Pri hodnotách 30 Hz je to +20,1 dB a 21220 Hz je prenos -20,04 dB, čo s veľmi malými odchýlkami odpovedá teoretickému prenosu RIAA charakteristiky z [1].



Obr. 2.2 Modulová kmitočtová charakteristika predzosilňovača RIAA



Obr. 2.3 Modulové kmitočtové charakteristiky predzosilňovača RIAA pre tri simulácie



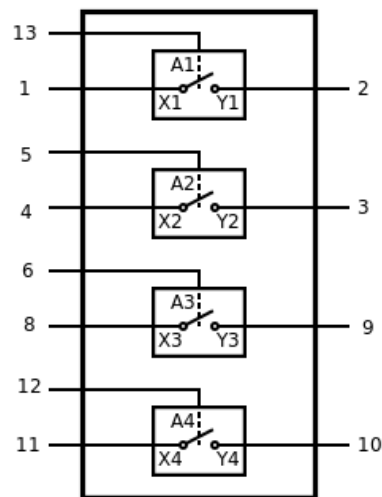
Obr. 2.4 Simulačná schéma jedného kanálu predzosilňovača s charakteristikou RIAA

### 2.3.3 Obvodové riešenie prepínania vstupov

Kedže nasledujúci člen po predzosilňovači je ekvalizér, ktorý má linkový stereo vstup, bolo nutné navrhnuť prepínač vstupov, ktorý umožní pripojenie vždy len jedného vstupu predzosilňovača na ekvalizér, čo umožňuje mať pripojené viaceré funkčné zdroje signálu v reálnom čase na celé zariadenie a umožniť medzi nimi výber pomocou mikrokontroléru bez prepájania koncoviek a pod.

Obvod prepínania vstupov je realizovaný pomocou IO HEF4066 od výrobcu NXP [15]. Tento integrovaný obvod ponúka štyri analógové prepínače, ktoré je možné spínať každý zvlášť vysokou úrovňou, napr. 5 V logikou pomocou mikrokontroléru. Jeden prepínač spája vždy obojsmerne dva kontakty (X a Y) a je ovládaný jedným kontaktom (A), resp. privedením vysokej alebo nízkej logickej úrovne, vid' Obr. 2.5. Z datasheetu IO bolo vyčítaných niekoľko dôležitých hodnôt pre správne zapojenie. Napájacie

napätie môže dosahovať hodnôt v rozmedzí 5-15 V, čo plne postačuje pre napájanie z jednotky zdroja Macro Unit (táto jednotka je opísaná v kapitole 2.7.1.). Pri zvolenom napájacom napätí (+5 V) musí ovládacie napätie pre vysokú úroveň dosahovať min. 3,5 V a pre nízku úroveň hodnotu max. 1,5 V, čo je plne kompatibilné s mikrokontrolérom s 5 V logikou. Toto napájacie napätie je zároveň využité pre možnú modifikáciu zariadenia, kedy je možné pridať na jeden voľný vstup hotový audio modul s Bluetooth pre bezdrôtové pripojenie audio signálu k zosilňovaču. Časové oneskorenie režimu prepnutia je v tolerancii desiatok ns, čo plne postačuje pre vybrané zapojenie. Vzhľadom na prepínanie stereo audio signálu sú použité dva prepínacie IO, a kvôli eliminácii presluchov medzi ľavým a pravým kanálom, je použitý jeden IO pre ľavý a druhý pre pravý audio kanál. Ich riadenie zaobstaráva MCU-C (čo je skratka pre obvod s riadiacim mikrokontrolérom), ktorý umožňuje prepnúť ako vstupný signál vždy len jeden zo štyroch vstupov ale i možnosť odpojiť vstupy úplne, kedy je možné manipulovať s ďalšími členmi zosilňovača, napr. nastavením ekvalizéru, prepájať kabeľáž vstupov zariadenia, prepojenie do inej záťaže (reproduktorov) zosilňovača bez vedľajších nepriaznivých javov ako sú praskanie či lupanie.



Obr. 2.5 Funkčný diagram pre zapojenie jednotlivých spínačov IO 4066

### 2.3.4 Konštrukčné riešenie

Ako vstupné, výstupné i napájacie konektory boli použité konektory typu Molex. Okrem výstupu predzosilňovača pre ekvalizér, obsahuje DPS i výstup pre VU metre vstupného audio signálu, kde je potrebné indikovať jeho úroveň, pre možnosť zmeny jeho veľkosti tak, aby pred prvým obvodovým členom nebol tento spracovávaný signál prebudnený.

DPS bola navrhnutá tak aby signálové cesty boli vedené len po vrchnej vrstve a prepoje pre ovládanie IO na prepínanie vstupov na spodnej strane DPS, kvôli eliminácii kríženia ciest a dosiahnutia čo najlepších parametrov. Samotná DPS počíta s uchytением na dištančné stĺpiky na druhej úrovni nad DPS výkonového zosilňovača.

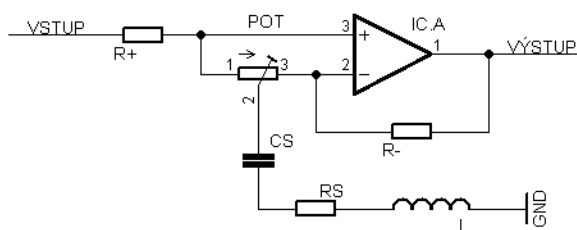
## 2.4 Ekvalizér

V nasledujúcej kapitole bude podrobne rozobraný návrh a výpočet všetkých náležitostí ekvalizéru s plne digitálnym riadením a reguláciou hlasitosti.

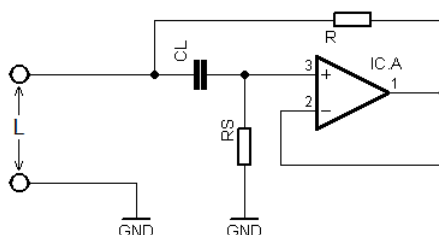
### 2.4.1 Viacpásmový korektor

Základom korektora je zapojenie na Obr. 2.6 z [1], kedy je na jazdec potenciometra privádzaný signál z LRC článku o sériovom odpore  $R_s$  a rezonančnom kmitočte  $f_r$ . Zmenou kmitočtu nad rezonančnú hodnotu má článok induktívny charakter impedancie a naopak úroveň nižšou ako je kmitočet  $f_r$  dosiahneme kapacitného charakteru výslednej impedancie. Hodnota činiteľa akosti  $Q$ , je definovaná ako zmena strmosti tejto impedancie.

V tomto návrhu zapojenia však nie je využitá klasická indukčnosť, pretože pre tieto aplikácie vychádza hodnota samotnej indukčnosti pre najnižšie frekvencie ekvalizéru v rádoch jednotiek až desiatok Henry, čo je značne nevýhodné z hľadiska reálnej konštrukcie a ceny súčiastok, preto je v zapojení namiesto klasickej indukčnosti využitá syntetická indukčnosť, ktorá je realizovaná pomocou gyrátoru, čo je impedančný prevodník prevádzajúci kapacitu na indukčnosť podľa Obr. 2.7 z [1].

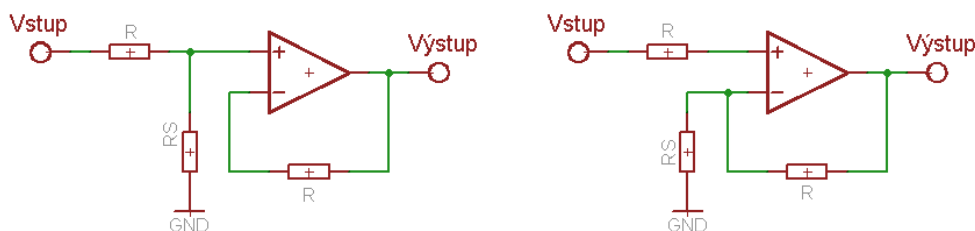


Obr. 2.6 Zapojenie pásmového filtra ( $R_+ = R_- = R$ )



Obr. 2.7 Zapojenie syntetickej indukčnosti

Pokiaľ je splnené  $R \gg R_S$  ( $R_S$  – sériový odpor indukčnosti) pre indukčnosť platí zapojenie na Obr. 2.8.



Obr. 2.8 Zapojenie vľavo pre minimálny prenos a vpravo pre maximálny prenos [16]

$$L = C_L R_S R_1 \quad (1.1.)$$

Pri nastavení bežca potenciometra *POT*, podľa Obr. 2.6, do stredu dráhy sa chová zapojenie ako napätový sledovač s jednotkovým zosilnením. V prípade bežca v hornej polohe vytvorí „*LRC* článok“ na neinvertujúcom vstupe napätový delič a dochádza k zoslabeniu signálu práve na danom rezonančnom kmitočte. Pokiaľ je bežec nastavený do spodnej polohy, je článok zapojený ako delič v zápornej spätnej väzbe a na danom rezonančnom kmitočte dochádza k zosilneniu amplitúdy signálu [17].

Potom pre maximálnu a minimálnu hodnotu prenosu platí:

$$K_{U \min} = \frac{R_S}{R + R_S} \quad (1.2.)$$

$$K_{U \max} = \frac{R_S + R}{R_S}$$

## 2.4.2 Návrh ekvalizéru

Celkový ekvalizér je navrhnutý podľa principiálneho zapojenia spomenutého v kapitole vyššie. Ako základ zapojenia jednotlivých filtrov ekvalizéru je diferenčný zosilňovač s paralelne zapojenými potenciometrami, ktoré majú pripojené na jazdcov *LRC* články. Indukčnosť *L* je vytvorená zapojením gyrátoru. Klasické potenciometre nahrádza aplikovanie elektronických, tzv. digitálnych potenciometrov. Vzhľadom na cenu, využiteľnosť a zložitosť zapojenia bolo zvolených 10 pásiem ekvalizácie pre jeden kanál.

Ako prvé je nutné určiť požadované parametre výsledného zapojenia ekvalizéru. Maximálna miera zosilnenia/potlačenia bola zvolená  $\pm 12$  dB, čo je v praxi veľmi často používaná hodnota, no reálne sú využívané hodnoty menšie ako 12 dB. Frekvencie jednotlivých filtrov ekvalizéru, boli vybrané podľa Tab. 1.1 nasledovne: 31,5 Hz, 63 Hz, 125 Hz, 250 Hz, 500 Hz, 1 KHz, 2 KHz, 4 KHz, 8 KHz a 16 KHz pre 10 pásiem ekvalizéru.

V ďalšom kroku návrhu treba určiť veľkosť odporu *R*. V praxi dosahujú hodnoty jednotiek alebo desiatok  $k\Omega$  [1], preto bola zvolená hodnota  $R = 4,7 k\Omega$ . Ďalším krokom je voľba činiteľa akosti *Q*, ktorý je podľa oktávového rozdelenia pre 10 pásiem rovný hodnote 1,414. Daná hodnota platí pre pokles o 3 dB. Pre zvolenú hodnotu maximálnej miery potlačenia  $\pm 12$  dB je nutné, aby tento pokles bol 6 dB, čo sa dá dosiahnuť zdvojnásobením hodnoty činiteľa akosti na hodnotu *Q* cca 2,8. Samotný činiteľ akosti značne vplýva na tvar charakteristiky filtrov ekvalizéru, nakoľko pri voľbe

príliš malej hodnoty, dochádza k značnému ovplyvňovaniu prenosu vedľajších pásiem, čo je vo väčšine prípadov nepriaznivý jav. Naopak pri voľbe príliš veľkej hodnoty činiteľa akosti síce nedochádza k tak veľkému ovplyvňovaniu susedných pásiem, avšak výsledná frekvenčná charakteristika je značne zvlnená. Je teda možné, že frekvencia ležiaca medzi stredmi dvoch kmitočtových filtrov bude mať veľký rozdiel oproti maximálnej hodnote zosilnenia.

Druhý krok spočíva vo výpočte rezistoru  $R_S$ , čo je v tomto prípade dané sériovou rezistanciou syntetickej indukčnosti. Zo vzorca pre minimálny prenos (1.2.) vyjadríme  $R_S$  a po úpravách dostaneme nasledujúci výraz:

$$R_S = \frac{K_{U\min} \cdot R}{1 - K_{U\min}}. \quad (1.3.)$$

Za  $K_{U\min}$  sa dosadzuje bezrozmerná jednotka, preto je túto hodnotu nutné prepočítať:

$$K_{U\min} [\text{dB}] = 20 \cdot \log(K_{U\min}). \quad (1.4.)$$

Vyjadríme  $K_{U\min}$ :

$$K_{U\min} = 10^{\frac{K_{U\min} [\text{dB}]}{20}}, \quad (1.5.)$$

po dosadení do rovnice:

$$R_S = \frac{10^{\frac{K_{U\min} [\text{dB}]}{20}} \cdot R}{1 - 10^{\frac{K_{U\min} [\text{dB}]}{20}}} = \frac{10^{\frac{-12}{20}} \cdot 4700}{1 - 10^{\frac{-12}{20}}} = 1577\Omega. \quad (1.6.)$$

Vzhľadom k použitiu digitálnych potenciometrov, ktorých bežec má zanedbateľný odpor v rádoch desiatok ohmov, bola zvolená hodnota rezistoru  $R_S = 1,6 \text{ k}\Omega$ .

V treťom kroku môžeme pristúpiť k výpočtu hodnôt rezonančného obvodu. Najprv musíme určiť veľkosť kondenzátoru  $C_S$  a pre jeho výpočet využijeme vzťah z lit. [18][18], z ktorého vyjadríme  $C$  a prevedieme výpočet pri ktorom využívame frekvencie jednotlivých filtrov (kompletný vzorový výpočet je ďalej popísaný a vypočítaný pre jeden rezonančný obvod, tzn. jeden filter ekvalizéru s rezonančnou frekvenciou pre  $f_r = 1 \text{ kHz}$ ):

$$Q = \frac{2\pi f_r L}{R} = \frac{1}{2\pi f_r C R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (1.7.)$$

$$C = \frac{1}{\omega_r Q R_S} = \frac{1}{2\pi f_r Q R_S} = \frac{1}{2\pi \cdot 1000 \cdot 2,8 \cdot 1600} = 35,53 \text{ nF}. \quad (1.8.)$$

Zo známeho Thomsonovho vzťahu, rovnako z literatúry [18], vyjadríme veľkosť indukčnosti  $L$ :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \rightarrow L = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 C} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 1000^2 \cdot 35,53 \cdot 10^{-9}} = 0,713H. \quad (1.9.)$$

Teraz môžeme pristúpiť k návrhu syntetickej indukčnosti. Pre veľkosť indukčnosti platí vzťah (1.1.). Na základe podmienky  $R \gg R_s$ , je zvolená hodnota rezistoru  $R = 470 \text{ k}\Omega$  a z rovnice následne vyjadríme hodnotu  $C_L$  a vykonáme výpočet:

$$C_L = \frac{L}{R \cdot R_s} = \frac{0,713}{470 \cdot 10^3 \cdot 1600} = 0,948nF. \quad (1.10.)$$

Po vypočítaní všetkých hodnôt bolo potrebné vybrať správne súčiastky z príslušných súčiastkových rád. Rady súčiastok sú pomerne obmedzené, preto všetky vypočítané hodnoty museli byť zvolené z najbližších hodnôt danej rady, čím došlo k zmene parametrov  $f_r$  a činiteľa akosti  $Q$  a vypočítaná hodnota platí len pre maximálnu mieru zosilnenia. Tento nedostatok bolo nutné kompenzovať pomocou zmeny veľkosti rezistoru  $R$ . Všetky teoretické (vypočítané) hodnoty sú zobrazené v Tab. 1.1. Zvolené hodnoty spolu so zmenenými parametrami  $f_r$  a  $Q$  udáva Tab 2.2.

Tab 2.1 Vypočítané hodnoty súčiastok pre jednotlivé filtre ekvalizéru

	$f_r$ [Hz]	31,5	63	125	250	500	1k	2k	4k	8k	16k
Vypočítané hodnoty	C [F]	1,1 $\mu$	546n	284n	142n	71n	35,5n	18n	9n	4,4n	2,2n
	L [H]	22,6	11,7	5,7	2,9	1,7	0,71	360m	180m	90m	45m

Tab 2.2 Zvolené hodnoty súčiastok jednotlivých filtrov ekvalizéru

Zvolené hodnoty	C [F]	1 $\mu$	470 n	330 n	133 n	68n	33n	15n	10n	4,7n	2,2n
	$C_L$ [F]	33n	22n	10n	3,3n	2,2n	1n	470p	220p	100p	57p
	R [ $\Omega$ ]	470 k	390k	330k	560k	430 k	470k	560k	470k	510k	470k
	L [H]	24,8	13,7	5,3	3	1,5	0,75	420 m	170 m	82m	43m
	Q [-]	3,11	3,38	2,5	2,95	2,95	2,98	3,31	2,54	2,6	2,76
	$f_r$ [Hz]	31,9	62,7	121	254	496	1,01 k	2k	3,91k	8,13 k	16,4 k

Pri menšej miere zosilnenia dochádza k zmenšeniu  $Q$  a tým pádom k zväčšeniu šírky pásma, čo má za následok negatívne ovplyvnenie vedľajších rezonančných obvodov. Spomenutá nevýhoda sa dá mierne zlepšiť úpravou zapojenia rozdelením „LRC článkov“ resp. filtrov do dvoch sumačných obvodov, pričom každé dva susedné filtre ležia v rozdielnom obvode [6].

V zapojení ekvalizéru pred prvým oddeľovacím OZ je zapojená pásmová priepusť prostredníctvom kombinácie hornej a dolnej priepusti 1.rádu, kde je zdola frekvenčný rozsah obmedzený hornou priepusťou s deliacou frekvenciou  $f_{mdp} = 15,39\text{Hz}$ , ktorá slúži k potlačeniu frekvencií nižších ako je 20Hz a teda i rôznych nízkofrekvenčných brumov a jednosmernej zložky signálu. Horný medzný kmitočet je daný dolnou priepusťou s deliacou frekvenciou  $f_{mhp} = 88,42\text{kHz}$ , čo je dostatočne vysoká hodnota pri ohľade na audio pásmo do 20kHz. Medzi pásmovou priepusťou a samotným ekvalizérom je kvôli oddeleniu signálu od zdroja zapojený zosilňovač s jednotkovým zosilnením.

### 2.4.3 Konštrukcia ekvalizéru

Pri realizácii dosky ekvalizéru bol braný ohľad na počet použitých potenciometrov pre kmitočtové filtre, predzosilňovač s ovládaním hlasitosti a komunikáciou s ovládacím mikrokontrolérom. Ponuka s digitálnymi potenciometrami nie je natoľko rozšírená a preto bol ako vhodný obvod zvolený čip od firmy Intersil s označením ISL22343 [19][19], ktorý obsahuje štyri nezávislé potenciometre v jednom púzdre, pričom každý z nich môže byť nastavený v 256 krokoch a komunikáciu s nimi je zabezpečená pomocou zbernice I2C. Medzi možnými variantami boli aj obvody od firmy Analog Devices [20] disponujúci až šiestimi potenciometrami v jednom púzdre avšak komunikácia je realizovaná pomocou rozhrania SPI, ktoré je rýchlejšie ako rozhranie I2C, avšak vzhľadom na charakter nastavovania a použitie vhodného programového vybavenia, táto skutočnosť nijak neovplyvňuje plynulú komunikáciu. Okrem toho zbernica SPI pre túto aplikáciu nevyhovuje, nakoľko pre 22 potenciometrov použitých pre ekvalizér a ovládanie hlasitosti, by bolo potrebných 25 pinov MCU (22 výstupov pre povolenie jednotlivých IO a 3 výstupy zbernice spoločné pre všetky IO) a vzhľadom k využitiu ďalších periférií ako sú LCD displej, dotykové tlačítka, RF modul či ovládanie relé, by bolo toto množstvo nad rámec možností vybraného MCU. Ako jeden z mála obvodov tohto typu má symetrické napájacie napätie  $\pm 5\text{V}$  a možno tak využiť napájanie potenciometrov z rovnakého zdroja ako pre OZ.

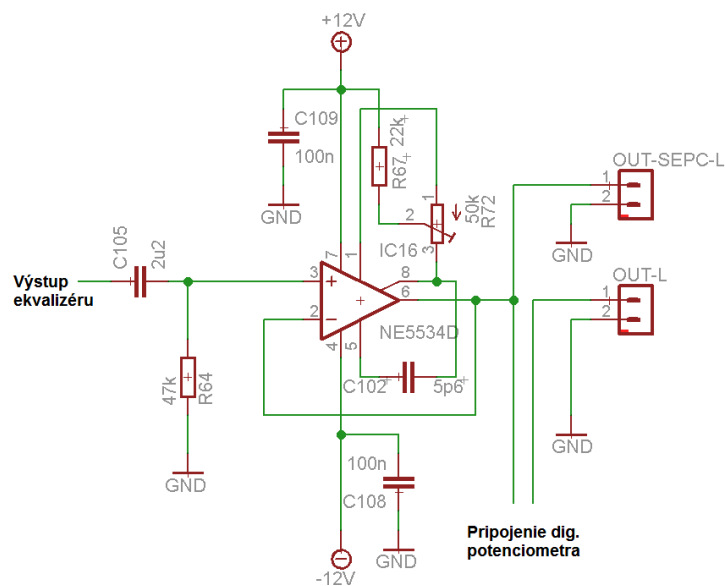
Ako napäťový zosilňovač a diferenčný sledovač bol využitý obvod s dvojitým nízkosťumový OZ v jednom púzdre, ktorý je navrhnutý pre použitie v audio obvodoch a dominuje veľmi malým harmonickým skreslením od firmy Texas Instruments OPA1602 [21].

V zapojení OZ pre syntetické indukčnosti filtrov ekvalizéru boli použité OZ s označením TL972 [22] od rovnakého výrobcu, ktoré dosahujú rovnako veľmi dobré parametre pre použitie v audio aplikáciách. Všetky IO boli vybrané s ohľadom na požiadavku rovnakého napájacieho napätia  $\pm 5\text{V}$ . Aby bolo pre dosiahnutie zosilnenia možné obdržať hodnotu 12 dB pri vstupnom signále o úrovni 0 dBu (0,775 mV), bolo nutné vybrať OZ s rozkmitom signálu minimálne 3,1  $V_{\text{RMS}}$ , preto sú obidva typy zvolených OZ typu Rail-To-Rail, kedy výstupné napätie môže dosahovať takmer hodnôt napájacieho napätia. Kompletná schéma zapojenia ekvalizéru a ovládania hlasitosti sa nachádza v prílohe A.1.

Za ekvalizérom nasleduje jednoduchý predzosilňovač vid'. , ktorého výstup je pripojený na jazdec digitálneho potenciometra a zmenou jeho polohy, resp. dig. hodnoty sa mení výstupný signál v závislosti na nastavenej hodnote podľa programového vybavenia, čo je prakticky zmena hlasitosti. Táto časť zapojenia vychádza z čiastočných návrhov podľa odporúčaní výrobcu a je realizovaná pomocou nízkosťumového OZ

NE5534 [23] s jednotkovým zosilnením. Pre správnu funkciu OZ bolo na DPS privedených i  $\pm 12$  V. Nakoľko žiaden operačný zosilňovač nemá ideálne parametre a hodnoty úrovne výstupného napätia sa môžu navzájom (medzi kusmi IO z výroby) líšiť je využité i zapojenie so zmenou DC offsetu výstupu OZ. Na vstupe tohto zosilňovača sa opäť nachádza horná priepusť ako pri vstupe do ekvalizéru s deliacou frekvenciou  $f_{mdp} = 15,39\text{Hz}$ , čím sa dosiahne ešte väčšieho útlmu signálu pod 20Hz.

Dané zapojenie s nastavením hlasitosti nebolo potrebné simulovať, nakoľko rovnaký filter hornej priepusti sa nachádza na vstupe ekvalizéru, ďalej je využitého jednotkového zosilnenia, ktoré tak isto netreba simulovať a samotný DC offset je nutné nastaviť až pri fyzickej realizácii a meraní a nedá sa odsledovať pomocou simulácii. Na Obr. 2.9 Obr. 2.9 je vidno celkové zapojenie ovládania hlasitosti jedného kanálu s vyššie spomenutým OZ NE5534 a pripojením na ekvalizér i dig. potenciometer.

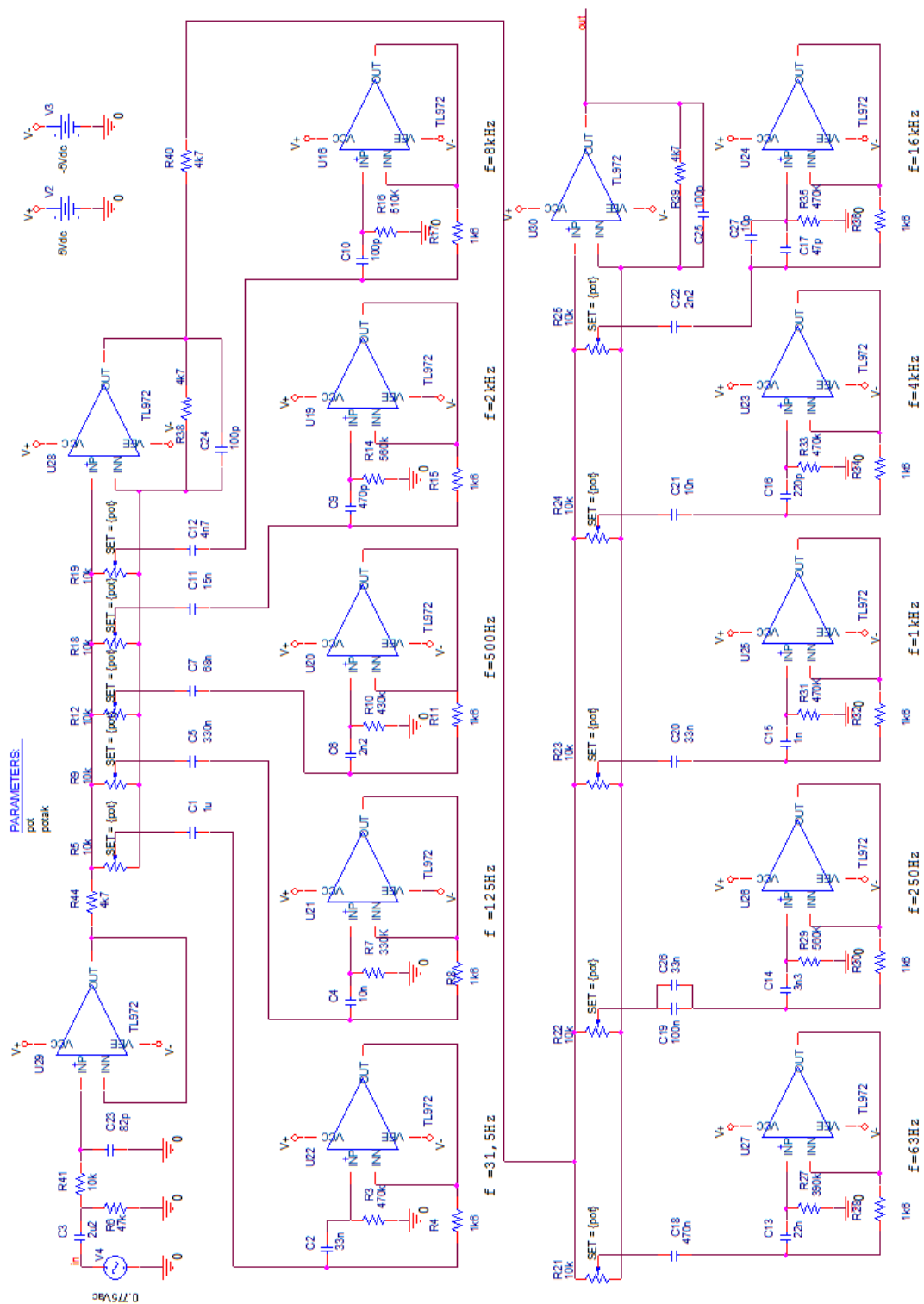


Obr. 2.9 Zapojenie predzosilňovača s DC posuvom a pripojením na dig. potenciometer

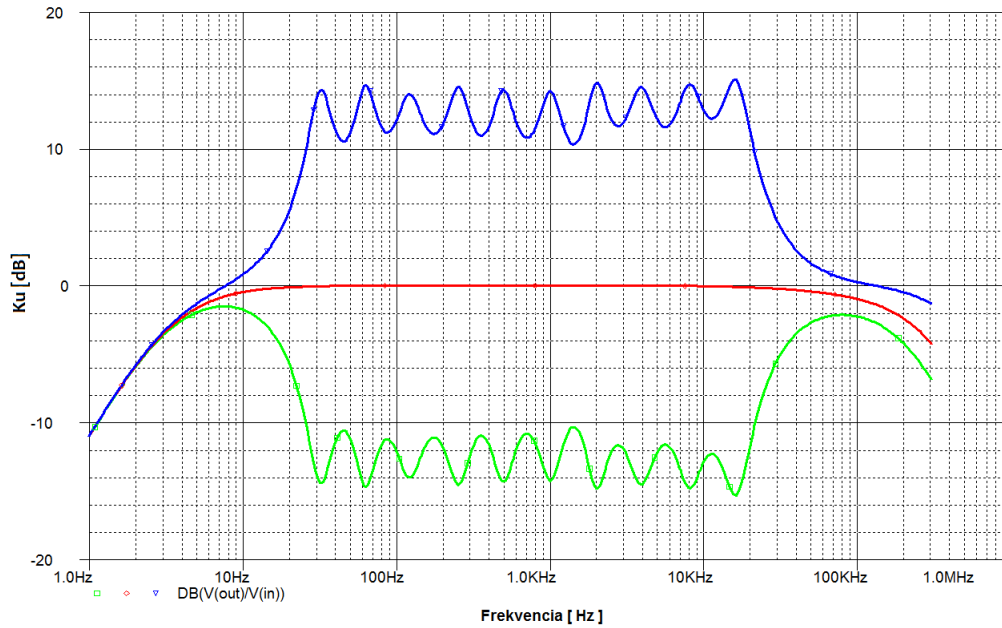
V obvodom zapojení pre simuláciu na Obr. 2.10, boli namiesto spomenutých OZ OPA1602 použité OZ TL972, z dôvodu absencie PSpice modelu pre simuláciu. Tento nedostatok však neovplyvňoval obvod filtrov, kde boli použité vybrané OZ TL972.

Z odsimulovaných grafov boli odčítané hodnoty pre maximálne potlačenie či zosilnenie signálu pri plnom vybudení všetkých filtrov ekvalizéru, ktoré dosahovali hodnôt 14 – 14,5 dB, čo je dostačujúca hodnota pre splnenie požiadavky veľkosti zosilnenia/potlačenia v návrhu zapojenia samotného ekvalizéru, pričom zvlnenie špička-špička pri plnom vybudení dosahuje hodnôty do cca  $\pm 1,5$  dB ako vidno na Obr. 2.11.

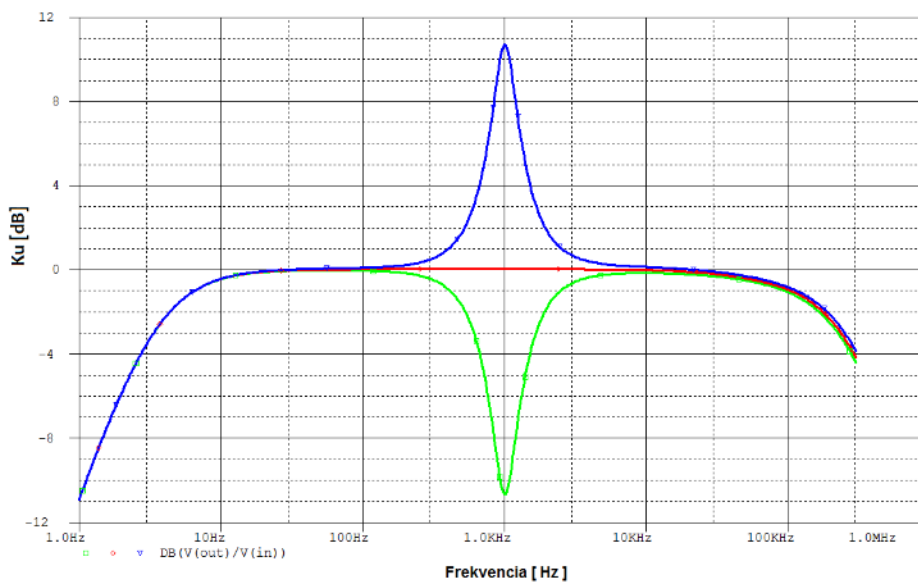
Pri vybudení jednej jedného frekvenčného filtra (v tomto prípade 1 kHz) dosahuje zosilnenie hodnoty  $\pm 11,3$  dB, vid' Obr. 2.12.



Obr. 2.10 Schéma zapojenia pre simuláciu jedného kanálu ekvalizéru



Obr. 2.11 Modulová kmitočtová charakteristika pre tri rôzne nastavenia potenciometrov



Obr. 2.12 Modulová kmitočtová charakteristika pre tri rôzne nastavenia potenciometrov jedného pásmového filtra

## 2.4.4 Návrh DPS

Samotná DPS ekvalizéru s ovládaním hlasitosti je navrhnutá ako obojstranná, s ohľadom na minimalizáciu obvodového riešenia a využitia SMD prevedenia digitálnych potenciometrov boli všetky súčiastky zvolené v SMD púzdrach, okrem kondenzátorov napájania. Signálové cesty sú vedené primárne po vrchnej strane DPS a napájacie napätie spolu s digitálnym riadením sa nachádza na spodnej strane, kvôli zvýšeniu odstupu signál-šum a eliminácii rušenia od napájania. Prívodné konektory pre napájanie i audio signály sú typu Molex. Výstup ponúka i sledovanie signálu pomocou spektrálneho analyzátoru ešte pred vstupom do potenciometrov pre zmenu hlasitosti.

## 2.5 Riadenie zosilňovača

Riadenie celého zosilňovača bude zaobstarávané pomocou jedného mikrokontroléra. Jeho úlohou je spracovať užívateľské podnety a následne ich vykonať podľa programového vybavenia.

Samotný mikrokontrolér je srdcom celého zariadenia čo sa týka ovládania ekvalizéru s nastavením hlasitosti, prepínania vstupov zosilňovača, zpracovania dát a komunikácie s diaľkovým ovládaním pomocou RF modulu, ovládaním pomocou tlačítok, vypisovaním údajov na displej či ovládania stand-by režimu zosilňovača.

### 2.5.1 Výber mikrokontroléru

V dnešnej dobe sa tieto špeciálne integrované obvody rozšírili do všetkých ovlastí vývoja elektronických zariadení. Na trhu je dostupné veľké množstvo mikrokontrolérov líšiacich sa medzi sebou šírkou registrov a zbernice, počtom vstupno-výstupných portov, počtom podporných obvodov ale tiež veľkosťou programovej či dátovej pamäti. Medzi najväčších výrobcov mikrokontrolérov patria spoločnosti ako napríklad Atmel, Freescale Semiconductor, Microchip, Analog Device, Toshiba, ST Microelectronics či Texas Instruments, ich vlastnosti a ceny sú veľmi vyrovnané a rozhodnutie nad voľbou spočívalo predovšetkým v skúsenostiach a znalostiach konštruktéra ale i na použitom vývojovom prostredí, čo je v tomto prípade platforma Arduino IDE (Integrated Development Environment), ktoré vychádza z prostredia Wiring a je podporovaný programovacím jazykom C/C++ [24]. Pre riadenie celého zosilňovača bol vybraný mikrokontrolér rady AVR od firmy Atmel a to konkrétne typ ATmega328P v púzdre TQFP [25], s celkovým počtom pinov 32, ktorý plne dostačuje na ovládanie všetkých potrebných periférií. Ide o 8-bitový mikrokontrolér s Harwardskou architektúrou, poskytujúci 32 kB veľkosť vnútornej pamäte, ktorý vychádza z RISC architektúry, využívajúci redukovanú sadu, ktorá je jednoduchá a vysoko optimalizovaná. Všetky parametre, vnútorná architektúra a popis MCU je možné nájsť v katalógovom liste.

DPS s mikrokontrolérom ATmega328 v samotnom zosilňovači bola vybavená jednoduchým pinovým konektorom pre pripojenie programera USBasp. Cez tento programer bol do každého MCU nahraný bootloader pre Arduino Nano a zároveň sa nastavili poistkové bity, čo je potrebné pri každom nahratí bootloderu. Následný vývoj prebiehal pomocou prevodníku USB UART pripojeného k DPS znovu pomocou jednoduchého pinového konektora (použitý prevodník je vybavený IO CP2102).

### 2.5.2 Riadenie ekvalizéru

Riadenie periférii si vždy vyžaduje správny výber komunikácie a tým i možný použiteľný počet pinov mikrokontroléru. Pre riadenie ekvalizéru je využité spojenie pomocou rozhrania I2C, ktoré komunikuje s jednotlivými integrovanými obvodmi digitálnych potenciometrov cez trojvodičové pripojenie, teda dva dátové vodiče (SCL, SDA) a zem.

Prístup k jednotlivým potenciometrom je rozdelený na základe 7-bitovej fyzickej adresy a adresy registru, pričom prvé tri bity fyzickej adresy sú pevne dané od výrobcu a majú hodnotu 1010, ostávajúce bity sú nastavené zapojením logickej 1 či 0 na príslušný pin A0-A2. Tým boli vytvorené adresa samotných IO.

Hodnoty jednotlivých potenciometrov (0 až 255 krokov) je vhodné pre správne a jednoduché programovanie prepočítať na hodnoty zosilnenia v dB pre požadovaný rozsah cca  $\pm 12$  dB, čo bolo v tomto prípade vykonané priamo pri meraní ekvalizéru a zápisom týchto hodnôt priamo do programového vybavenia MCU.

Obsluha potenciometrov zahŕňa i ovládanie hlasitosti, rovnakým princípom ako ovládanie ekvalizéru. Nastavenie hlasitosti jedného kanálu tak obsluhuje vždy jeden potenciometer na výstupe ekvalizéru. Z dôvodu využitia jedného IO výhradne pre ovládanie hlasitosti, zostali pre tento IO nevyužitú dva digitálne potenciometre.

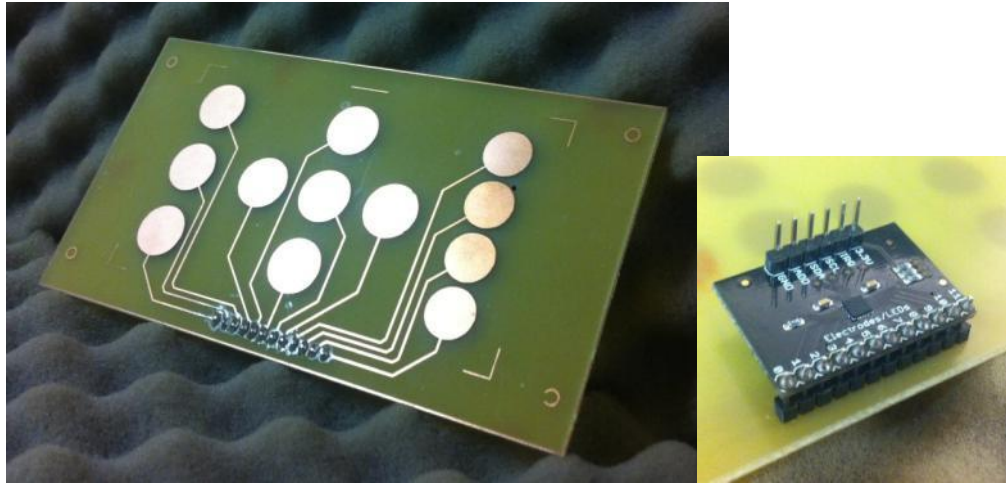
### 2.5.3 Ovládacie prvky a LCD displej

Keďže vývoj technológií dnes umožňuje použiť rôzne mechanické optické či dotykové ovládacie prvky, bolo nutné zvážiť, či je vhodné použiť klasické prvky, ktorými sú napr. rôzne tlačítka, spínače, potenciometrické prepínače a pod. alebo venovať pozornosť stále viac sa rozvíjajúcim sa intuitívnym ovládaním. Preto boli pre užívateľské rozhranie zosilňovača vylúčené všetky mechanické ovládacie prvky. Dotykové tlačítka tak nahrádzajú svojou funkciou mechanické prepínacie prvky, ktoré by sa používaním mohli opotrebovať alebo nepresne plniť svoju funkciu, inovované ovládanie je zároveň modernejšie a pohodlnejšie., ktoré však bolo treba správne nahradiť v plnom rozsahu.

Ako najvhodnejšie riešenie bolo zvolené ovládanie pomocou kapacitných tlačítok, kedy sa sníma zmena kapacity na povrchu vodivej časti plochy. Pred vodivé plošky tlačítok je nutné vložiť dielektrikum (napr. plexisklo) aby po dotyku prstu s plochou dielektrika nad vodivou časťou plošky bola vytvorená kapacita určitej veľkosti. Tá bude snímaná pomocou hotového modulu obsluhujúceho dotykové tlačítka vlastného návrhu, vid' Obr. 2.13.

Úlohou tohto modulu je identifikovať a vyhodnotiť, ktoré tlačítko bolo "stlačené" a túto informáciu poskytnúť na dané piny pre riadiaci MCU. Hodnotu veľkosti kapacity, kedy dôjde k zmene a teda vyhodnoteniu tlačítka ako stlačené je možné meniť nastavením prahovacej úrovne v samotnom kóde obslužného programu v riadiacom MCU. Ako prvé bolo potrebné správne technicky navrhnuť a fyzicky rozmerať dotykové plochy ešte pred samotným vyhotovením, čím sa predíde zbytočným chybám ako napr. vytvoreniu príliš malých dotykových plošiek, ktoré môžu spôsobiť problémy s citlivosťou i samotným nepohodlným ovládaním a museli by prejsť ďalšou revíziou.

Výstup obvodu dosky tlačítok je priamo spojený s obvodom riadenia celého zosilňovača. Komunikácia s kapacitnými tlačítkami je realizovaná pomocou rozhrania I2C a tento protokol využíva k riadeniu integrovaný obvod MPR121 [26]. Tento IO potrebuje pre svoju správnu funkciu menšie napájacie napätie ako má samotný mikrokontrolér a to 3,3 V namiesto 5 V. Túto nekompatibilitu rieši hotový modul konverzie 5 V logiky na 3,3 V, so stabilizátorom napájacieho napätia.



Obr. 2.13 Doska kapacitných tlačítok a hotový modul ovládania s IO MPR121

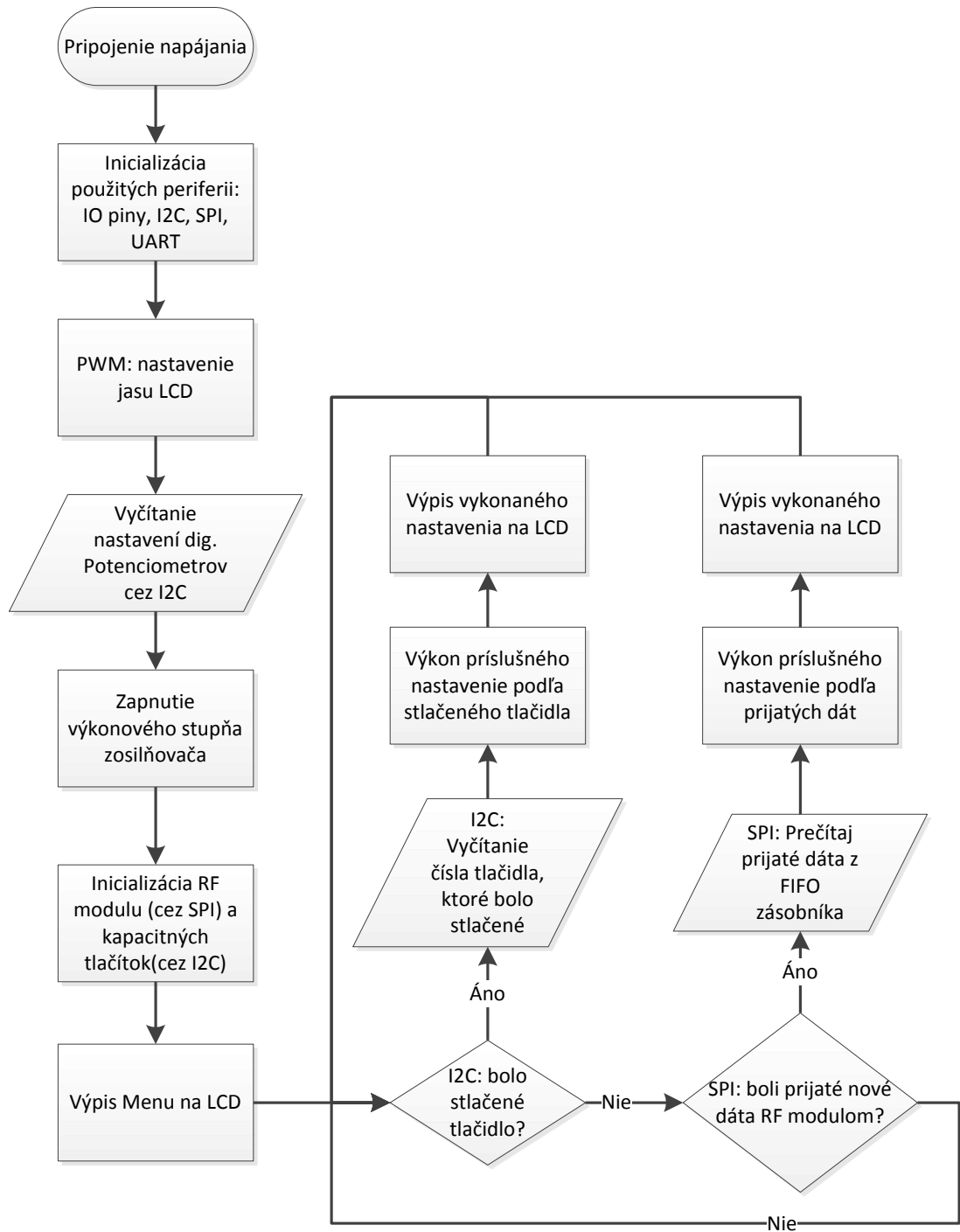
Ako zobrazovacia jednotka bude slúžiť štvorriadkový podsvietený displej s viditeľnou časťou 4x20 znakov kde je použitá 4-bitová komunikácia, pre jeho obsluhu slúži 9 vodičov (z toho 4 dátové, 3 riadiace a 2 napájacie).

V prípade, že je zosilňovač uvedený do stand-by režimu, riadiaci mikrokontrolér má za úlohu vypnúť podsvietenie oboch LCD i všetky zobrazovacie body. Pre túto akciu je na riadiacom MCU využitý vývod ADC7, na ktorý sa zapíše logická 1 a MCU spektrálneho analyzátoru vyhodnotí túto zmenu ako podnet pre vypnutie vlastného LCD. Pre zhasnutie oboch displejov je využité riadenie podsvietenia LCD pomocou PWM signálu, a programovej funkcie `display()` a `no.display()`.

Mikrokontrolér využíva jeden analógový výstup ADC6 pre riadenie zopnutia relé, ktoré pripája hlavnú vetvu napájacieho zdroja pre samotný zosilňovač. Normálny chod zosilňovača je teda realizovaný v stand-by režime, kedy riadiaci MCU čaká na odozvu od IO obsluhujúceho dotykové tlačítka a po prijatí informácie, že bolo stlačené práve to tlačítko, ktoré má za úlohu v programovom vybavení zapnúť zosilňovač, vyhodnotí toto stlačenie a zapíše na daný analógový výstup logickú 1 a tým zopne relé, ktoré spustí hlavný transformátor a teda obvod výkonového zosilňovača.

Ďalší výstup MCU (PD2) riadi oneskorené zapnutie a predčasné vypnutie dosky zosilňovača pri zapnutí a vypnutí samotného zariadenia, kedy dochádza k nepriaznivým zvukovým artefaktom, spôsobenými prechodovými dejmi v týchto obvodoch. Pôvodne mal byť tento pin využívaný pre signál prerušenia z obvodu pre dotykové tlačítka avšak pri testovaní jednotlivých komponentov sa zistilo, že daný pin nefunguje z možného dôvodu pri vytváraní obslužného kódu sa mohlo stať, že na daný pin bola zapísaná vysoká úroveň (log.1) o veľkosti 5 V čo daný IO nepodporuje, preto bolo upravené i vyčítanie dát z IO obsluhujúci dotykové tlačítka.

Na začiatku spustenia MCU sa vždy inicializujú všetky potrebné periférie, jednotlivé IO s potenciometrami dostanú svoje pevne priradené adresy, takže obslužný kód s nimi môže následne komunikovať a nastaví sa všetky potrebné vstupné a výstupné piny, napr. pre voľbu vstupu audio signálu. Nastavenie jasů LCD využíva jedného pinu na ktorý sa vypíše ľubovoľná hodnota od 0 do 255 podľa požadovanej hodnoty jasů LCD. V ďalšom kroku sa prevedie vyčítanie nastavení digitálnych potenciometrov, ktoré majú EEPROM pamäte, tzn. že hodnota ktorá do nich bola naposledy zapísaná tak zostáva i po odpojení napájania a to je práve využité pre uchovanie posledného nastavenia, či už po vypnutí alebo výpadku sieťového napätia. Ako ďalší krok je zapnutie výkonového stupňa, ktorého postup bol popísaný vyššie. Nasleduje inicializácia RF modulu cez rozhranie SPI, kedy sa začne odpočúvať kanál pre bezdrôtové ovládanie a zároveň sa inicializujú dotykové tlačítka takže je možné zariadenie ihneď ovládať bez prechodných javov. Jednoduchá podmienená slučka potom kontroluje či bolo stlačené tlačítko na dotykovej klávesnici. Ak je podmienka splnená, IO dotykových tlačítok vravia priamo hodnotu s číslom, ktoré tlačítko bolo stlačené a tak jednoducho podľa podmienok je vykonaná daná funkcia. Napr. pre voľbu filtrov ekvalizéru sú vybrane smerové tlačítka vpravo a vľavo, kedy je možné si navoliť jeden filter, zároveň pre oba kanály, pretože nastavovanie zvlášť pre ľavý a pravý kanál by bolo zdĺhavé a neefektívne. Po navolení filtra prichádza k jednotlivým nastaveniam potenciometrov zapísaním hodnoty od 0 do 255 po predom určených krokoch. Tieto kroky sú obmedzené programovým vybavením. Vždy keď sa volí zosilnenie daného filtra ekvalizéru, inkrementuje sa len hodnota ukazatela na pole v ktorom sa pohybujú hodnoty zosilnenia či potlačenia signálu a zároveň sa prevedie i zápis na prislúchajúci potenciometer ktorý odpovedá danému filteru. Vykonanej zmene parametru resp. indexu je potom priradená hodnota v dB a následne je vypísaná na LCD. Rovnako sa postupuje pri komunikácii prostredníctvom RF modulu kedy riadiaci MCU len kontroluje či boli prijaté dáta a ak áno, vyčíta si prijatú hodnotu v hexa z FIFO zásobníka RF modulu a podľa programového vybavenia vykoná príslušnú akciu, rovnako ako pri stlačení dotykového tlačítka. Tento popis vyjadruje aj vývojový diagram hlavného riadiaceho MCU na Obr. 2.14.



Obr. 2.14 Vývojový diagramu programového vybavenia MCU v zosilňovači

## 2.5.4 Diaľkové ovládanie

Diaľkové ovládanie slúži k pohodlnému ovládaniu audiozosilňovača bez potreby priameho kontaktu. Na výber vhodného bezdrátového modulu bol kladený dôraz na jeho spoľahlivosť a dosah bez možného veľkého rušenia. Základným krokom je výber vhodného frekvenčného pásma bezdrátového prenosu. Vysielacie pásma a podmienky pre prevádzku zariadenia krátko rozsahu určených k telemetrii a diaľkovému ovládaniu v ČR určuje všeobecné oprávnenie č. VO-R/10/10.2008-14 vydané Českým telekomunikačným úradom [27]. Pre bezdrátový prenos komunikácie diaľkového ovládania sú vhodné pásma 433 MHz, 868 MHz a 2,4 GHz. Pre realizáciu bolo vybrané riešenie s hotovými modulmi transcieveru s frekvenciou 2,4 GHz, ktoré využívajú integrovaného obvodu nRF24L01 [28].

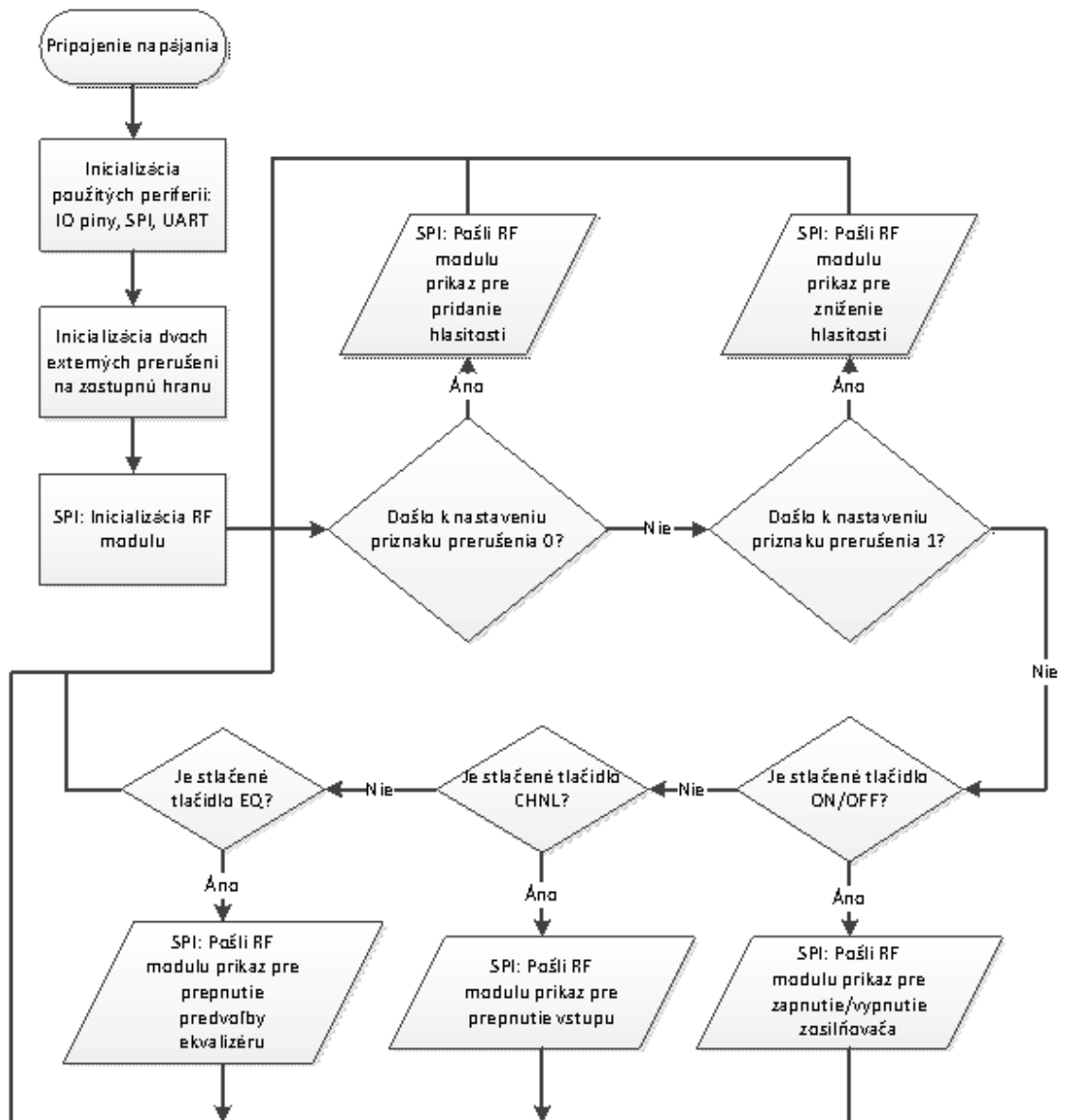
Komunikácia s modulmi je realizovaná pomocou rozhrania SPI čo je v tomto prípade 5 vodičové pripojenie + 2 vodiče napájanie. Vybrané moduly vyžadujú napájacie napätie 3,3 V preto je na MCU-C potrebná konverzia napätia z 5 V na 3,3V pomocou hotového modulu so stabilizátorom napätia do 0,5A, čo plne postačuje i pre RF modul ktorý ma vlastný LNA zosilňovač. RF modul pre diaľkové ovládanie taktiež vyžaduje napájacie napätie 3,3 V avšak tu nie je nutná žiadna konverzia, vďaka použitiu jednočlánkovej lítium-polymérovej batérie o nominálnom napätí min 3,7 V, ktorá v praxi dosahuje napätia pár desiatín nad 4 V čo plne postačuje pre vstup stabilizátora umiestneného na DPS diaľkového ovládača, ktorý toto napätie stabilizuje na napätie 3,3 V a umožňuje tým napájanie RF modulu, pull-up (trvalá úroveň log. 1) rezistorov pre tlačítka i samotného MCU v DO, pre ktoré bol zvolený mikrokontrolér ATmega168 z rovnakej rady ako MCU pre riadenie zosilňovača avšak s menšou veľkosťou pamäte, tá je v tomto prípade veľká 16kB.. Minimalizácia všetkých obvodových prvkov umožnila poslať zapojenie pre ktoré bola vytvorená DPS s MCU o rozmeroch cca 3x6,5cm vrátane rf modulu, tlačítok a batérie. Programova

Diaľkové ovládanie bude využívať programové vybavenie mikrokontroléru v samotnom zosilňovači, takže nebude využívať veľké množstvo pamäte pre vlastný obslužný kód.

Využitých je celkovo 5 tlačítok , z toho dve pre ovládanie hlasitosti, jedno pre zapnutie/vypnutie zosilňovača, zmenu vstupov zariadenia a kruhovú voľbu preddefinovaných ekvalizérov.

Obslužný kód diaľkového ovládania si najprv nainicializuje použité periférie, nastaví vstupné a výstupné piny či inicializuje RF modul pre bezdrátový prenos. Ďalej je v zapojení využitých dvoch tlačítok (ktoré budú pravdepodobne najviac využívané, pretože ide o voľbu hlasitosti) práve na piny, na ktorých sa sledujú prerušenia, tým pádom nemusí MCU neustále kontrolovať či bolo tlačítko stlačené, ale ak dostane príznak prerušenia pri zostupnej hrane, vtedy vykoná potrebnú funkciu. Ostatné tlačítka sú neustále kontrolované, či nedošlo k stlačeniu, ako možno vidieť i z vývojového diagramu na Obr. 2.15. Je to síce slučka ktorá zaťažuje, resp. spomaľuje MCU avšak ten obsluhuje iba týchto 5 tlačítok, takže samotný priebeh celej funkcie i s odoslaním údajov normálny užívateľ nespozoruje.

Pri stlačení tlačítka sa posiela vopred definovaná hexa hodnota, ktorá je na strane prijímacieho MCU vyhodnotená podľa vlastného programového vybavenia.



Obr. 2.15 Vývojový diagramu programového vybavenia mikrokontroléra v diaľkovom ovládaní

## 2.6 Digitálny výkonový stupeň

Hlavným faktorom pre výber vhodného zapojenia bola predovšetkým kompaktnosť prevedenia a dostatočný výkon pre kvalitný poslech.

### 2.6.1 Výber zapojenia

Po prehladnutí ponuky zosilňovačov tretej D od popredných výrobcov ako sú Analog Devices, Maxim, National Semiconductors, Texas Instruments, Freescale Semiconductors a STMicroelectronics bol pre realizáciu bloku výkonového analógového zosilňovača vybraný obvod TAS5630B [29] s integrovanou spätnou väzbou od výrobcu Texas Instruments. Tento obvod disponuje viacerými možnosťami zapojenia, možnosťou riadenia jeho prevádzky, rôznymi indikáciami stavu IO i signálu ale i samotným dostatočne veľkým zosilnením pre väčšie domáce repro sústavy.

Tab. 2.1 Základné vlastnosti a parametre obvodu TAS5630B

Max. výst. výkon v BTL režime pri $RL = 4 \Omega$ , 10% THD+N, 1 kHz	300 W
Max. výst. výkon v BTL režime pri $RL = 4 \Omega$ , 1% THD+N, 1 kHz	240 W
Odstup signál/šum pri 1% THD+N	100 dB
Max. výst. výkon v Single režime pri $RL = 4 \Omega$ , 10% THD+N, 1 kHz	75 W
Max. výst. výkon v Single režime pri $RL = 4 \Omega$ , 1% THD+N, 1 kHz	55 W
Odstup signál/šum pri 1% THD+N	93 dB
THN+N (100 W, 1 kHz)	< 0,05 %
Frekvencia pre PWM	385-415 kHz
Účinnosť / Zisk / Dynamický rozsah	> 88% / 23 dB / 100 dB
Napájacie napätie mostu	25 V - 52,5 V
Napájacie napätie pre logické a digitálne regulátory	10,8 V – 13,2 V
Minimálna zaťažovacia impedancia BTL – Single - PBTL	3,5 $\Omega$ - 1,8 $\Omega$ - 2,4 $\Omega$
Samoochranný systém obsahujúci ochranu proti podnapätiu, ochranu proti prehriatiu, clip ochranu a ochranu zapojenia nakrátko vrátane hlásenia chýb a indikácie.	
Možnosť oneskoreného zapnutia a včasného vypnutia výkonového čipu proti zvukovým artefaktom, možnosť resetu pri zlyhaní funkcie a pod.	
Výber z dvoch púzdiel rôznej veľkosti a tepelného prispôsobenia: PHD (64-Pin QFP) DKD (44-Pin PSOP3)	

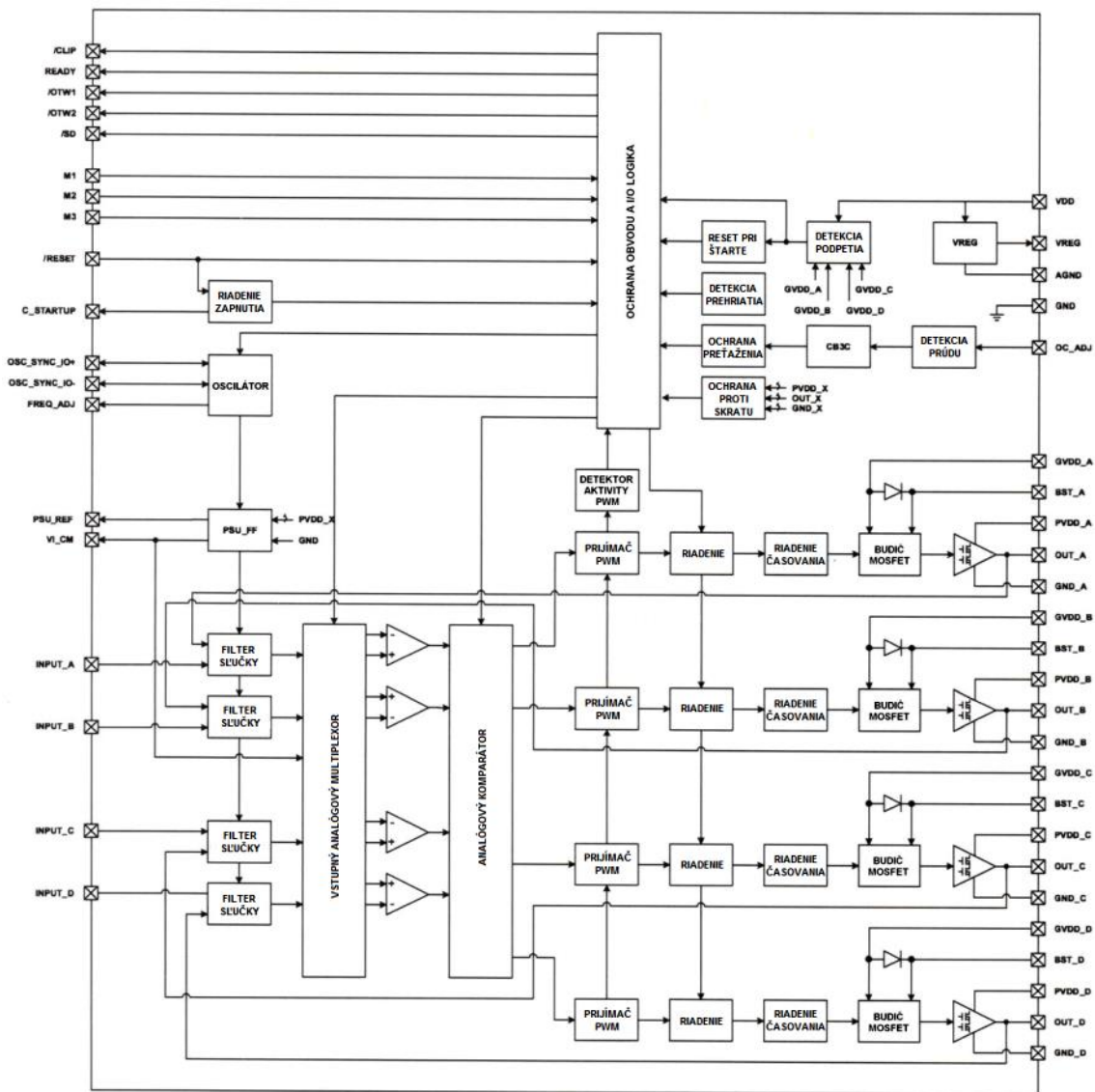
Jadrom celého zosilňovača je obvod TAS5630B ktorého zapojenie vychádza z upraveného doporučeného zapojenia pre stereo BTL režim, ktoré uvádza výrobca v [29].

Výber konečného zapojenia čipu pozostával zo štyroch rôznych režimov, voliteľných na vstupných pinoch M1 až M3:

- 2 x BTL – dva samostatné kanály (zapojenie plného mostu, výkon až 2x300W)
- 1 x PBTL – jediný kanál v mostíkovom zapojení (paralelný výstup až 1x400W)
- 4 x SE – štyri samostatné kanály (výkon 4x145W do 2Ω alebo 4x75W do 4Ω)
- 1 x BTL + 2 x SE – dva kanály zapojené do polovičného mostu (SE) a jeden kanál do plného mostu (BTL), vhodné napríklad pre 2.1 reprosústavu.

Vybraný bol režim 2 x BTL, teda klasický stereomód, pre ľavý a pravý kanál s dostatočne veľkým vykonom i pri relatívne nízkom THD.

Na obr. 2.5 je bloková schéma zapojenia čipu TAS5630B, z ktorej vidno, že vstupný signál sa privádza na piny INPUT\_A až D, ktorý potom pokračuje do filtra sľučky. V tomto bloku sa spracováva vstupný signál spolu so signálom zo spätnej väzby, ktorý následne postupuje cez analógový multiplexor do analógového komparátoru, kde dochádza ku generovaniu PWM modulácie komparáciou vstupného signálu a signálu z oscilátoru, čo je známe z teórie o zosilňovačoch triedy D. Blok prijímača PWM spracováva signál PWM a dohliada na jeho parametre prostredníctvom spätnej sľučky cez detektor aktivity PWM. Blok ochrán obvodu dohliada cez blok riadenia na koncové tranzistory, ktoré je možné odpojiť pri skrate alebo prekročení teploty čipu. Nasledujúci blok je riadenie časovania, ktorý má na starosti správne časovanie a spínanie pre koncové tranzistory a teda aby nemohlo dôjsť k ich súčasnému otvoreniu v protifáze (tzv. “dead time”). Za týmto blokom nasledujú samotné budiče, napájané z pinov GVDD\_A až D a za nimi sú výkonové koncové tranzistory, ktorých napájanie sa privádza cez piny PVDD\_A až D. Výstupy z koncových tranzistorov sú potom vyvedené na piny OUT\_A až D.



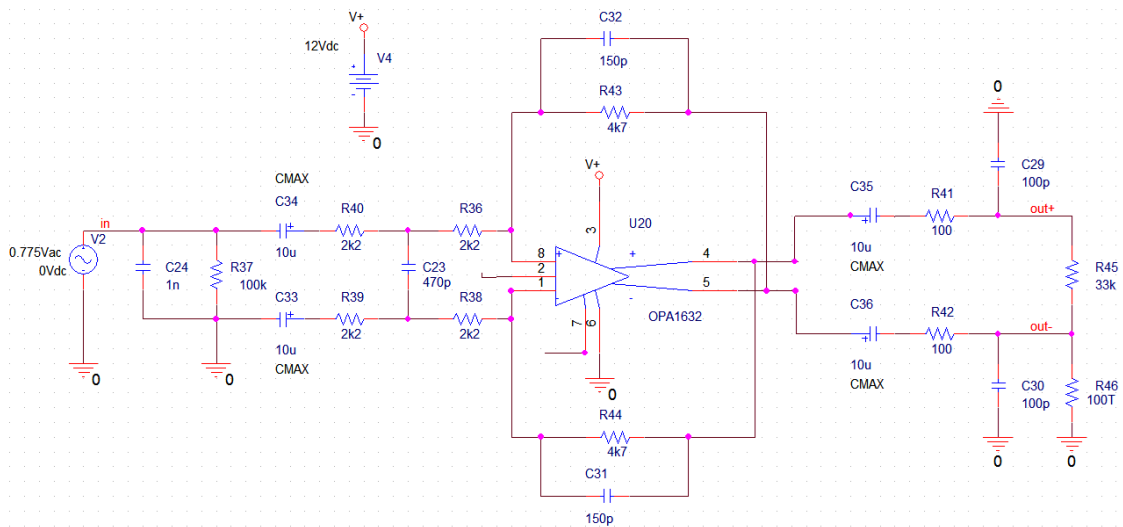
Obr. 2.16 Bloková schéma zapojenia obvodu TAS5630B (prevzaté z [29] a upravené)

## 2.6.2 Predzosilňovač koncového stupňa

Zapojenie predzosilňovača vychádzalo z vývojového kitu ktoré bolo prevzaté a upravené z [31], využívajúce obvod OPA1632 od rovnakej firmy Texas Instruments [30]. Ide o diferenčný operačný zosilňovač, ktorý disponuje veľmi malým šumom a skreslením, naopak veľkou rýchlosťou prebehu a šírkou pásma až do 180 MHz. Úlohou tohto predzosilňovača je previesť vstupný nesymetrický (signál voči zemi) audio signál na diferenčný, vhodný pre vstup integrovaného čipu TAS5630B. Ten upravuje signál tak, že na jeho vstupe sa nachádza pásmová piepušť, ktorá má dolný medzný kmitočet 3,8 Hz, čo je dobré pre odstránenie jednosmernej zložky z audio signálu a horným medzným kmitočtom dostatočne presahuje audio pásmo vo frekvencii 81 kHz. Toto odporúčané zapojenie od výrobcu bolo odsimulované v programe PSpice a bolo zistené, že hodnota zosilnenia dosahuje 7 dB.

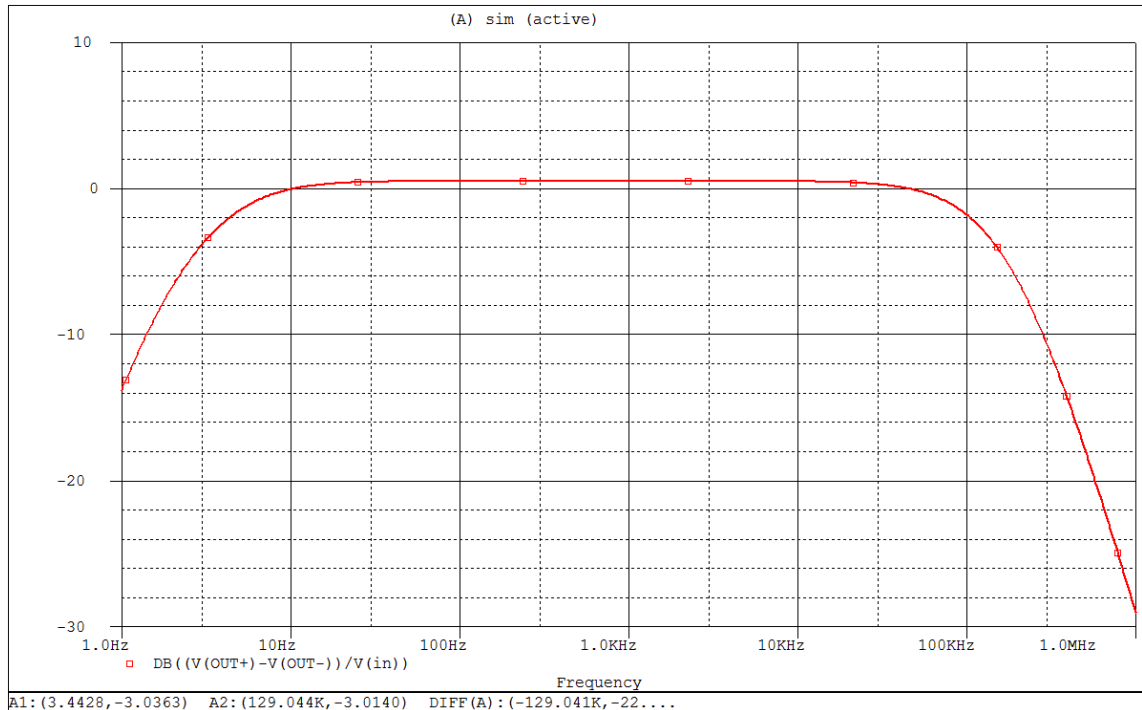
Vzhľadom na to, že uvažujeme ekvalizáciu signálu pomocou ekvalizéru, ktorý má teoretické zosilnenie  $\pm 12$  dB môže byť toto zapojenie spôsobovať prebudenie koncového stupňa zosilňovača a preto bolo zapojenie odsimulované pre iné hodnoty súčastok v obvode. Ďalšími simuláciami bolo dosiahnutého prenosu so zosilnením len 0,517 dB. Táto hodnota bola blízka jednotkovému prenosu a preto bolo zvolené zapojenie na obr. ako prijateľné. Bližší prepočet jednotlivých prenosov bude detailnejšie prebraný po výsledkoch merania

Preto bol diferenčný zosilňovač navrhnutý s minimálnym prenosom, ktorý bol odsimulovaný na +0,517 dB, podľa .



Obr. 2.17 Zapojenie diferenčného predzosilňovača s programe PSpice

Na Obr. 2.17 je zapojenie predzosilňovača pre ľavý kanál v simulačnom programe PSpice. Ako zdroj signálu bol zvolený generátor sínusového signálu s efektívnou hodnotou napätia 775 mV. Rezistor  $R_{45}$  predstavuje vstupný odpor koncového zosilňovača. Pre správnu simuláciu je potreba záťaž pripojiť na referenčnú zem a nakoľko je podľa zapojenia záťaž plávajúca, je pripojená cez rezistor  $R_p$  s veľkou hodnotou odporu na zem. Spätná väzba je tvorená prvkami  $R_{11}$ ,  $C_{11}$  a  $R_{12}$ ,  $C_{12}$ , pomocou ktorej sme zmenou rezistancie dosiahli menšieho zosilnenia. Napájanie je nesymetrické 12 V. Na Obr. 2.18 je výsledok simulácie modulu prenosu predzosilňovača, na ktorej boli pomocou kurzorov odčítané hodnoty pre pokles  $-3$  dB, ktorých frekvencie dosahovali 3,44 Hz pre dolnú medznú frekvenciu a 129 kHz pre hornú medznú frekvenciu. Zosilnenie v audio pásme 20 Hz – 20 kHz bolo takmer konštantné so zosilnením 0,5 dB.



Obr. 2.18 Modulová kmitočtová charakteristika predzosilňovača s OPA1632

Z parametrov výrobcu bolo odčítané, že pre jeden kanál výkonového zosilňovača pri záťaži do  $8 \Omega$  a skreslení do 1% THD+N dosahuje maximálny výstupný výkon 125W. Preto pre vstupnú úroveň napätia platí, že ak má zosilňovač zisk 23 dB a predchádzajúci diferenčný člen 7dB a pri uvažovaní vstupného signálu s amplitúdou  $1 V_{RMS}$ , bude po prechode diferenčným zosilňovačom signál zväčšený na hodnotu  $2.2387 V_{RMS}$  a po prechode výkonovým zosilňovačom dosiahne úroveň  $31.6227 V_{RMS}$ , a keďže pre výkon platí jednoduchý vzorec  $P = (U)^2 / R_z$ , kde  $R_z$  je je nominálna impedancia záťaže, potom  $P$  :

$$P = \frac{U^2}{R_z} = \frac{31,6227^2}{8} = 124,999W ,$$

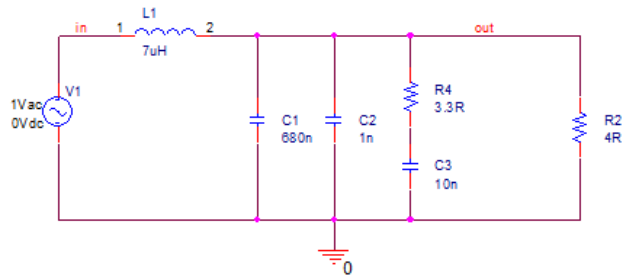
čo plne korešponduje s uvádzanými parametrami od výrobcu. Avšak ak uvažujeme signál, ktorý prejde ekvalizérom s teoretickým zosilnením 12 dB, zmení sa tento vstupný signál o úrovni  $0,775 V_{RMS}$  na hodnotu  $3.0853 V_{RMS}$  a z toho dôvodu už ho nie je možné priviesť na vstup zosilňovača pri danom zosilnení diferenčného stupňa, pretože by spôsobil prebudenie koncového stupňa. Táto skutočnosť sa dá ošetriť nastavením obmedzenia maximálnej miery zosilnenia ekvalizéru alebo zníženie maximálnej hlasitosti rovnako v časti ekvalizéru, pomocou programového vybavenia ovládajúceho digitálne potenciometre pre riadenie ekvalizéru a hlasitosti.

### 2.6.3 Výstupný LC filter

Výstupný LC filter je typu dolná priepusť, ktorý sa skladá z LC filtru a Boucherotovo členu, ktorého úlohou je zadržať nežiadúce vlnové zložky obsiahnuté vo výkonovom modulovanom signále [1]. Vhodnou voľbou komponentov pre jeho realizáciu je ovplyvnená účinnosť samotného zosilňovača, elektromagnetická interferencia a

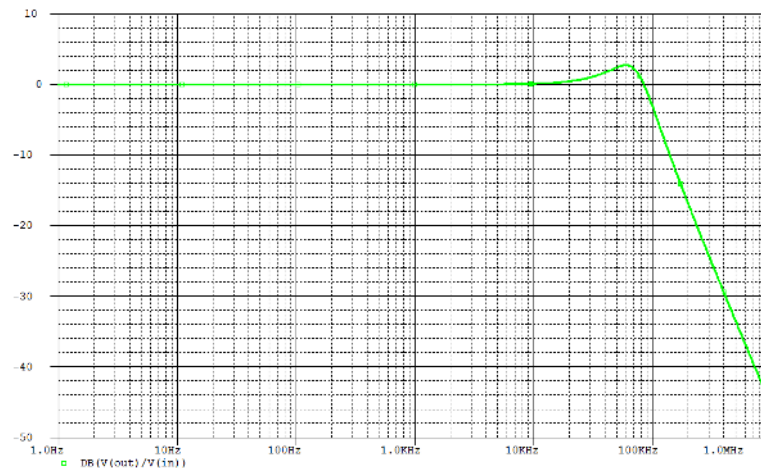
najdôležitejšie harmonické skreslenie.

Na Obr. 2.19 je zobrazené zapojenie výstupného LC filtru v programe PSpice, kde rezistor  $R_z$  predstavuje impedanciu pripojenia reproduktora a zát'aži  $4 \Omega$ .



Obr. 2.19 Zapojenie výstupného LC filtru v simulačnom programe PSpice

Modulová kmitočtová charakteristika výstupného filtru je zobrazený na ,kde medzný kmitočtet filtru má hodnotu 87 kHz a jeho strmosť dosahuje hodnoty -40 dB/dek.

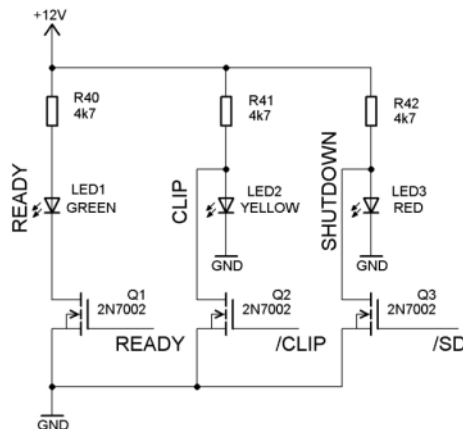


Obr. 2.20 Modulová kmitočtová charakteristika výstupného filtru zosilňovača

## 2.6.4 Ochrana a indikácia zosilňovača

Samotný integrovaný zosilňovač TAS5630B obsahuje niekoľko detekcií ochrany čipu a cez ich výstupné hodnoty vie riadiť samotné ochranné obvody. Sú to napríklad signalizácia limitácie zosilňovača (CLIP), ochrany proti prehriatiu čipu (výstupy OTW), zkratu zosilňovača na výstupe, preťaženiu či podpätiu, kedy dôjde k odpojeniu zát'aže na výstupe a samotné výkonové tranzistory sa prepnú do stavu vysokej impedancie Hi-Z. To signalizuje logická nula na pine SD (shutdown). Ak v prípade podpätia alebo skratu znovu vzrastie napájacie napätie nad určitú úroveň, výkonový čip sa samočinne zapne. V ostatných prípadoch je potrebné zmeniť logickú úroveň na pine RESET. Normálna prevádzka je signalizovaná vysokou úrovňou na pine Ready. Na Obr. 2.21 je zapojenie obvodov pre signalizáciu jednotlivých stavov. K ich napájaniu je využité napätie 12 V privádzané z obvodu využívajúci regulátor LM317 implementovaného

priamo na doske zosilňovača. Za bežnej prevádzky svieti LED1, pri limitácii signálu sa rozsvieti LED2 a niektorý z chybových stavov signalizuje LED3.



Obr. 2.21 Obvod pre signalizáciu stavov zosilňovača

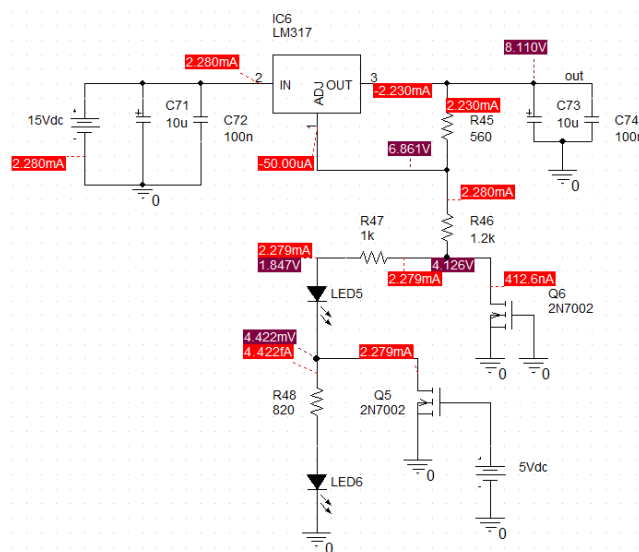
Vyššie popísané signalizačné a ochranné obvody je možné detekovať pomocou mikrokontroléru, avšak v našom zapojení je využiteľ klasickej indikácie pomocou LED, pretože koncový užívateľ nepotrebuje vedieť v akom stave je práve zosilňovač, naopak slúžia tieto piny pre poruchovú signalizáciu v prípade chybovosti pred prípadnou opravou aby servisný technik mal lepšiu predstavu o chybe koncového stupňa. Piny SD, CLIP a READY boli zároveň vyvedené na konektory typu Molex priamo na DPS zosilňovača.

Ochrana proti prehriatiu je indikovaná pomocou pinov OTW, OTW1 a OTW2 z ktorých sa privádza signál na Gate príslušných tranzistorov, ktoré riadia nastavovací pin ADJ obvodu LM317, ktorý následne mení výstupné napätie a tým postupne (nie skokovou zmeou) riadi napätie (teda rýchlosť) pre chladiace ventilátory zosilňovača. Celkové zapojenie obsahuje i vlastný regulátor pre napájanie jednotlivých vyššie spomenutých podporných systémov čipu. Samotný zosilňovač a podporné zapojenia boli prevzaté a upravené z [31]. Možné kombinácie chýb, spolu s reprezentáciou logických úrovní na príslušných pinoch, sú uvedené v Tab 2.3.

Tab 2.3 Tabuľka chybových stavov (prevzaté a upravené z [29])

/SD	/OTW1	/OTW2	Popis
0	0	0	Nastalo preťaženie, prehriatie alebo podpätie
0	0	1	Nastalo preťaženie, podpätie alebo teplota čipu > 100°C
0	1	1	Nastalo preťaženie alebo podpätie
1	0	0	Teplota čipu je vyššia ako 125°C
1	0	1	Teplota čipu je vyššia ako 100°C
1	1	1	Teplota čipu <100°C, nenastalo preťaženie ani podpätie

Na Obr. 2.22 je zobrazená simulácia obvodu, ktorý slúži pre signalizáciu teploty čipu a reguláciu otáčok chladiaceho ventilátora. Napájanie modulu je zabezpečené napätím 15 V. Pokiaľ je teplota čipu menšia ako 100°C, sú oba tranzistory  $Q_5$  a  $Q_6$  otvorené a diódami LED5 a LED6 neprechádza takmer žiadny prúd a teda LED diódy nesvietia. Ak teplota stúpne nad hodnotu 100°C, na pine /OTW1 sa objaví nízka úroveň, čo spôsobí uzavretie tranzistoru  $Q_6$  (modelované uzemnením elektródy “gate”) a tranzistor  $Q_5$  zostane otvorený. Cez LED5 teda prechádza prúd a je na nej príslušný úbytok napätia (LED svieti). Tento stav simulácie zachytáva Obr. 2.22. Pokiaľ teplota čipu prekročí hodnotu 125°C uzavre sa tranzistor  $Q_5$  a celý prúd prechádza cez obe LED diódy na zem. So zvyšujúcou teplotou sa mení hodnota napätia na nastavovacom pine a tým sa mení výstupné napätie obvodu LM317 na pine *out* kedy dochádza k zvyšovaniu otáčok ventilátora [32]. Využitie MOS tranzistory sú plne kompatibilné pre toto použitie, nakoľko ich použitie zaviedol priamo výrobca IO koncového stupňa zosilňovača.



Obr. 2.22 Obvod pre signalizáciu teploty čipu a reguláciu otáčok ventilátora

## 2.6.5 Chladenie

Z katalógového listu obvodu TAS5630B boli odčítané nasledujúce hodnoty pre výpočet dostatočne dimenzovaného chladiča:

Ztrátový výkon  $P_Z - 30\text{W}$

Maximálna teplota čipu  $\theta_J - 150^\circ\text{C}$

Teplný odpor čip – púzdro  $R_{\theta JC}: 0,2^\circ\text{C/W}$

Ako okolnú teplotu vnútri boxu zosilňovača bude uvažovaná hodnota  $\theta_A = 50^\circ\text{C}$  a teplný odpor  $R_{\theta JC}$ . Teplný odpor, ktorý vznikne pri nedokonalom styku chladiča s púzdrom obvodu  $R_{\theta CH}$ , predpokladáme  $1^\circ\text{C/W}$ . Teplný odpor chladiča potom jednoducho určíme zo vzťahu:

$$R_{\theta H} = \frac{\theta_J - \theta_A}{P_Z} - R_{\theta JC} - R_{\theta CH} = \frac{150 - 50}{30} - 0,2 - 1 = 2,13^\circ\text{C/W}. \quad (1.11.)$$

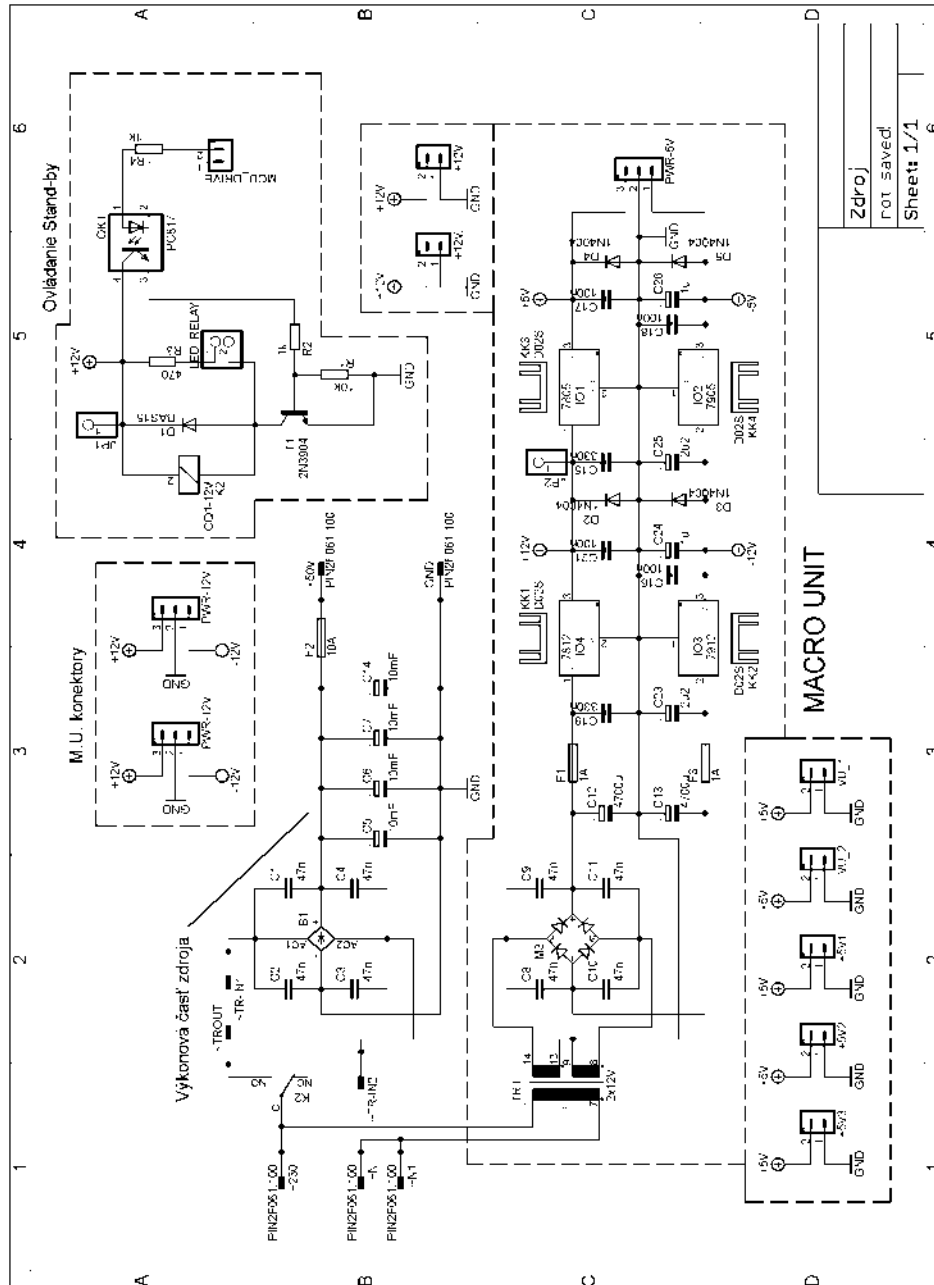
Z výsledku vyplýva, že chladič musí mať tepelný odpor menší alebo rovný  $2,13^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . Chladič je rozmerovo obmedzený, pretože kondenzátory  $C_{42}$  až  $C_{45}$  musia byť umiestnené čo najbližšie k pinom integrovaného obvodu, z toho dôvodu bude použitý chladič so špeciálnej zliatiny (je tu použitý továrenský chladič z procesora PC vybraný práve pre túto aplikáciu z dôvodu dostupnosti, jeho rozmerov a hodnoty tepelného odporu) s ešte lepším tepelným odporom  $1,88^{\circ}\text{C}/\text{W}$ , ktorý bol vyrazený na danom chladiči. Vzniknuté kvalitné pasívne chladenie zosilňovača je poistené ventilátorom s reguláciou otáčok.

### **2.6.6 Konštrukcia zosilňovača**

Zosilňovač bol skonštruovaný podľa odporúčaní výrobcu, ktorý uvádzal, že najlepšie je dodržanie podobného rozmiestnenia i výber jednotlivých súčiastok, preto boli zakúpené súčiastky presne zhodné s výrobcom, pre čo najlepšie dosiahnutie parametrov. Pre výstupný demodulačný filter boli zakúpené železoprachové jadrá Micrometals T-92 a závity boli navinuté svojpomocne, rukou podľa špecifikácie od výrobcu pre tlmivky TIC-INDC-026 (1.00), (pridané PDF na CD). Samotné tlmivky výstupného demodulačného filtra boli ochránené proti náhodnému kontaktu (pri preškravnutí laku na cievke a pod.), pridaním silikónových podložiek medzi DPS a tlmivky. Filtračné kondenzátory boli použité typu MKP-10 od výrobcu WIMA, ktoré sú najvhodnejšie pre demodulačné filtre, pretože majú výborné vlastnosti na vysokých kmitočtoch. Samotná DPS zosilňovača je vyrobená z materiálu FR4 a k tomu je nanosená vrstva ďalšej medi po celom plošnom spoji pre lepšie prenosy väčších prúdov vo výkonovej časti DPS. Samotná doska koncového stupňa leží na prvej úrovni rozloženia DPS v zariadení a preto boli niektoré otvory a rozmery volené s ohľadom na montáž ďalšej DPS nad úroveň tejto DPS pomocou dištančných stĺpikov. Pripojenie záťaže (reproduktorových svoriek), je realizované pomocou konektorov Faston 6,3mm, rovnako ako pre napájaciu časť, nakoľko tento typ konektora znesie prúdové zaťaženie až 16A.

## 2.7 Napájací zdroj

Výber napájacieho zdroja spočíval hlavne vo využití, čo je v tomto prípade zariadenie, ktoré spracováva audio signál, kde je potrebné udržať od signálových ciest v zariadení dostatočný odstup rušenia. Výhodnejšie by bolo použitie spínaného zdroja z hľadiska účinnosti, váhy i rozmerov, avšak kompletný impulzný napájací zdroj o výkone potrebnom pre koncový stupeň zosilňovača a zároveň všetkých obvodoých prvkov by bol značne náročný na samotný návrh, stavbu i konečnú stabilitu a zároveň by spôsobil značné rušenie na kmitočte spínacích prvkov vlastného obvodu. Preto bol ako napájací zdroj vybraný lineárny zdroj využívajúci transformátora, ktorý bude schopný dodať dostatočný príkon pre koncový stupeň zosilňovača i obvodoé prvky riadenia a spracovanie audio signálu. Samotný napájací zdroj zariadenia pozostáva z dvoch častí a to z hlavného zdroja koncového stupňa a časti pre ostatné obvodoé prvky zariadenia ako vidno z Obr. 2.23 Kompletná schéma zapojenia napájacieho zdrojaObr. 2.23.



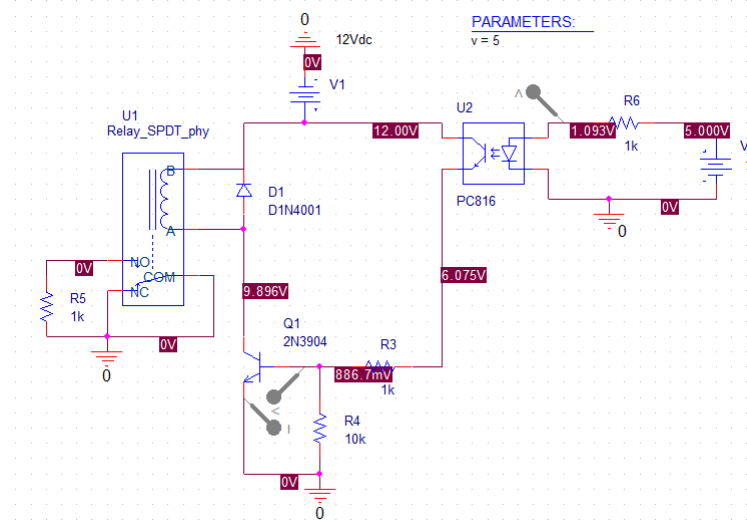
Obr. 2.23 Kompletná schéma zapojenia napájacieho zdroja

### 2.7.1 Popis zapojenia

Prvá časť bola vytvorená s ohľadom pre potrebu napájania všetkých komponentov zosilňovača akými sú mikrokontrolérové riadenie celého zosilňovača (MCU-C) + LCD displej, mikrokontrolerový stereo spektrálny analyzátor (MCU-S) + LCD displej, LED bargrafy pre ukazatele úrovne napätia vstupného signálu, LED bargrafy pre meranie výkonu zosilňovača, predzosilňovač s prepínaním vstupov i kompletnému ekvalizéru. Táto napájacia časť teda slúži pre viac menších, teda „mikro“ jednotiek a preto je nazvaná ako Macro Unit.

Druhou časťou je napájací zdroj výkonovej vetvy, ktorý napája koncový zosilňovací stupeň spolu s jeho obvodovými prvkami a teda je nutné aby napájacie napätie neklesalo ani pri vyšších prúdových odberoch, zdroj musí byť tzv. „tvrdý“. Celkovo táto časť pozostáva z graetzového usmerňovacieho mostíka, filtračných

kondenzátorov  $C_1 - C_4$  proti vľ zákmitom a kondenzátorov  $C_5, C_6, C_7$  a  $C_{14}$  pre dostatočnú filtráciu zvlnenia usmerneného napätia a všetky sa nachádzajú na jednej DPS spolu zo zdrojom Macro Unit. K tejto časti je pripojený toroidný transformátor Talema s výstupným napätím  $2 \times 35$  V o výkone 500 VA, ktorý je vybraný pre dostatočný výkon zosilňovača (výkon až:  $2 \times 300$  W/4  $\Omega$ ) a ohľadom na charakter audio signálu, tzn. nie je permanentne vybudený koncový stupeň konštantným sínusovým signálom. Koncový zosilňovač s TAS5630B potrebuje nesymetrické napájacie napätie 50V, to je dosiahnuté spojením dvoch sekundárnych vinutí transformátora paralelne, čo vo výsledku spôsobí zapojenie s rovnakým výstupným napätím ale dvojnásobným možným prúdovým zaťažením. Táto modifikácia bola potrebná kvôli malej ponuke transformátorov na trhu. Podľa požiadavok je potrebný transformátor o výstupnom napätí  $\sim 34-36$  V a dostatočným prúdovým zaťažením (napr. pre vybraný 500 VA toroid je to 14,3 A). Samotný primárny toroidný transformátor je pripojený k DPS pomocou konektorov Faston 6,3 mm. Pre režim Stand-by módu zosilňovača je táto časť riadená (možnosť vypnutia) pomocou MCU-C jednoduchým obvodom, ktorý využíva triviálnejšieho zapojenia s optickým oddelením signálu od MCU-C a relé pre samotné spínanie. Pre správnosť návrhu poslužil program OrCad PSpice v ktorom bol tento obvod odsimulovaný, vid' Obr. 2.24. Závislosť veľkosti odberu prúdu závisí i od rezistencie cievky spínacieho relé, avšak v danom programe neboli k dispozícii relé s simulačnými modelmi, pretože sa tieto obvody väčšinou nesimulujú.



Obr. 2.24 Simulácia spínania relé zapínajúce výkonovú vetvu zdroja

Navrhnutý zdroj bol vyrobený ako jednovrstvová DPS s vymedzením vodivých ciest pri častiach s napätím 230V. Transformátor pre Macro Unit je priamo namontovaný na DPS

Zo simulácie bola odčítaná veľkosť prúdu zopnutou cievkou, ktorá odpovedala hodnote 180 mA, zmeraná hodnota bola 11,4 mA čo podporuje teóriu, že tieto obvody nemožno simulovať v danom programe avšak schéma poslužila aspoň ako funkčné overenie zapojenia.

Macro Unit zdroj bol navrhnutý s ohľadom pre potrebu plne symetrického napájania  $\pm 12$  V a  $\pm 5$  V. Táto časť je napájaná pomocou vlastného zaliateho transformátora z EI plechov o výkone 35 VA namontovanom priamo na DPS zdroja. Nasleduje usmernenie pomocou graetzového mostíka spolu s filtráciou vľ zákmitov a vyhladenie výstupného napätia pomocou  $C_{13}$  a  $C_{12}$ . Za touto časťou nasledujú

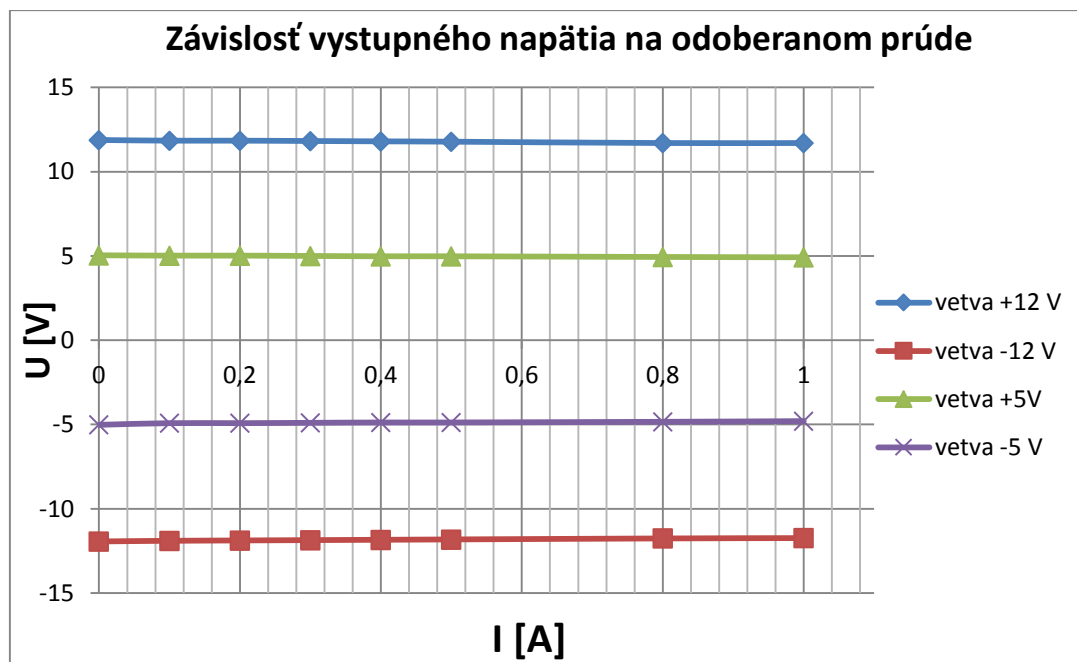
stabilizátory L7812 a L7912 schopné dodať prúd 1 A v oboch vetvách pre napájacie napätie  $\pm 12$  V, ktoré zároveň slúžia ako napájanie pre stabilizátory L7805 a L7905, ktoré poskytujú nižšiu úroveň výstupného napätia a to  $\pm 5$  V. Schématické zapojenie jednotlivých stabilizátorov bolo dôkladne vybrané a skombinované podľa rôznych odporúčaných zapojení výrobcu, spolu pre jednotlivé stabilizátory z **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** Napájací zdroj bol jednoducho dimenzovaný tak, aby naň bolo možné pripojiť ďalšie vetvy zapojení pre možné revízie navrhnutých obvodov, i z dôvodu dodatočne ušetreného priestoru v prístrojovej krabici, ktorá zatiaľ nenadobudla fyzických rozmerov.

Odber prúdu na prázdno (bez záťaže) v jednotlivých vetvách zdroja macro unit dosahoval 11,4 mA pre kladnú a 5,1 mA pre zápornú vetvu. Pri napájaní všetkých obvodových prvkov bol potom odber prúdu pre kladnú vetvu rovný 260mA a pre zápornú takmer polovičná hodnota 140 mA.

Tab 2.4 Zmerané parametre napájacieho zdroja Macro Unit pre obe napájacie vetvy

I [A]	U+ [V]	U- [V]	U+ [V]	U- [V]	$\pm 12$ [V]	$\pm 5$ [V]
0	11,88	-11,94	5,04	-5,02	23,8	10,02
0,1	11,84	-11,9	5,02	-4,92	23,8	9,98
0,2	11,84	-11,88	5,02	-4,92	23,76	9,96
0,3	11,82	-11,86	5	-4,9	23,74	9,94
0,4	11,8	-11,84	4,98	-4,88	23,74	9,94
0,5	11,78	-11,82	4,98	-4,88	23,72	9,92
0,8	11,7	-11,76	4,94	-4,84	23,66	9,88
1	11,7	-11,74	4,92	-4,8	23,58	9,86

Z nasledujúcej závislosti na Obr. 2.25 vidno, že meraný zdroj Macro Unit má vynikajúce parametre, pretože pri maximálnom zaťažení jednej vetvy do 1 A (maximálne dimenzovanie stabilizátorov), poklesne výstupné napätie do max. 0,2 V.



Obr. 2.25 Závislosť výstupného napätia na odoberanom prúde zdroja Macro Unit

### 2.7.2 Výpočet filtračných kondenzátorov

Spočítané hodnoty boli uvedené pre hlavnú vetvu zosilňovača, nakoľko práve v nej dochádza k najväčšiemu odberu prúdu z celého zosilňovača a tým aj zvlneniu samotného napätia zdroja hlavnej vevy. Hodnota odoberaného prúdu bola zvolená 9 A, čo pre napájanie o veľkosti napätia 50 V znamená príkon 450 W. Chyba spôsobená zjednodušením výpočtu je menšia ako výrobná tolerancia elektrolytických kondenzátorov. Výpočet filtračných kondenzátorov podľa [37].

$$C = \frac{k * I}{U_{BR}} = \frac{9 * 9000}{2} = 40500 \mu F \cong 40mF$$

*C* – výsledná kapacita filtračných kondenzátorov [ $\mu F$ ]

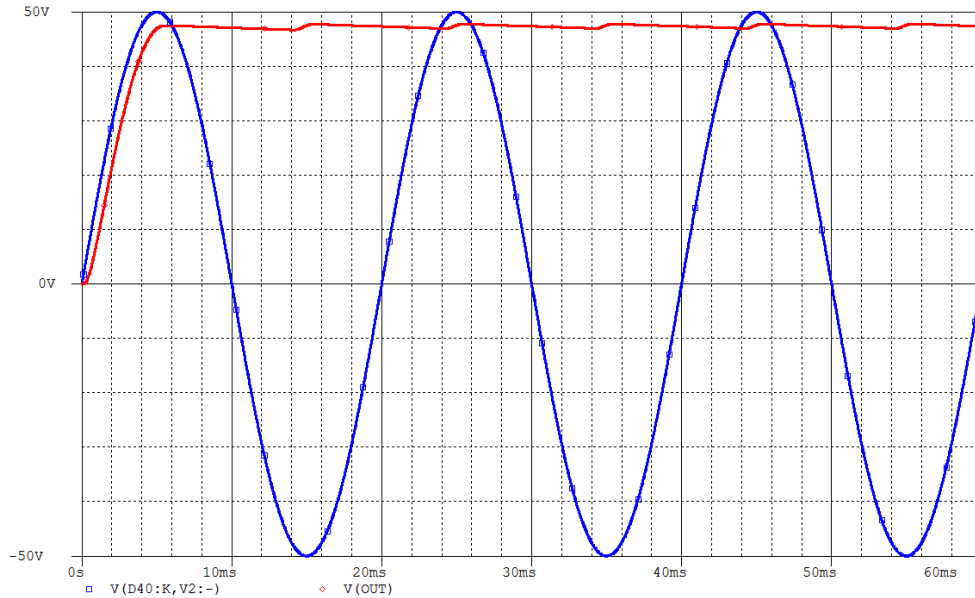
*I* – odoberaný prúd [mA]

*U<sub>BR</sub>* – zvlnenie [V]

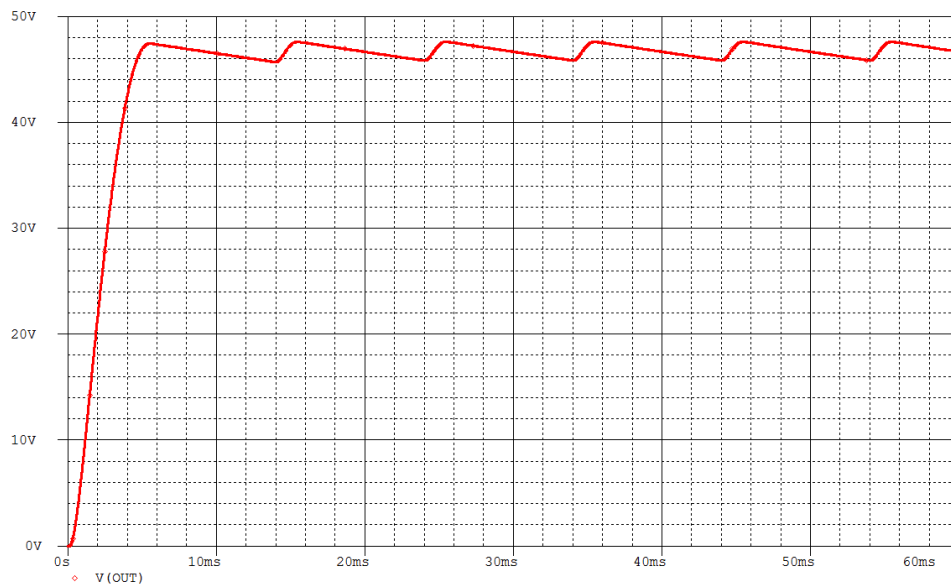
*k* = 9 – pre zvlnenie 5%

### 2.7.3 Simulácie z programu PSpice

Pre simuláciu zvlnenia výstupného napätia zdroja hlavnej napájacej vetvy zosilňovača bolo využitého zapojenia rezistancie na výstup zdroja, kedy sa simuloval výkon koncového stupňa podľa zvolenej hodnoty rezistancie. Simulované parametre nemusia úplne spĺňať reálne parametre nakoľko bolo obtiažne vybrať model usmerňovacích diód so správnym modelom a rovnako nie je možné simulovať charakteristiku transformátora. Preto sú nasimulované priebehy aspoň orientačné a sú podporené výpočtom v kapitole vyššie.



Obr. 2.26 Zvlnenie výstupného napätia pre výkon do 200W



Obr. 2.27 Zvlnenie výstupného napätia pre výkon 450W

Zvlnenie výstupného napätia pre výkon 200W dosahoval hodnoty 0,826V a pre výkon 450W dosahovalo výstupné zvlnenie napätia hodnoty 1,792V.

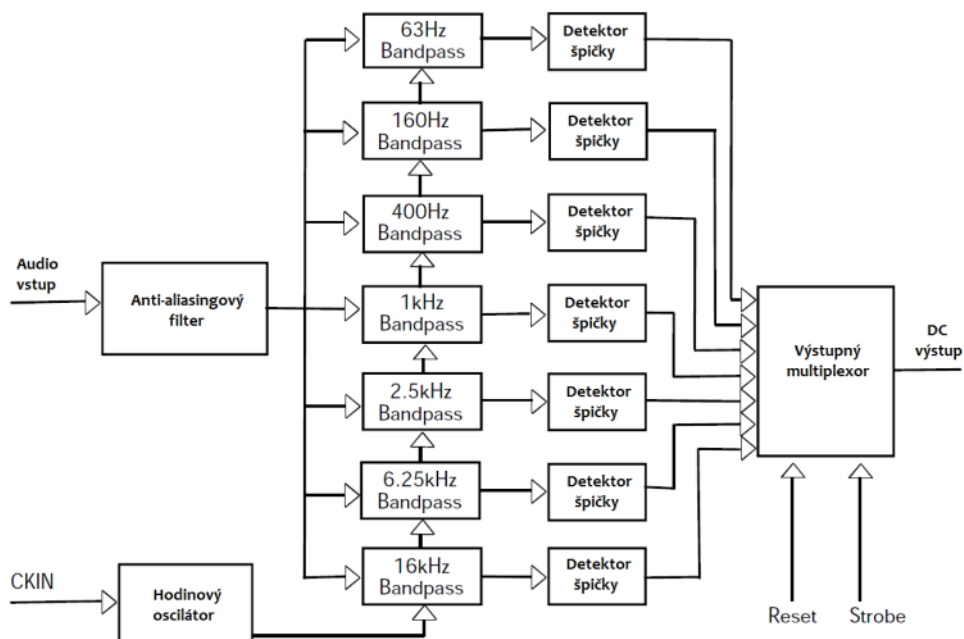
## 2.8 Spektrálny analyzátor

Z teórie je známe, že pre návrh spektrálneho analyzátoru sa najčastejšie používa zapojenie, kedy sa signál najprv navzorkuje, vykoná A/D prevod a nasleduje samotný zložitý výpočet FFT v digitálnom procesore. Táto varianta je vcelku značne zložitá s dôrazom na značné znalosti programátora, ktorý sa musí v tejto problematike dokonale orientovať. Zároveň pri dodržaní určitých zásad nemusí byť samotný spektrálny analyzátor dostatočne rýchly aby vedel v reálnom čase prepočítavať všetky spektrálne

zložky a vykreslovať ich na displej. Bolo preto zvolené zapojenie, ktoré využíva jedného mikrokontroléru a špeciálneho integrovaného obvodu, schopného podať dostatok informácií pre MCU, ktorý sa už len stará o vyhodnotenie a vykreslenie prijatých údajov na displej spolu popisom.

### 2.8.1 Návrh zapojenia

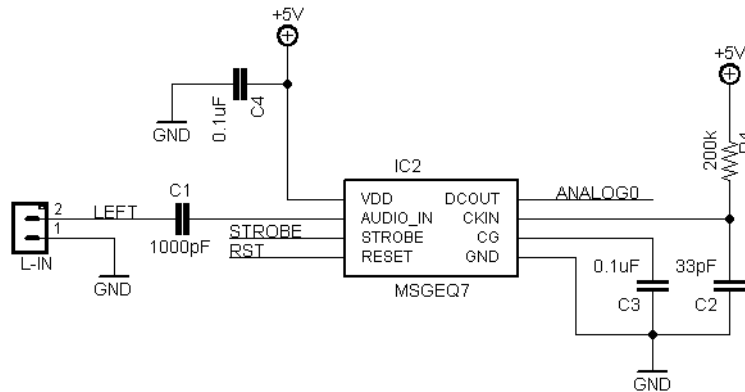
Základ teda tvorí mikrokontrolér ATmega328 ku ktorému sú pripojené IO s názvom MSGEQ7 od výrobcu Mixed Signal Integration, ponúkaný spoločnosťou Sparkfun [33]. Ide o CMOS čip, na ktorého vstupe sa za aliasingovým filtrom delí audio spektrum na 7 pásiem pomocou bandpass filtrov (63Hz, 160Hz, 400Hz, 1kHz, 2,5kHz, 6,25kHz a 16kHz). Týchto sedem frekvencií je potom detekovaných pomocou detektora špičky pre každú frekvenciu zvlášť a následne sú jednotlivé hodnoty pomocou multiplexora distribuované ako DC napätie na jeden výstupný pin ako vidno z blokovej schémy IO MSGEQ7 na Obr. 2.28. Na tomto pine však nemôžu byť všetky dostupné DC napätia jednotlivých frekvencií zobrazované naraz a preto sa pre prepínanie medzi jednotlivými pásmami využíva pinov RESET a STROBE, kde pin STROBE zaobstaráva, že po dosiahnutí jeho nástupnej hrany sa multiplexor prepne na nasledujúci vyšší filter. Takto postupuje až po posledný filter, a následne sa využíva pinu RESET, ktorého vysoká úroveň zabezpečuje vynulovanie multiplexora (tým dôjde k vráteniu sa na hodnotu prvého bandpass filtru).



Obr. 2.28 Bloková schéma integrovaného obvodu MSGEQ7, prevzaté a upravené z [33]

DC úrovně jednotlivých pásiem, potom stačí pomocou mikrokontroléru vykreslovať na displej či maticu z LED diód. Bolo zvolené vykresľovanie na displej formátu 4x20 znakov, kde je možné pridať popisok ľavého a pravého kanálu a prípadne úroveň signálu v dB ako mierku. Použitý čip nedosahuje tak excelentných parametrov ako drahé spektrálne audio analyzátory a jeho spektrá sa vzájomne sčasti prekrývajú, avšak pre dané použitie plne dostačuje a jeden z hlavných faktorov pre jeho výber bola rýchlosť, pretože z dôvodu veľkej obnovovacej frekvencie a pri použití jedného IO na jeden kanál, bude výsledné vykresľovanie na displej rýchlejšie ako by tomu bolo pri

zložitom výpočte algoritmu pomocou FFT. Napájacie napätie tohto IO je 5V, čo je plne kompatibilné s použitým mikrokontrolérom. Samotný IO nepotrebuje k svojej funkcii žiadne zložité zapojenie, iba niekoľko spínacích a oddeľovacích kondenzátorov a jeho vlastný kľudový odber dosahuje hodnotu 1mA, ako je vidno z princípiálneho zapojenia IO na Obr. 2.29.



Obr. 2.29 Zapojenie podporných súčiastok IO MSGEQ7, prevzaté a upravené z [33]

Kompletná DPS spektrálneho analyzátoru je navrhnutá s ohľadom na minimalizáciu zariadenia i preto je obojstranná o rozmeroch cca 5,2 x 4 cm. DPS sa bude nachádzať na tretej úrovni zariadenia t.j. v oblasti riadenia a zobrazovania. Zapojenie obsahuje tiež jednoduchý prúdový zdroj vytvorený pomocou tranzistoru T1, ktorý slúži pre reguláciu jasu osvetlenia LCD pomocou PWM. Rezistor  $R_1$  udáva maximálny prúd LED podsvietením a rezistory  $R_2$  a  $R_3$  udávajú maximálne napätie na báze tranzistoru, ktorá činí 2,5 V, takže sa PWM výstupom riadi napätie na báze tranzistoru od 0 do 2,5 V. Tranzistor pracuje v lineárnom režime, nakoľko na  $R_1$  je napätie v rozsahu 0-1,8 V a spolu s  $C_{10}$  tvorí integračný článok, ktorého medzný kmitočet je daný pre hodnoty  $f_m = 3,8$  kHz a ako je z teórie známe, pre správnu funkciu je potrebné aby frekvencia PWM signálu bola vyššia ako vypočítaná hodnota.

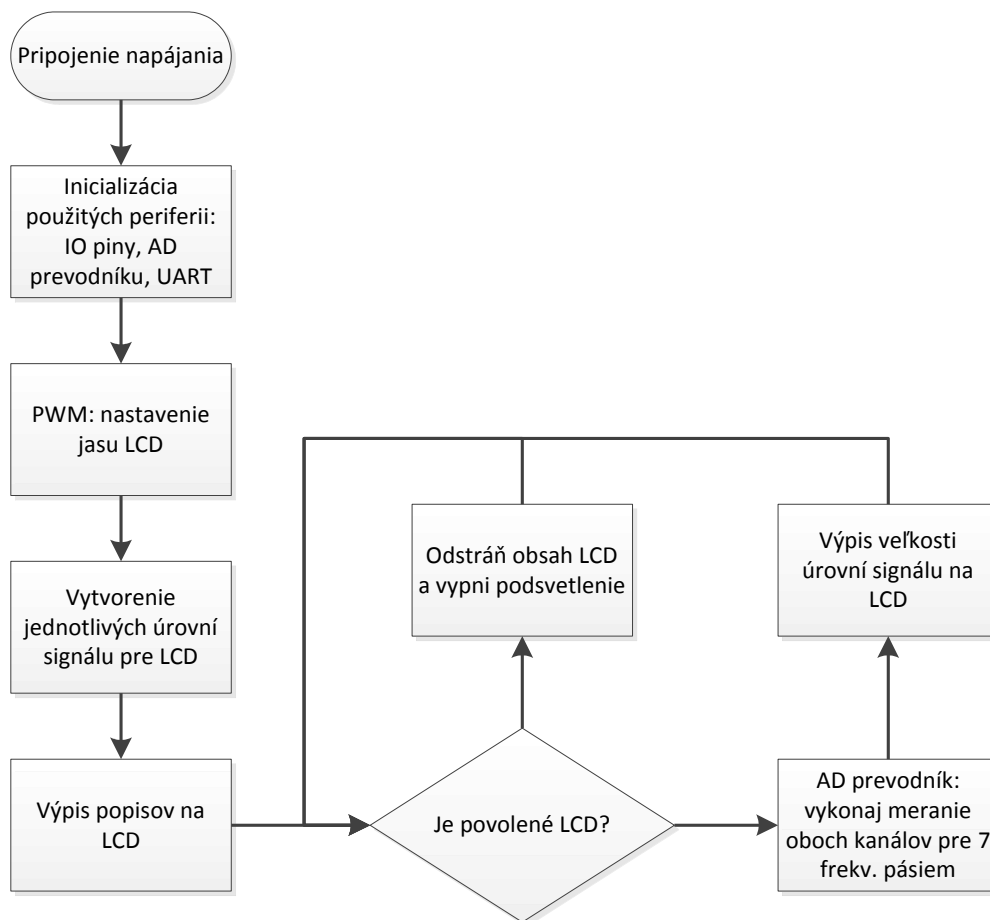
## 2.8.2 Popis programového vybavenia

Ako vývojové prostredie je znovu využitá platforma Arduino IDE, ktorá je plne kompatibilná s vybraným MCU.

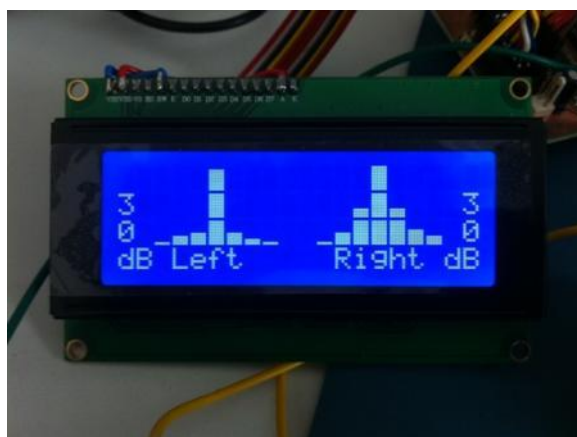
Samotný program si po pripojení napájanie inicializuje jednotlivé periférie, sériové rozhranie UART, nadefinujú sa vstupné a výstupné piny i A/D prevodníku. Nastavenie jasu LCD pozostáva z generovania PWM signálu ktorý je privádzaný MCU po inicializácii jednotlivých periférii, nastavení vstupno výstupných pinov pre zápis i A/D prevodníkovvyužíva sľučky, v ktorej sa postupne mení hodnota STROBE z nízkej na vysokú. Po každej zmene je potrebné pomocou A/D prevodníku zmerať získanú hodnotu z výstupu IO. Po prejdení takýchto siedmich cyklov (7 pásiem IO) je potrebné zmeniť hodnotu pinu RESET na nízku, čo spôsobí vyresetovanie čipu a pre možnosť opätovného čítania DC hodnôt výstupného napätia je potrebné túto úroveň znovu zmeniť na vysokú. Takto sa vyčítanie periodicky opakuje pre oba IO súčasne. Sledovaná digitálna hodnota A/D prevodníkom je potom postupne naplnená do poľa o veľkosti siedmich prvkov, teda siedmich pásiem. Pre výpis na LCD sa využíva rozdelenie týchto uložených hodnôt na 24 sub úrovní čo odpovedá jednotlivým úrovniam na spektrálnom analyzátore.

Ako prvé je dôležité inicializovať A/D prevodník, použité periférie a nastavenie

jednotlivých pinov ako vstupné či výstupné piny. Ďalej sa nastaví jas LCD pomocou jedného pinu a zápisom hodnoty na tento pin od 0 do 255, podľa požiadavky intenzity jasu LCD. Ďalej je rozdelený vstupujúci signál pre jednotlivé úrovne potrebné na výpis LCD. Nasledujú výpis pevne daných popiskov na LCD zároveň sa kontroluje hodnota signálu na pine, ktorý vypína LCD pred stand-by režim, ak nie je podmienka splnená vykoná sa meranie a A/D prevodom sa určité hodnoty napätia vstupného signálu postupne pre 7 frekvenčných pásiem a nasleduje výpis na displej podľa pritom určených prahových hodnôt.



Naprogramovanie a zkonštruovanie spektrálneho analyzátoru ako druhej DPS v poradí, pri tvorení tejto diplomovej práce značne dopomohlo k odskúšaní jednotlivých komponentov zosilňovača, ich správnej funkcie ale i plynulému tvoreniu programového vybavenia, kedy napr. počas tvorenia programu pre ovládanie ekvalizéru bolo možné pomocou vytvoreného spektrálneho analyzátoru sledovať na LCD v jednom kanále vstupný signál ekvalizéru a na druhom kanále výstupný signál, z ktorého bolo vidno zmenu jeho úrovne oproti vstupnému signálu i jeho frekvenčné spektrum, vid'. Obr.. Takto bolo možné sledovať i nastavenie jednotlivých filtrov pre zosilnenie či potlačenie signálu a overiť si tak funkčnosť každého filtru zvlášť ako vidno z Obr. 2.30.



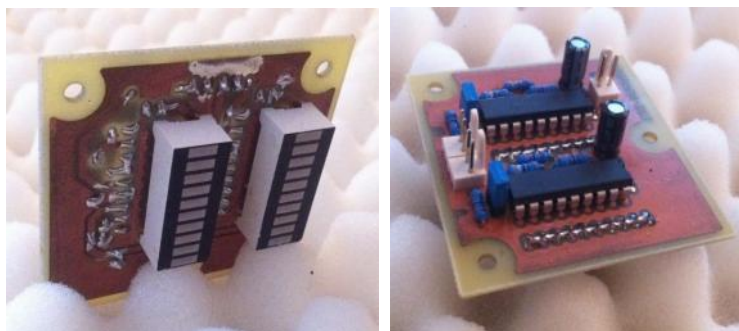
Obr. 2.30 Využitie spektrálneho analyzátoru pri overovaní funkcií jednotlivých obvodových prvkov diplomovej práce

## 2.9 VU Metre

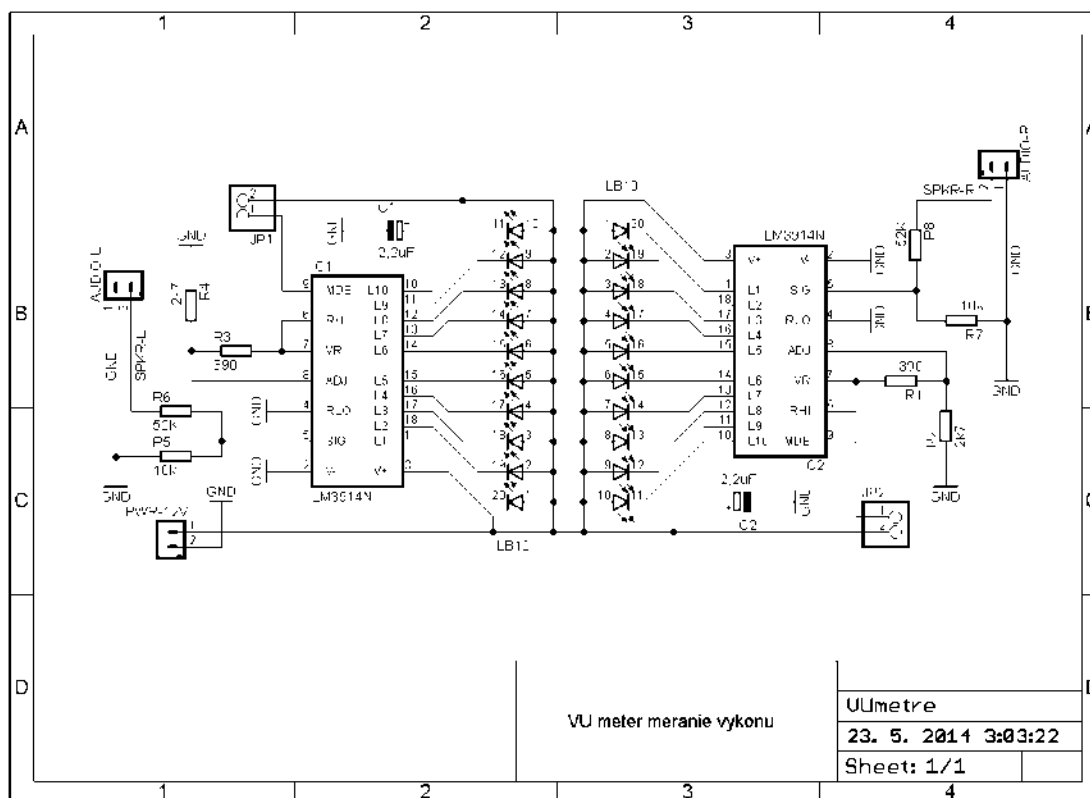
VU meter je indikátor, ktorý zobrazuje veľkosť úrovne signálu v danej aplikácii, zvyčajne audio. Nasledujúce VU metre pre meranie veľkosti vstupného signálu i pre meranie výstupného výkonu sú navrhnuté s pomocou známeho obvodu LM3915 od firmy Texas Instruments. Je to známy IO, ktorý sa využíva v mnohých elektronických aplikáciách ako udáva datasheet od výrobcu a účelovo je IO určený priamo pre aplikácie so signálmi o vysokom dynamickom rozsahu, ako napr. meranie úrovne audio signálu, výkonu, intenzity svetla či vibrácii, a preto je pre danú aplikáciu najvhodnejší. Jeho výber predovšetkým určila jednoduchosť zapojenia a presnosť komparátorov vstupu, na ktorých princípe pracuje samotný IO, ich presnosť dosahuje odchýlky do 1 dB.

### 2.9.1 VU meter pre meranie výstupného výkonu

Úlohou je zmerať výstupný výkon zosilňovača, ktorého veľkosť bude zobrazovaná na určitej grafickej jednotke. Pre realizáciu bol zvolený vyššie uvedený obvod LM3915, ktorého napájacie napätie je v rozmedzí 3-25 V, čo plne postačuje pre napájanie zo zdroja Macro Unit (+5 V alebo +12 V). Obvodové zapojenie vychádza z datasheetu IO [35] pre zapojenie mono indikácie výstupného výkonu zosilňovača, preto je pre zobrazenie výkonu stereo signálu v tomto prípade využité zapojenie s dvomi IO LM3915, kde napájanie môže dosahovať nesymetrických 12-20 V. Bolo potrebné zvoliť vhodné zapojenie i odporový delič napätia pre správnu reprezentáciu výkonu na výstupných LED diódach, ktorý bol zvolený experimentálnym meraním. Po podrobnom preštudovaní datasheetu a odskúšaní niektorých zapojení v nepájacom kontaktnom poli, bolo zapojenie doplnené o možnosť prepnutia zobrazovača z bodovej indikácie na stĺpcovú (piny DOT/BAR-L a R). To je realizované pomocou pripojenia napájacieho napätia na pin č.9 (MODE), na tento pin je možné priviesť kladné napätie do 25 V. Ako zobrazovacie jednotky sú použité dva LED bargrafy v stĺpcovom prevedení. Oba pozostávajú z desiatich zelených LED, ktorých jas je pevne nastavený odporovým deličom. Signál je na VU metre privádzaný netieneným signálovým káblom, pretože sa nejedná o nízkoúrovňový signál, na ktorý by negatívne vplývali rôzne signálové či napájacie cesty v zariadení (indukovaním šumu a pod.), a je zakončený pomocou konektorov Molex. Samotná DPS VU metra je navrhnutá a prispôbená tak, aby z vrchnej (prednej) strany boli osadené iba LED bargrafy a z opačnej strany všetky ostatné prvky obvodu. To umožňuje pripevniť DPS so zapustením LED bargrafov do predného panela zariadenia. Pájkovanie jednotlivých komponentov bolo zložitejšie, pretože kvôli miniaturizácii a dosiahnutím toho aby bargrafy boli čo najbližšie pri sebe, sa jedna strana pinov bargrafu kryje pod čipom vyhodnocovacieho IO, ktorý žiadny výrobca neponúka v SMD prevedení a preto boli osadzované súčiastky zvolené v klasickom púzdre ako vidno z Obr. 2.31



Obr. 2.31 Vyhotovenie DPS VU metrov s LED bargrafmi



Obr. 2.8 Schéma zapojenia VU metra pre meranie výstupného výkonu

## 2.9.2 VU meter vstupnej úrovne signálu

Obvodové zapojenie merania vstupnej úrovne signálu vychádza rovnako z datasheetu IO LM3915 [35], pre zapojenie mono indikácie nízkoúrovňového signálu do max. 1,2V. Pre sledovanie úrovne v oboch vstupných kanáloch, je využitých dvoch IO LM3915 na jednej DPS a napájanie je z jednotky zdroja Macro Unit o veľkosti +5V. Vstupný signál sa získava z výstupu predzosilňovača, teda pred vstupom do ekvalizéru, kedy nesmie nastať počiatočné prebudenie, ktoré by potom spôsobilo kaskádne prebudenie nasledujúcich zosilňovacích či iných stupňov, ktoré pracujú s týmto signálom. Toto prebudenie je možné jednoducho sledovať na počte rozsvietených LED, ktoré signalizujú jednotlivé úrovne signálu podľa Tab 2.5.

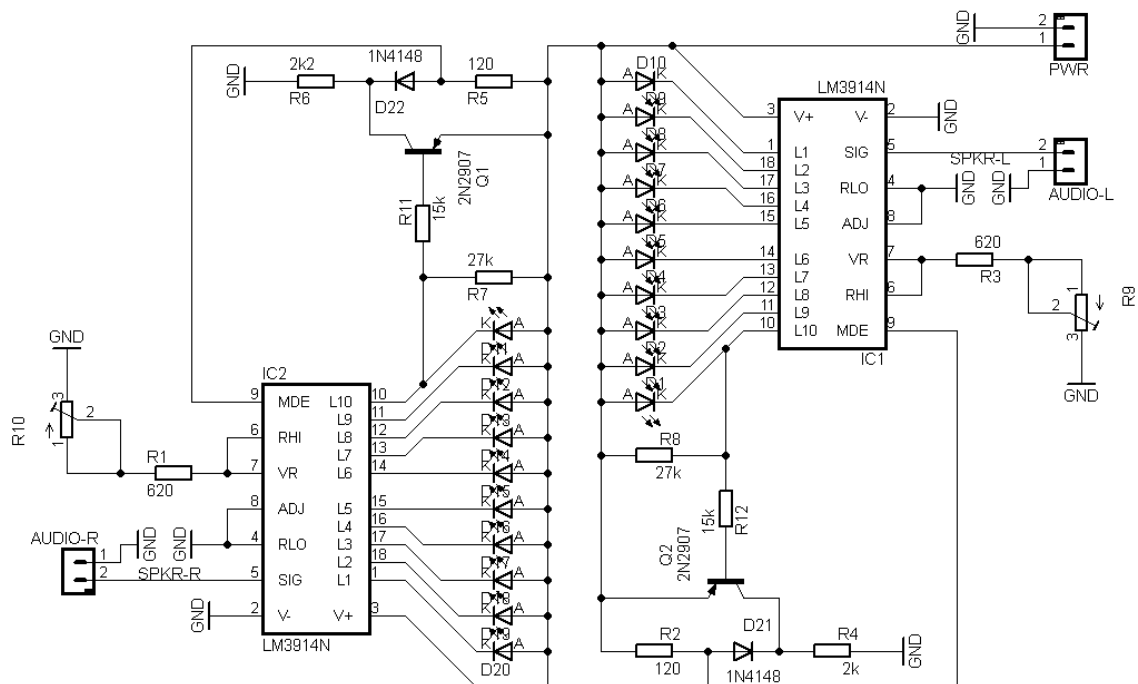
Ako zobrazovacie jednotky sú použité dva LED bargrafy v stĺpcovom prevedení. Oba pozostávajú z siedmich zelených a troch červených LED a ich jas je možné nastaviť pomocou odporového trimra. Výber LED bargrafov tiež spočíval v nutnosti montáže na predný panel zariadenia. Požadované maximum linkovej úrovne (775mV) je možné odsledovať na rozmedzí medzi prvou a druhou červenou LED, takže užívateľ si vždy môže jednoducho opticky skontrolovať či signál vstupujúci do zariadenia nie je prebudený. Aby sa predišlo neustálej kontrole veľkosti vstupného signálu, je možné nechať vybudený signál po prvú červenú LED vrátane, kedy úroveň napätia dosahuje 630mV. Samotné použitie bargrafov je veľmi výhodné z hľadiska rýchlosti výpisu IO na dané LED. Ako jedna z viacerých modifikácií pre upozornenie prekročenia úrovne

signálu je možné sledovať katódu jednej LED pomocou mikrokontroléru a pri jej zapnutí pre upozornenie spustiť tón do reproduktorov, prípadne zmeniť hodnotu zosilnenia a pod.

Vyhotovenie je rovnaké ako v prípade výstupného VU metra, teda s prispôbením k montáži na predný panel zariadenia, vid' . Pripojenie signálu je však realizované pomocou tienenej dvojlinky, pretože signál je odoberaný priamo zo vstupu zosilňovača a nesmie dochádzať k jeho skresleniu.

Tab 2.5 Veľkosť vstupného signálu podľa rozsvietennej LED

LED	Threshold
1	60 mV
2	80 mV
3	110 mV
4	160 mV
5	220 mV
6	320 mV
7	440 mV
8	630 mV
9	890 mV
10	1.25V



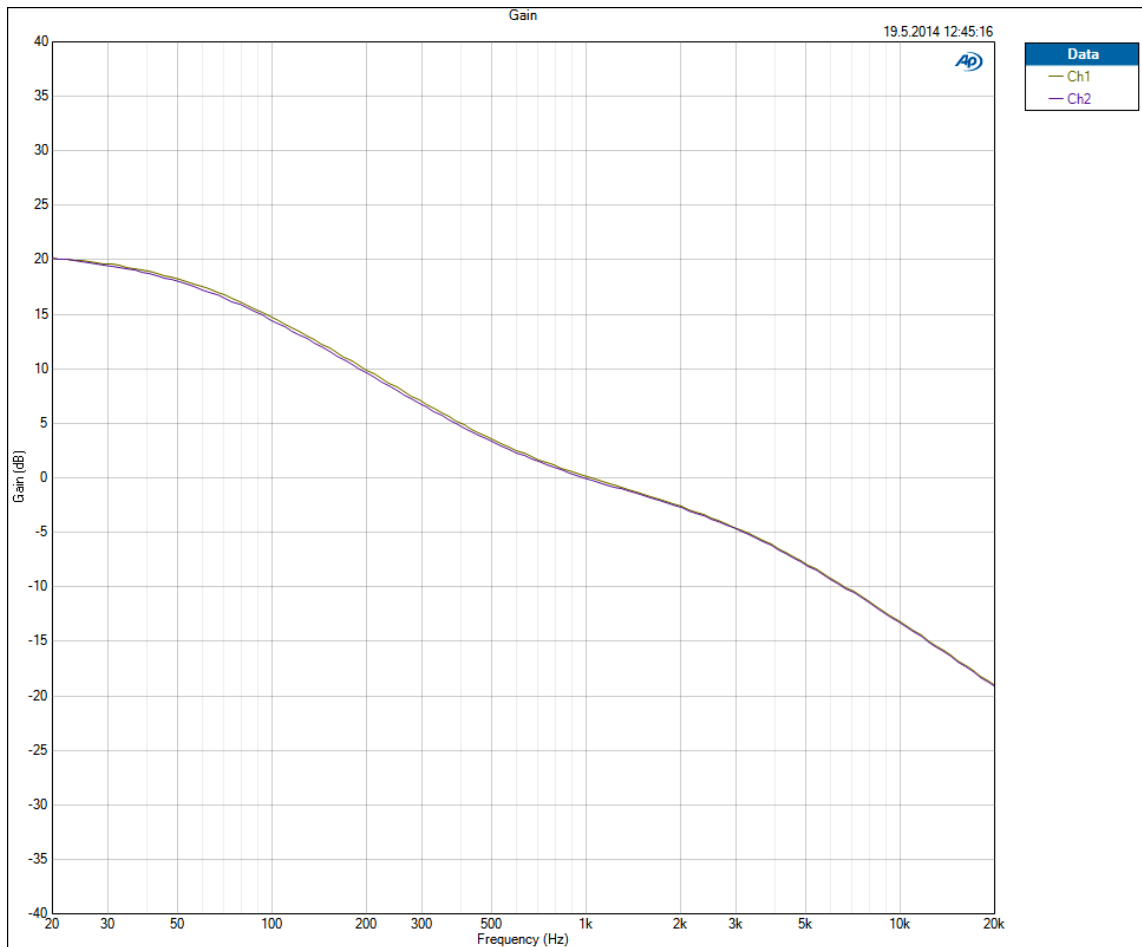
Obr. 2.32 Schéma zapojenia VU metra nízkoúrovňového signálu

## 3 VÝSLEDKY MERANIA

Jednotlivé funkčné bloky zariadenia boli detailne zmerané pomocou vysoko kvalitného audio analyzátoru špecializovaného práve na merania elektronických obvodov pracujúcim s audio spektrom. Medzi hlavné parametre merania patrili napr. modulová kmitočtová charakteristika, skreslenie THD+N, presluchy kanálov, posun fáze atď. Zmerané parametre sú následne porovnané s očakávanými parametrami z vlastných simulácií, či podkladov od výrobcu z katalógových listov.

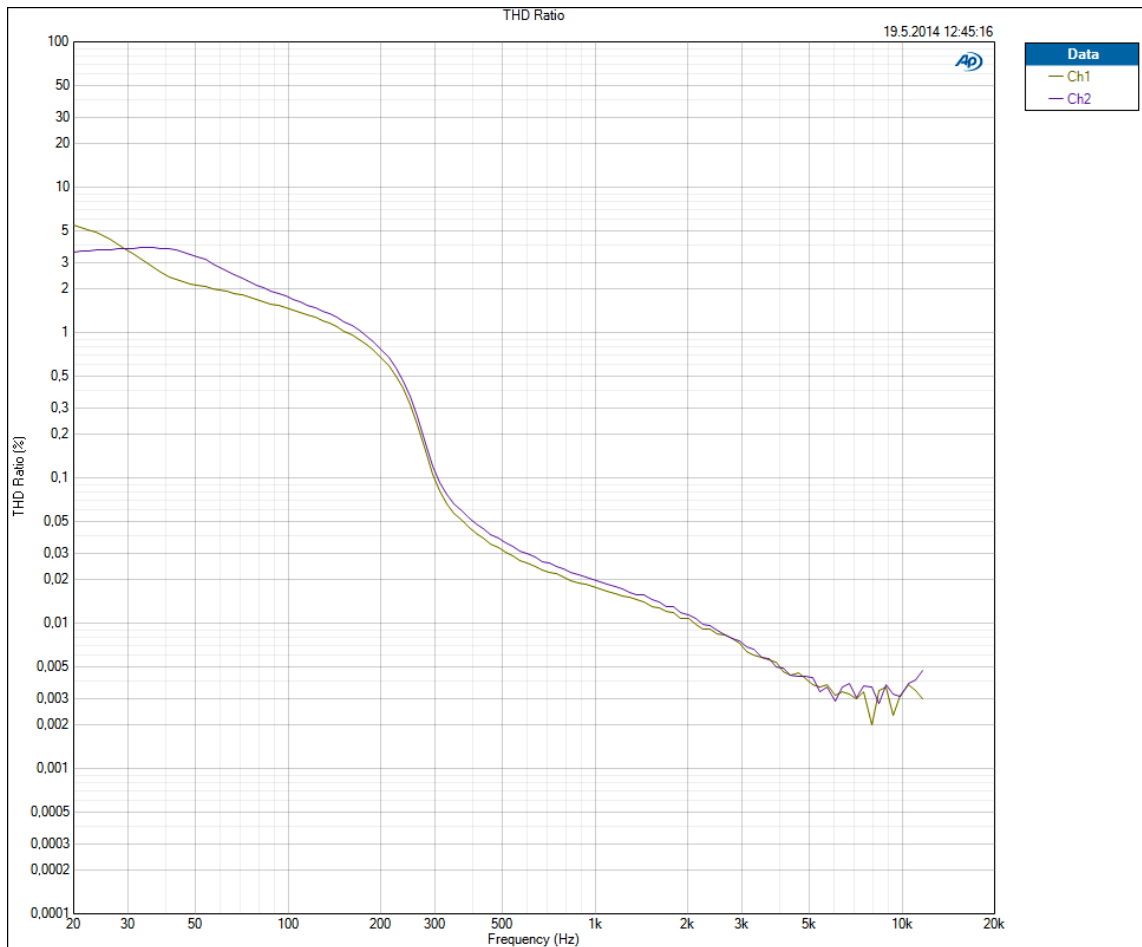
### 3.1 Predzosilňovač s RIAA charakteristikou

Na navrhnutom predzosilňovači bola zmeraná modulová kmitočtová charakteristika, zobrazená na Obr. 3.1, z ktorej vidno, že priebeh zodpovedá nasimulovaným priebehom s maximálnou odchýlkou zisku  $A_u = 0,6$  dB, v celom uvažovanom audio spektre (20Hz-20kHz) oproti teoretickým poznatkom. Ako vstupný signál bol zvolený harmonický sínusový signál s konštantnou úrovňou  $U_{in} = 40$  mV<sub>RMS</sub> a boli zmerané oba kanály predzosilňovača. Dielčie body pre porovnanie charakteristiky vychádzali z teoretických poznatkov, ale porovnávané boli s nasimulovanými výsledkami, kedy zisk signálu pri kmitočte 1 kHz, má byť nezmenený (zosilnenie 0 dB). Mnou nameraná hodnota dosahovala odchýlku 0 dB. Pri kmitočte 500 Hz by malo zosilnenie dosahovať hodnoty +3,25 dB, mnou zmeraná odchýlka +0,15 dB. Pri 2122 Hz by mal byť prenos -3,1dB, zmeraná hodnota odchýlky bola +0,1 dB. A znovu pre dva, tento krát krajné kmitočty, dosahoval prenos oproti hodnote +20,1 dB na frekvencii 50 Hz odchýlku -1,3 dB a na frekvencii 21220 Hz bola oproti simulovanej hodnote prenosu -20,04 dB odchýlka +0,25 dB (táto hodnota bola získaná pomocou aproximácie meranej krivky, použitá metóda je síce nepresnejšia ale bola použitá z dôvodu ukončenia merania pri frekvencii 20 kHz).



Obr. 3.1 Modulová kmitočtová charakteristika predzosilňovača s RIAA korekciou

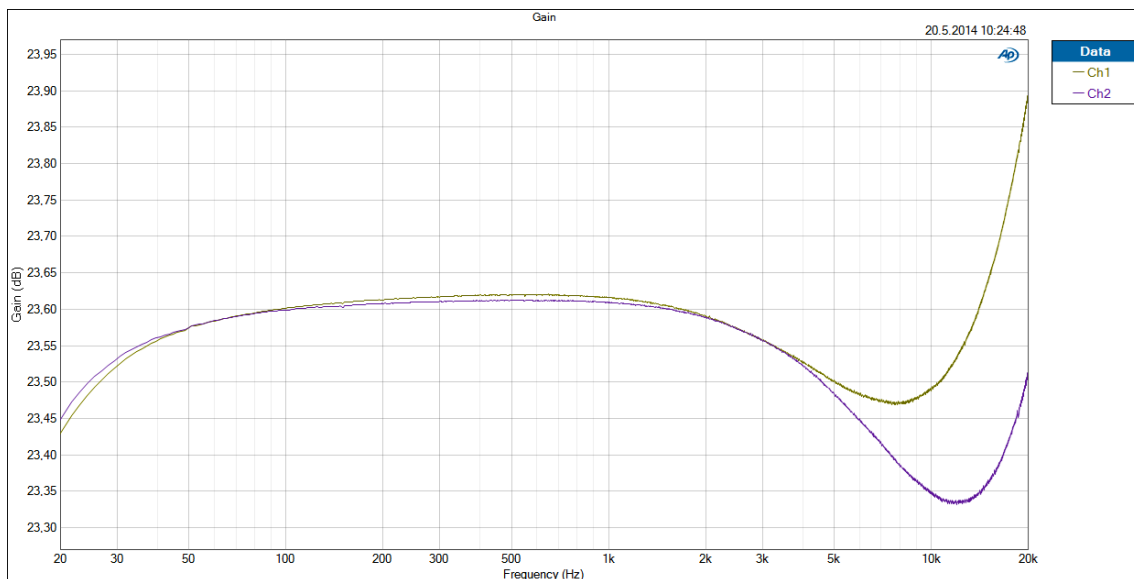
Ako ďalší meraný parameter bolo celkové harmonické skreslenie THD+N, ktoré kvôli vysokému zosilneniu na nízkych frekvenciách dosahuje až niekoľko percentných hodnôt skreslenia i tým, že vstupné napätie bolo iba 40 mV<sub>RMS</sub> (samotná gramofónová prenoska ponúka výstupné napätie cca 20-30 mV) ako vidno z Obr. 3.2, avšak od kmitočtu 300 Hz dosahuje skreslenie menšie hodnoty ako 0,1%. Skreslenie môže byť spôsobené aj nekvalitnými IO v použití prepínača vstupov zariadenia, pretože meraný signál bol odoberaný až za danými IO a tiež pripojením vstupu i výstupu pomocou jednotlivých jednožilových káblov s banánkovými koncovkami o dĺžke cca 20 cm (z dôvodu nekompatibility konektorov s meracím prístrojom) čo mohlo spôsobiť naindukovanie rušivej frekvencie do meraného signálu, pretože šlo o veľmi nízke úrovne napätia.



Obr. 3.2 Závislosť skreslenia THD+N na kmitočte predzosilňovača s RIAA korekciou

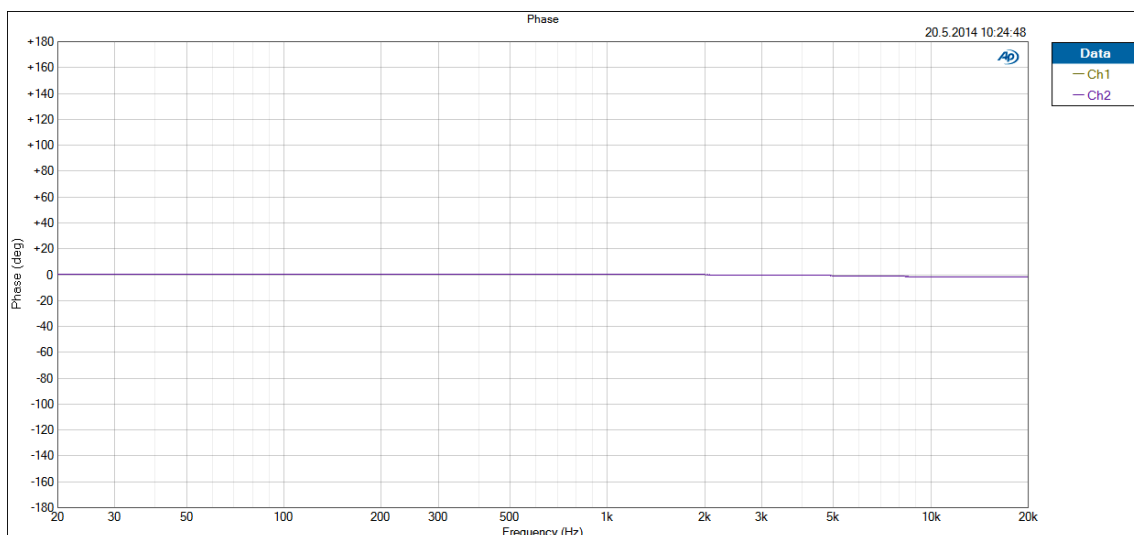
### 3.2 Koncový stupeň zosilňovača

Na navrhnutom koncovom zosilňovači bola zmeraná modulová kmitočtová charakteristika, zobrazená na obr. 3.2 z ktorej boli odčítané hodnoty zosilnenia koncového stupňa zosilňovača, čo plne korešpondovalo s nasimulovanými priebehmi, kedy zisk koncového stupňa mal dosahovať hodnoty 23 dB a zároveň predzosilňovača koncového stupňa dosahoval zisk 0,517 dB. Nami zmeraná hodnota zosilnenia pre frekvenciu 1 kHz bola 23,62 dB čo odpovedá i teoretickým predpokladom. Zvýšenie zosilnenia pri kmitočtoch vyšších ako 16 kHz, je spôsobené demodulačným filtrom typickým pre RLC obvod a zároveň použitou impedanciou pri meraní, ktorá nebola kvalitná a dosahovala hodnoty 8,6  $\Omega$ . Namerané výsledky pre zisk odpovedali technickej dokumentácii od výrobcu pre výstupnú zaťažovaciu impedanciu. Naopak pri použití hotnôt menšej impedancie by mala krivka tvar klesajúceho priebehu od cca 16 kHz. Ako vstupný signál bol zvolený harmonický sínusový signál s konštantnou úrovňou  $U_{in} = 100 \text{ mV}_{RMS}$  a meranie prebehlo pre oba kanály zosilňovača pričom meranie bolo značne ovplyvnené kvalitou a rôznou hodnotou impedancie jednotlivých záťaží ako vidno z grafov.



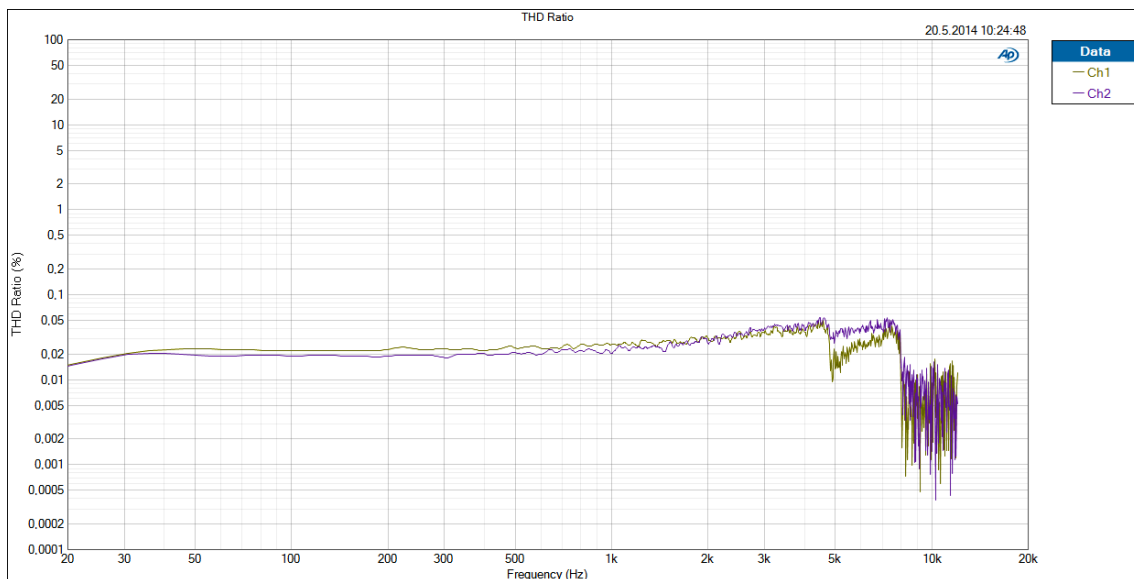
Obr. 3.3 Modulová kmitočtová charakteristika výkonového stupňa zosilňovača

Ďalším sledovaným parametrom bola zmena fázy v závislosti na kmitočte, ktorá bola v celom audio spektre konštantná.



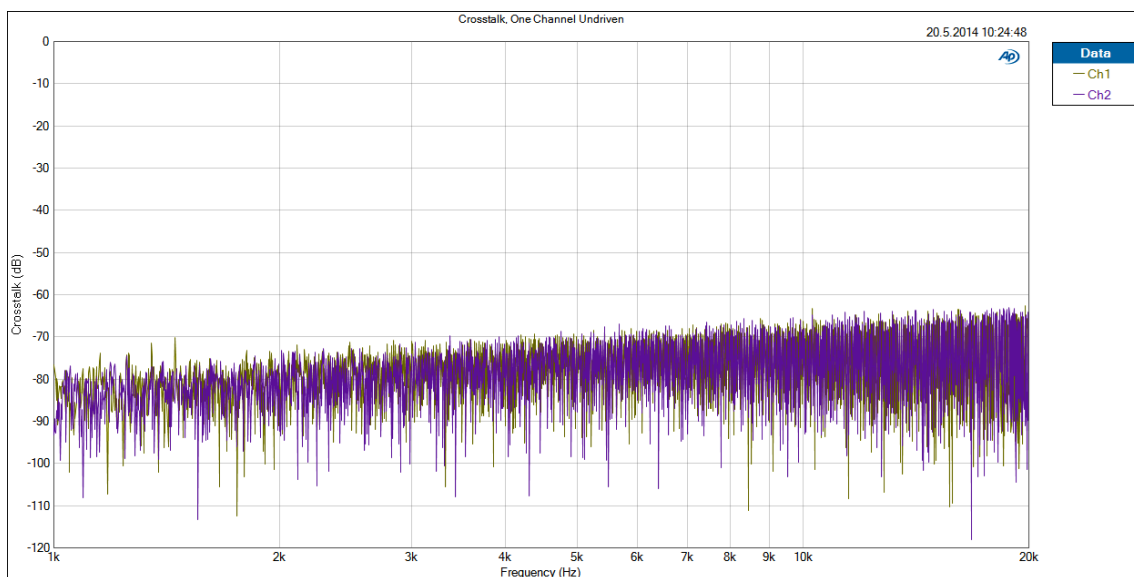
Obr. 3.4 Závislosť zmeny fázy na kmitočte

Závislosť skreslenia THD+N na frekvencii dosahovala excelentných výsledkov ako vidno z obr hodnota skreslenia nebola väčšia ako 0,05 % v priebehu celého spektra audio signálu. Namerané hodnoty THD+N sa presne zhodovali s technickými údajmi od výrobcu. Ako je vidno z nasledujúceho grafu pri cca 8 kHz výrazne klesá THD+N a pri cca 12kHz už klesla pod merateľnú hodnotu, pretože bola využitá funkcia obmedzenia spektra signálu na 22 kHz. Závislosť skreslenia THD+N sa výrazne nemenila ani pri vyššej miere zosilnenia. Ostatné zmerané charakteristiky sú na priloženom CD.



Obr. 3.5 Závislosť skreslena THD+N na kmitočte

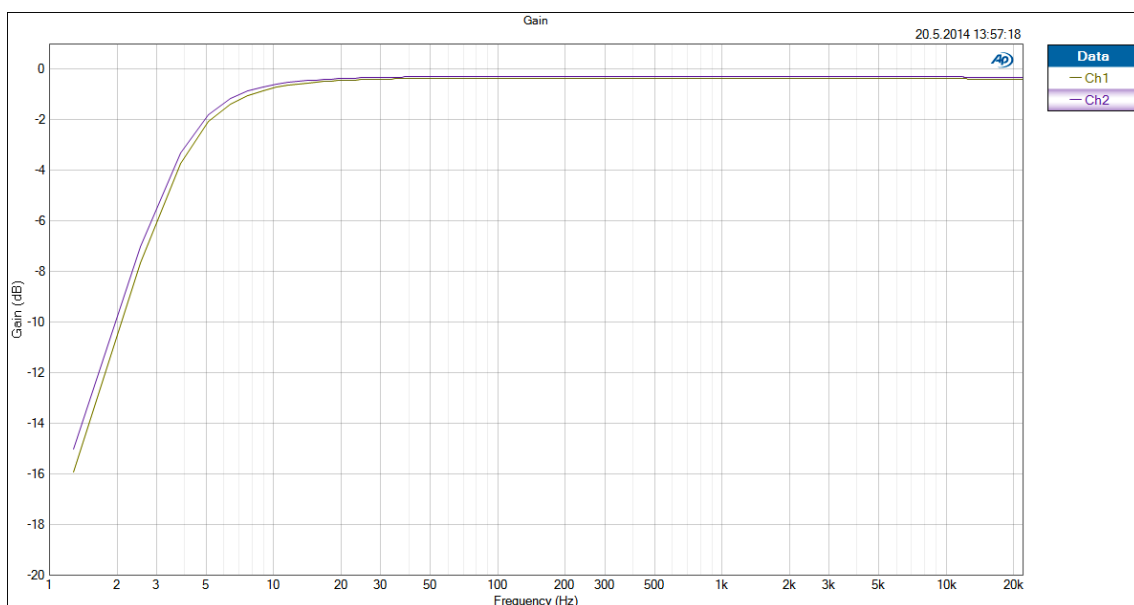
Posledným meraným parametrom v časti koncového zosilňovača bolo meranie presluchov tzv. Crosstalk, kde sme dosiahli taktisto excelentných výsledkov porovnateľných z technickou dokumentáciou od výrobcu. Úroveň presluchu medzi dvomi kanálmi dosahovala úroveň minimálne -70 dB, avšak nedopatrením bola zmeraná charakteristika až od 1 kHz, napriek tomu z nasledujúceho grafu vidno, že presluchy pod 1 kHz budú dosahovať ešte lepších parametrov ako pri napr. 2 kHz, a táto hodnota môže dosahovať až odstup -100 dB rovnako ako uvádza výrobca.



Obr. 3.6 Závislosť presluchov kanálov na frekvencii

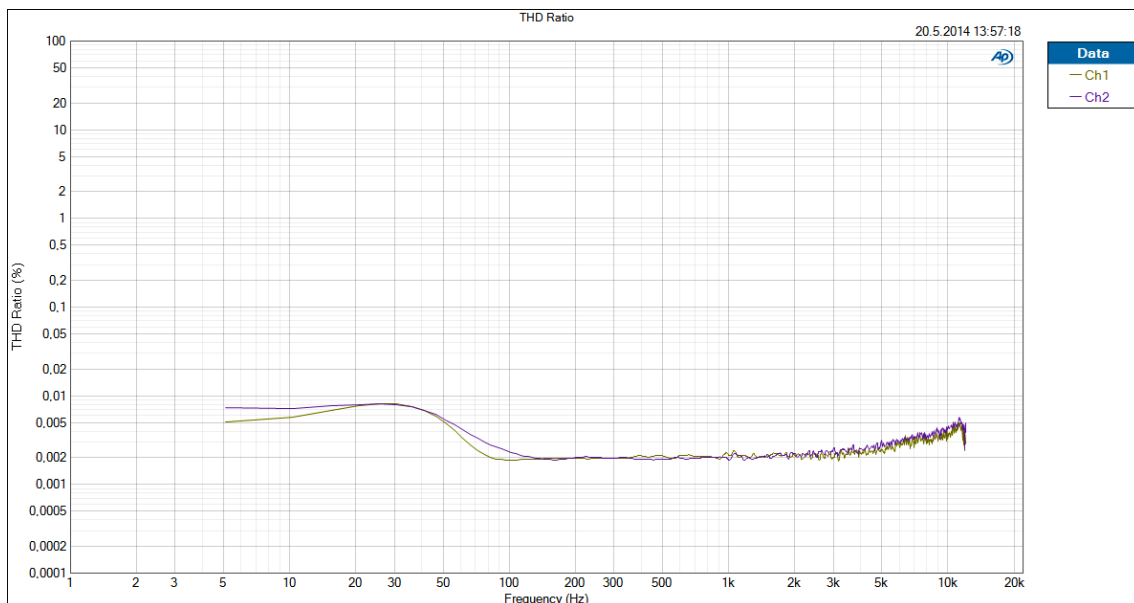
### 3.3 Ekvalizér

Prvým meraným parametrom ekvalizéru je modulová kmitočtová charakteristika, ktorej úroveň je mierne nižšia ako očakávaný výsledok. To však mohlo byť spôsobené nesprávnym nastavením potenciometrov na strednú hodnotu, kedy by obvod ekvalizéru nemal signál zosilňovať ani utlmovať. Ako vstupný signál bol zvolený harmonický sínusový signál s konštantnou úrovňou  $U_{in} = 500 \text{ mV}_{RMS}$ . Z grafu je vidno, že pokles o 3 dB nastáva pri frekvencii cca 4 Hz a kmitočtová charakteristika je v celom audio pásme (20 Hz až 20 kHz) konštantná. Rozdiel medzi kanálmi vo všetkých meraniach ekvalizéru je spôsobený faktom, že v deň merania došlo kvôli nešikovnosti k pripojeniu napájania namiesto hodnoty  $\pm 5 \text{ V}$  na hodnotu  $\pm 12 \text{ V}$  čo spôsobilo, že niektoré IO zhoreli. Avšak v rovnaký deň sa podarilo ekvalizér opraviť, výmenou vadných IO, ktoré predchádzalo odpájkovanie všetkých IO z DPS a následného zmerania jednotlivých pinov, čím sa overila ich funkčnosť alebo chybovosť. Vymenené IO s potenciometrami bohužiaľ nemali rovnaké hodnoty ( $50 \text{ k}\Omega$ ) ale hodnotu dvojnásobnú. Napriek tomu sa podarilo odladiť programové vybavenie tak, aby boli merané parametre takmer zhodné.



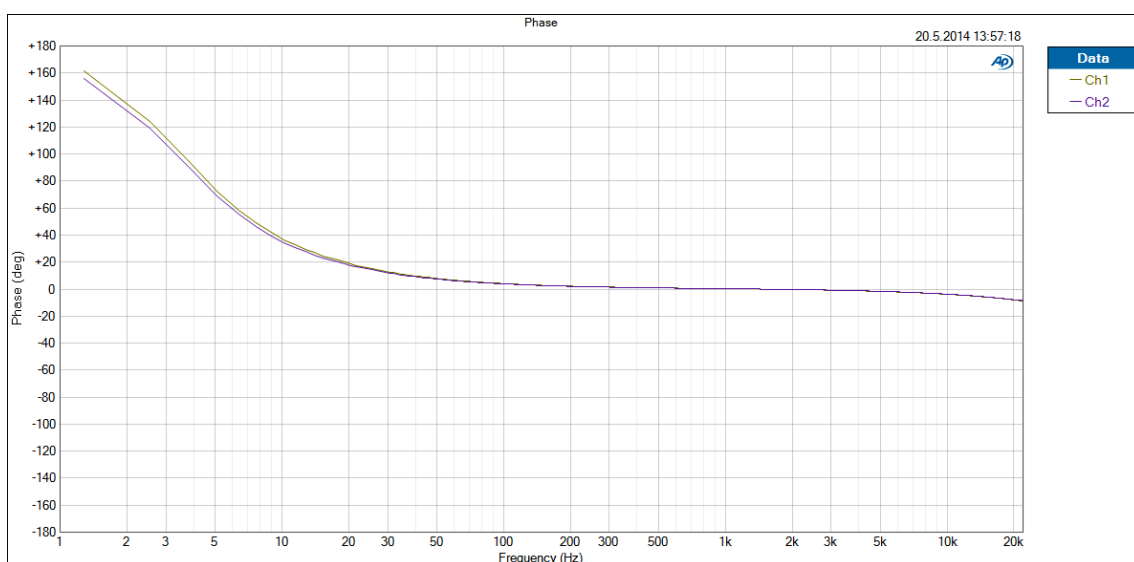
Obr. 3.7 Modulová kmitočtová charakteristika ekvalizéru

Ďalšími meranými charakteristikami boli celkové harmonické skreslenie THD+N, posun fáze a hlavne vybudenie jednotlivých filtrov do maxima, teda pre maximálne zosilnenie alebo potlačenie signálu ekvalizéru. Závislosť THD+N dosahovala excelentných parametrov, kde hodnota skreslenia dosahovala hodnôt menších ako 0,02% THD+N a vo väčšej časti charakteristiky bolo skreslenie dokonca 0,002 % THD+N ako vidno z nasledujúceho grafu.



Obr. 3.8 Závislosť skreslenia THD+N na kmitočte

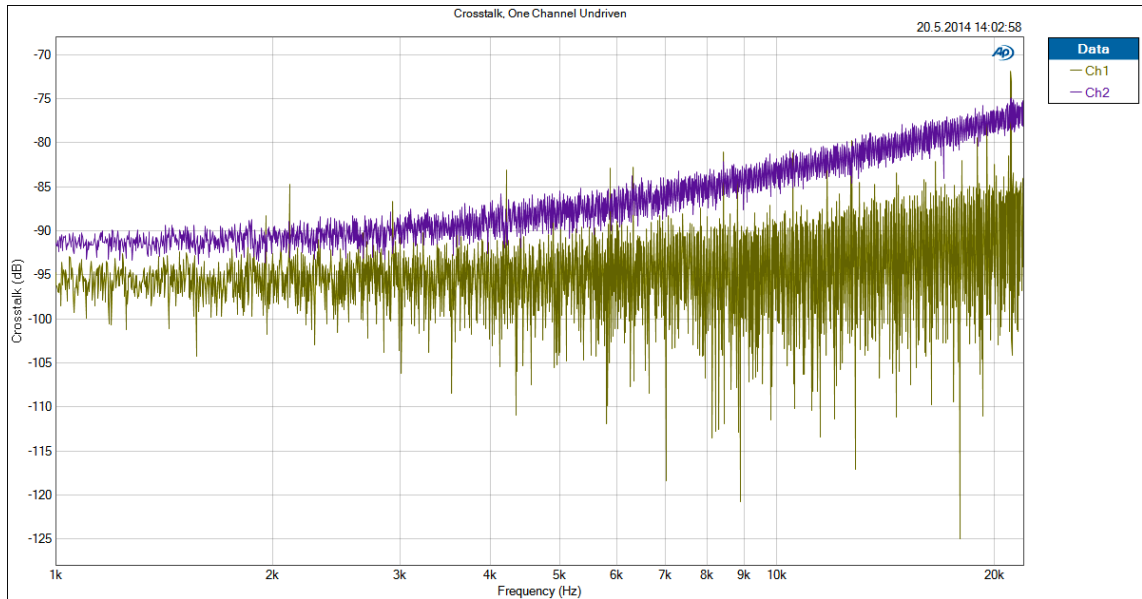
Fáza priebehu bola takmer nemenná, iba pri nižších frekvenciách dosahovala kladných hodnôt. No pri spodnom okraji audio pásma bola táto hodnota  $20^\circ$  čo nie je tak kritické a mohlo to byť spôsobené práve orezaním spektra audio signálu pomocou hornej priepusti na vstupe ekvalizéru, pretože vidno že smerom k jednosmernej zložke sa posun fázy postupne zvyšuje, rovnako ako sa zvyšuje útlm na prenosovej charakteristike.



Obr. 3.9 Závislosť zmeny fáze na kmitočte

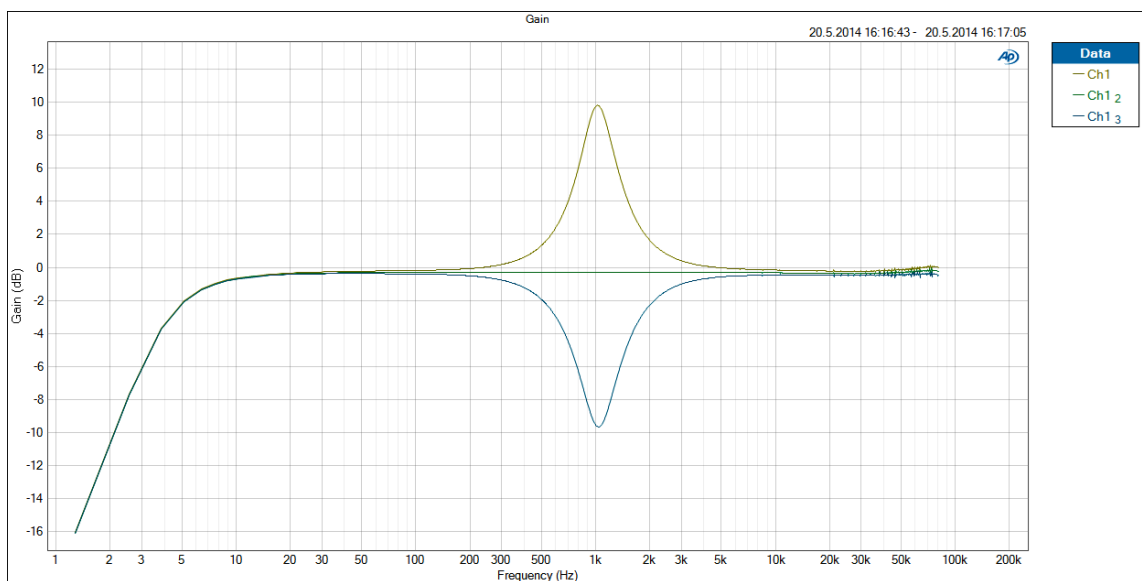
Posledným sledovaným parametrom pri jednotkovom prenose signálu ekvalizérom bola hodnota presluchoch kanálov, ktorá dosahovala lepších hodnôt ako návrhové očakávania. Hodnota presluchoch medzi kanálmi bola cca 85-100 dB pri uvažovaní spektra do 20 Hz pretože zameraná charakteristika znovu končila minimum pri 1 kHz. Vzhľadom na presnosť návrhu a identické zapojenie oboch kanálov i rozvrhnutia na DPS, môže byť presluch druhého kanálu spôsobený práve výberom iných potenciometrov ovládajúcich jednotlivé kmitočtové filtre ekvalizéru, ako bolo

spomenuté vyššie z dôvodu odpálenia IO tesne pred prvým meraním.



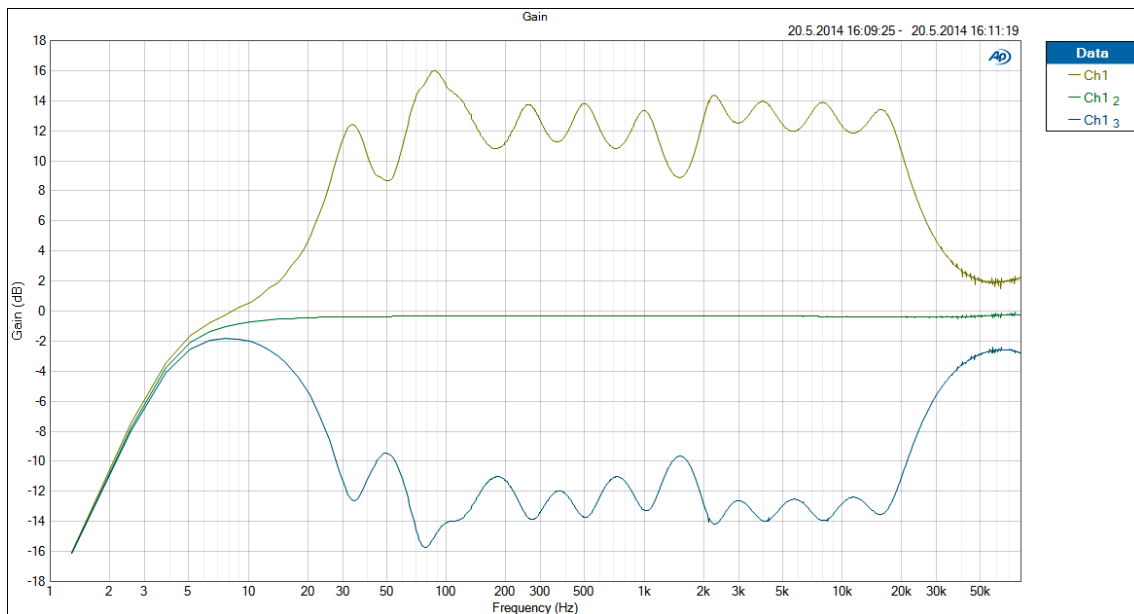
Obr. 3.10 Závislosť presluchov kanálov na frekvencii

Ďalšími sledovanými parametrami boli rovnaké závislosti avšak pri rôznom vybudení jednotlivých filtrov ekvalizéru. Ako vstupný signál bol zvolený harmonický sínusový signál s konštantnou úrovňou  $U_{in} = 500 \text{ mV}_{RMS}$ . Ekvalizér bol pôvodne navrhovaný pre zisk  $\pm 12 \text{ dB}$  na jednotlivých filtroch ekvalizéru. Z nasledujúceho grafu vidno, že maximálne miera zosilnenia či potlačenia signálu dosahuje hodnôt  $\pm 10 \text{ dB}$ , čo je celkom prijateľná hodnota s ohľadom na pôvodne navrhovaný parameter zosilnenia. Zmena zisku môže byť spôsobená práve zmenou hodnôt súčiastok jednotlivých filtrov ekvalizéru nakoľko súčiastky museli byť vybrané s určitých tolerančných a hodnotových rád, čo malo za následok aj zmenu činiteľa akosti  $Q$  a tiež posun jednotlivých frekvencií oproti navrhovaným kmitočtom.



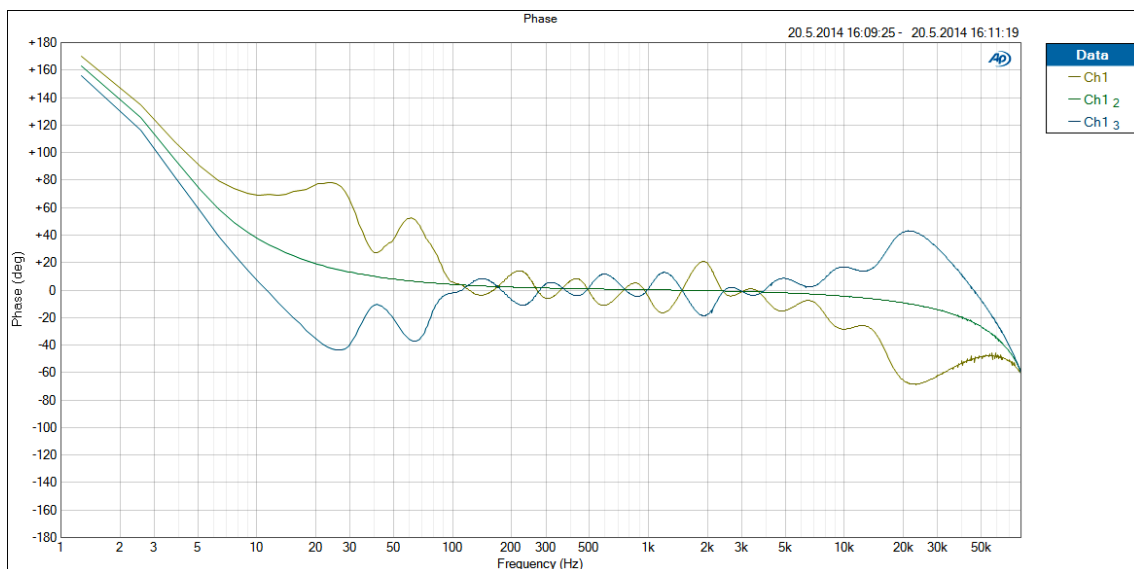
Obr. 3.11 Modulová kmitočtová charakteristika pre nulové, maximálne zosilnenie a potlačenie na frekvencii 1 kHz

Z ďalšieho grafu vidno maximálne vybudenie i potlačenie všetkých filtrov ekvalizéru súčasne. Hodnota medzi filrami 63 Hz a 125 Hz zjavne preráža nad ostatné hodnoty zosilnenia, čo môže byť spôsobené zmenou činiteľa akosti alebo interferenciou daných filtrov. Avšak pri meraní jednotlivých filtrov zvlášť vypovedali simulované parametre a mali rovnaký priebeh ako pri vybudení jedného filtra na Obr. 3.11.



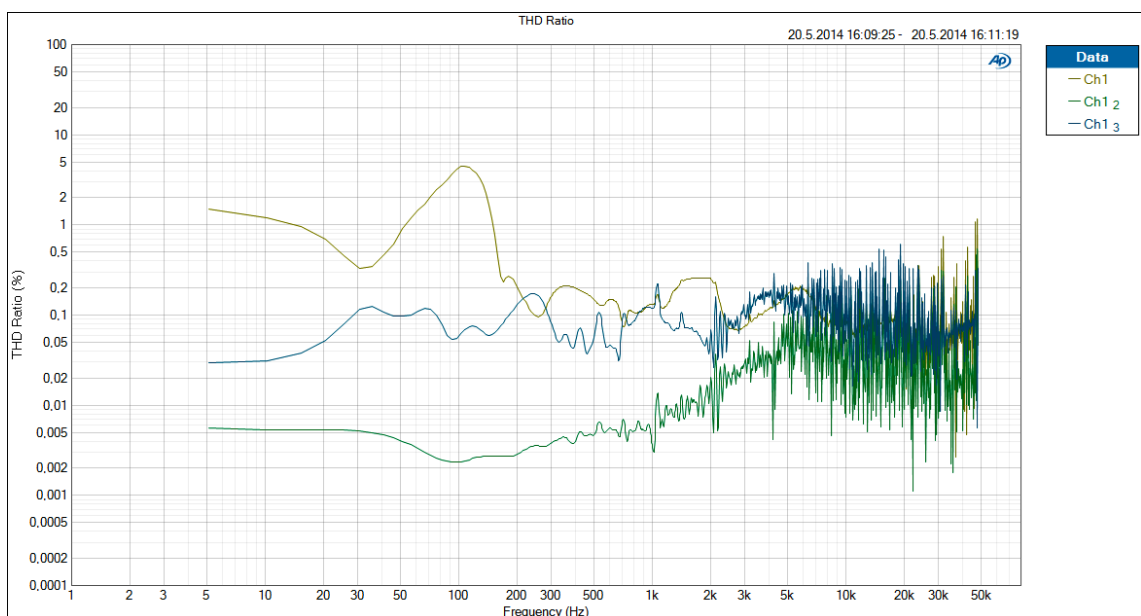
Obr. 3.12 Modulová kmitočtová charakteristika pre maximálne vybudenie i potlačenie všetkých filtrov ekvalizéru

Ďalším pozorovaným priebehom bola zmena fáze, pri maximálnom vybudení i potlačení filtrov ekvalizéru, z ktorého vidno striedanie zmeny fáze, čo je spôsobené práve navrhnutým zapojením s OZ pomocou gyrátoru.



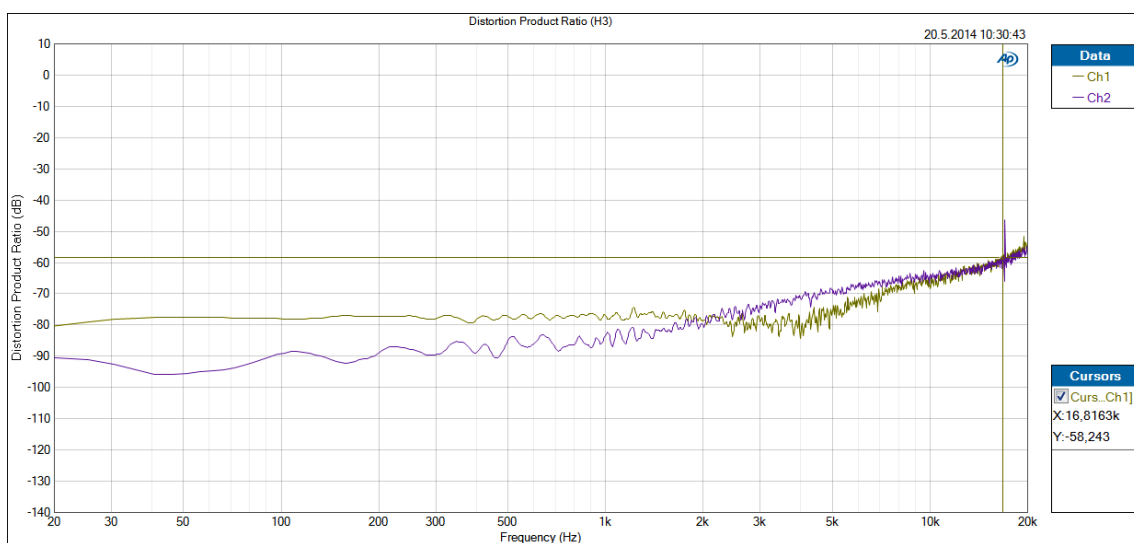
Obr. 3.13 Závislosť zmeny fázy na kmitočte pri maximálnom vybudení i potlačení filtrov ekvalizéru

Posledným meraným parametrom bolo skreslenie THD+N pre práve maximálne vybudie i potlačenie filtrov ekvalizéru. Tieto merania však môžeme považovať za hraničné, pretože v praxi sa ekvalizér nikdy nevyužíva pre tak veľké zosilnenie, nie to ešte práve na všetkých filtroch naraz. Ako vidno z nasledujúceho grafu hodnoty skreslenia dosahovali celkom excelentných hodnôt (skreslenie pod 0,1%), avšak pri maximálnom vybudení je vidno, že hodnota THD+N dosahovala až 5% percent, čo je spôsobené práve prebudení medzi dvoma spomínanými filtermi ktoré interferujú. Zarušená časť nad hodnoty cca 5kHz sú spôsobené použitím pásmového filtra až do 92kHz, čo spôsobuje zarušenie signálu prostredníctvom vyšších harmonických, čo je možné vidieť z Obr. 3.15. Táto vyššia harmonická prenikala postupne k nižším kmitočtom prostredníctvom zvyšovania čísla o ktorú harmonickú zložku šlo, takže napr. pre 11tu harmonickú zložku mohol tento signál byť zmeraný pri 10 kHz. Meraný parameter bol prevedený ešte na zosilňovači, ale i pri tomto meraní platí rovnaká zákonitosť. Zobrazená vyššia harmonická je práve nepárna zložka, ktorá spôsobuje práve skreslenie signálu a je vnímaná ako nepríjemný sluchový jav v každom audio signále.



Obr. 3.14 Závislosť skreslenia THD+N na kmitočte

Z posluchového hľadiska je redukcia harmonického skreslenia síce výhodná ale do určitej miery nie tak veľmi významná, pretože audio spektrum signálu je obmedzené sluchovým vnemom človeka, a to do kmitočtu 20 kHz. Druhá harmonická je zároveň hudobným súzvukom, ktorý neznie ako nepríjemný zvuk, ale ako súlad, zmäkčenie pôvodného tónu tým, že sa k nemu pridá. Je to vlastne rovnaký tón ale o oktávu vyšší, v nejakom pomere k pozorovanému tónu (povedzme do 20%). To platí pre prvé harmonické, avšak i malé množstvo ďalšej vyššej harmonickej znejie dráživo, úzkym zvukom priam nepríjemne, najmä nepárne harmonické. Napr. pri vnímaní harmonického signálu o frekvencii 8 kHz, sa nachádza jej druhá harmonická na 16 kHz a tretiu už ľudské ucho nezachytáva preto bolo výhodné použiť frekvenčný filter pre šírku pásma 22 kHz, čo umožňoval práve merací prístroj od výrobcu Audio Precision, pomocou ktorého bolo uskutočnené meranie. Preto i výsledky THD smerujú k nule od frekvencie cca 10 kHz.



Obr. 3.15 Prenikanie vyšších harmonických do signálu pri použití pásmového filtra do 92 kHz

## 4 ZÁVER

Pre kompletný zosilňovač boli navrhnuté obvody VU metrov vstupného i výstupného výkonu. Predzosilňovač bol navrhnutý najmä pre linkové vstupy a gramofónovú prenosku, kde je snímaný signál veľmi malý a tak musí byť pri zázname použitá korekčná charakteristika RIAA, takže rovnako pri reprodukcii bolo potrebné navrhnuť reprodukčnú krivku RIAA, čo sa po náročnom simulovaní aj podarilo. Zmerané charakteristiky predzosilňovača sú výborné avšak ovplyvnené nekvalitným prepínačom vstupov zariadenia. Po hĺbkovom nastudovaní obvodočných riešení a návrhov ekvalizérov sa podarilo navrhnuť a odsimulovať 10 pásmový ekvalizér s ovládaním hlasitosti riadený pomocou digitálnych potenciometrov, ktorého parametre dosahovali excelentných výsledkov rovnako ako koncový zosilňovač s integrovaným obvodom, ktorého parametre boli takmer zhodné s výrobcom a skreslenie oboch obvodočných prvkov dosahovalo hodnôt od 0,1 do 0,002% THD+N. Samotný zosilňovací stupeň tvorí IO TAS5630B s výkonom až 2x300W do záťaže 4Ω. Celý zosilňovač je riadený pomocou mikrokontroléru, ktorý obsluhuje dotykové tlačítka, výpis na displej i diaľkové ovládanie ktoré komunikuje s MCU pomocou vhodne zvoleného RF modulu. Spektrálny analyzátor bol realizovaný pomocou rýchleho IO a pomocou mikrokontroléru sú vypisované údaje na displej v takmer reálnom čase, čo v porovnaní s realizáciami cez FFT analýzu, ktoré sú pomalšie, je značné prínosné. Celé zariadenie je napájané pomocou jedného zdroja, ktorý možno rozdeliť na dve časti, a to výkonovú časť pre zosilňovač a nízkonapäťovú časť pre riadiace obvody a IO použité v celkovom zapojení zosilňovača nazvaného ako Macro Unit. Pri návrhu boli použité znalosti získané počas celého štúdia na VUT Brno Fakulte elektrotechniky a informačných technológií.

## 5 LITERATÚRA

- [1] Siegried Wirsum. *Abeceda nf techniky*. Praha: BEN – technická literatura, 1998, 192s. ISBN 80-86056-26-0.
- [2] ŠTÁL, PETR. *Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D*, BEN - technická literatura, Praha 2008.
- [3] MORENO, S. S.. Elliott Sound Products, *Class D Audio Amplifiers - Theory and Design* [online]. Austrálie: 2001 [cit. 2014-5-22]. Dostupné na WWW: <http://sound.westhost.com/articles/pwm.htm>
- [4] RIAA equalization [online]. [cit. 2014-5-22]. Dostupné z WWW: [http://en.wikipedia.org/wiki/RIAA\\_equalization](http://en.wikipedia.org/wiki/RIAA_equalization)
- [5] Ekvalizér [online] <http://cs.wikipedia.org/wiki/Ekvaliz%C3%A9r>
- [6] HÁJEK, K. a J. SEDLÁČEK. *Kmitočtové filtry*. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 535s. ISBN 80-7300-023-7.
- [7] *Praktická elektronika: Spektrum signálu* [online]. [cit. 2014-5-22]. Dostupné z WWW: [http://cs.wikibooks.org/wiki/Praktick%C3%A1\\_elektronika/Spektrum\\_sign%C3%A1lu](http://cs.wikibooks.org/wiki/Praktick%C3%A1_elektronika/Spektrum_sign%C3%A1lu).
- [8] Prednáška č. 8. *Mikroprocesorová technika* [online]. [cit. 2014-5-22]. Dostupné z WWW: [http://www.dsplab.elf.stuba.sk/mpt/mpt\\_p8a.pdf](http://www.dsplab.elf.stuba.sk/mpt/mpt_p8a.pdf)
- [9] R.I.A.A official site [online]. [cit. 2014-5-22]. Dostupné z WWW: [http://www.riaa.com/aboutus.php?content\\_selector=about-who-we-are-riaa](http://www.riaa.com/aboutus.php?content_selector=about-who-we-are-riaa)
- [10] NS200. *Predzosilňovač pre gramofón s magnetodynamickou prenoskou* [online]. [cit. 2014-5-22]. Dostupné z WWW: [http://www.sos.sk/a\\_info/resource/p/ns200.pdf](http://www.sos.sk/a_info/resource/p/ns200.pdf).
- [11] Prednáška BNFE č. 4. bnfe\_prednaska\_4.pdf. Ing. Tomáš Kratochvíl, VUT FEKT Brno, 2006
- [12] Texas Instruments. NE5532 *Dual low-noise operational amplifier* [online]. Apríl 2009. Dostupné z WWW: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ne5532.pdf>.
- [13] Texas Instruments. TL07x *Low-Noise JFET-Input Operational Amplifiers* [online]. Február 2014. Dostupné z WWW: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl072.pdf>
- [14] Texas Instruments. TLE208x *EXCALIBUR HIGH-SPEED JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS* [online]. Jún 2001. Dostupné z WWW: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tle2082.pdf>
- [15] NXP. HEF4066B *Quad single-pole single-throw analog switch* [online]. November 2011. Dostupné z WWW: [http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/HEF4066B.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/HEF4066B.pdf)
- [16] DOSTÁL, T. *Elektrické filtry*. Brno: Skripta FEKT VUT, 2007.
- [17] VLČEK, J. Devítipásmový ekvalizér. *Amatérské radio*. Praha: Amaro, s.r.o, 2000 (V).
- [18] SEDLÁČEK, J. a J. VALSA. *Elektrotechnika II*. Brno: Skripta FEKT VUT, 2006.
- [19] Intersil. ISL22343 *Quad Digitally Controlled Potentiometer (XDCP™)* [online]. Marec 2008. Dostupné z WWW: <http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/fn64/fn6423.pdf>
- [20] Analog Devices. *4-/6-Channel Digital Potentiometers* [online]. 2010. Dostupné z WWW: [http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD5204\\_5206.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5204_5206.pdf)

- [21] Texas Instruments. OPA1602 *High-Performance, Bipolar-Input audio operational amplifier* [online]. Apríl 2011. Dostupné z WWW: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa1602.pdf>>.
- [22] Texas Instruments. TL972 *OUTPUT RAIL-TO-RAIL VERY-LOW-NOISE OPERATIONAL AMPLIFIERS* [online]. Máj 2012. Dostupné z WWW: <<http://www.ti.com/lit/ds/slos467g/slos467g.pdf>>.
- [23] Texas Instruments. NE5534 *LOW-NOISE OPERATIONAL AMPLIFIERS* [online]. September 2004. Dostupné z WWW: <<http://www.ti.com/lit/ds/slos070c/slos070c.pdf>>.
- [24] Internetové stránky: <<http://www.arduino.cc/>>
- [25] Atmel. *Microcontroller with 4/8/16/32K Bytes In-System Programmable Flash* [online]. Október 2009. Dostupné z WWW: <<http://www.atmel.com/Images/doc8161.pdf>>.
- [26] Freescale Semiconductor. MPR121 *Proximity Capacitive Touch Sensor Controller* [online]. September 2010 Dostupné z WWW: <<https://www.sparkfun.com/datasheets/Components/MPR121.pdf>>.
- [27] Všeobecná oprávnění č. VO-R/10/10.2008-14 k využívání radiových kmitočtu a k provozování krátkého dosahu.
- [28] Nordic Semiconductor, nRF24L01 *Single chip 2.4 GHz Transceiver* [online]. September 2006. Dostupné z WWW: <<http://www.farnell.com/datasheets/86129.pdf>>
- [29] Texas Instruments. TAS5630B *HD ANALOG-INPUT POWER STAGE* [online]. November 2010. Dostupné z WWW: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tas5630b.pdf>>.
- [30] Texas Instruments. Datasheet OPA1632, *High-Performance Fully-Differential audio operational amplifier* [online]. Január 2010. Dostupné na WWW: <<http://www.ti.com/lit/ds/sbos286b/sbos286b.pdf>>.
- [31] Texas Instruments. TAS5630PHD2EVM *User's Guide* [online]. December 2009. Dostupné z WWW: <<http://www.ti.com/lit/ug/slau287a/slau287a.pdf>>.
- [32] Texas Instruments. Datasheet LM317, 3-terminal adjustable regulator [online]. Február 2013. Dostupné na WWW: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm317.pdf>>.
- [33] MSI. MSGEQ7 *Seven Band Graphic Equalizer* [online]. September 2004. Dostupné z WWW: <<https://www.sparkfun.com/datasheets/Components/General/MSGEQ7.pdf>>.
- [34] <http://www.hobbytronics.co.uk/datasheets/L7812.pdf>
- [35] Texas Instruments. LM3915 *Dot/Bar Display Driver* [online]. Marec 2000. Dostupné z WWW: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm3915.pdf>>.
- [36] ST Microelectronics. L7800 SERIES Positive voltage regulators SERIES [online]. December 1998. Dostupné z WWW: <http://www.hobbytronics.co.uk/datasheets/L7812.pdf>
- [37] Internetové stránky: <http://www.dmaster.wz.cz/postupy/filtr/filtr.htm>

# ZOZNAM OBRÁZKOV

Obr. 1.1 Závislosť výstupného prúdu na vstupnom napätí pri výkonovej súčiastky pracujúce v triede a) A, b) AB, c) B - ilustrácie sú charakteristiky výkonových elektrónok [1].	2
Obr. 1.2 Bloková schéma audio zosilňovača v triede D s použitím integrovaného obvodu (upravené z [2]).	3
Obr. 1.4 Sínusový vstupný signál s pilovitým a pod nimi výsledný modulovaný obdĺžnikový signál výstupu zosilňovača triedy D pred filtráciou.	4
Obr. 1.3 Impulzne šírkový modulátor	4
Obr. 1.5 Bloková schéma sigma delta modulátoru	5
Obr. 1.6 Záznamová a reprodukčná charakteristika podľa RIAA [1]	6
Obr. 1.7 Spektrá signálov (prevzaté a upravené z [7])	9
Obr. 2.1 Bloková schéma navrhnutého riešenia zosilňovača	12
Obr. 2.2 Modulová kmitočtová charakteristika predzosilňovača RIAA	14
Obr. 2.3 Modulové kmitočtové charakteristiky predzosilňovača RIAA pre tri simulácie	15
Obr. 2.4 Simulačná schéma jedného kanálu predzosilňovača s charakteristikou RIAA	15
Obr. 2.5 Funkčný diagram pre zapojenie jednotlivých spínačov IO 4066	16
Obr. 2.6 Zapojenie pásmového filtra ( $R_+ = R_- = R$ )	17
Obr. 2.7 Zapojenie syntetickej indukčnosti	17
Obr. 2.8 Zapojenie vľavo pre minimálny prenos a vpravo pre maximálny prenos [16]	18
Obr. 2.9 Zapojenie predzosilňovača s DC posuvom a pripojením na dig. potenciometer	22
Obr. 2.10 Schéma zapojenia pre simuláciu jedného kanálu ekvalizéru	23
Obr. 2.11 Modulová kmitočtová charakteristika pre tri rôzne nastavenia potenciometrov	24
Obr. 2.12 Modulová kmitočtová charakteristika pre tri rôzne nastavenia potenciometrov jedného pásmového filtra	24
Obr. 2.13 Doska kapacitných tlačítok	<b>Chyba! Záložka není definována.</b>
Obr. 2.15 Bloková schéma zapojenia obvodu TAS5630B (prevzaté z [10] a upravené)	34
Obr. 2.16 Zapojenie predzosilňovača s programe PSpice	35
Obr. 2.17 Modulová kmitočtová charakteristika predzosilňovača s OZ OPA1632	<b>Chyba! Záložka není definována.</b>

Obr. 2.18 Zapojenie výstupného LC filtru v simulačnom programe PSpice.....	<b>Chyba!</b>
	<b>Záložka není definována.</b>
Obr. 2.19 Modulová kmitočtová charakteristika výstupného filtru zosilňovača .....	37
Obr. 2.20 Obvod pre signalizáciu stavov zosilňovača .....	38
Obr. 2.21 Obvod pre signalizáciu teploty čipu a reguláciu otáčok ventilátora.....	39
Obr. 2.22 Zvlnenie výstupného napätia pre výkon 200W .....	46
Obr. 2.23 Zvlnenie výstupného napätia pre výkon 450W .....	46
Obr. 2.23 Bloková schéma integrovaného obvodu MSGEQ7, prevzaté a upravené z [33] .....	47
Obr. 2.24 Zapojenie podporných súčiastok IO MSGEQ7 .....	48
Obr. 2.27 Schéma zapojenia VU metra nízkoúrovňového signálu.....	53
Obr. 3.1 Modulová kmitočtová charakteristika predzosilňovača s RIAA korekciou .....	55
Obr. 3.2 Závislosť skreslenia THD+N na kmitočte predzosilňovača s RIAA korekciou .....	56

## ZOZNAM TABULIEK

Tab. 1.1 Korekčné kmitočty grafických ekvalizérov .....	8
Tab. 2.2 Základné vlastnosti a parametre obvodu TAS5630B .....	32
Tab. 2.3 Tabuľka chybových stavov (prevzaté a upravené z [10]).....	38
Tab. 2.4 Veľkosť vstupného signálu podľa rozsvietenj LED .....	53

## ZOZNAM SYMBOLOV VELIČÍN A

# SKRATIEK

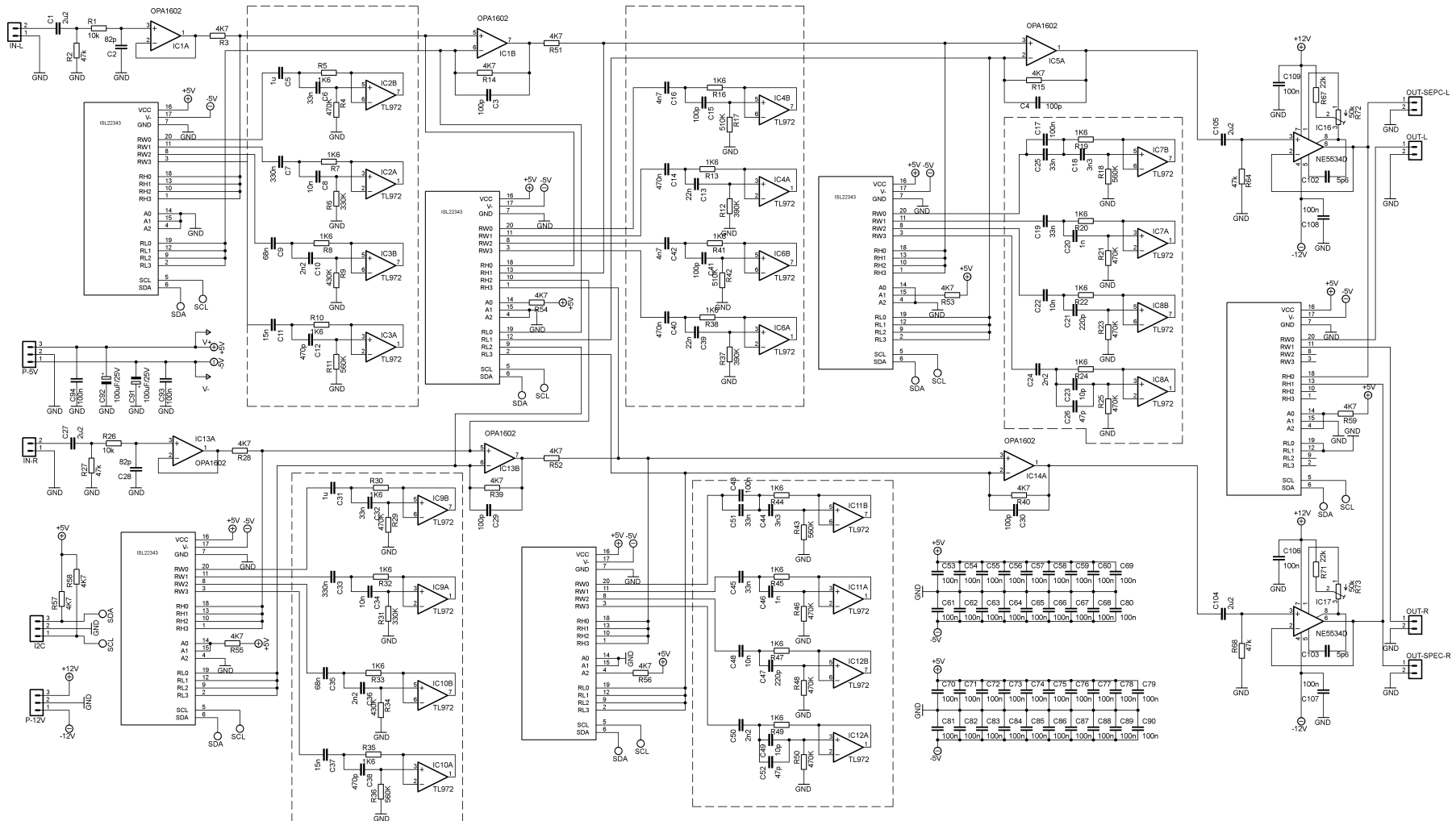
$f$	frekvencia
$f_r$	rezonančná frekvencia
$\nu f$	vysokofrekvenčný
$\nu f$	nízko-frekvenčný
IO	integrovaný obvod
MCU	multibodová kontrolná jednotka, tzv. mikrokontrolér
OZ	operačný zosilňovač
FFT	rýchla furiérová transformácia
Ku	prenos
LED	svetlo emitujúca dióda
DC	jednosmerný
A/D	analógovo digitálny
PWM	pulzne šírková modulácia
THD+N	Harmonické skreslenie + šum
RF	rádio frekvencia
DO	diaľkový ovládač
MCU-C	mikrokontrolér riadenia zosilňovača
MCU-S	mikrokontrolér spektrálneho analyzátoru
LCD	displej z tekutých kryštálov
pull-up	vynútená log. 1 napr. pomocou rezistora pripojeného na napájanie
SMD	elektronické súčiastky vhodné na technológiu povrchovej montáže
RISC	doslovne počítač s obmedzenou sadou inštrukcií
RIAA	americká asociácia nahrávacieho priemyslu
$Q$	činiteľ akosti
SD	shut down
READY	obvod je pripravený pre spracovanie audio signálu
OTW	signalizácia prehriatia
RESET	nulovací pin pre reset obvodu
CLIP	indikácia limitovania signálu

## 6 ZOZNAM PRÍLOH

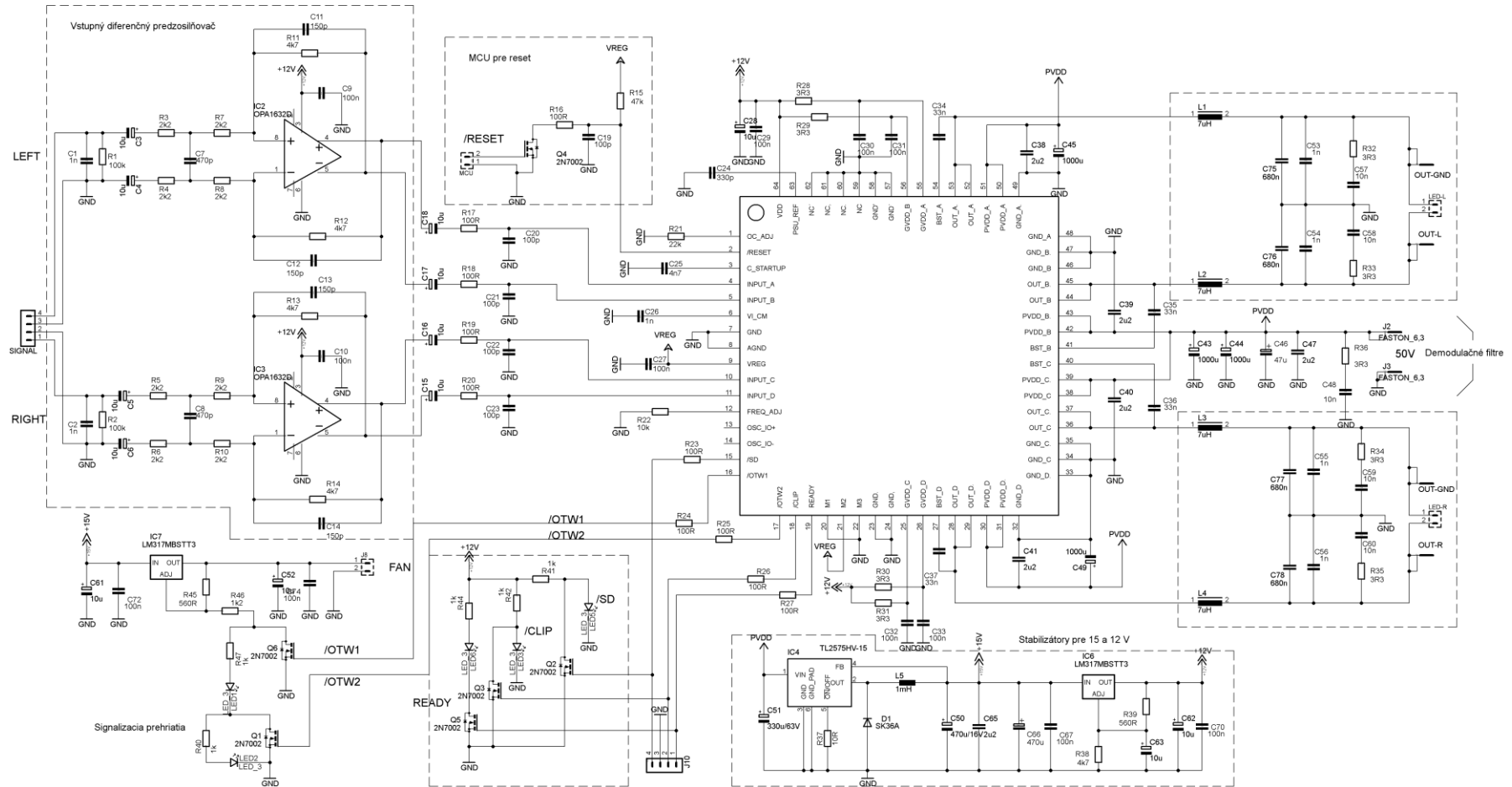
<b>A</b>	<b>Návrh zariadenia</b>	<b>72</b>
A.1	Schéma zapojenia ekvalizéru.....	72
A.2	Schéma zapojenia koncového zosilňovača.....	73
A.3	Schéma zapojenia predzosilňovača RIAA s potenciometrickým prepínaním vstupov.....	74
A.4	Schéma zapojenia riadenia zosilňovača.....	75
A.5	Schéma zapojenia spektrálneho analyzátoru.....	75
A.6	Schéma zapojenia napájacieho zdroja.....	77
A.7	Doska plošného spoja ekvalizéru – bottom.....	78
A.8	Doska plošného spoja ekvalizéru – top.....	79
A.9	Doska plošného spoja koncového zosilňovača – bottom.....	80
A.10	Doska plošného spoja koncového zosilňovača – top.....	81
A.11	Doska plošného spoja spektrálneho analyzátoru – bottom.....	82
A.12	Doska plošného spoja spektrálneho analyzátoru – top.....	82
A.13	Doska plošného spoja napájacieho zdroja – bottom.....	82
A.14	Osadzovací plán ekvalizéru – bottom.....	83
A.15	Osadzovací plán ekvalizéru - top.....	84
A.16	Osadzovací plán koncového zosilňovača - bottom.....	85
A.17	Osadzovací plán koncového zosilňovača – top.....	86
A.18	Osadzovací plán spektrálneho analyzátoru – bottom.....	87
A.19	Osadzovací plán spektrálneho analyzátoru – top.....	87
A.20	Osadzovací plán napájacieho zdroja - top.....	87
A.21	Schéma zapojenia VU metrov vstupu zosilňovača.....	88
A.22	Doska plošného spoja VU metrov vstupu zosilňovača – bottom.....	88
A.23	Osadzovací plán VU metrov vstupu zosilňovača – top.....	89
A.24	Osadzovací plán VU metrov vstupu zosilňovača – bottom.....	90
A.25	Schéma zapojenia VU metrov výstupu zosilňovača.....	90
A.26	Doska plošného spoja VU metrov výstupu zosilňovača – bottom.....	91
A.27	Osadzovací plán VU metrov výstupu zosilňovača – top.....	91
A.28	Osadzovací plán VU metrov výstupu zosilňovača – bottom.....	91

# A NÁVRH ZARIADENIA

## A.1 Schéma zapojenia ekvalizéru

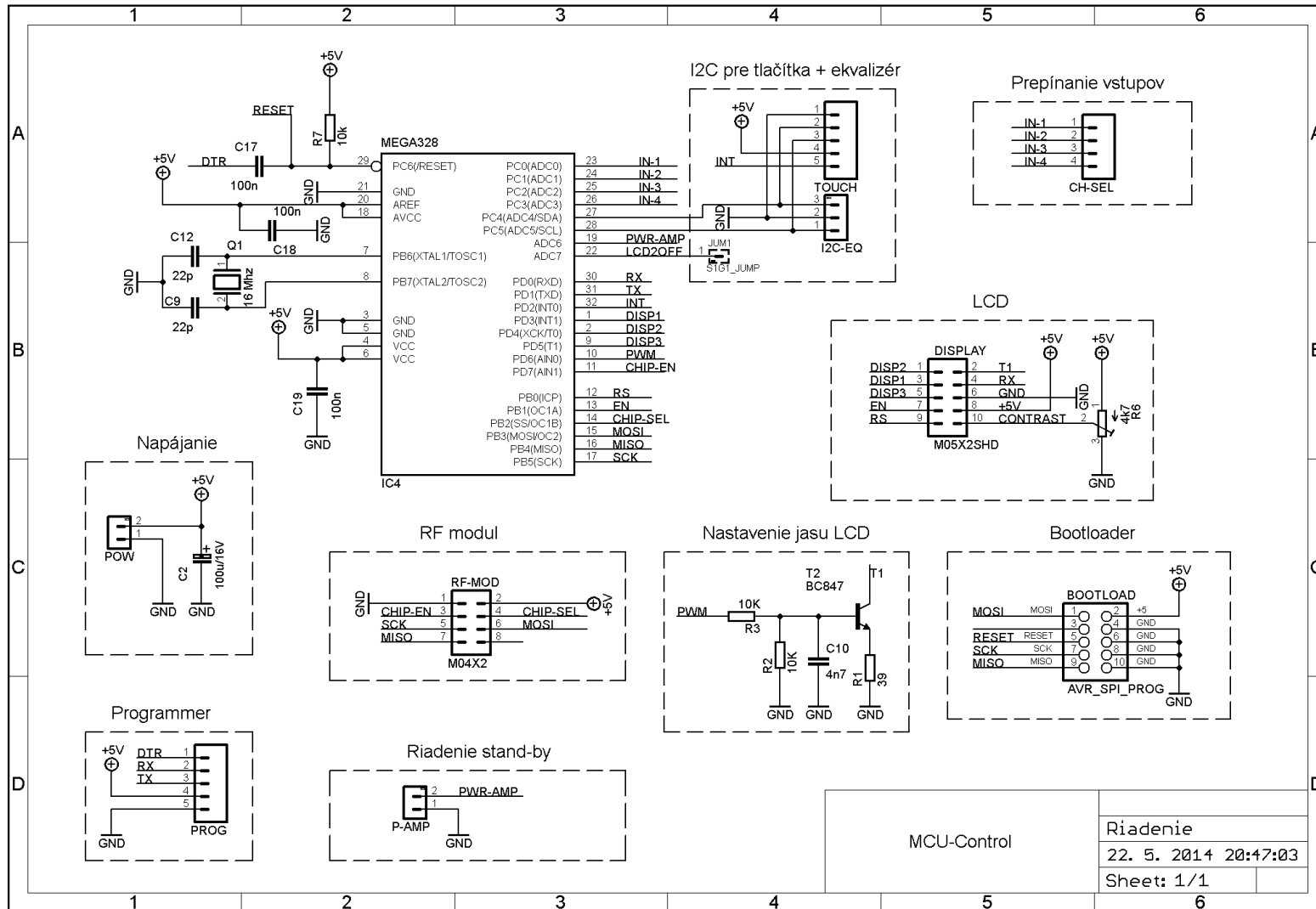


## A.2 Schéma zapojenia koncového zosilňovača

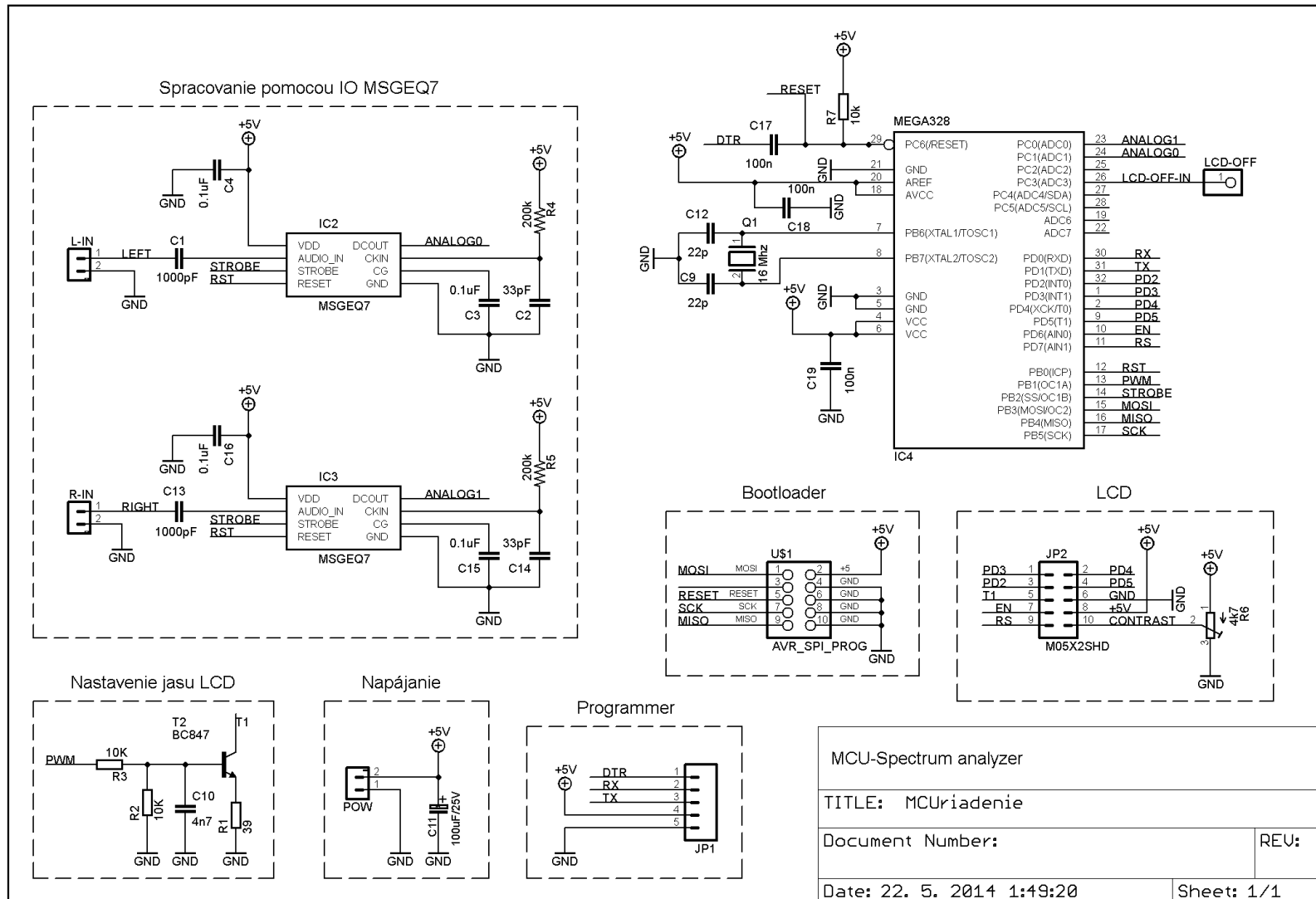




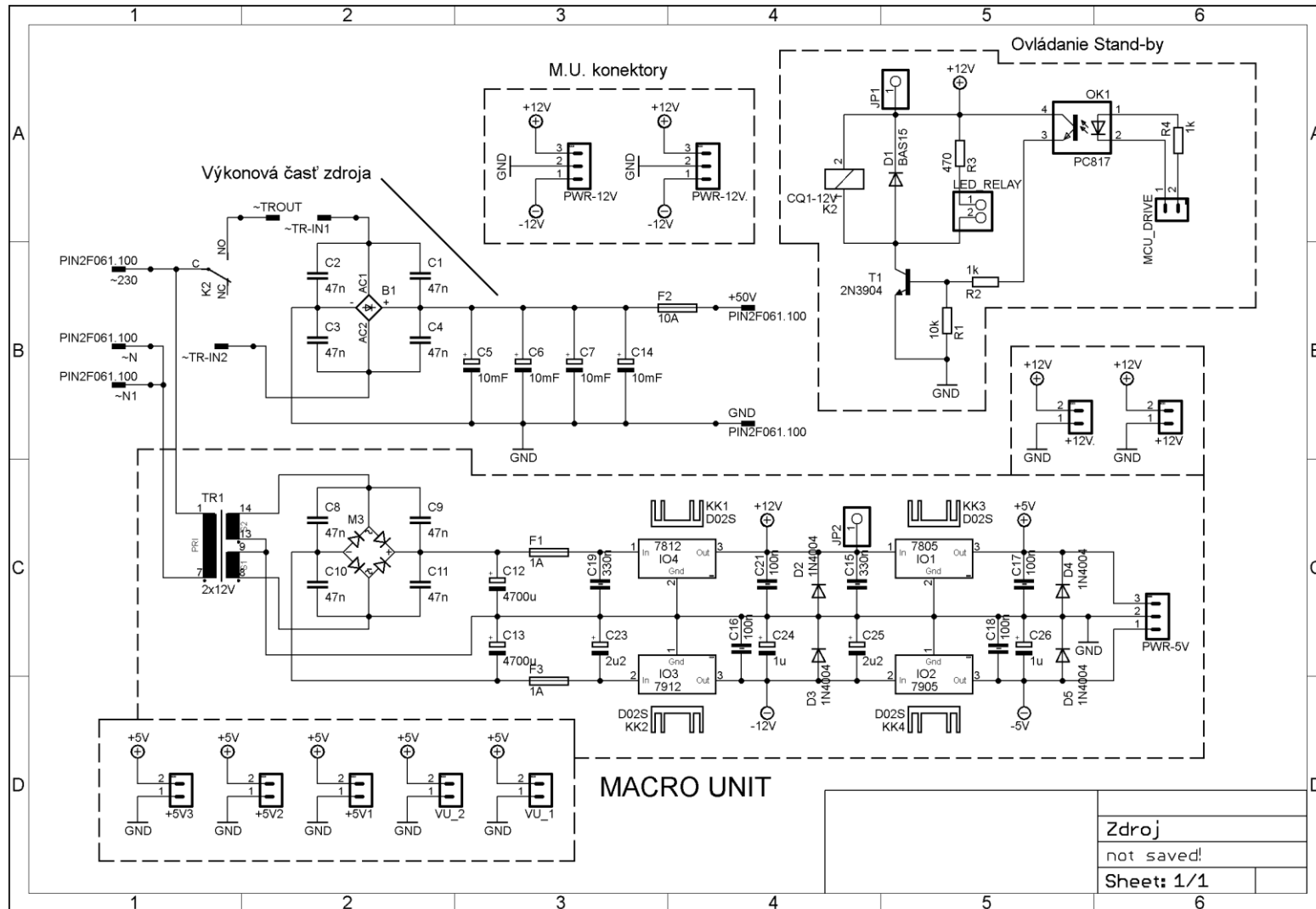
## A.4 Schéma zapojenia riadenia zosilňovača



## A.5 Schéma zapojenia spektrálneho analyzátoru

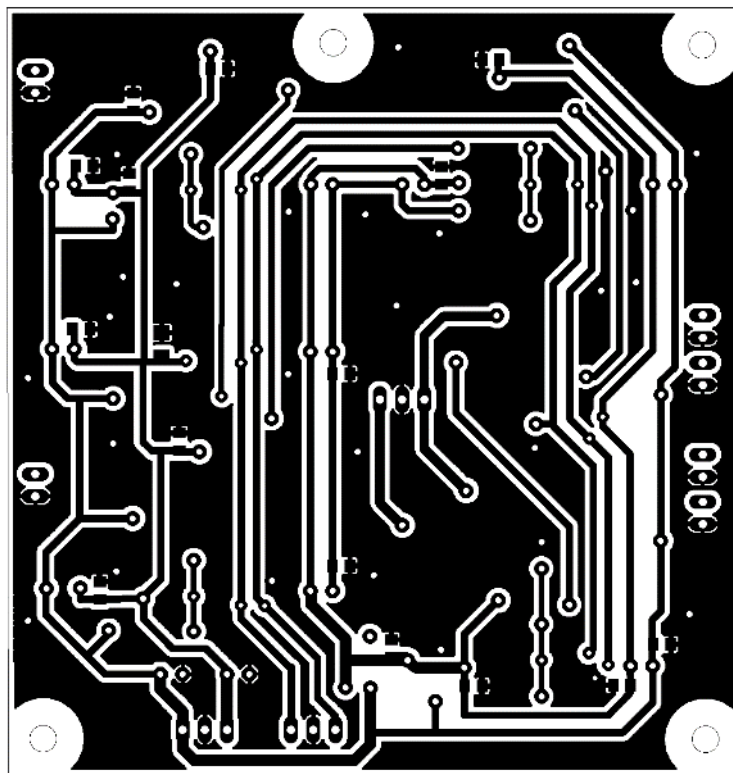


## A.6 Schéma zapojenia napájacieho zdroja

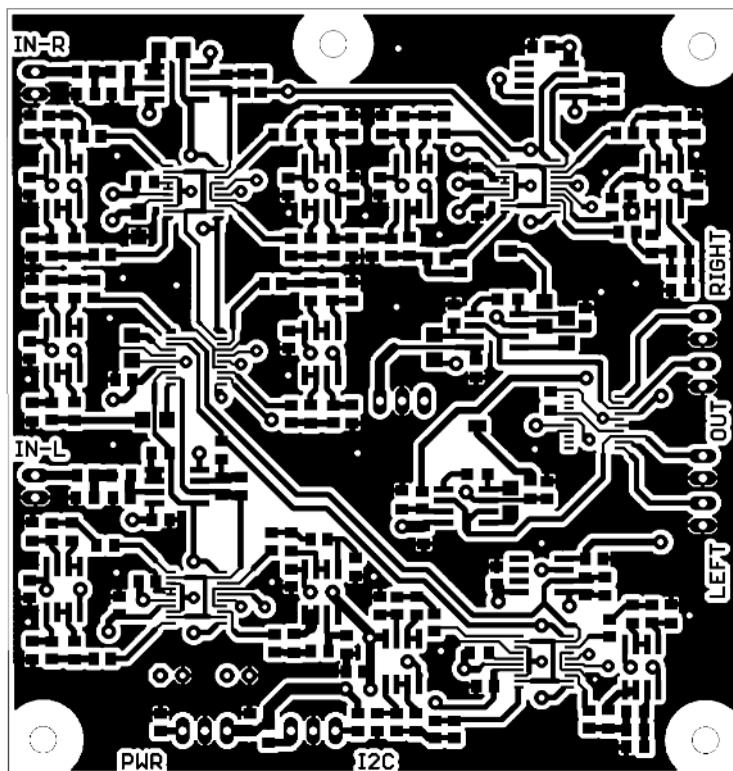


Zdroj  
not saved!  
Sheet: 1/1

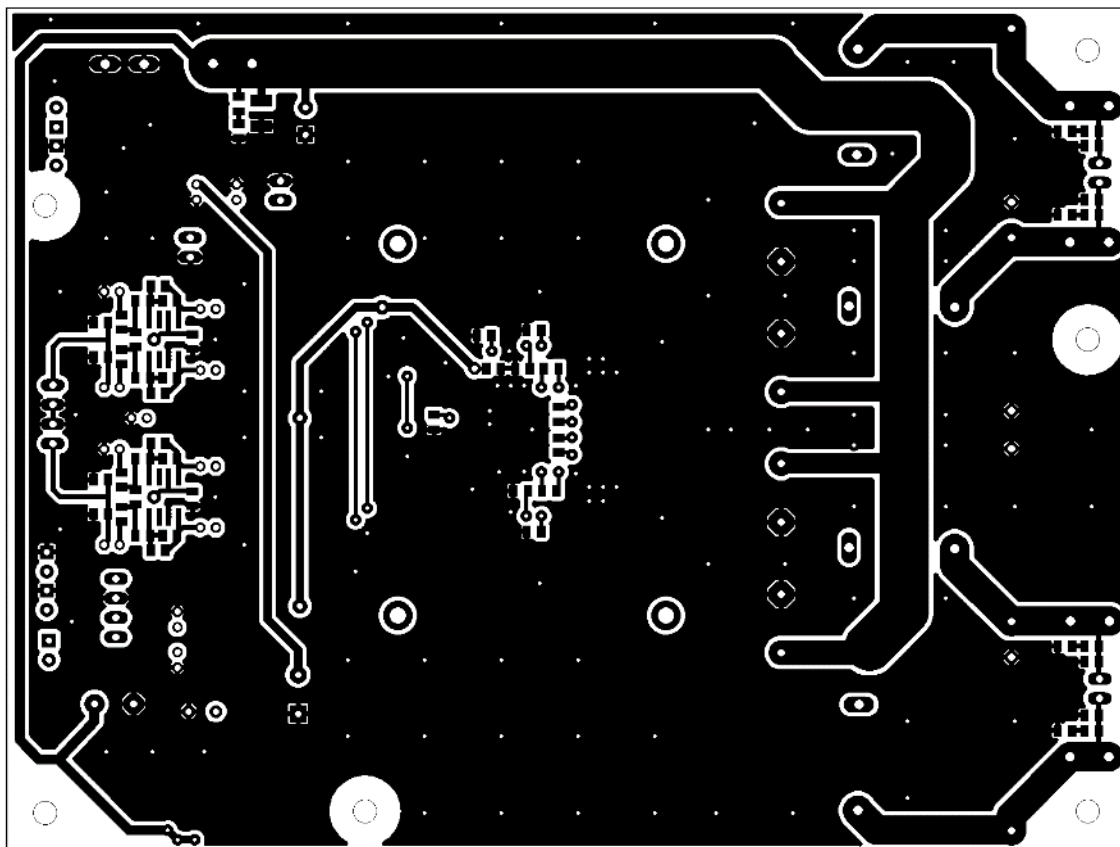
## A.7 Doska plošného spoja ekvalizéru – bottom



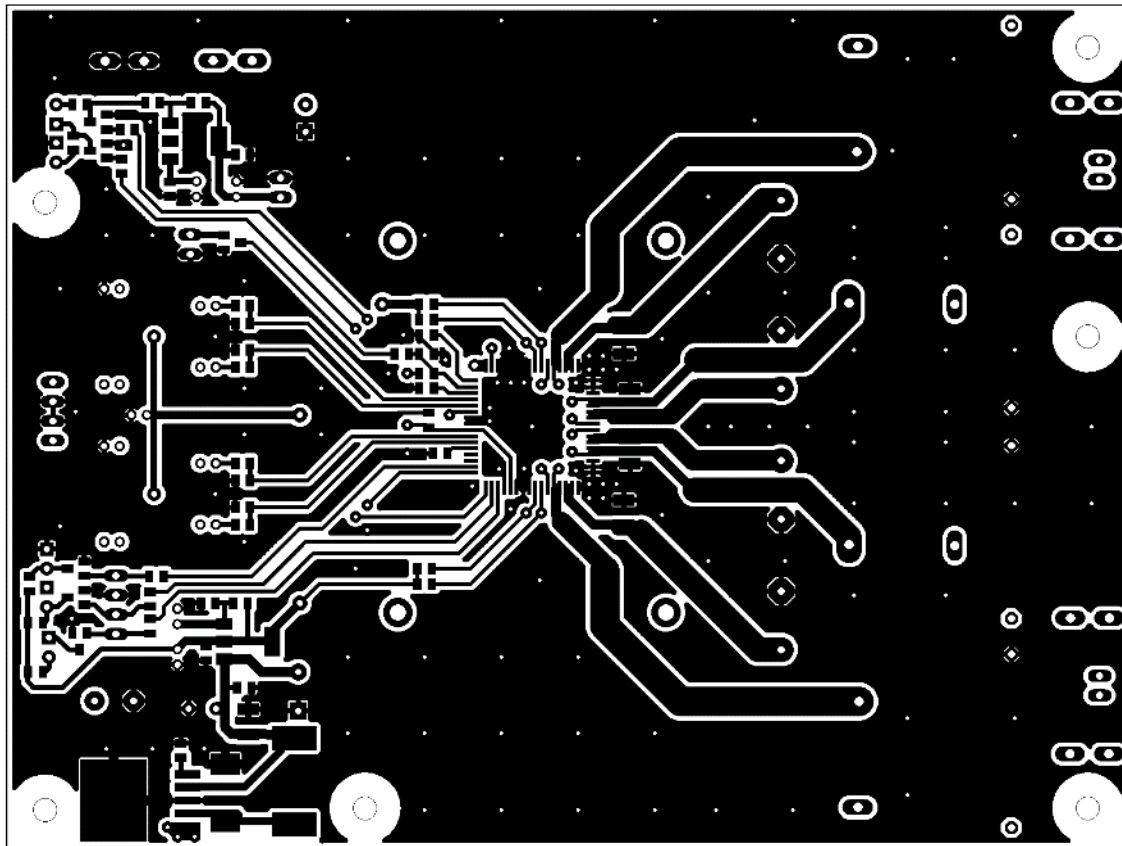
## A.8 Doska plošného spoja ekvalizéru – top



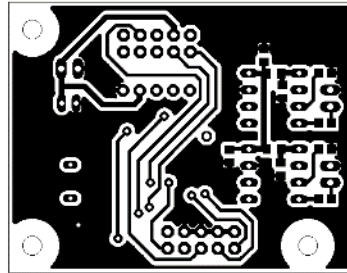
## A.9 Doska plošného spoja koncového zosilňovača – bottom



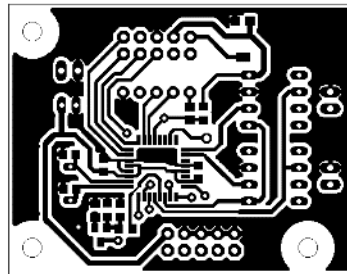
## A.10 Doska plošného spoja koncového zosilňovača – top



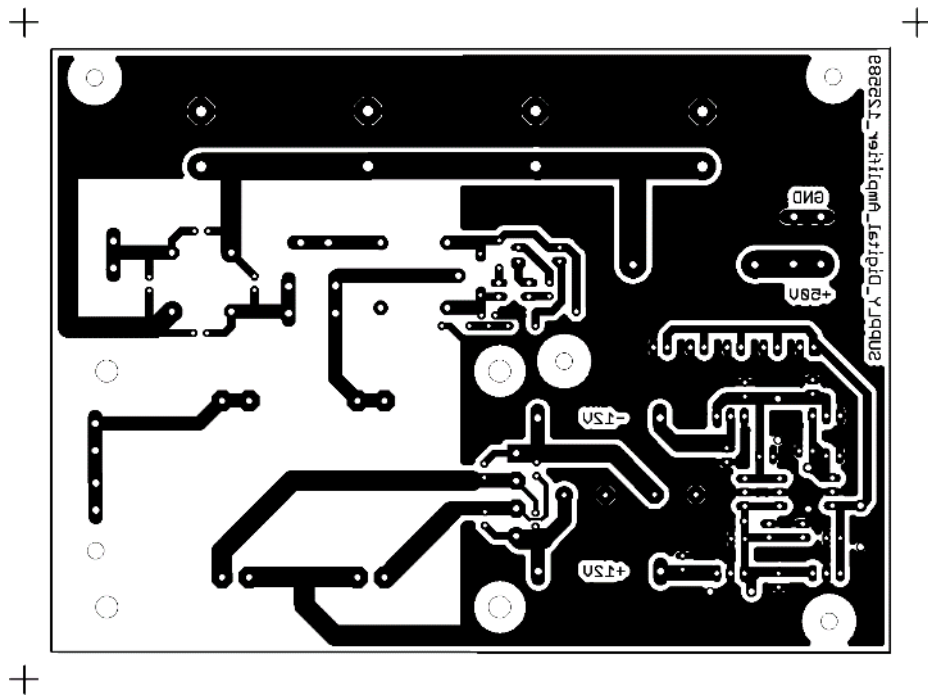
**A.11 Doska plošného spoja spektrálneho analyzátoru – bottom**



**A.12 Doska plošného spoja spektrálneho analyzátoru – top**

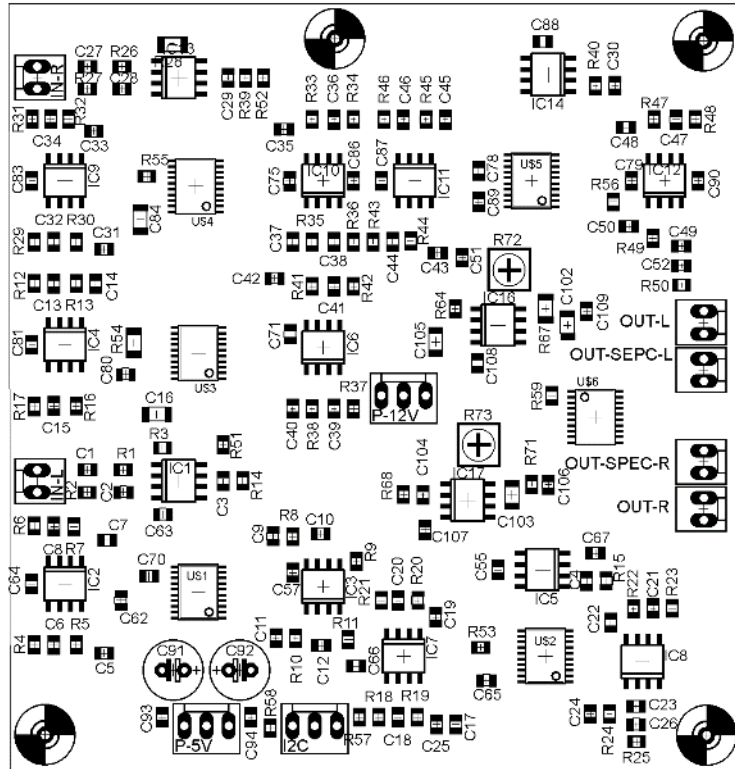


**A.13 Doska plošného spoja napájacieho zdroja – bottom**

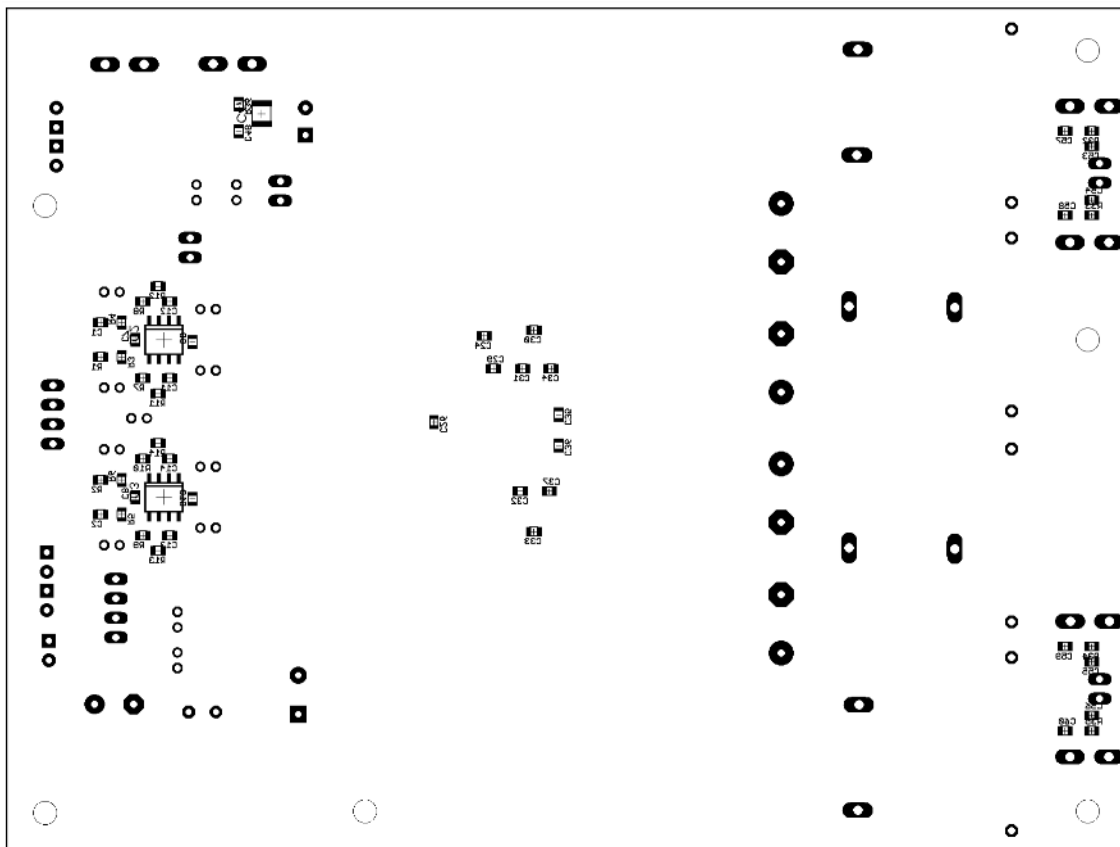




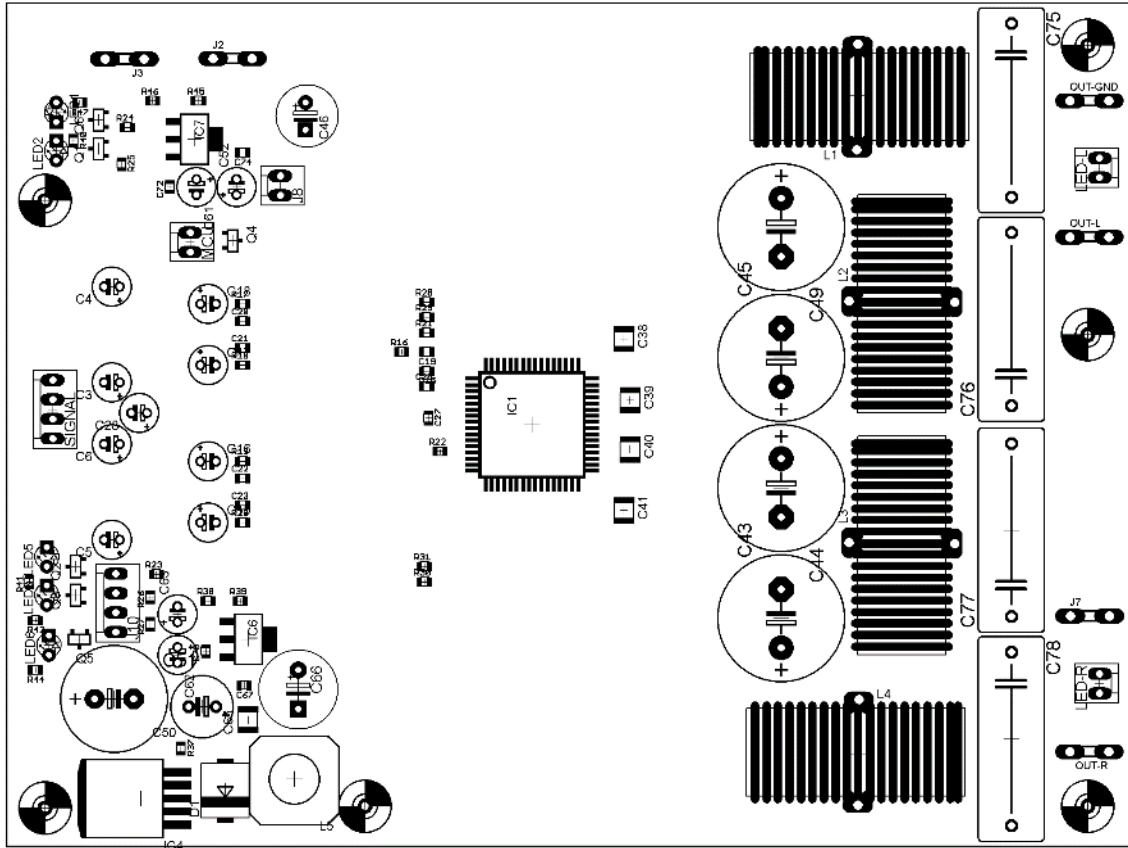
## A.15 Osadzovací plán ekvalizéru - top



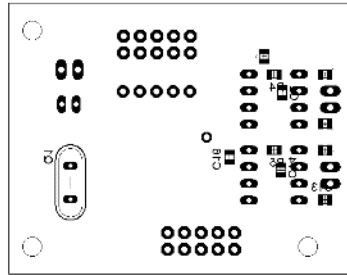
## A.16 Osadzovací plán koncového zosilňovača - bottom



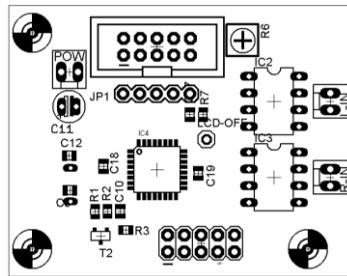
## A.17 Osadzovací plán koncového zosilňovača – top



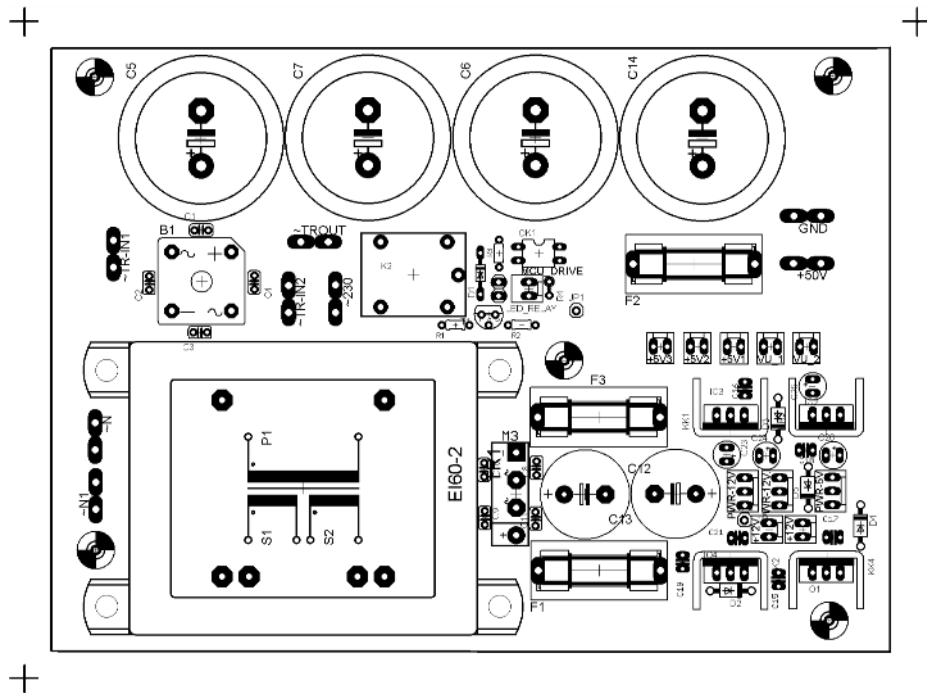
## A.18 Osadzovací plán spektrálneho analyzátoru – bottom



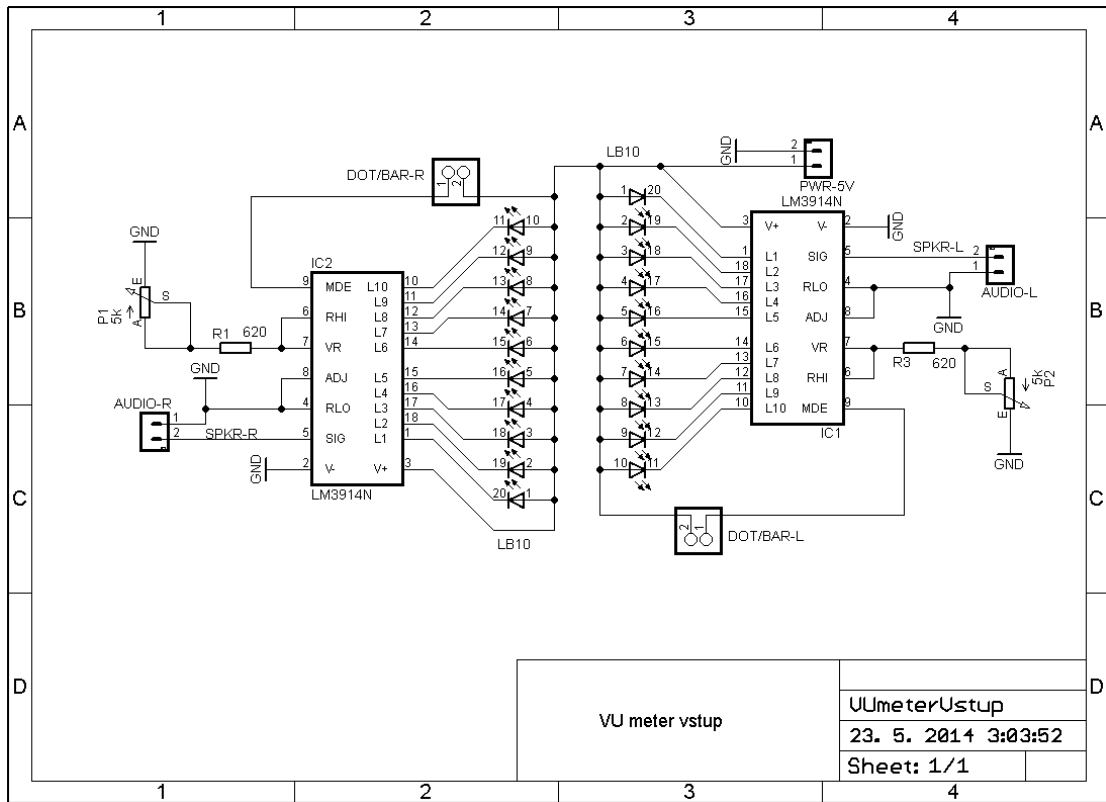
## A.19 Osadzovací plán spektrálneho analyzátoru – top



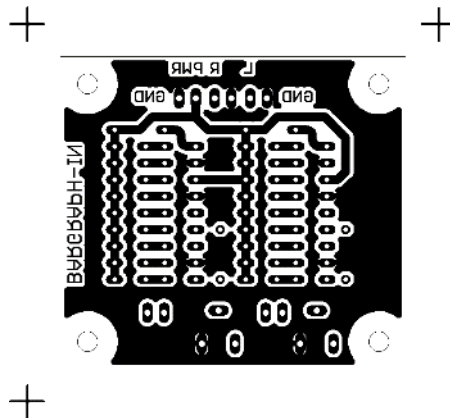
## A.20 Osadzovací plán napájacieho zdroja - top



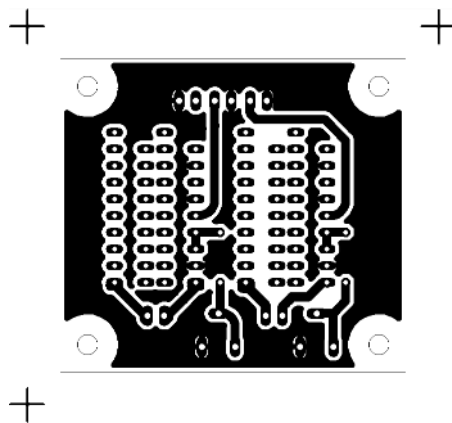
## A.21 Schéma zapojenia VU metrov vstupu zosilňovača



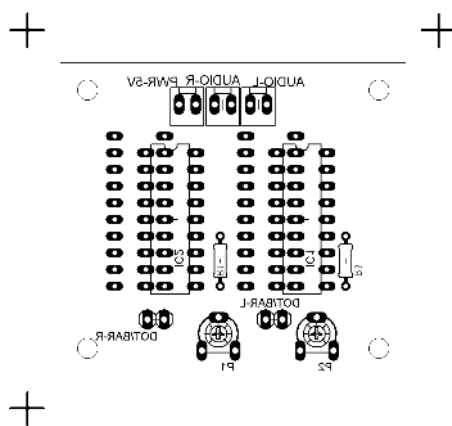
## A.22 Doska plošného spoja VU metrov vstupu zosilňovača – bottom



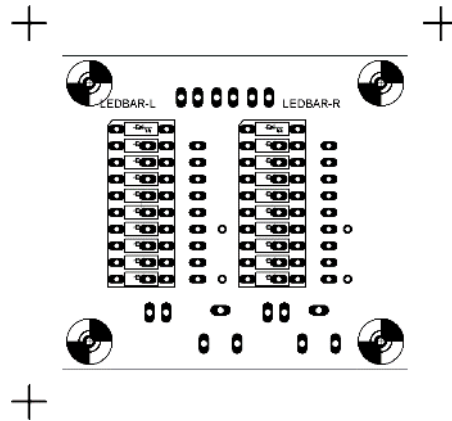
**A.23 Doska plošného spoja VU metrov vstupu zosilňovača – top**



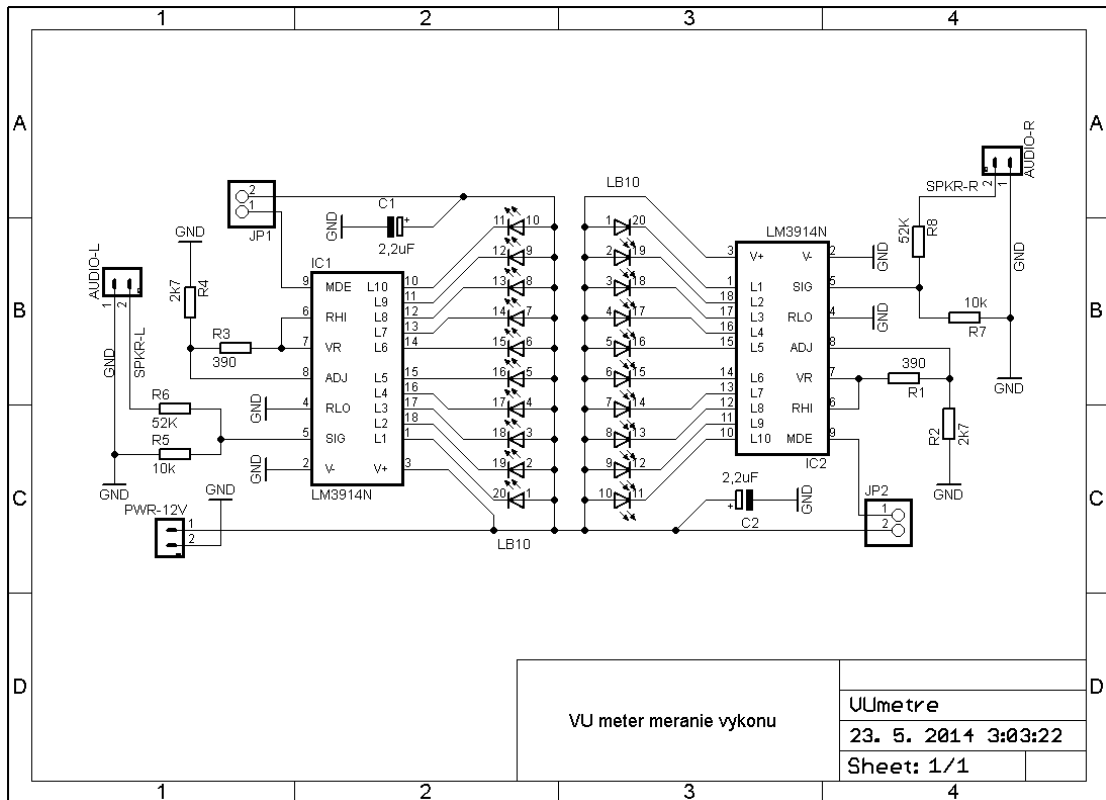
**A.24 Osadzovací plán VU metrov vstupu zosilňovača – bottom**



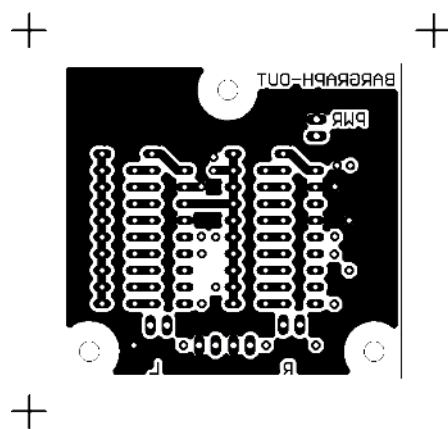
## A.25 Osadzovací plán VU metrov vstupu zosilňovača – top



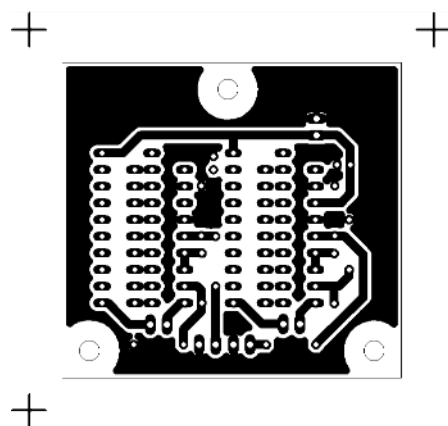
## A.26 Schéma zapojenia VU metrov výstupu zosilňovača



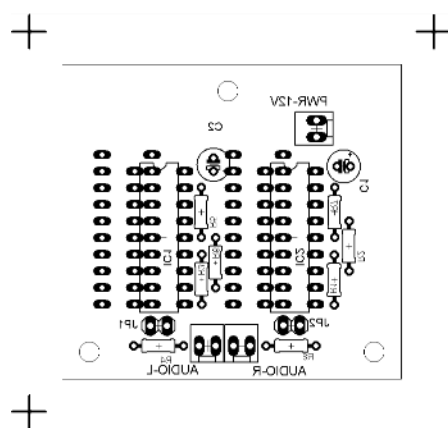
**A.27 Doska plošného spoja VU metrov výstupu zosilňovača – bottom**



**A.28 Osadzovací plán VU metrov výstupu zosilňovača – top**



**A.29 Osadzovací plán VU metrov výstupu zosilňovača – bottom**



### A.30 Osadzovací plán VU metrov výstupu zosilňovača – top

