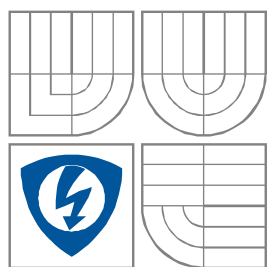


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

NÁSTROJOVÝ AUDIO VÝKONOVÝ ZESILOVAČ VE TŘÍDE D PRO BASKYTARU

CLASS D AUDIO POWER AMPLIFIER FOR BASS GUITAR

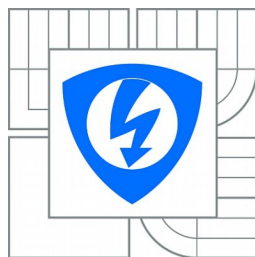
BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

DANIEL APPEL

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Ing. LUBOMÍR BRANČÍK, CSc.



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Daniel Appel

ID: 134450

Ročník: 3

Akademický rok: 2012/2013

NÁZEV TÉMATU:

Nástrojový audio výkonový zesilovač ve třídě D pro baskytaru

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s problematikou návrhu zesilovačů ve třídě D. Navrhněte zapojení zesilovače pro baskytaru s výkonem cca 100 W. Koncový stupeň doplňte aktivním korekčním předzesilovačem s třípásmovým ekvalizérem a s přepínatelnou frekvencí korekce středových pásem. Vlastnosti zapojení simulujte v programu PSpice a navrhněte desky plošných spojů v programu Eagle.

Na základě předchozích obvodových návrhů realizujte funkční vzorek výkonového zesilovače pro baskytaru předepsaných parametrů, včetně korekčního předzesilovače a napájecí jednotky. Zesilovač oživte a proměřte jeho základní charakteristiky, výsledky srovnajte s parametry očekávanými i s výsledky počítačové simulace.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KOTISA, Z. NF zesilovače 1. - předzesilovače. Praha: BEN - technická literatura, 2002.

[2] ŠTÁL, P. Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D: základní principy a konstrukce. Praha: BEN - technická literatura, 2008.

Termín zadání: 11.2.2013

Termín odevzdání: 31.5.2013

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

Konzultanti bakalářské práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Obsahom práce je vytvorenie výkonového audio zosilňovača o výkone aspoň 100W s čo najväčšou účinnosťou, čo najmenšími rozmermi a čo najmenší skreslením signálu vrátane predzosilňovača s korekciami vhodnými pre basgitaru. Práca je rozdelená do 6 kapitol. V prvej kapitole je stručný prehľad tried zosilňovačov, ich výhodách, nevýhodách a použití. V druhej kapitole sú popísané funkcie jednotlivých blokov zosilňovača v triede D. Tretia kapitola pojednáva o vytvorenom zapojení, výbere komponentov, konštrukčných zásadách a simuláciách častí obvodov v rôznych programoch. V štvrtej časti je popísaný návrh napájacej jednotky. Piata časť pojednáva o návrhu mechanickej konštrukcie. Šiesta časť obsahuje výsledky merania prototypu zosilňovača. V prílohe práce sú uvedené návrhy zapojení, dosky plošných spojov jednotlivých blokov zosilňovača a taktiež fotografická dokumentácia výsledného prototypu.

KLÚČOVÉ SLOVÁ

zosilňovač v triede D, basgitaru, predzosilňovač, pulzne šírková modulácia

ABSTRACT

The main goal of this project was a synthesis of audio power amplifier and preamplifier for bass guitar with features suitable for this kind of instrument. The project was divided into 6 parts. The first part is a brief introduction to classes of power amplifiers, the second part is about function of blocks of which the class d audio power amplifier consist. In the third part the designed circuits and their properties are discussed. The simulation of circuits in PSICE are also included in this part. The design of power supply unit is discussed in fourth part. In the fifth there is design of chassis and other mechanical constructions. In the sixth part, there are results of experimental measurements of the amplifier prototype. In the appendix of this bachelor thesis are enclosed the schematics, printed circuit board designs, and photographic documentation of amplifier prototype.

KEYWORDS

class D amplifier, bass guitar, preamplifier, pulse width modulation, PWM

APPEL, D. *Nástrojový výkonový zesilovač ve třídě D pro baskytaru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2013. 65s., 25s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: prof. ing. Lubomír Brančík, CSc.

PREHLÁSENIE

Prehlasujem, že svoju bakalársku prácu na tému Nástrojový výkonový zosilňovač v triede D pre basgitaru som vypracoval samostatne pod vedením vedúceho bakalárskej 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 bakalárskej práce ďalej prehlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto bakalárskej práce som neporušil autorské práva tretích osôb, najmä som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv a osobnostných a/lebo majetkových a som si plne vedomý následkov porušenia ustanovenia § 11 a nasledujúceho zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorskom, o právach súvisiacich s právom autorským a o zmene niektorých zákonov (autorský zákon), v znení neskorších predpisov vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z ustanovenia časti druhej, hlavy VI. Díl 4 Trestného zákonníku č. 40/2009 Sb.

V Brne dňa

.....

(podpis autora)

POĎAKOVANIE

Ďakujem vedúcemu bakalárskej práce prof. ing. Lubomírovi Brančíkovi, CSc. za účinnú metodickú, pedagogickú a odbornú pomoc a ďalšie cenné rady pri spracovaní mojej bakalárskej práce. Ďalej ďakujem môjmu otcovi ing. Pavlovi Appelovi za pomoc najmä pri stavbe mechanickej konštrukcie a cenných radách pri oživovaní prototypu zosilňovača.

V Brne dňa

.....

(podpis autora)

OBSAH

Zoznam obrázkov.....	viii
Zoznam tabuliek.....	x
Úvod.....	1
1 Prehľad najpoužívanejších tried zosilňovačov.....	2
1.1 Triedy zosilňovačov A,B,AB.....	2
1.2 Audio zosilňovače v triede D.....	3
2 Princíp funkcie jednotlivých blokov zosilňovača v triede D.....	4
2.1 Predzosilňovač a korekčný zosilňovač.....	4
2.2 Modulátor.....	6
2.3 Koncový zosilňovač.....	7
2.3.1 Topológia zapojenia koncového zosilňovača.....	7
2.3.2 Budiace obvody koncových tranzistorov.....	9
2.4 Výstupné filtre.....	9
3 Syntéza zosilňovača.....	10
3.1 Predzosilňovač.....	11
3.2 Zosilňovač odchýlky.....	16
3.3 Blok modulátora.....	17
3.3.1 Generátor modulačného signálu.....	17
3.3.2 Komparátor.....	19
3.3.3 Simulácia funkcie v PSPICE.....	20
3.4 Koncový stupeň.....	21
3.4.1 Budič koncových tranzistorov.....	21
3.4.2 Koncové tranzistory.....	25
3.4.3 Výpočet stratového výkonu na koncových tranzistoroch.....	27
3.4.4 Výpočet chladenia koncového stupňa a výber tranzistorov.....	29
3.4.5 Blok nadprúdovej ochrany.....	32
3.5 Výstupný filter.....	34
3.6 Spätaná väzba a analýza stability zosilňovača.....	37
4 Návrh napájacej jednotky.....	41

4.1 Symetrický stabilizovaný zdroj 5V a 12V.....	42
4.2 Nesymetrický zdroj +55V.....	43
4.3 Obvod „soft start“.....	44
5 Mechanické usporiadanie a návrh ovládacích prvkov.....	45
5.1 Rozmiestnenie dosiek.....	46
5.2 Obvod VU metra a filtra typu dolná prepust'.....	46
5.3 Konektory a ovládacie prvky.....	49
6 Meranie parametrov zosilňovača.....	51
6.1 Meranie predzosilňovača.....	51
6.2 Meranie zosilňovača.....	54
Záver.....	60
Literatúra.....	61
Zoznam symbolov, veličín a skratiek.....	64

ZOZNAM OBRÁZKOV

Obr. 1.1.1: Schémy zapojenia zosilňovačov : naľavo trieda A, napravo trieda B – prevzaté z [1].....	2
Obr. 1.2.1: Principiálna bloková schéma zosilňovača v triede D – prevzaté a upravené [2].....	3
Obr. 2.1.1: Fletcher a Munsonove krivky rovnakej hlasitosti - prevzaté a upravené z [4].....	4
Obr. 2.1.2: Príklad prevedenia ovládacích prvkov zosilňovača Genz Benz Shuttle 3.0 – prevzaté z [6].....	5
Obr. 2.2.1: Vznik pulzne šírkovej modulácie.	6
Obr. 2.3.1: Zapojenie typu polovičný most.....	7
Obr. 2.3.2: Zapojenie typu plný most.....	8
Obr. 2.3.3: "Bus pumping" - prevzaté a upravené z [7].....	8
Obr. 3.1: Bloková schéma navrhnutého zosilňovača.....	10
Obr. 3.1.1: Zjednodušená schéma zapojenia predzosilňovača.....	11
Obr. 3.1.2: Frekvenčná charakteristika predzosilňovača po zapnutí funkcie BRIGHT. .	12
Obr. 3.1.3: Frekvenčná charakteristika predzosilňovača po zapnutí funkcie Vintage....	12
Obr. 3.1.4: Schéma zapojenia bloku ekvalizéru.....	13
Obr. 3.1.5: Maximálne zosilnenie nízkych akustických kmitočtov ekvalizéru.....	13
Obr. 3.1.6: Maximálne zosilnenie vysokých akustických kmitočtov ekvalizéru.....	14
Obr. 3.1.7: Maximálne zosilnenie stredového pásma kmitočtov ekvalizéru.....	15
Obr. 3.1.8: Zapojenie obvodov výstupu pre ladičku (napravo) a jednoduchého detektora prebudenia (naľavo)	16
Obr. 3.3.1: Zapojenie obvodu MAX038 pre generáciou harmonického signálu [17].....	17
Obr. 3.3.2: Zapojenie generátoru modulačného signálu.....	18
Obr. 3.3.3: Závislosť frekvencie generátora na hodnote odporu trimera P2.....	18
Obr. 3.3.4: Porovnanie označení pinov púzdra od výrobcu (naľavo) a vytvoreným modelom v programe Eagle (napravo).....	19
Obr. 3.3.5: Zapojenie pre simuláciu v programe PSPICE.....	20
Obr. 3.3.6: Priebehy napätia na jednotlivých častiach modulátora.....	20
Obr. 3.4.1: Bloková schéma vnútornej štruktúry obvodu HIP4081A - prevzaté a upravené z [20].....	21
Obr. 3.4.2: Doporučená schéma zapojenia obvodu budiča – prevzaté a upravené z [20].....	22
Obr. 3.4.3: Nastavená doba deadtimu podľa hodnoty odporu pripojeného na vstupy DEL – prevzaté z [20].....	23
Obr. 3.4.4: Prevedenie spojov v okolí budiča HIP4081A.....	24
Obr. 3.4.5: Schéma tepelného obvodu pre výpočet chladenia koncového stupňa.....	29
Obr. 3.4.6: Schéma zapojenia bloku nadprúdová ochrana.....	32
Obr. 3.4.7: Simulácia funkcie nadprúdovej ochrany v programe PSPICE.....	33
Obr. 3.4.8: Simulácia reakcie nadprúdovej ochrany v programe PSPICE.....	33
Obr. 3.5.1: Okno programu Filter Solutions 2012 od firmy Nuhertz.....	34
Obr. 3.5.2: Frekvenčná (červená) a fázová (fialová) charakteristika filtra.....	34
Obr. 3.5.3: Vygenerované zapojenia výstupného filtra – záťaž 4Ω	35

Obr. 3.5.4: Frekvenčná a fázová charakteristika filtra s normalizovanými hodnotami súčiastok. červená krivka – prenos [dB] , zelená krivka – fáza [°].....	35
Obr. 3.5.5: Prostredie programu mini Ringo Core Calculator.....	36
Obr. 3.6.1: Zjednodušené zapojenie spätnej väzby.....	37
Obr. 3.6.2: Vyšetrovanie stability Bodeho kritériom - prevzaté z [33].....	38
Obr. 3.6.3: Zjednodušený linearizovaný model zosilňovača.....	39
Obr. 3.6.4: Amplitúdová a fázová frekvenčná charakteristika otvorenej slučky zjednodušeného lineárneho modelu zosilňovača.....	40
Obr. 4.1: Bloková schéma napájacej jednotky.....	41
Obr. 4.1.1: Symetrický stabilizovaný zdroj 5V, 12V.....	42
Obr. 4.2.1: Zdroj +55V.....	43
Obr. 4.3.1: Zapojenie obvodu "soft start". Prevzaté a upravené z [34].....	44
Obr. 5.1: Návrh mechanického usporiadania zosilňovača.....	45
Obr. 5.2.1: Schéma zapojenia riadiacej elektroniky VU metra.....	47
Obr. 5.2.2: Schéma zapojenia filtra typu DP.....	47
Obr. 5.2.3: Frekvenčná charakteristika filtra.....	48
Obr. 5.2.4: Spoločná DPS riadiacej elektroniky VU metra a filtra.	48
Obr. 5.2.5: Osadzovací plán spoločnej DPS riadiacej elektroniky VU metra a filtra.....	48
Obr. 5.3.1: Návrh rozloženia ovládacích prvkov na prednom paneli.....	49
Obr. 5.3.2: Viacero ďalších variant grafického návrhu predného panelu.....	50
Obr. 6.1.1: Napät'ové priebehy na vstupe (hore) a výstupe zosilňovača (dole).....	51
Obr. 6.1.2: Frekvenčná charakteristika predzosilňovača pre pasívne korekcie.....	52
Obr. 6.1.3: Korekcie nízkych a vysokých frekvencií.....	53
Obr. 6.1.4: Korekcie stredových frekvencií.....	53
Obr. 6.2.1: Harmonický signál na vstupe komparátora.....	54
Obr. 6.2.2: Modulačný trojuholníkový signál.....	54
Obr. 6.2.3: Pulzne šírkoovo modulovaný signál.....	55
Obr. 6.2.4: Pulzne šírkoovo modulovaný signál.....	55
Obr. 6.2.5: Pulzne šírkoovo modulovaný signál.....	55
Obr. 6.2.6: Signál na výstupe zosilňovača bez pripojenej záťaže.....	56
Obr. 6.2.7: Signál na výstupe zosilňovača s pripojenou záťažou.....	56
Obr. 6.2.8: Frekvenčná amplitúdová charakteristika koncového zosilňovača v triede D	57
Obr. 6.2.9: Schéma zapojenia filtra pre meranie zosilňovačov v triede D.....	57
Obr. 6.2.10: Filter pre meranie zosilňovača v triede D : Predloha DPS (vľavo hore), osadzovací plán DPS (vľavo dole), finálna verzia filtra bez DPS (vpravo).....	58

ZOZNAM TABULIEK

Tabulka 3.1 : Korekcia stredových pásiem.....	14
Tabulka 3.2: Vybrané parametre operačných zosilňovačov Linear Technology [13][14][15][16].....	16
Tabulka 3.3: Vybrané parametre integrovaných obvodov budičov firmy Intersil [19],[20].....	21
Tabulka 3.4 : Vstupy a výstupy integrovaného obvodu HIP4081A [20].....	24
Tabulka 3.5 - Vybrané parametre tranzistorov HEXFET firmy International Rectifier [22],[23][24],[25],[26],[27],[28].....	25
Tabulka 3.6: Výpočet stratového výkonu vybraných tranzistorov.	28
Tabulka 3.7: Výpočet stratového výkonu vybraných tranzistorov.	29
Tabulka 3.8: Parametre pre výpočet chladiča koncových tranzistorov.....	30
Tabulka 3.9: Vypočítané parametre chladiča koncových tranzistorov.....	31
Tabulka 3.10: Logická závislosť medzi vstupmi a výstupmi klopného obvodu typu D [31].....	32
Tabulka 5.1: Rozmery DPS.....	46

ÚVOD

Cieľom tejto práce je vytvoriť zosilňovač pre basgitaru s výkonom aspoň 100W, predzosilňovač s vhodnými typmi korekcií pre tento špecifický nástroj a zabezpečiť napájanie vhodným napájacím zdrojom. Čoraz častejšie použitie koncových zosilňovačov v triede D v profesionálnych basgitarových zosilňovačoch je trendom posledných rokov. Preto bol aj ako koncový zosilňovač popisovaný v tejto práci zvolený zosilňovač pracujúci v triede D, ktorý prináša nesporné výhody, ako je veľká účinnosť, vysoký výkon a malá váha a rozmery výsledného zosilňovača. Predzosilňovač by mal poskytovať čo najširšie možnosti úpravy zvuku. Zvyčajne najjednoduchšie predzosilňovače určené pre basgitaru obsahujú ovládanie hlasitosti, citlivosti, niekoľkopásmový aktívny ekvalizér, zložitejšie nezriedka ponúkajú ešte širšie možnosti korekcie zvukov grafickým ekvalizérom, rôznymi pasívnymi filterami, prípadne ponúkajú možnosť vizuálne sledovať hladinu signálu, či už pomocou LED diód, ručičkovými VU metrami a podobne.

Basgitaru patrí medzi strunové hudobné nástroje. Aj keď konštrukciou pripomína gitaru, svojim frekvenčným rozsahom a funkciou odpovedá, a v modernej hudbe nahradzuje kontrabas. Prvá masovo vyrábaná a komerčne úspešná basgitar bola vyrábaná na začiatku 50 rokov dvadsiateho storočia. Basgitaru má zvyčajne 4-6 strún a rozsah tónov ktoré dokáže produkovať sa pohybuje podľa typu konštrukcie, použitých snímačov a vnútornej elektroniky od cca 30Hz až do hranice okolo 10kHz. Výstupné napätie sa pohybuje od cca 10mV až do hodnôt niekoľkých voltov pri basgitarách obsahujúcich zabudovaný predzosilňovač, typická hodnota by sa ale dala uvažovať cca 100mV pre basgitaru s pasívnou a 500mV pre basgitaru s aktívnou elektronikou. Typickú podobu basgitary je možné vidieť na obrázku 3.1.

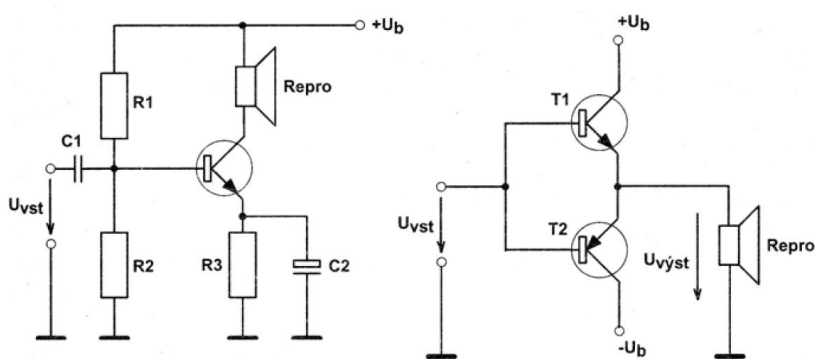
1 PREHLAD NAJPOUŽÍVANEJŠÍCH TRIED ZOSILŇOVAČOV

1.1 Triedy zosilňovačov A,B,AB

V triede A koncový tranzistor pracuje v lineárnej oblasti. Zát'az – reproduktor je zapojený v obvode kolektora tranzistora. To znamená, že tranzistorom preteká pomerne vysoký kľudový prúd z čoho vyplýva obmedzená účinnosť, ktorá sa reálne pohybuje iba okolo 10%. Táto trieda bola v praxi prekonaná inými triedami s lepšou účinnosťou, ale stále ostáva používaná pre svoju jednoduchosť a v niektorých zvláštnych zapojeniach s požadovaným veľmi nízkym skreslením.

Trieda B využíva faktu, že použitím dvoch komplementárnych tranzistorov, ktorými nepreteká kľudový prúd, je možné dosiahnuť podstatné zlepšenie účinnosti, ktorej maximálna teoretická hodnota je 78.5% [1]. Nevýhodou triedy B je ale značné prechodové skreslenie.

Trieda AB je kombináciou prvých dvoch tried, zapojením má ale bližšie k triede B. Podobne ako trieda B má táto trieda dva komplementárne zapojené tranzistory, ale rozdiel je v zavedení istého kľudového prúdu, ktorý podstatne znižuje prechodové skreslenie, ale zhoršuje účinnosť. Účinnosť sa teoreticky pohybuje maximálne okolo 70%.



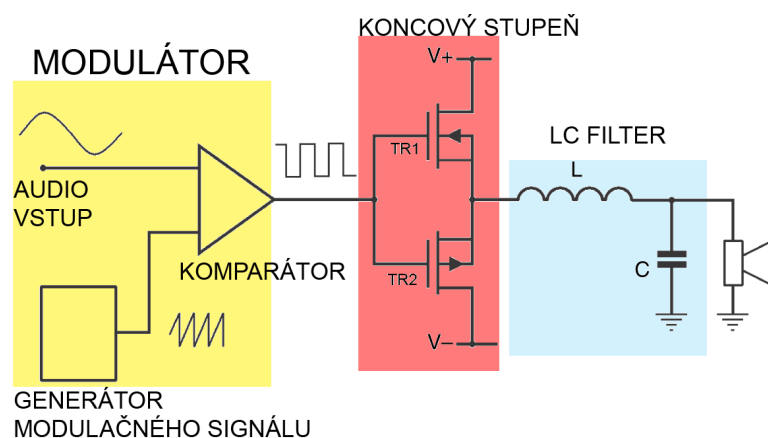
Obr. 1.1.1: Schémy zapojenia zosilňovačov : naľavo trieda A, napravo trieda B – prevzaté z [1]

1.2 Audio zosilňovače v triede D

Zosilňovače v triede D patria medzi spínané výkonové zosilňovače. Ich najväčšou prednosťou je vysoká účinnosť často prevyšujúca 90%, z čoho vyplýva viacero výhod. Zosilňovače v triede D sa odlišujú od najviac rozšírených zosilňovačov v triede AB tým, že koncové tranzistory nepracujú v lineárnej oblasti kde dochádza k väčšine strát, ale v oblasti saturácie. Zosilnenie v zosilňovačoch v triede D je docielené moduláciou vstupného signálu, následného zosilnenia modulovaného signálu a nakoniec filtráciou zosilneného signálu do jeho pôvodnej formy. Prácu koncových tranzistorov je možné prirovnať k funkcií spínača, ktorý sa striedavo prepína zo zapnutého stavu do stavu vypnutého, pričom pomer medzi dobou v stave zapnutia a v stave vypnutia výkonového tranzistoru je riadený z modulátora. Týmto je možné účinne minimalizovať stratový výkon zosilňovača. Z menšieho stratového výkonu vyplýva menšia spotreba elektrickej energie na daný výstupný výkon, čo je nesmierne dôležité napríklad pri zariadeniach napájaných z batérií, menšie nároky na chladenie zosilňovača, z čoho vyplýva značná miniaturizácia celého zariadenia.

Medzi nevýhody zosilňovačov v triede D patrí rada problémov spojených s elektromagnetickou kompatibilitou, s ktorými môže byť spojené aj vyššie skreslenie ako u zosilňovačov v triede AB. Zosilňovače v triede D vytvárajú veľké množstvo vysokofrekvenčného šumu, ktorý vzniká kvôli spínaniu výkonových prvkov na vysokých frekvenciách, ktorý musí byť účinne odfiltrovaný.

Blokovú schému zosilňovača v triede D je možné vidieť na obrázku 1.2.1. Vstupný audio signál je v modulátore porovnaný s trojuholníkovým signálom z generátora modulačného signálu. Výsledkom komparácie je pulzne šírko modulovaný signál na výstupe komparátora, ktorý zosilňujú koncové MOSFET tranzistory. Signál sa následne filtruje LC filtrom typu dolná prepusť. Výsledkom je zosilnený harmonický signál na výstupe zosilňovača.

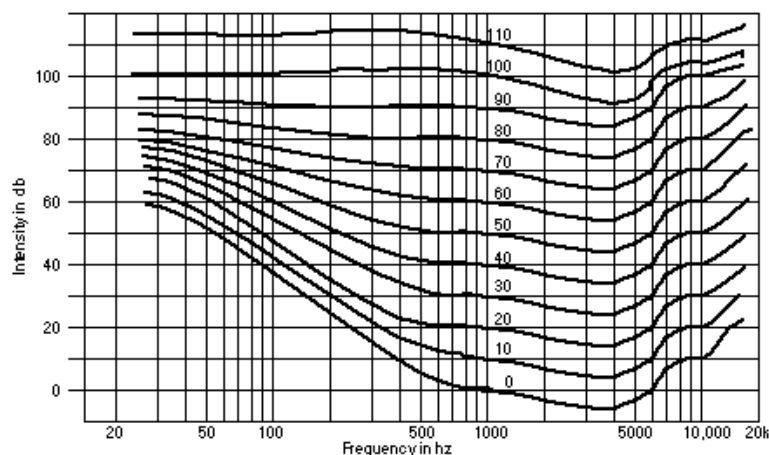


Obr. 1.2.1: Principiálna bloková schéma zosilňovača v triede D – prevzaté a upravené [2]

2 PRINCÍP FUNKCIE JEDNOTLIVÝCH BLOKOV ZOSILŇOVAČA V TRIEDE D

2.1 Predzosilňovač a korekčný zosilňovač

Základná funkcia predzosilňovača spočíva v impedančnom oddelení zosilňovača od zdroja signálu. Korekčný zosilňovač umožňuje nastavenie ovládacích prvkov zosilňovača, ako je hlasitosť, korekcie hĺbok výšok a podobne. Korekčné zosilňovače je možné rozdeliť na pasívne a aktívne korektory. Pasívne korektory nám umožňujú iba potlačovať určité frekvenčné pásma signálu. Variantou s lepšou variabilitou korekcie signálu je ekvalizér. Každý z jeho ovládacích prvkov ovplyvňuje priebeh signálu na určitom kmitočte. Ekvalizérom je teda možné zdôrazňovať alebo naopak potláčať určité kmitočtové pásma vstupného audio signálu. Predzosilňovač je možné realizovať zapojeniami diskretných tranzistorov, prípadne operačných zosilňovačov v nízkošumovom prevedení, za ktorými nasledujú jednotlivé korekčné členy tvorené obyčajne kondenzátormi a odpormi. Operačné zosilňovače zvyčajne musia spĺňať nasledujúce požiadavky ako napríklad nízky šum, nízky napäťový ofset, nízke harmonické skreslenie THD, dostatočná šírka pásma, rýchlosť priebehu atď. Regulátor hlasitosti býva realizovaný logaritmickým potenciometrom hodnôt rádovo jednotiek až stoviek kilo-ohmov a je možné ho zapojiť medzi predzosilňovač a korekčný zosilňovač [3]. Regulátor hlasitosti môže obsahovať fyziologickú reguláciu hlasitosti, to znamená že na odbočku potenciometra sú zapojené vhodné RC členy, ktoré ovplyvňujú kmitočtovú charakteristiku signálu na nízkych kmitočtoch. Toto zapojenie vzniklo vzhľadom na požiadavku prispôbiť reguláciu hlasitosti citlivosti ľudského sluchu na jednotlivých kmitočtoch. Túto závislosť vyjadrujú Fletcher a Munsonove krivky, ktoré je možné vidieť na obrázku 2.1.1 [4].



Obr. 2.1.1: Fletcher a Munsonove krivky rovnakej hlasitosti - prevzaté a upravené z [4]

Z nich je možné zistiť, že ľudské ucho je najviac citlivejšie na hlasitosti okolo frekvencie okolo 1kHz až 6kHz. Predzosilňovač a korekčný zosilňovač môžu byť tvorené digitálnym obvodom, vtedy je možné označiť zosilňovač ako plne digitálny [5].

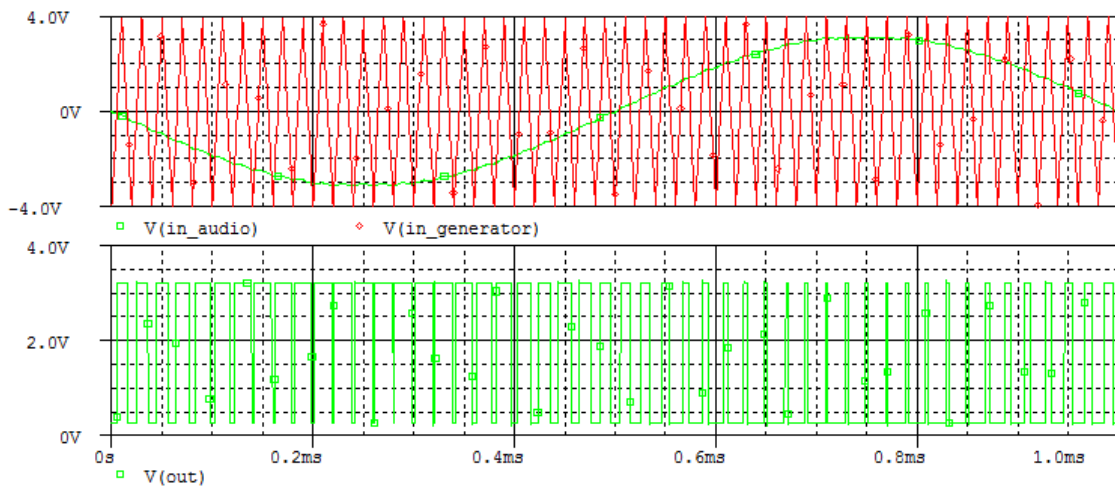
Príklad prevedenia ovládacieho panelu predzosilňovača, ktorý je súčasťou zosilňovača pre basgitaru je možné vidieť na obrázku 2.1.2. V predzosilňovačoch pre basgitaru je obvyčajne kladený dôraz na široké možnosti úpravy vstupného signálu z basgitary. Napríklad zosilňovač na obrázku 2.1.2 obsahuje 4 pásmový ekvalizér, 3 pasívne kmitočtové filtre, ovládanie hlasitosti, citlivosti a funkciou mute. Je vhodné doplniť panel o vhodné signalizačné prvky ako napríklad LED diódy. Vstupy predzosilovača by mali byť impedančne prispôbené k impedancii pripojenej basgitary. Basgitary s pasívnou elektronikou majú vysokú výstupnú impedanciu danú vysokou impedanciou magnetických snímačov. Basgitary s aktívnou elektronikou majú nízku výstupnú impedanciu, keďže priamo v ich tele je zabudovaný jednoduchý predzosilovač. Preto predzosilňovače obvyčajne obsahujú dva vstupy s rozdielnou vstupnou impedanciou, prípadne jeden vstup s prepínačom ako je to možné vidieť na obrázku 2.1.2. V neposlednej rade je veľmi dôležité logické usporiadanie prvkov na prednom paneli tak aby bolo intuitívne a aj dizajnovy pekné. Zvyčajne je ovládanie hlasitosti na pravej strane, vstupy na ľavej strane, v strede ekvalizér a ostatné prvky. Na dizajn predného panelu bola v práci kladená veľká pozornosť, táto časť návrhu je popísaná v kapitole 5.3.



Obr. 2.1.2: Príklad prevedenia ovládacích prvkov zosilňovača Genz Benz Shuttle 3.0 – prevzaté z [6]

2.2 Modulátor

Existuje viacero modulačných techník použiteľných pre modulátory v tomto type zosilňovača, pričom jednou z najjednoduchších ale aj najpoužívanejšou je pulzne šírková modulácia označovaná v anglickej literatúre ako PWM [7]. Výsledkom tejto modulácie je modulovaný signál tvaru obdĺžnikových impulzov o konštantnej frekvencii, ale s premennou šírkou jednotlivých impulzov. Šírka týchto impulzov je daná komparáciou referenčného (modulačného) signálu a audio signálu. Modulátor sa skladá z generátora modulačného signálu a komparátora. Na invertujúci vstup komparátora je zvyčajne privádzaný trojuholníkový modulačný signál o vysokej frekvencii, podľa Nyquistovho teorému minimálne dvakrát vyššej ako frekvencia audio frekvenčného pásma, pre nízke skreslenie ale niekoľkonásobne vyššou. Komparátor porovnáva tento signál s vstupným audio signálom. Výstup komparátora teda je v úrovni logickej nuly ak prekročí úroveň napätia modulačného signálu úroveň napätia vstupného audio signálu. V opačnom prípade je vstup komparátora v úrovni logickej jednotky, teda ak prekročí úroveň napätia vstupného audio signálu úroveň napätia modulačného signálu. V hodnote logickej nuly je zapnutá jedna dvojica výstupných tranzistorov, v hodnote logickej jednotky opačná dvojica (uvažujeme zapojenie do plného mostu – viac v kapitole 3.4). Na výstupe komparátora je teda pulzne šírkovo modulovaný signál ako je možné vidieť na obrázku 2.2.1, kde v hornej časti je možné vidieť vstupný harmonický audio signál a modulačný trojuholníkový signál o vysokej frekvencii. V dolnej časti je možno vidieť pulzne šírkovo modulovaný signál.



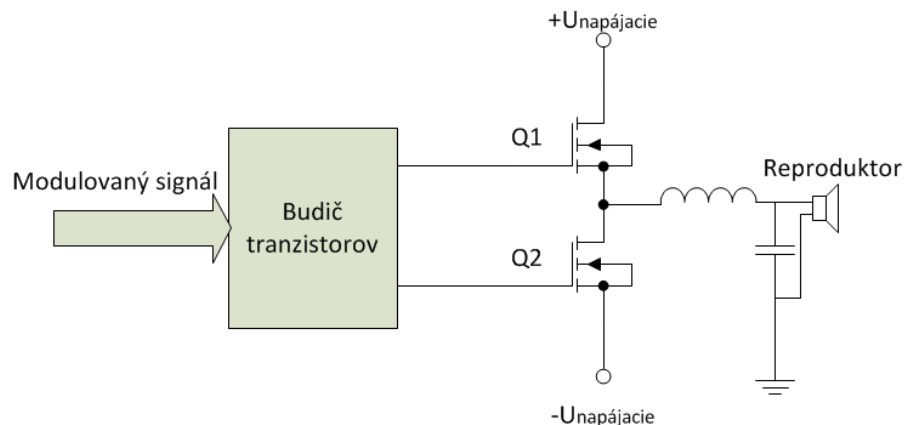
Obr. 2.2.1: Vznik pulzne šírkovej modulácie.

2.3 Koncový zosilňovač

Hlavnou časťou koncového zosilňovača je budič tranzistorov a koncové tranzistory. Pripojená záťaž - reproduktor má zväčša induktívny charakter a tranzistory sú spínané na vysokej frekvencii, použité súčiastky by mali spĺňať požiadavky ako hlavne nízky odpor v zapnutom stave, veľmi krátku dobu zopnutia a rozopnutia výkonového tranzistora, ktorá súvisí s kapacitami prvkov, nízke hodnoty parazitných prvkov vlastného zosilňovača a podobne [8]. Ako spínače vo výkonovej časti zosilňovača v triede D sa používajú tranzistory typu MOSFET, vďaka ich nízkemu úbytku napätia v zopnutom stave v zrovnaní s hodnotou saturačného napätia u bipolárnych tranzistoroch. Tranzistory IGBT obecné neumožňujú spínanie na vysokých frekvenciách, preto nie sú pre toto použitie vhodné, aj keď v súčasnosti sa ich parametre stále zlepšujú [8].

2.3.1 Topológia zapojenia koncového zosilňovača

Koncové tranzistory sú v zosilňovačoch triedy D obvyčajne zapojené do polovičného alebo plného mostu.



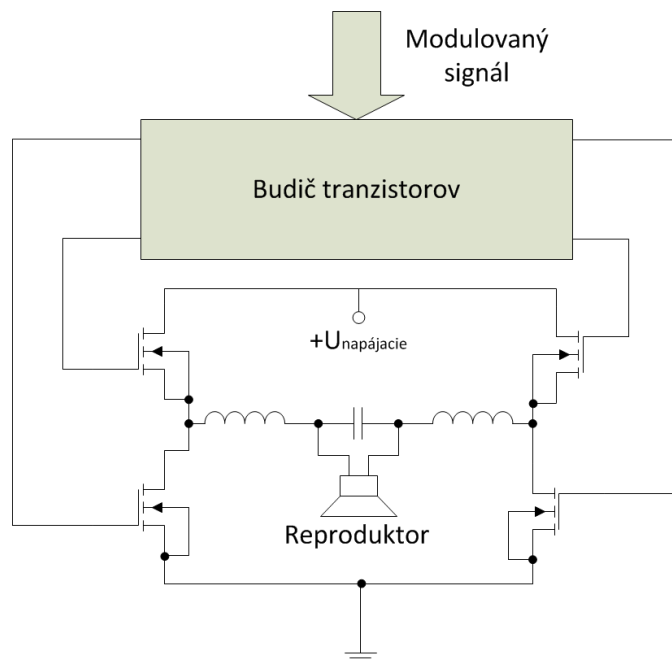
Obr. 2.3.1: Zapojenie typu polovičný most

Zapojenie polovičného mostu sa skladá z budiča tranzistorov, dvoch koncových tranzistorov typu MOSFET s indukovaným kanálom typu N a výstupného filtra. Koncové tranzistory nemôžu byť zopnuté naraz, preto musí byť riadiaci obvod navrhnutý tak, aby zavádzal isté časové oneskorenie medzi vypnutím vodivého tranzistora a zapnutím nevodivého tranzistora. Dĺžka tejto doby ale značne vplýva na hodnotu harmonického skreslenia celého tranzistora. Hlavnou výhodou toho zapojenia je, keďže obsahuje iba 2 koncové tranzistory, jednoduchosť, z ktorej vyplýva aj cenová výhodnosť. Medzi nevýhody tejto topológie patrí jav zvaný "bus pumping". Najviac sa tento jav prejavuje pri nízkych frekvenciách, malej hodnote impedancie záťaže a pri striede 25% a 75% [7]. Keďže tok energie v zosilňovačoch triedy D je obojsmerný, v danom čase nastáva jav, kedy dochádza k rekuperácii komutačného prúdu z výstupného filtra LC a induktívnej záťaže späť do siete. Obvyčajne napájací zdroj nemôže túto energiu absorbovať, čo vedie k fluktuáciám napájacieho napätia.

K tomuto javu ale nedochádza v zapojení typu plný most, ktorého zapojenie je

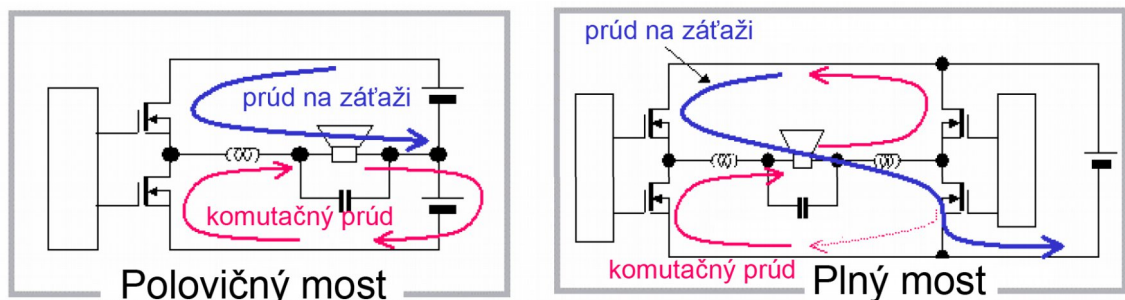
možné vidieť na obrázku 2.3.3, pretože spätná energia je pohltaná v opačnej spínacej vetve tranzistorov.

Zatiaľ čo pri topológii polovičného mosta je zavedenie spätnej väzby nutnosťou z dôvodu eliminácie nežiadúcej jednosmernej zložky a nesymetrie napätia na výstupe, ktorá by mohla poškodiť pripojenú záťaž – reproduktor nutné zaviesť spätnú



Obr. 2.3.2: Zapojenie typu plný most

väzbu, pri topológii plného mosta to nie je bezpodmienečne nutné, aj keď spätná väzba sa tu spravidla zavádza kvôli zlepšeniu audio parametrov daného zosilňovača. Topológia plného mosta obsahuje 4 tranzistory, pričom vždy sú 2 z nich zapnuté. Podobne ako u topológii polovičného mosta musíme zaistiť aby nemohlo dôjsť k súčasnému zapnutiu všetkých tranzistorov, pretože by to mohlo viesť k poškodeniu zosilňovača, prípadne aj pripojených reproduktorov. Ďalšia výhoda zapojenia typu plný most je možnosť použiť zložitejšie modulácie ako napríklad trojstupňová PWM modulácia, čo môže viesť k ďalšiemu zlepšeniu audio parametrov zosilňovača [7]. Z uvedených dôvodov je možné predpokladať, že zapojenie typu plný most je pre použitie v audio zosilňovačoch vhodnejšie, jeho zapojenie je ale zložitejšie a drahšie na realizáciu.



Obr. 2.3.3: "Bus pumping" - prevzaté a upravené z [7]

2.3.2 Budiace obvody koncových tranzistorov

Na vytvorenie vodivého kanálu medzi elektródami drain a source je nutné nabiť elektródu gate tranzistora, ktorá má určitú kapacitu, ktorú musí budiaci obvod pri každom zapnutí tranzistora nabiť. Na výstupe modulátora je nízkonapäťový signál, ktorý je nutné previesť na vyššie hodnoty napätia a hlavne prúdu pre čo najrýchlejšiu zmenu napätia hradiel tranzistorov. Okrem toho, budiace obvody musia byť schopné záväzdať takzvaný deadtime, čas medzi zapnutiami jednotlivých tranzistorov, ktorého správna hodnota je dôležitá pre správnu funkciu zosilňovača. Medzi požiadavky na budiace obvody patrí malý dynamický odpor, ktorý je dôležitý aby boli všetky kapacity obsiahnuté v tranzistore nabité v čo možno najkratšom čase [8].

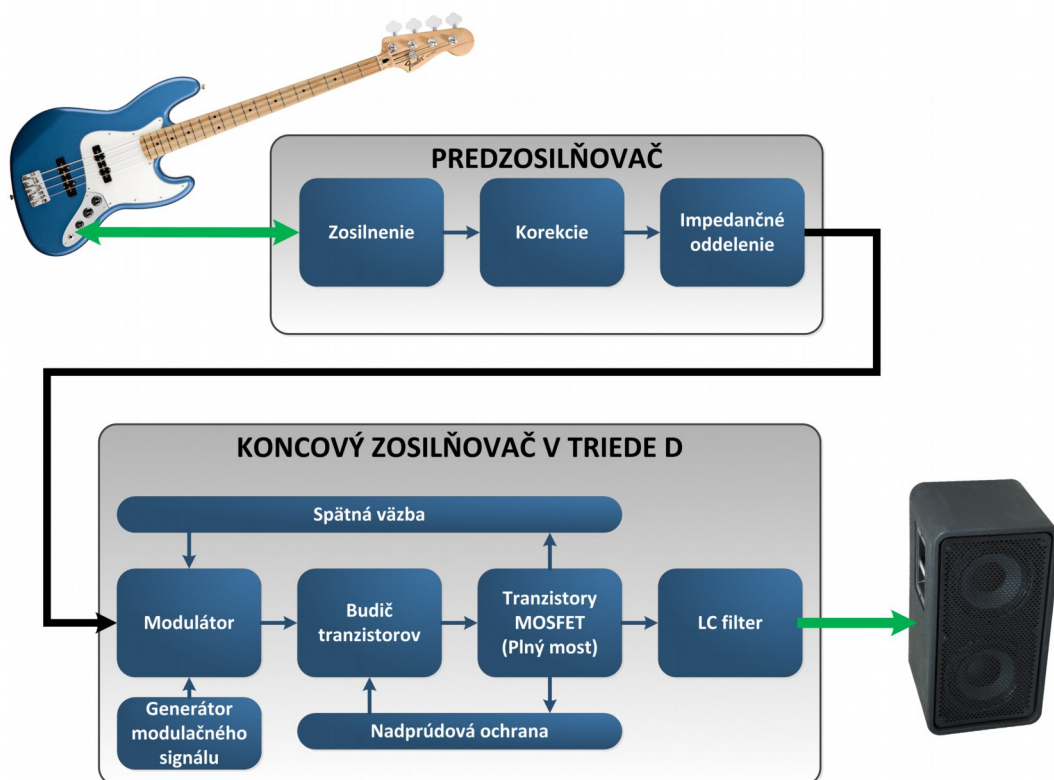
2.4 Výstupné filtre

Výstupný signál z koncového stupňa je nutné pred vstupom do reproduktorov zrekonštruovať do jeho pôvodnej podoby, to znamená čo najúčinnejšie odfiltrovať vysokofrekvenčné zložky signálu. Zapojenie výstupného filtra závisí aj od topológie koncového zosilňovača. Hlavným cieľom filtrácie je filtrovanie vysokofrekvenčných zložiek signálu pri čo najlepšom zachovaní zložiek signálu v audio pásme. Vhodnou voľbou komponentov filtra je teda možné ovplyvniť audio parametre a aj účinnosť zosilňovača. Pri návrhu výstupného filtra je nutné brať ohľad na prúd, ktorý filtrom potečie, použitú moduláciu, a podobne. Medzi najčastejšie používané topológie filtra patrí LC filter zložený z cievky a kondenzátora.

Filter typu LC je vhodné navrhovať pomocou Butterworthovej aproximácie 2. rádu s zlomovou frekvenciou v oblasti okolo 20kHz [2]. Medzi hlavné požiadavky na vlastnosti cievky patria nízke straty na pracovnom kmitočte, nezávislosť indukčnosti na pretekajúcom prúde a podobne. Najpoužívanejšie sú cievky s feritovými jadrami, pričom veľmi dôležité je, aby nedošlo k ich presycovaniu pri hodnotách maximálneho výkonu zosilňovača. Najčastejšie sa používajú hodnoty indukčnosti cievok medzi 10 μ H–50 μ H [9]. Kondenzátory by mali mať čo najmenšie straty na pracovnom kmitočte, musia byť schopné pracovať pod vysokým prúdom a mať čo najmenšiu závislosť kapacity na pracovnej frekvencii. Hodnota kapacity kondenzátorov sa zvyčajne volí medzi 200nF až 1 μ F, zvyčajne sa volia polypropylénové kondenzátory [10]. Obidva prvky by mali byť čo najmenšie, čo platí hlavne pre cievky, a aj pokiaľ možno čo najlacnejšie. Bohužiaľ, cena výstupného filtra môže tvoriť aj takmer polovicu ceny celého zosilňovača, kvôli veľmi nákladnej výrobe cievok, ktoré dokážu správne pracovať na vysokých výstupných výkonoch koncového zosilňovača [10], [8].

3 SYNTÉZA ZOSILŇOVAČA

S ohľadom na poznatky získané z použitej literatúry, ktoré boli uvedené v predchádzajúcich kapitolách, bol vytvorený prototyp zapojenia zosilňovača, ktorého návrhy jednotlivých blokov budú podrobne popísané v nasledujúcich kapitolách. Pri návrhu bola veľká pozornosť daná návrhu predzosilňovača, a širokej možnosti korekcie signálu.

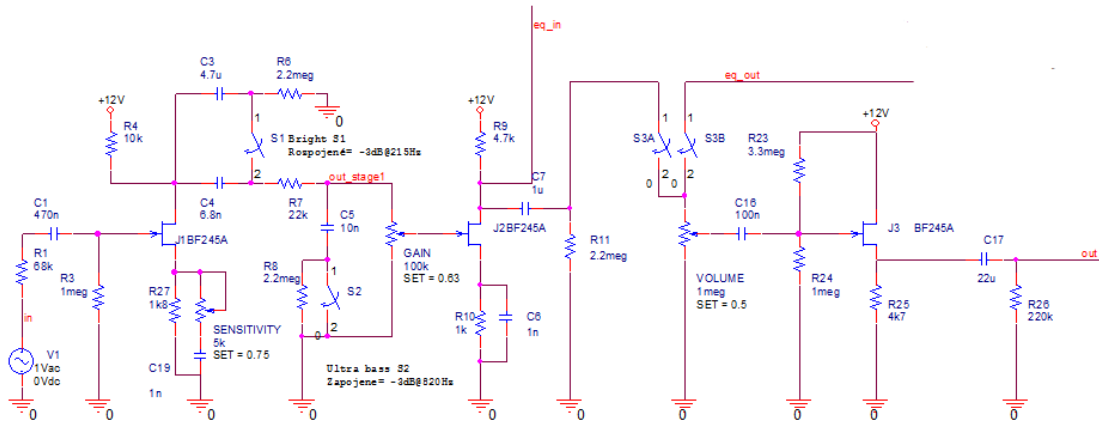


Obr. 3.1: Blokóvá schéma navrhnutého zosilňovača

Na obrázku 3.1 je možné vidieť základnú blokovú schému zapojenia zosilňovača aj s naznačeným zdrojom signálu na vstupe a naznačenou výstupnou záťažou. Napájací zdroj nie je v schéme pre zvýšenú prehľadnosť naznačený, blokovú schému samostatného napájacieho zdroja je možné vidieť na obrázku v prílohe E.

3.1 Predzosilňovač

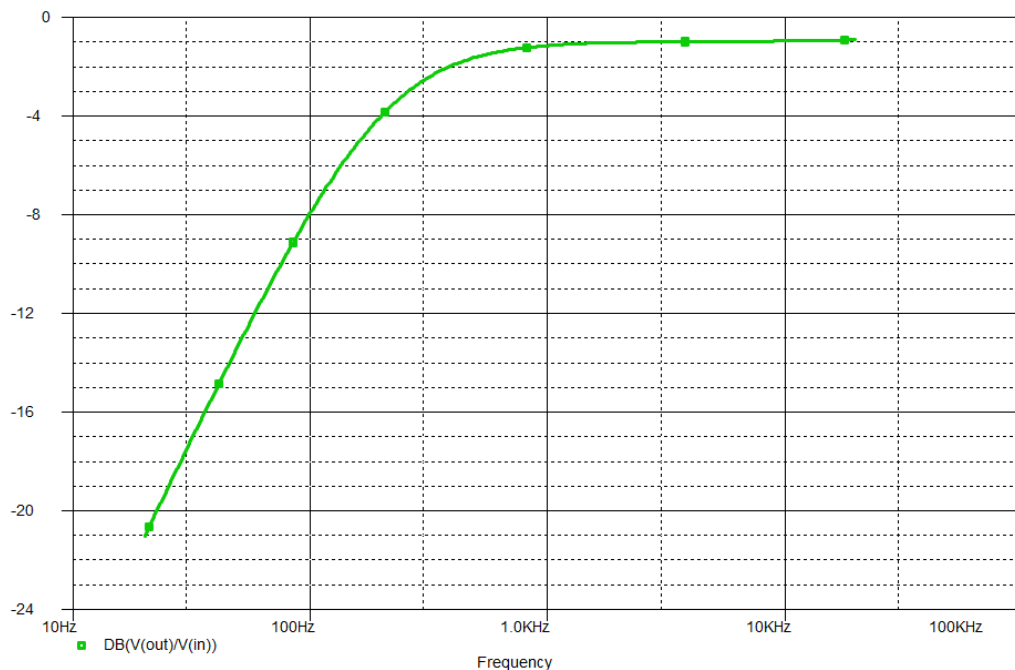
Zjednodušenú schému zapojenia predzosilňovača, ktorá bola použitá aj na simulácie v programe PSPICE, je možné vidieť na obrázku 3.1.1. Kompletnú schému zapojenia je možné nájsť v prílohe A. Schéma zapojenia bola prevzatá a upravená z [11].



Obr. 3.1.1: Zjednodušená schéma zapojenia predzosilňovača

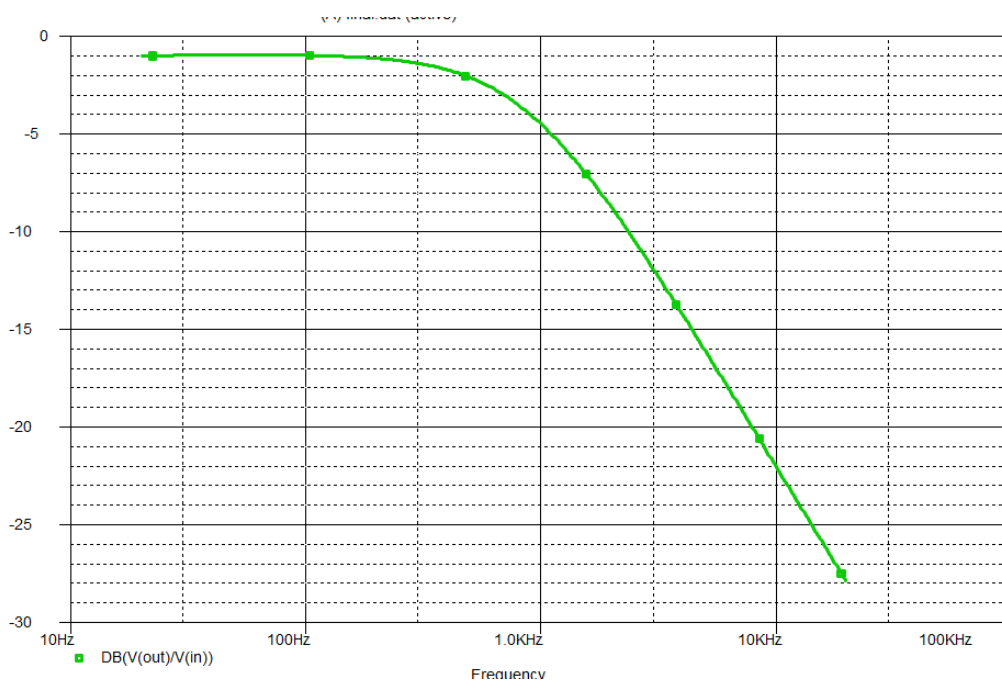
Základnou úlohou predzosilňovača je impedančné oddelenie od zdroja signálu, zosilnenie signálu a korekcie jednotlivých frekvenčných pásiem. Korekcie predzosilňovača sú navrhnuté vzhľadom na frekvenčný rozsah výstupného signálu z basgitary. Korekcie sa dajú regulovať jednoducho cez 2 prepínače ktoré zapínajú pasívne korekčné členy s pevne daným útlmom, prípadne cez odpojiteľný obvod trojpásmového aktívneho ekvalizéru s prepínačom stredových akustických pásiem. Predzosilňovač obsahuje 2 vstupy ako je možné vidieť na obrázku 3.1.1, jeden pre basgitar s aktívnou a druhý pre basgitaru s pasívnou elektronikou ako bolo vysvetlené v kapitole 2.1. Vysoká vstupná impedancia tranzistorov JFET je teda v tomto zapojení výhodná. Ďalšou výhodou tranzistorov JFET je, že v režime saturácie majú podobný charakter skreslenia ako elektrónky, ktoré sa doteraz používajú v niektorých predzosilňovačoch. Skreslenie signálu teda nemusí byť vždy v tomto konkrétnom použití nežiadúca vlastnosť. Predzosilňovač obsahuje dva prepínače, ktoré umožňujú korekciu signálu na daných kmitočtoch. V nasledujúcich odstavcoch sú popísané ich funkcie a uvedené frekvenčné charakteristiky predzosilňovača po ich zapnutí, simulované v programe PSPICE.

Prepínač S1 (BRIGHT) tlmí nízke frekvencie (útlm 3dB približne na frekvencií 180Hz), čo je možné vidieť na obrázku 3.1.2



Obr. 3.1.2: Frekvenčná charakteristika predzosilňovača po zapnutí funkcie *BRIGHT*

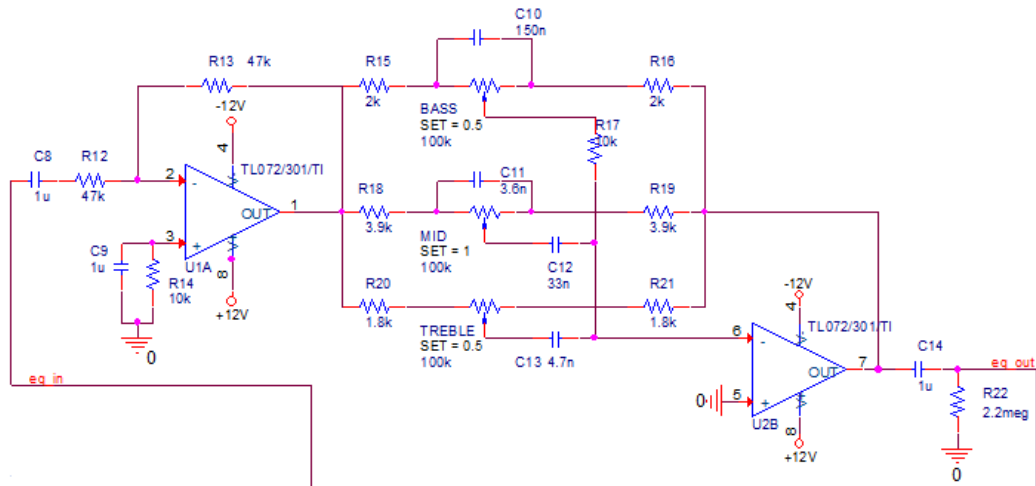
Prepínač S2 (Vintage) naopak tlmí vysoké kmitočty (útlm 3dB približne na frekvencií 700Hz), čo je možné vidieť na obrázku 3.1.3.



Obr. 3.1.3: Frekvenčná charakteristika predzosilňovača po zapnutí funkcie *Vintage*

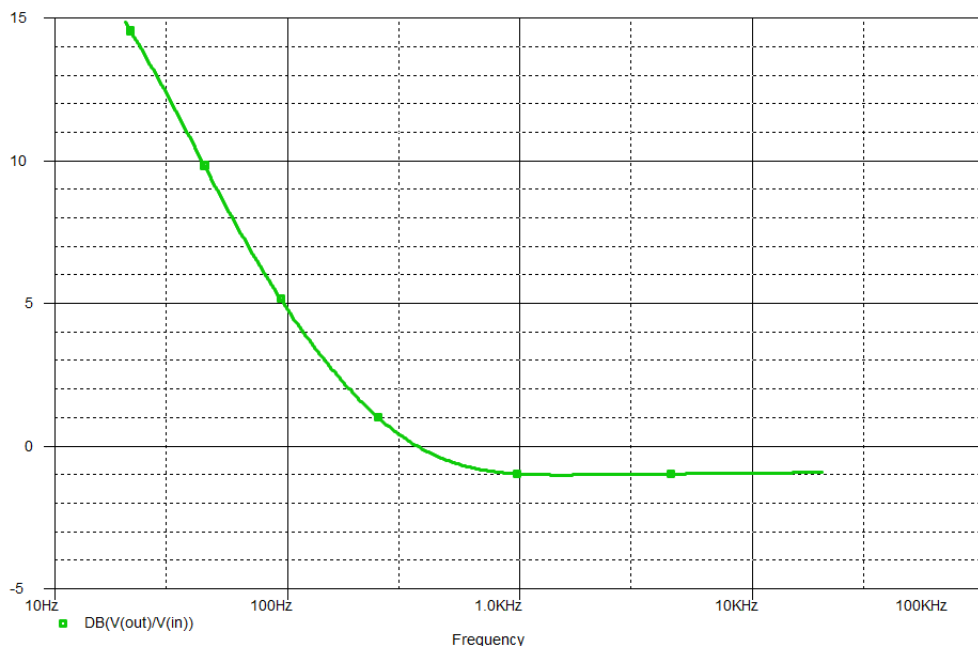
Z druhého stupňa signál je signál rozdelený na signál do obvodu trojpásmového ekvalizéru s prepínateľnou korekciou stredových pásiem a signál do prepínača S3.

Prepínačom S3 je možné voliť, či bude do posledného stupňa predzosilňovača privedený signál ovplyvnený iba vyššie popísanými korekciami alebo aj obvodom trojpásmového ekvalizéru. Obvod ekvalizéru tvoria 2 nízkošumové operačné zosilňovače TL072 v invertujúcom zapojení v jednom púzde DIL08. V ich spätných väzbách sú zapojené korekčné členy tvorené nízkošumovými odpormi a kondenzátormi. Časť schémy zapojenia predzosilňovača s ekvalizérom je možné vidieť na obrázku 3.1.4



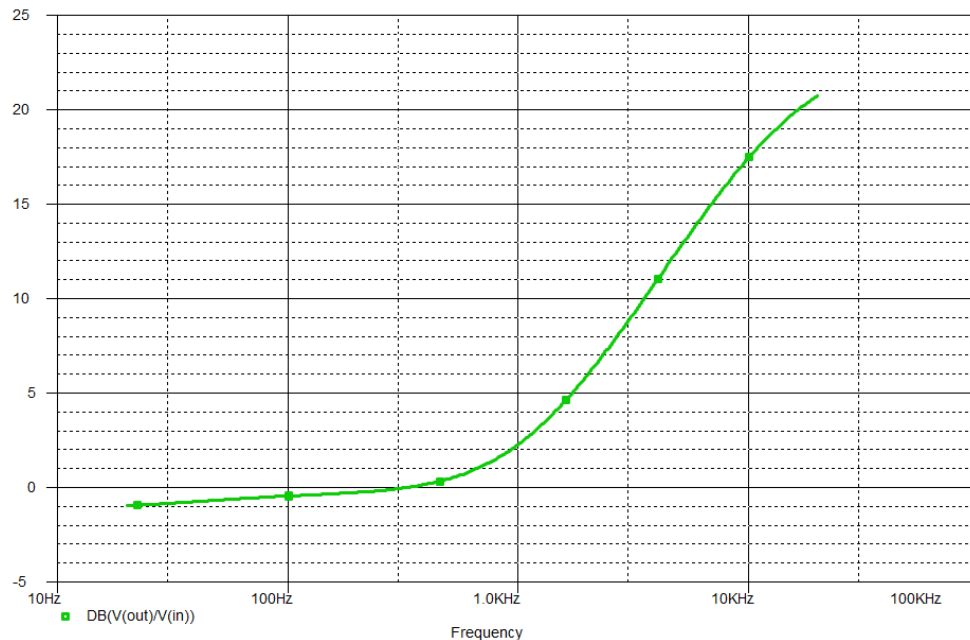
Obr. 3.1.4: Schéma zapojenia bloku ekvalizéru

Nastavením jednotlivých potenciometrov je možné zosilniť alebo stlmiť dané frekvenčné pásma o cca +/- 20dB. Frekvenčnú charakteristiku predzosilňovača pri maximálnej hodnote potenciometra BASS (maximálne zosilnenie nízkych akustických kmitočtov) je možné vidieť na obrázku 3.1.5



Obr. 3.1.5: Maximálne zosilnenie nízkych akustických kmitočtov ekvalizéru

Frekvenčnú charakteristiku predzosilňovača pri maximálnej hodnote potenciometra HIGH (maximálne zosilnenie vysokých akustických kmitočtov) je možné vidieť na obrázku 3.1.6.



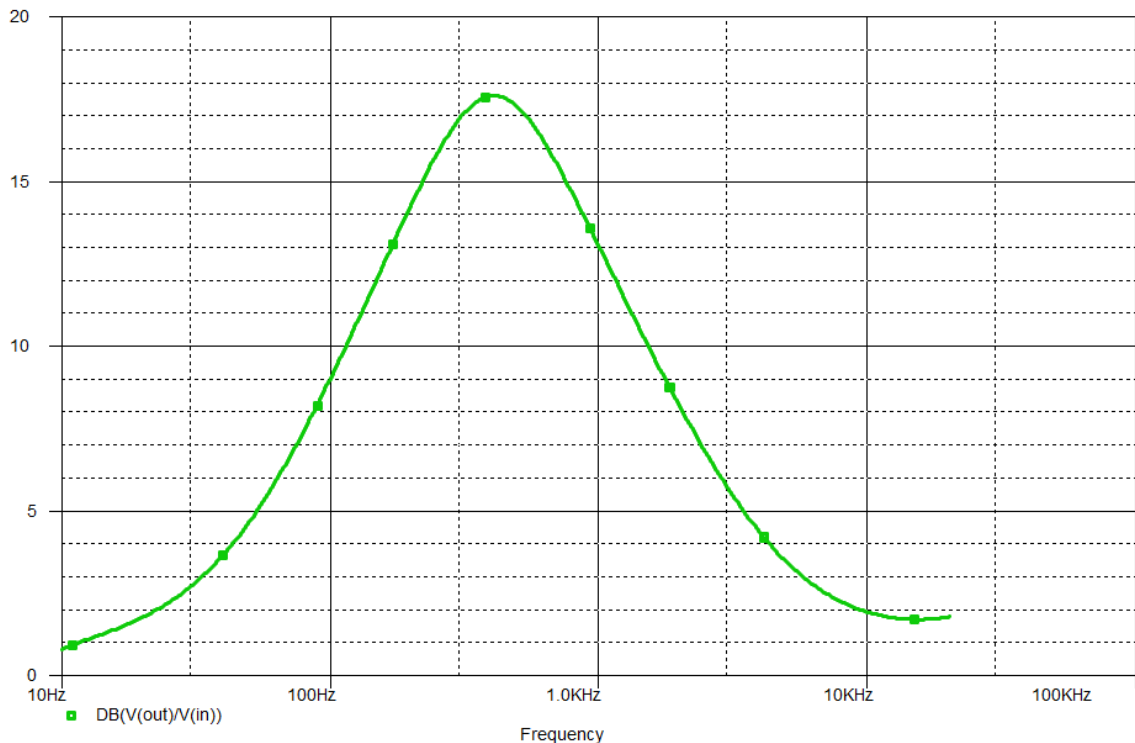
Obr. 3.1.6: Maximálne zosilnenie vysokých akustických kmitočtov ekvalizéru

Prepínačom S4, ktorý nie je v zjednodušenej schéme na obrázku 3.1.4 naznačený, ktorý ale je možné vidieť na schéme v prílohe A, je možné prepínať medzi dvomi hodnotami kondenzátorov C11 a C12. Tieto kondenzátory spolu s odpormi R18, R19 a potenciometrom MID tvoria pásmovú prepust', ktorá umožňuje zosilňovať alebo tlmiť stredné akustické kmitočty. V tabuľke 3.1 je možné vidieť ovplyvňovaný zaokrúhlený stredný kmitočet v závislosti od polohy prepínača a teda hodnôt kondenzátorov C9 a C10. Kmitočet je zaokrúhlený vzhľadom na dostupné hodnoty a tolerance hodnôt použitých kondenzátorov a odporov.

Prepínač	C11 [nF]	C12[nF]	$\sim f_0$ [Hz]
Poloha 1	10	47	400
Poloha 2	3,6	33	800

Tabuľka 3.1 : Korekcia stredových pásiem

Na obrázku 3.1.7 je možné vidieť frekvenčnú charakteristiku predzosilňovača pri maximálnej hodnote potenciometra MID pri prepínači v polohe 1 (maximálne zosilnenie stredných akustických kmitočtov).

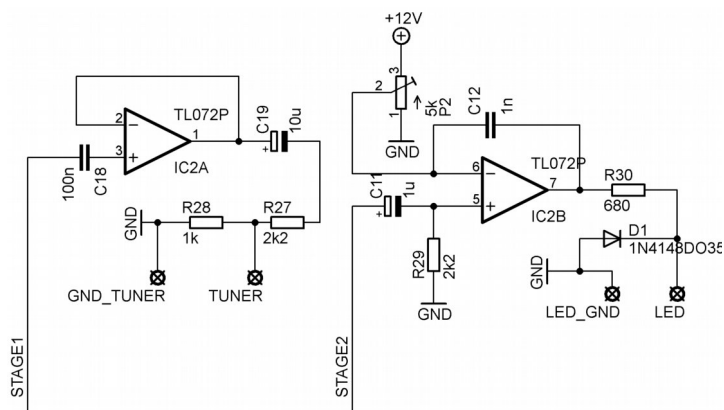


Obr. 3.1.7: Maximálne zosilnenie stredového pásma kmitočtov ekvalizéru

Posledný stupeň predzosilňovača tvorí tranzistor JFET v zapojení napäťového sledovača, ktorý v zapojení funguje ako impedančný konvertor medzi výstupom predzosilňovača a vstupom výkonového zosilňovača.

Obvod ďalej obsahuje výstup pre ladičku. Zapojenie tohto obvodu je riešené cez zapojenie operačného zosilňovača TL072 vo forme napäťového sledovača s jednotkovým zosilnením, aby nedochádzalo k zaťažovaniu obvodu a poklesu úrovně signálu na výstupe predzosilňovača. Druhý operačný zosilňovač v púzdrí je využitý ako jednoduchý detektor stavu limitácie predzosilňovača so signalizáciou pomocou LED diódy. Vstupné napätie vedené z elektródy drain druhého tranzistora v predzosilňovači je porovnávané s referenčným napätím nastaviteľným cez potenciometer P2. LED dióda je chránená pred napätím opačnej polarity opačne paralelne zapojenou diódou typu 1N4148. Schému týchto dodatočných obvodov je možné vidieť na obrázku 3.3.1. Schéma obvodov bola prevzatá a upravená z [11].

Vzhľadom na rozsiahly počet ovládacích prvkov a efektívne rozmiestnenie na prednom paneli a bolo rozhodnuté neumiestniť potenciometry a prepínače priamo na DPS, ale upevniť ich na predný panel a spojenie uskutočniť kablážou. Toto riešenie je výhodné pre prototyp, lebo poskytuje istú možnosť zmeny zapojenia v prípade chyby v návrhu. Taktiež umiestnenie všetkých potenciometrov do jednej dosky by nebolo možné z hľadiska ich slabej dostupnosti v púzdriach rovnakých rozmerov, čo by ale pri sériovej výrobe nerobilo problém. Toto riešenie je nevýhodné z hľadiska možnej indukcie rušenia, čo bude ale zamedzené tieniacou prepážkou medzi koncovým zosilňovačom a ostatnými obvodmi. Fotografie osadenej dosky zosilňovača je možné vidieť na obrázkoch v prílohe G.



Obr. 3.1.8: Zapojenie obvodov výstupu pre ladičku (napravo) a jednoduchého detektora prebudenia (naľavo)

3.2 Zosilňovač odchýlky

Ako blok zosilňovača odchýlky bol použitý vysoko rýchlostný operačný zosilňovač od firmy Linear Technology LT1358.

Medzi hlavné požiadavky operačného zosilňovača ako zosilňovača odchýlky patria hlavne vysoká šírka pásma, veľká rýchlosť priebehu, nízky napät'ový ofset a možnosť symetrického napájania voči zemi. Podľa [12] by mal mať zosilňovač odchýlky rýchlosť prebehu minimálne $5 \text{ V}/\mu\text{s}$ a šírku pásma pri jednotkovom skreslení aspoň 0.5 MHz , aby boli minimalizované požiadavky na filtráciu vstupného signálu zo spätnej väzby zosilňovača. Týmto požiadavkom s dostatočnou rezervou vyhovuje viacero operačných zosilňovačov od firmy Linear Technology, pričom ich vybrané parametre je možné vidieť v tabuľke 3.2. Obvody firmy Linear Technology boli vybrané taktiež vzhľadom na možnosť ich získať ako vzorky zadarmo.

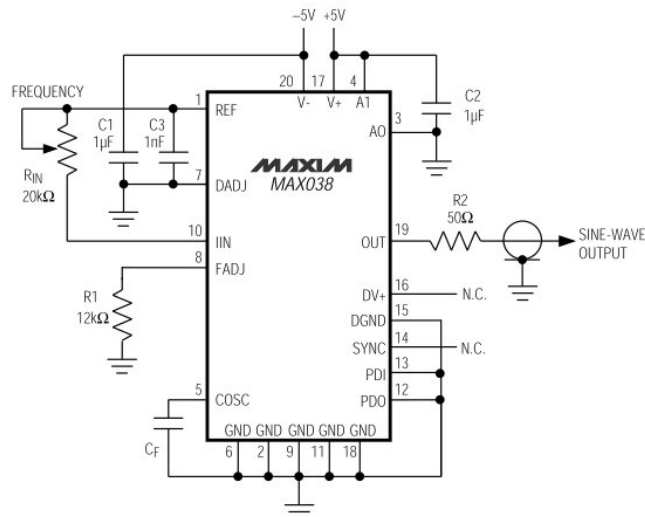
Obvod	Šírka pásma [MHz]	Rýchlosť priebehu [$\text{V}/\mu\text{s}$]	Napät'ový ofset [μV]
LT1208	45	400	3000
LT1358	25	600	600
LT1361	50	800	1000
LT1364	70	1000	1500

Tabuľka 3.2: Vybrané parametre operačných zosilňovačov Linear Technology [13][14][15][16]

3.3 Blok modulátora

3.3.1 Generátor modulačného signálu

Vzhľadom na výber koncových tranzistorov a ich budiča, ktoré sú teoreticky schopné korektne pracovať až do frekvencie 1MHz, bol vybraný ako generátor modulačného signálu generátor MAX038. Vlastnosti generátora podstatne vplyvajú na funkciu a parametre zosilňovača. Tento generátor je schopný generovať niekoľko tvarov výstupného signálu o frekvencii od 0,1Hz až 20MHz. Zapojenie bloku generátora modulačného signálu vychádza so zapojenia doporučeného výrobcom pre generáciu harmonického signálu o vysokej frekvencii, ktoré je možné vidieť na obrázku 3.3.1, ktoré ale muselo byť upravené pre generáciu trojuholníkového signálu.

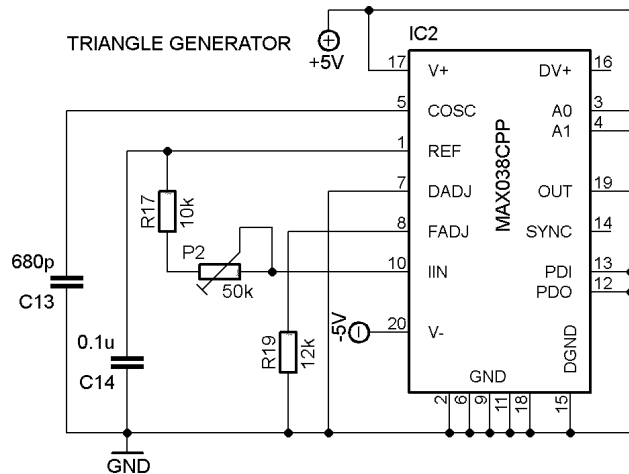


Obr. 3.3.1: Zapojenie obvodu MAX038 pre generáciou harmonického signálu [17]

Frekvencia výstupného signálu je volená hodnotami rezistora R_{IN} a kondenzátora C_F . Frekvenciu výstupného signálu teda je možné vypočítať podľa vzorca 3.3.1 [17]:

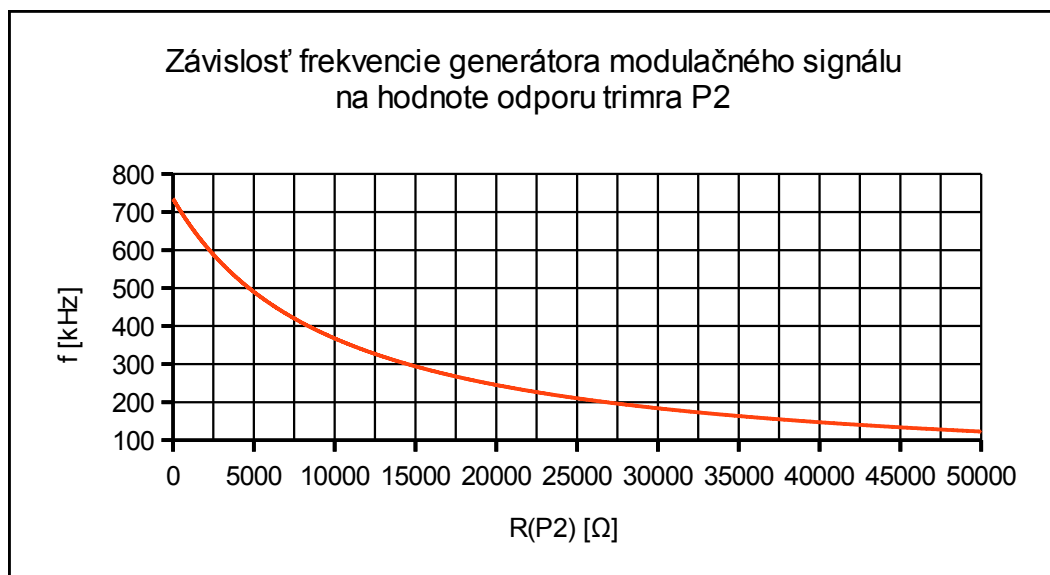
$$F_0 = \frac{2 \cdot 2,5}{R_{IN} \cdot C_F} = \frac{2 \cdot 2,5}{(P_2 + R_{17}) \cdot C_{13}} \quad (3.3.1)$$

Pre generáciu trojuholníkového signálu je nutné na vstup A0 priviesť napätovú úroveň TTL, tento vstup je teda pripojený na +5V, a na vstup A1 priviesť napätovú úroveň 0, čiže tento vstup je pripojený na zem. Toto upravené zapojenie je možné vidieť na obrázku 3.3.2.



Obr. 3.3.2: Zapojenie generátora modulačného signálu

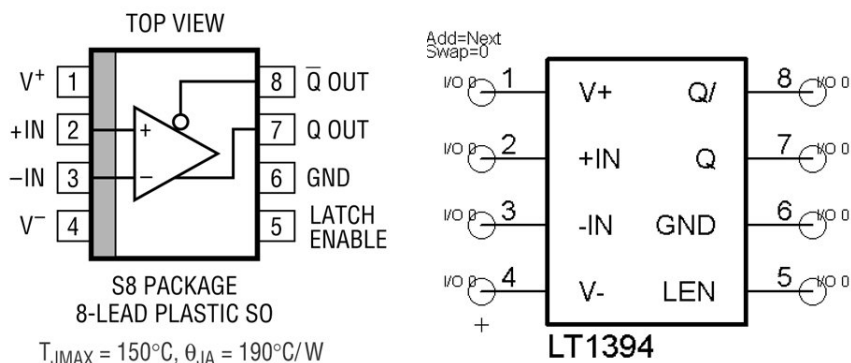
Potenciometrickým trimrom P2 je teda možné upraviť frekvenciu výstupného signálu generátora modulačného signálu. Zvýšením modulačnej frekvencie by sa mala zlepšiť kvalita reprodukováného signálu na výstupe zosilňovača, ale so zvyšujúcou sa frekvenciou rastú aj straty na koncových tranzistoroch, na čo je treba dať pozor pri experimentovaní s nastavením frekvencie. Viac o stratách na koncovom stupni bude napísané v osobitnej kapitole. Graf nastavenej frekvencie podľa hodnoty trimera je možné vidieť na obrázku 3.3.3.



Obr. 3.3.3: Závislosť frekvencie generátora na hodnote odporu trimera P2

3.3.2 Komparátor

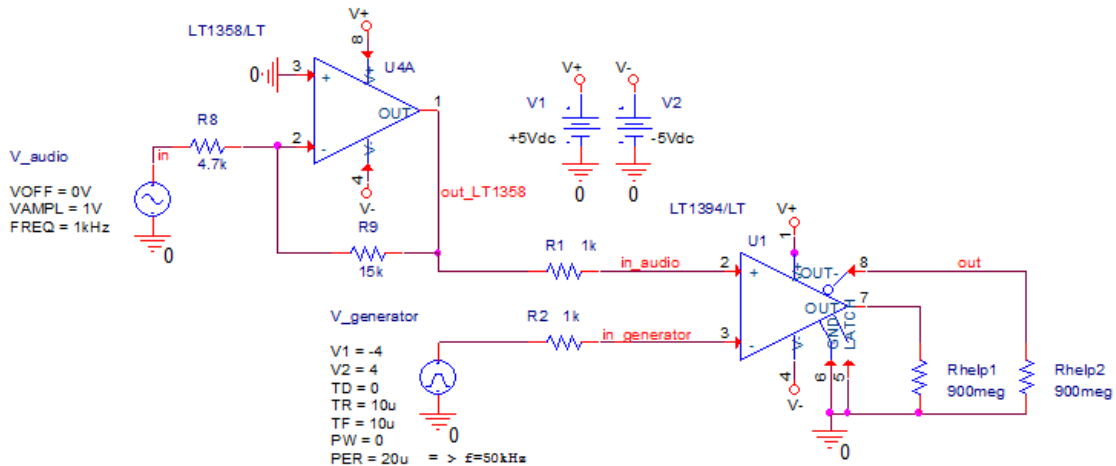
V komparátore sa vykonáva porovnávanie výstupného napätia z bloku zosilňovača odchýlky a napätia z generátoru nosného modulačného signálu. Pokiaľ je úroveň napätia na invertujúcom vstupe väčšia ako na neinvertujúcom vstupe, je výstup komparátora v logickej úrovni 1. Keď je to opačne, tak je v logickej úrovni 0. Tieto logické úrovne rozhodujú ktorá dvojica koncových tranzistorov je zapnutá. Na výstupe komparátora teda vzniká pulzne šírkoovo modulovaný signál. Komparátor by mal byť čo najrýchlejší, teda patriť medzi ultra rýchle komparátory a mal by zavádzať iba minimálne oneskorenie signálu [8]. Ako obvod, ktorý splňuje tieto požiadavky, bol vybraný integrovaný obvod od firmy Linear Technology LT1394. Tento obvod má podľa údajov výrobcu oneskorenie 7ns a napät'ový ofset 0.8mV [18]. Jeho výstupy sú plne kompatibilné s TTL a CMOS úrovňami. Obvod je v schéme napájaný symetrickým napätím +/-5V. Obvod obsahuje aj výstupný latch, ktorý pri logickej úrovni 1 drží na výstupoch dáta. Táto funkcia nie je v zapojení využitá, na pin latch je teda privedená zem. Pre tento integrovaný obvod bol vzhľadom na neprítomnosť jeho modelu v programe Eagle pre použitie v tejto práci vytvorený nový model, porovnanie s údajmi o púzdre a vývodoch od výrobcu je možné vidieť na obrázku 3.3.4. Obvod firmy Linear Technology bol vybraný taktiež vzhľadom na možnosť zaslania vzorky zdarma.



Obr. 3.3.4: Porovnanie označení pinov púzdra od výrobcu (naľavo) a vytvoreným modelom v programe Eagle (napravo).

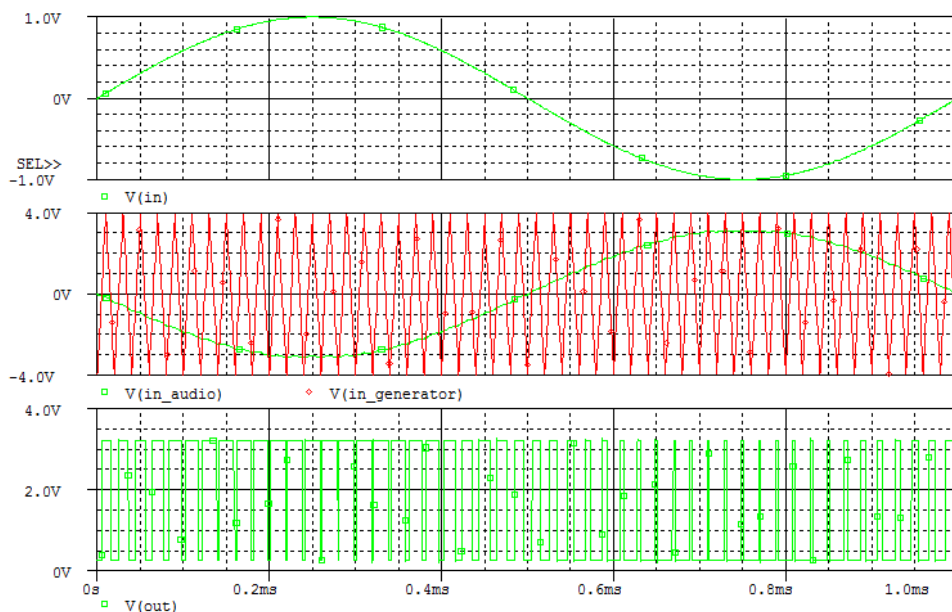
3.3.3 Simulácia funkcie v PSPICE

Na obrázku 3.3.5 je možné vidieť zjednodušené zapojenie bloku modulátora vytvorené pre simuláciu v programe PSPICE.



Obr. 3.3.5: Zapojenie pre simuláciu v programe PSPICE

Do obvodu zosilňovača odchýlky (chybového zosilňovača) LT1358 je privedený audio signál o amplitúde 1V a frekvencií 1kHz. Výstupný signál tohto obvodu sa porovnáva v komparátore LT1394 s trojuholníkovým napätím o amplitúde +/- 4V a perióde 20us, odpovedajúcej frekvencií 50kHz. Táto frekvencia je pre názornosť grafov volená nižšia, ako v naozajstnom zapojení. Obvody sú napájané symetricky +/- 5V. V hornej časti obrázku je možné vidieť priebeh vstupného audio signálu, v strede priebeh invertovaného napätia po prechode obvodom LT1358 a porovnanie s modulačným trojuholníkovým signálom a v dolnej časti výstupné napätie z komparátora.

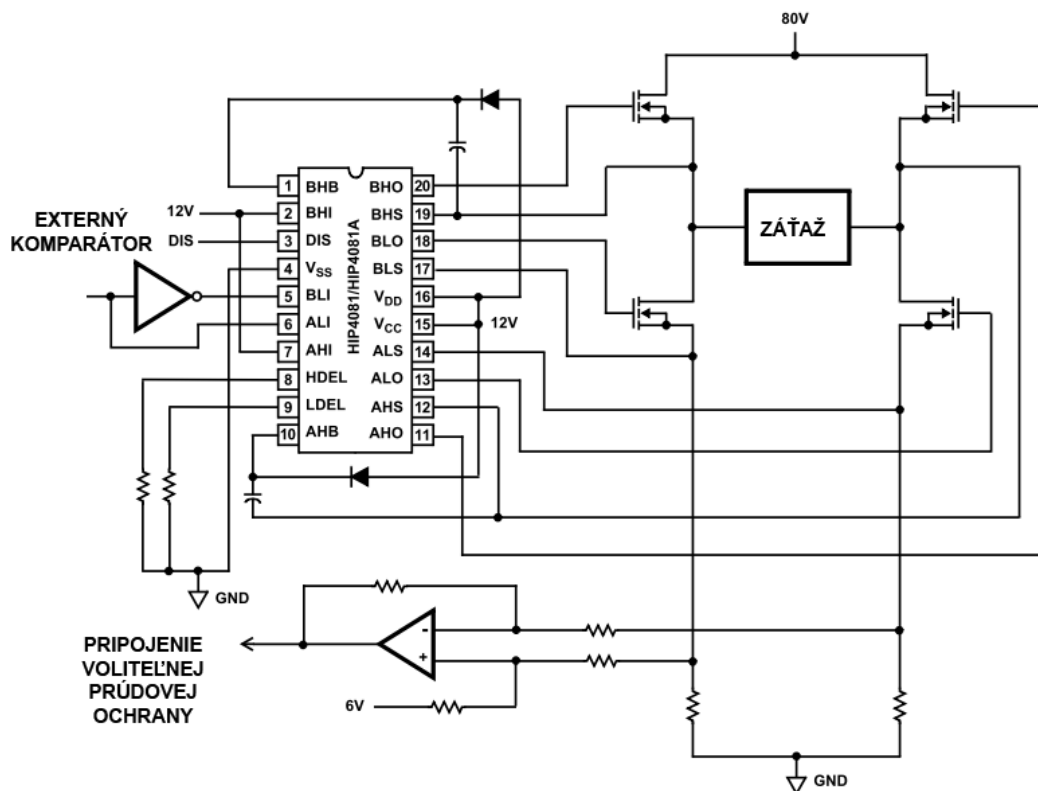


Obr. 3.3.6: Priebehy napätia na jednotlivých častiach modulátora.

Vstupy toho obvodu ALI a BLI sú kompatibilné s výstupnými úrovňami komparátora popísanom v kapitole 3.3.2.

Na začiatku návrhu bolo uvažované použiť obvod HIP4080A, ktorý ponúka zaujímavé riešenie, keďže má priamo v púzdre integrovaný vstupný komparátor, ktorý bohužiaľ nedosahuje kvality externého komparátora čo sa týka jeho presnosti, oneskorenia, rýchlosti a podobne. Viac informácií o použítom komparátore bolo popísaných v kapitole 3.3.2. V čase návrhu tejto práce nebol obvod dostupný od dodávateľov a nebolo možné ho zaslať ako vzorku priamo od výrobcu.

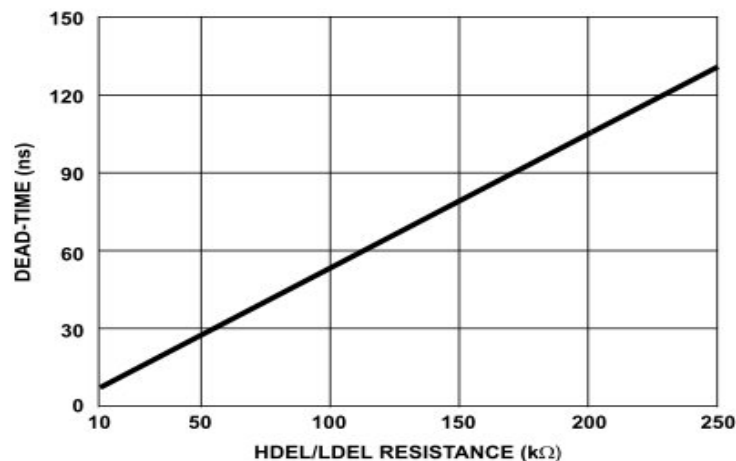
Na obrázku 3.4.2 je možné vidieť doporučenú schému zapojenia toho obvodu v obvode výkonového zosilňovača.



Obr. 3.4.2: Doporučená schéma zapojenia obvodu budiča – prevzaté a upravené z [20]

V nasledujúcom odstavci budú popísané funkcie jednotlivých vstupov a výstupov. Výstupný signál z komparátora je vedený na vstupy ALI a BLI. Výstupmi ALO, AHO, BLO, BHO je riadený proces spínania koncových tranzistorov. K nastaveniu optimálnej hodnoty doby deadtimu slúžia vstupy HDEL a LDEL. HDEL riadi oneskorenie hornej vetvy, LDEL dolnej. Podľa výrobcu je možné pripojením rezistora o hodnote 10k až 250k presne nastaviť dobu trvania deadtimu, teda doby oneskorenia pred zapnutím tranzistorov v jednej vetve a vypnutiu v druhej. V kompletnej schéme zapojenia koncového zosilňovača v prílohe je toto nastavenie realizované dvomi potenciometrickými trimermi o hodnote 220k. Na obrázku 3.4.3 je možné vidieť nastavená doba dead timu podľa hodnoty trimera.

Vstupy AHB a BHB sú vstupy pre bootstrap diódu a kondenzátor. Ich zapojenie je možné vidieť v celkovej schéme zapojenia v prílohe. Vstupy VCC a VDD sú napájanie budičov brány gate. Vstup DIS slúži ako ochrana, zmenou logickej úrovne z 0 na 1 na tomto vstupe dôjde k rýchlemu vypnutiu oboch vetiev koncových tranzistorov. Viac o použití tohto vstupu s externým obvodom nadprúdovej ochrany je možné nájsť v kapitole 3.4.5. Pravdivostnú tabuľku funkcie vstupov a výstupov je možné vidieť v tabuľke 3.4.



Obr. 3.4.3: Nastavená doba deadtimu podľa hodnoty odporu pripojeného na vstupy DEL – prevzaté z [20]

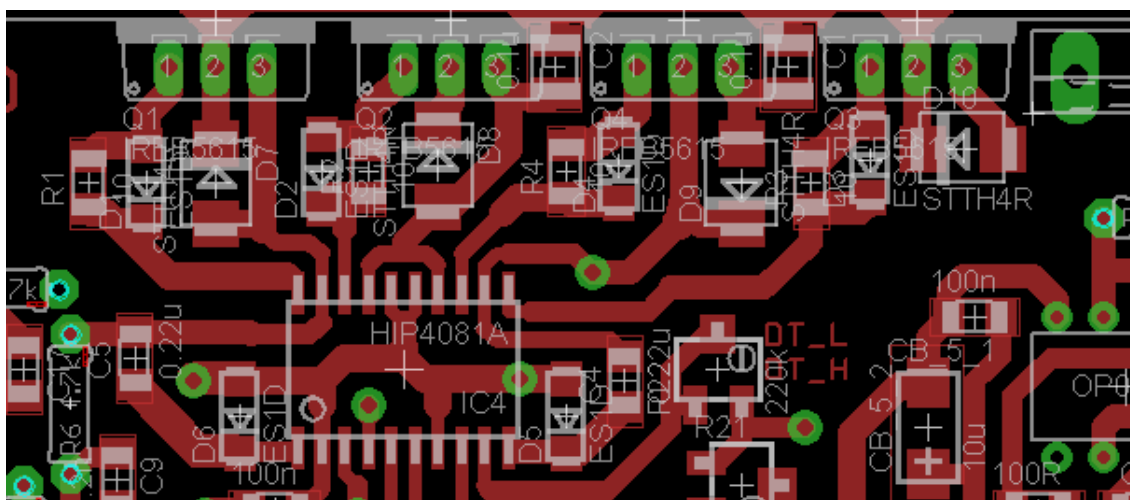
Doporučené zapojenie podľa obrázku 3.4.2 bolo na základe doporučení v [9] doplnené o ku koncovým tranzistorom antiparalelne zapojené ultra rýchle diódy D7-D10 STTH4R02U, ktoré majú za úlohu eliminovať napät'ové špičky pri spínaní indukívnej záťaže. Medzi výstupmi budiča a elektródy gate koncových tranzistorov sú pripojené rezistory R1-R4 predlžujúce dobu po zopnutí tranzistorov a znižujúce výkonové straty na budiči v SMD prevedení a rýchle diódy D1 až D4 ES1D, ktoré zabezpečujú rýchle odsatie náboja z hradla gate po vypnutí danej vetvy tranzistorov. Tieto prvky je možné vidieť v celkovom zapojení zosilňovača v prílohe tejto práce.

Pri tvorení dosiek plošných spojov je nutné zaistiť čo najkratšie spojenia najmä pre pripojenie bootstrap prvkov a koncových tranzistorov [21], čo je možné pozorovať na obrázku 3.4.4, na ktorom je možné vidieť časť dosky plošných spojov v programe Eagle. Všetky prvky v tejto časti okrem koncových tranzistorov boli teda zvolené v SMD prevedení. Použitie čo najkratších ciest v tejto časti obvodu s vysokými frekvenciami taktiež redukuje vyžarované rušenie.

Vstupy				Výstupy	
ALI,BLI	AHI,BHI	U/V	DIS	ALO,BLO	AHO,BHO
X	X	X	1	0	0
X	X	0	0	1	0
1	1	0	0	0	1
0	0	0	0	0	0
X	X	1	X	0	0

Tabulka 3.4 : Vstupy a výstupy integrovaného obvodu HIP4081A [20]

Treba poznamenať, že tento obvod nie je vhodný pre aplikácie s vyššími napájacími napätiami koncového stupňa, keďže súčet napájacieho napätia (12V) a napájacieho napätia koncového stupňa (55V) musí byť menší než 95V (67V). Medzi nevýhody tohto obvodu patrí vysoká miera vyžarovaného vysokofrekvenčného rušenia, ktoré sa môže šíriť v prípade nesprávneho návrhu DPS do okolitých obvodov.



Obr. 3.4.4: Prevedenie spojov v okolí budiča HIP4081A

3.4.2 Koncové tranzistory

Pre dosahovanie vysokej účinnosti a kvality reprodukcie zosilňovača sú kľúčové koncové tranzistory, ktoré fungujú ako spínače. Zapojenie tranzistorov by malo dosahovať čo najnižšie výkonové straty, nízke hodnoty oneskorenia a schopnosť rýchleho spínania indukčnej výkonovej záťaže. Zapojenie koncového stupňa ako bolo naznačené už skôr, je typu plný most, tvorené 4 tranzistorami MOSFET s indukovaným kanálom typu N. Keďže záťaž zostávajúca s výstupného LC filtra a reproduktora je silne indukčná, jej spínaním vznikajú prepeťové špičky, ktoré by mali eliminovať integrované antiparalelné diódy. Týmto požiadavkám vyhovuje viacero tranzistorov HEXFET firmy International Rectifier. V tabuľke 3.5 sú ukázané vybrané katalógové parametre tranzistorov HEXFET firmy International Rectifier, z ktorých budú nižšie vypočítané teoretické výkonové straty na koncovom stupni. Všetky tranzistory sú v púzdre TO-220.

Tranzistor	UDSmax [V]	RDSon [Ω]	Idmax [A]	Qg [C]
IRF540N	100	44,0E-3	33	71,0E-9
IRFB5615	150	32,0E-3	40	26,0E-9
IRF540Z	100	26,5E-3	36	63,0E-9
IRF3710ZG	100	18,0E-3	59	82,0E-9
IRF3710Z	100	18,0E-3	59	120,0E-9
IRFB4610	100	14,0E-3	73	140,0E-9
IRFB4510	100	13,5E-3	62	87,0E-9

Tranzistor	Coss [F]	Qrr [C]	Trise [s]	Tfall [s]
IRF540N	250,0E-12	505,0E-9	35,0E-9	35,0E-9
IRFB5615	155,0E-12	31,2E-8	23,1E-9	13,1E-9
IRF540Z	180,0E-12	41,0E-9	51,0E-9	39,0E-9
IRF3710ZG	290,0E-12	100,0E-9	77,0E-9	56,0E-9
IRF3710Z	290,0E-12	100,0E-9	77,0E-9	56,0E-9
IRFB4610	260,0E-12	44,0E-9	87,0E-9	70,0E-9
IRFB4510	220,0E-12	95,0E-9	32,0E-9	28,0E-9

Tabuľka 3.5 - Vybrané parametre tranzistorov HEXFET firmy International Rectifier [22],[23]
[24],[25],[26],[27],[28]

Následne budú preto popísané parametre z tabuľky 3.5 a ich vplyv na ich funkciu a výkonové straty koncového stupňa.

Prierné napätie medzi elektródami drain a source označujeme U_{DSmax} . Jeho hodnotu musíme voliť vždy vyššiu ako minimálnu hodnotu napätia medzi elektródami drain a source U_{DSmin} vypočítanú podľa vzorca 3.4.1 [30],

$$U_{DSmin} = \frac{\sqrt{2 \cdot P_{out} \cdot R_z}}{M} \cdot K \quad (3.4.1)$$

kde P_{OUT} je najvyššia hodnota predpokladaného výstupného výkonu na záťaži R_z . Stupeň modulácie je M , pre PWM moduláciu teda platí $M=1$. Koeficient K pridáva určitú rezervu vo výpočte, obvykle sa volí 10%-50% [30]. Dosadením hodnôt do vzorca dostávame hodnoty pre hodnotu záťaže 4Ω :

$$U_{dsmin} = \frac{\sqrt{2 \cdot P_{out} \cdot R_z}}{M} \cdot K = \frac{\sqrt{2 \cdot 250W \cdot 4\Omega}}{1} \cdot 1,5 = 68 V$$

a pre hodnotu záťaže 8Ω :

$$U_{dsmin} = \frac{\sqrt{2 \cdot P_{out} \cdot R_z}}{M} \cdot K = \frac{\sqrt{2 \cdot 250W \cdot 8\Omega}}{1} \cdot 1,5 = 95 V$$

Vybraný tranzistor by teda mal mať hodnotu U_{DSmax} minimálne 100V, pokiaľ budeme uvažovať väčší výkon prípadne záťaž 8, ako viac vhodné sa ukazujú tranzistory s U_{DSmax} väčšou.

Katalógová hodnota parametru $R_{DS(ON)}$ platí pri teplote prechodu $T_J = 25^\circ C$, ktorá je v porovnaní s maximálnou a teda aj typickou hodnotou teploty prechodu značne vyššia. Preto pri výpočtoch uvažovať hodnotu $R_{DS(ON)}$ vyššiu, prípadne ak je to možné, použiť údaj výrobcu pri vyššej teplote.

Hodnota Q_G označuje celkový náboj, ktorý je potrebné dodať na hradlo gate tranzistora pre úplné zapnutie tranzistoru. Tento parameter výrazne ovplyvňuje rýchlosť spínania tranzistora a teda aj straty na hradle gate, a teda aj celkové straty na tranzistore a koncovom stupni. Taktiež vplýva na EM vyžarovanie celého zosilňovača, z čoho vyplýva, že hodnota má vplyv na kvalitu reprodukcie signálu na výstupe zosilňovača.

Hodnota $T_{J(max)}$ označuje maximálnu teplotu čipu tranzistora. Tento údaj je kľúčový pre výpočet strát a systému chladenia tranzistorov. Vyššia prípustná hodnota tejto teploty znamená možnosť použiť chladič o menších rozmeroch. Všetky vybrané tranzistory sú v púzdrach TO-220, ktorého maximálna prípustná teplota je 175° .

Hodnota výstupnej kapacity tranzistora MOSFET C_{OSS} označuje súčet kapacity medzi elektródami source a drain s kapacitou medzi elektródami gate a drain tranzistora. Táto kapacita má značný vplyv na hodnotu spínacích strát koncových tranzistoroch ako bude ukázané v tabuľke 3.6 a 3.7.

Hodnota Q_{RR} je hodnota komutačného náboja integrovanej diódy tranzistora MOSFET. Jej hodnotu je závislá na veľkosti prúdu diódou v priepustnom smere I_F a strmou poklesu dl_F/dt tohto prúdu [30]. Hodnota Q_{RR} má vplyv na účinnosť zosilňovača a EM vyžarovanie celého zosilňovača, z čoho vyplýva, že hodnota má vplyv na kvalitu reprodukcie signálu na výstupe zosilňovača.

3.4.3 Výpočet stratového výkonu na koncových tranzistoroch

Najskôr budú spočítané maximálne prípustné výkonové straty na budiči tranzistorov HIP4081A. Maximálne prípustné výkonové straty na tomto obvode je možné vypočítať podľa vzorca 3.4.2 [29],

$$P_{max-BUDIČ} = \frac{T_j - T_0}{R_{RHJA}} = \frac{125^\circ\text{C} - 40^\circ\text{C}}{85} = 1\text{W} \quad (3.4.2)$$

kde $T_j = 125^\circ\text{C}$ je maximálna teplota prechodu, teplotu okolia budiča uvažujeme T_A uvažujeme 40°C a tepelný odpor púzdra integrovaného obvodu $R_{RHJA} = 85^\circ\text{C}/\text{W}$ [20]. Maximálna výkonová strata budiča činí teda približne 1W. Stratový výkon budiča je možné vypočítať podľa vzorca 3.4.3 [21],

$$P_{BUDIČ} = f_{spínacia} \cdot Q_g \cdot U_{GS}^2 \quad (3.4.2)$$

kde $f_{spínacia}$ je spínacia frekvencia, U_{GS} je napätie medzi elektródou gate a source tranzistora a Q_g je náboj potrebný dodať na elektódu gate pre zopnutie tranzistora.

Hlavnú časť strát v zosilňovači ale tvoria straty výkonových tranzistorov. Tranzistory musia byť účinne chladené aby sa zabránilo ich poškodeniu. Straty na MOSFET tranzistoroch sú podľa vzorca 3.4.4 [29],

$$P_{MOSFET} = P_{vedením} + P_{spínacie} + P_{GATE} \quad (3.4.4)$$

súčtom statických strát $P_{vedením}$ a strát dynamických $P_{spínacie}$ a strát na hradle gate P_{GATE} . Statické straty vedením je možné vypočítať podľa vzorca 3.4.5 [29],

$$P_{vedením} = I_{D(ef)}^2 \cdot R_{DS(on)} \quad (3.4.5)$$

kde $I_{D(ef)}$ je efektívna hodnota prúdu na elektróde drain. Ktorú je možné vypočítať podľa vzorca 3.4.6 [8],

$$I_{D(ef)} = \sqrt{\frac{P_Z}{R_Z}} \quad (3.4.6)$$

kde P_{OUT} je hodnota výstupného výkonu na záťaži R_Z .

Hodnota $R_{DS(on)}$ je uvádzaná pri teplote púzdra 25°C , preto bola pre lepšiu aproximáciu dosadená dvojnásobná. Vo výpočte sa dopúšťame určitej chyby, pretože predpokladáme, že prúd pretekajúci cez tranzistor má harmonický priebeh, v reálnom zapojení je ale tvar výstupného prúdu z modulátora obdĺžnikový s premennou striedou [8]. Spínacie straty sú teda vypočítané podľa vzorca 3.4.7 [8],

$$P_{spincie} = \frac{5}{24} \cdot I_{D(avg)} \cdot U_{nap} \cdot (t_r + t_f) \cdot f_{spincia} + \frac{1}{2} \cdot C_{OSS} \cdot U_{nap}^2 \cdot f_{spincia} + \frac{1}{2} \cdot Q_{RR} \cdot U_{nap} \cdot f_{spincia} \quad (3.4.7)$$

kde je pre priebeh prechodného deja (prúd I_D a napätie U_{DS}) uvažovaný idealizovaný lichobežníkový priebeh pri spínaní koncových tranzistorov. Vo výpočte je nahradená maximálna hodnota prúdu I_D strednou hodnotou harmonického priebehu $I_{D(avg)}$ [29],[8]. Frekvenciu spínania $f_{spincia}$ uvažujeme 200 kHz prípadne 300kHz a hodnoty C_{OSS} a Q_{RR} odčítame z katalógu tranzistora. Hodnoty t_r a t_f sú doby nábehu a dobehu.

Pre zopnutie výkonového tranzistora je potrebné na hradlo gate určité množstvo náboja. Straty na hradle gate je možné spočítať podľa vzorca 3.4.8 [21],

$$P_{GATE} = Q_G \cdot U_{DRIVER} \cdot f_{spincia} \quad (3.4.8)$$

kde U_{DRIVER} je napätie budiča hradla gate a $f_{spincia}$ spínacia frekvencia. Pre možnosť reprodukcie výsledkov a jednoduchú analýzu dostupných tranzistorov bol v programe Libre Office Calc vytvorený program pre výpočet výkonových strát a chladenia. V tabuľkách sú vypočítané výkonové straty pri dvoch hodnotách frekvencie modulačného signálu pre vybrané tranzistory. Z nich je možné vidieť že najnižšie výkonové straty majú tranzistory s najmenšou hodnotou $R_{DS(ON)}$.

V tabuľke 3.6 sú vypočítané stratové výkony vybraných tranzistorov od firmy International Rectifier, s nasledujúcimi parametrami : R_{zmin} je minimálna uvažovaná hodnota pripojenej záťaže – reproduktora, ktorá je uvažovaná 4Ω, $I_{D(ef)}$ je efektívna hodnota prúdu na elektróde drain, ktorej hodnota je 7,12A pri uvažovanom maximálnom výkone 250W, U_{nap} je hodnota napájacieho napätia koncového stupňa : 55V, a U_{DRIVER} je napájacie napätie budiča koncových tranzistorov, ktoré je 12V.

Z tabuľky 3.7 je ďalej možné vidieť, že frekvencia modulačného signálu f_{mod} (teda aj frekvencia spínania koncového stupňa $f_{spincia}$) výrazne vplyva na výkonové straty koncového stupňa.

Tranzistor	P_vedenie [W]	P_prepincie [W]	P_GATE [W]	P_MOSFET [W]	Poznámka
IRF540N	5,500	4,994	0,213	10,707	použité v [1]
IRFB5615	4,000	2,942	0,078	7,020	ClassD-audio
IRF540Z	3,313	2,185	0,189	5,686	automotive grade
IRF3710ZG	2,250	3,509	0,246	6,005	automotive grade
IRF3710Z	2,250	3,509	0,360	6,119	automotive grade
IRFB4610	1,750	3,602	0,420	5,772	SMPS/UPS/HSW
IRFB4510	1,688	1,960	0,261	3,908	SMPS/UPS/HSW

Tabuľka 3.6: Výpočet stratového výkonu vybraných tranzistorov.
Frekvencia spínania : 250kHz

Tranzistor	P_vedenie [W]	P_prepínacie [W]	P_GATE [W]	P_MOSFET [W]	Poznámka
IRF540N	5,500	7,990	0,341	13,831	použité v [1]
IRFB5615	4,000	4,707	0,125	8,832	ClassD-audio
IRF540Z	3,313	3,496	0,302	7,111	automotive grade
IRF3710ZG	2,250	5,614	0,394	8,258	automotive grade
IRF3710Z	2,250	5,614	0,576	8,440	automotive grade
IRFB4610	1,750	5,763	0,672	8,185	SMPS/UPS/HSW
IRFB4510	1,688	3,135	0,418	5,241	SMPS/UPS/HSW

Tabulka 3.7: Výpočet stratového výkonu vybraných tranzistorov.
Frekvencia spínania : 400kHz

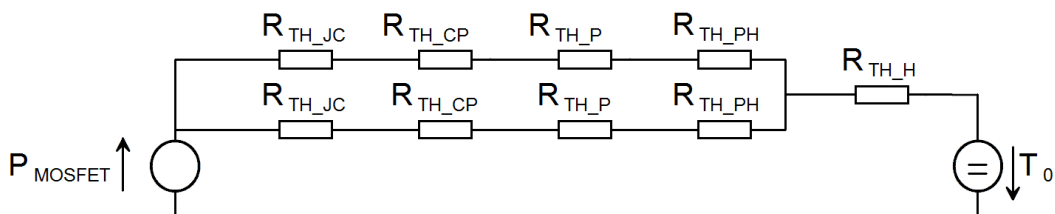
Z vypočítaných hodnôt stratového výkonu z tabuliek 3.6 a 3.7 bude v nasledujúcom odstavci navrhnutý systém chladenia koncového stupňa.

3.4.4 Výpočet chladenia koncového stupňa a výber tranzistorov

V nasledujúcej kapitole bude podľa stratových výkonov tranzistorov spočítaný návrh chladiaceho systému. Celkový tepelný odpor sústavy na obrázku je podľa [29] možné vypočítať pomocou vzorca 3.4.9

$$R_{\theta} = \frac{\Delta T}{P_{MOSFET}} = \frac{T_{jmax} - T_0}{P_{MOSFET}} \quad (3.4.9)$$

kde T_{jmax} je maximálna teplota púzdra, ktorá pre púzdro TO-220 činí 175°C , T_0 je teplota okolia uvažovaná na 40°C a P_{MOSFET} je vypočítaný stratový výkon podľa kapitoly 3.4.3. V návrhu je uvažované súčasné zopnutie dvojice zo štyroch tranzistorov plného mostu. Všetky 4 tranzistory sú upevnené na jeden chladič, pričom sú od neho izolované silikónovou izolačnou podložkou a plastovou izolačnou priechodkou, a sú pre lepší tepelný prenos natreté tenkou vrstvou tepelne vodivej pasty. Jednotlivé skratky z obrázku 3.4.5 a rovnice 3.4.9 sú vysvetlené v tabuľke 3.8.



Obr. 3.4.5: Schéma tepelného obvodu pre výpočet chladenia koncového stupňa

Rovnicu 3.4.9 je teda možné upraviť na rovnicu 3.4.10:

$$\frac{R_{\theta JC}}{2} + \frac{R_{\theta CP}}{2} + \frac{R_{\theta P}}{2} + \frac{R_{\theta PH}}{2} + R_{\theta H} = \frac{T_{jmax} - T_0}{2 \cdot P_{MOSFET}} \quad (3.4.10)$$

Jednotlivé skratky tepelných odporov budú vysvetlené v tabuľke . Ďalšou úpravou bol odvodený vzorec 3.4.11:

$$R_{\theta H} = \frac{T_{Jmax} - T_0}{2 \cdot P_{MOSFET}} \cdot \frac{R_{\theta JC}}{2} + \frac{R_{\theta CP}}{2} + \frac{R_{\theta P}}{2} + \frac{R_{\theta PH}}{2} \quad (3.4.11)$$

Teplotu chladiča T_H je teda možné vypočítať podľa vzorca 3.4.12

$$T_H = T_0 + R_{\theta H_{real}} \cdot 2 \cdot P_{MOSFET} \quad (3.4.12)$$

a teplotu púzdra tranzistora T_J namontovaného na chladič je možné vypočítať podľa [8] pomocou vzorca 3.4.13

$$T_J = T_H + \frac{1}{2} \cdot (R_{\theta JC} + 2 \cdot R_{\theta CP} + 2 \cdot R_{\theta P}) \cdot P_Z \quad (3.4.13)$$

Podľa vyššie uvedených vzorcov bol v programe Libre Office Calc vytvorený program pre výpočet chladiaceho systému koncových tranzistorov. Vstupné parametre použité vo vzorcoch s vysvetlením ich významu a uvedenými hodnotami pre rôzne tranzistory je možné vidieť v tabuľke 3.8.

Tranzistor	Tepelný Odpor Čip/Púzdro	Tepelný Odpor Púzdro/Podložka	Tepelný Odpor Podložka	Tepelný Odpor Podložka/Chladič	Maximálna pracovná teplota	Stratový výkon tranzistorov
	R θ JC [°C/W]	R θ CP [°C/W]	R θ P [°C/W]	R θ PH [°C/W]	T $_j$ (max) [°C]	P $_{mosfet}$ [W]
IRF540N	1,15	0,15	0,07	0,15	175	10,71
IRFB5615	1,04	0,15	0,07	0,15	175	7,02
IRF540Z	1,64	0,15	0,07	0,15	175	5,69
IRF3710ZG	0,92	0,15	0,07	0,15	175	6,00
IRF3710Z	0,92	0,15	0,07	0,15	175	6,12
IRFB4610	0,77	0,15	0,07	0,15	175	5,77
IRFB4510	1,05	0,15	0,07	0,15	175	3,91

Tabuľka 3.8: Parametre pre výpočet chladiča koncových tranzistorov

V tabuľke 3.9 je možné vidieť vypočítaný najvyšší tepelný odpor chladiča pre dosiahnutie maximálnej teploty púzdra pri maximálnom výkone zosilňovača, ktorý je uvažovaný 250W. Nakoniec bol vybraný masívny hliníkový chladič s čiernou povrchovou úpravou značky Fisher, ktoré tepelný odpor 2,2 °C/W spĺňa nároky pre chladič koncových tranzistorov s dostatočnou rezervou. Model tohto chladiča bol vytvorený pre lepšie zameranie pri návrhu DPS v programe Eagle, tento model je možné vidieť na obrázku osadzovacieho plánu v prílohe C. Chladič je upevnený odspodu dvomi skrutkami M3 do dier s navrtaným závitom, podobne sú upevnené tranzistory. V posledných dvoch stĺpcoch tabuľky 3.9 je možné vidieť vypočítanú orientačnú teplotu chladiča a teplotu tranzistora upevneného na tento chladič pri maximálnom výkone zosilňovača.

	Tepelný Odpor Vyp. Chladič	Tepelný Odpor Vybraný chlad.	Teplota chladiča	Teplota tranzistora
Tranzistor	R θ H [°C/W]	R θ H [°C/W]	TH [°C]	TJ [°C]
IRF540N	5,54	2,2	77,11	93,38
IRFB5615	8,91	2,2	60,89	70,78
IRF540Z	10,87	2,2	55,02	66,45
IRF3710ZG	10,60	2,2	56,42	64,17
IRF3710Z	10,39	2,2	56,92	64,82
IRFB4610	11,12	2,2	55,4	61,98
IRFB4510	16,56	2,2	47,2	52,75

Tabulka 3.9: Vypočítané parametre chladiča koncových tranzistorov

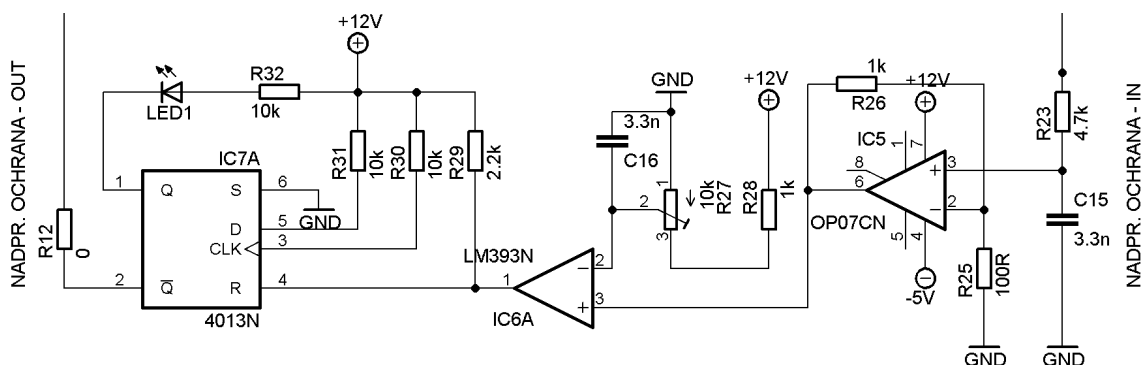
Vzhľadom na dostupnosť, údaje vypočítané v tejto kapitole a úvahe o dôležitosti jednotlivých parametrov tranzistorov pre čo najkvalitnejšiu reprodukciu signálu, boli vybrané tranzistory IRFB 5615. Tieto tranzistory výrobca označuje ako „digital audio power mosfet“, majú teda optimalizované nízke hodnoty nábojov Q_G a Q_{RR} , ktoré najviac prispievajú k zníženiu THD a EM vyžarovania [23], čo ich predurčuje pre použitie v audio zosilňovačoch pracujúcich v triede D. Taktiež majú pomerne nízku hodnotu $R_{DS(ON)}$ čo prispieva k malým tepelným stratám v koncovom stupni. Stratový výkon na budiči tranzistorov pre tieto tranzistory bol vypočítaný podľa vzorca 3.4.3 pre vyššiu frekvenciu spínania (400kHz) ako

$$P_{BUDIČ} = f_{spínacia} \cdot Q_g \cdot U_{GS}^2 = 400\text{kHz} \cdot 40\text{nC} \cdot 20\text{V} = 0,32 \text{ W}$$

keďže je táto hodnota vyššia ako maximálna hodnota vypočítaná zo vzorca 3.4.2, je možné predpokladať, že budič bude pracovať správne.

3.4.5 Blok nadprúdovej ochrany

Blok nadprúdovej ochrany slúži ako ochrana zosilňovača pred skratom výstupných svoriek, prípadne nadmerným prúdovým zaťažením. Jeho schému je možné vidieť na obrázku 3.4.6. Schéma zapojenia vychádza so zapojenia nadprúdovej ochrany v [12] a [8].



Obr. 3.4.6: Schéma zapojenia bloku nadprúdová ochrana

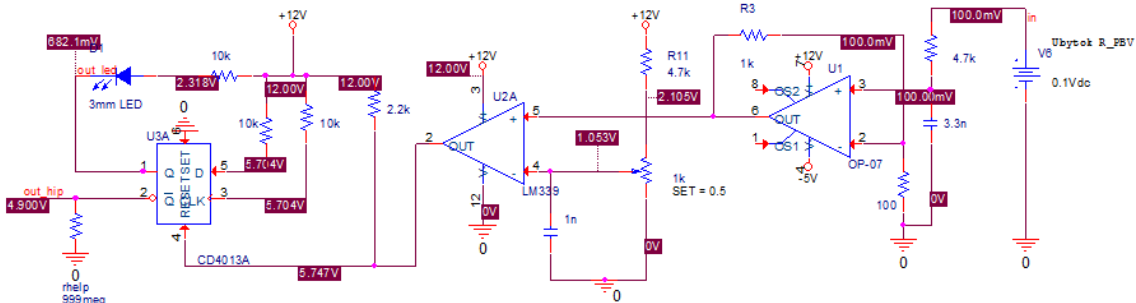
Na presnom bezindukčnom dvojito rezistore R_{PBV} (ktorý nie je v schéme naznačený, ale je ho možné pozorovať na schéme celkového zapojenia v prílohe) vzniká úbytok napätia priamo úmerný prúdu pretekajúcemu koncovým stupňom. Toto napätie obsahuje veľké množstvo šumu ktoré musí byť filtrované RC filtrom zloženým z R_{23} a C_{15} . Toto napätie je ďalej zosilnené v operačnom zosilňovači IC_5 a v komparátore IC_6 je porovnávané s referenčným napätím ktorého veľkosť určujú rezistory R_{27} a R_{28} . Nastavením tohto referenčného napätia je možné regulovať citlivosť nadprúdovej ochrany. Výsledok komparácie je privedený na vstup klopného obvodu typu D IC_7 , ktorého tabuľku logickej závislosti medzi vstupmi a výstupmi je možné vidieť v tabuľke 3.10.

Popis	CLK	D	R	S	Q (LED)	/Q (HIP)
Zapnutie napájania	0 -> 1	1	0	0	1	0
Preťaženie	X	X	1	0	0	1

Tabuľka 3.10: Logická závislosť medzi vstupmi a výstupmi klopného obvodu typu D [31]

V druhom riadku je možné vidieť, že ak je hodnota úbytku napätia na rezistore po zosilnení v operačnom zosilňovači IC_5 väčšia ako hodnota referenčného napätia, dôjde k prepnutiu vstupu R na logickú úroveň 1. Keďže výstup klopného obvodu Q je pripojený na vstup DIS budiča tranzistorov HIP4081A, pri prechode logickej úrovne z 0 do 1 budič zastavuje svoju činnosť a dochádza k vypnutiu koncového stupňa zosilňovača. Zapnutím a vypnutím zosilňovača dochádza k reštartu tejto ochrany.

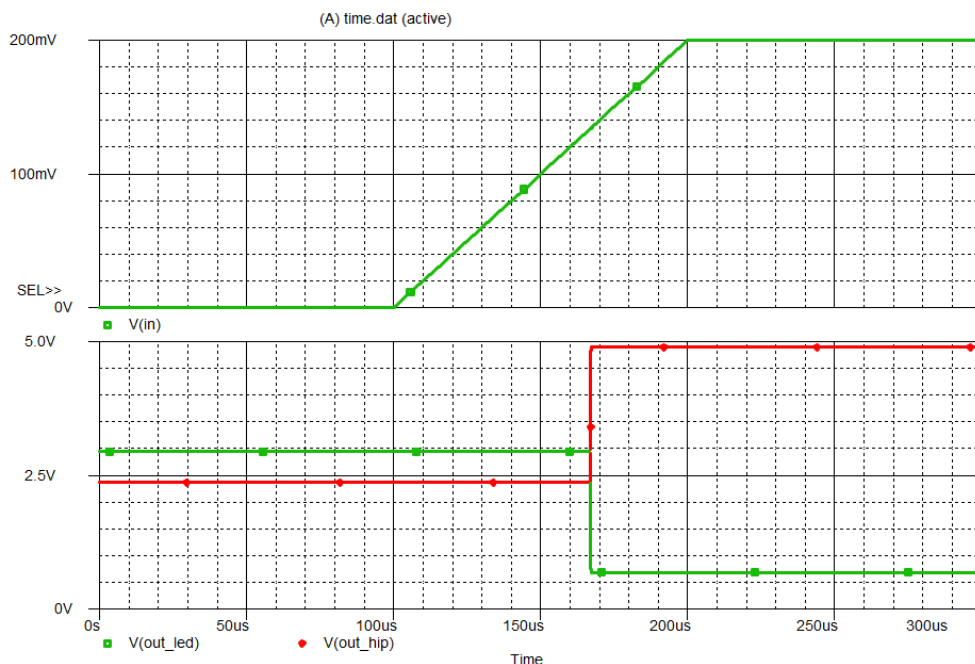
Funkcia bloku nadprúdová ochrana bola overená simuláciou v programe PSPICE vid' obrázok 3.4.7.



Obr. 3.4.7: Simulácia funkcie nadprúdovej ochrany v programe PSPICE

Zo simulácie bolo zistené, že pri približne polovičnej polohe potenciometrického trimera R₂₇, je pri úbytku 100mV na rezistore R_{PBV}, ktorý odpovedá prúdu 10A na koncovom stupni, výstup Q/ klopného obvodu CD4013 v hodnote logickej jednotky. Tento výstup je pripojený na vstupnú svorku DIS budiča tranzistorov HIP4081A, ktorý pri prechode z logickej 0 do logickej 1 zastavuje činnosť. Hodnoty veľkosti napätia výstupných logických úrovní odpovedajú predpokladaným logickým hodnotám CMOS klopného obvodu typu D. Obvod teda pracuje korektne.

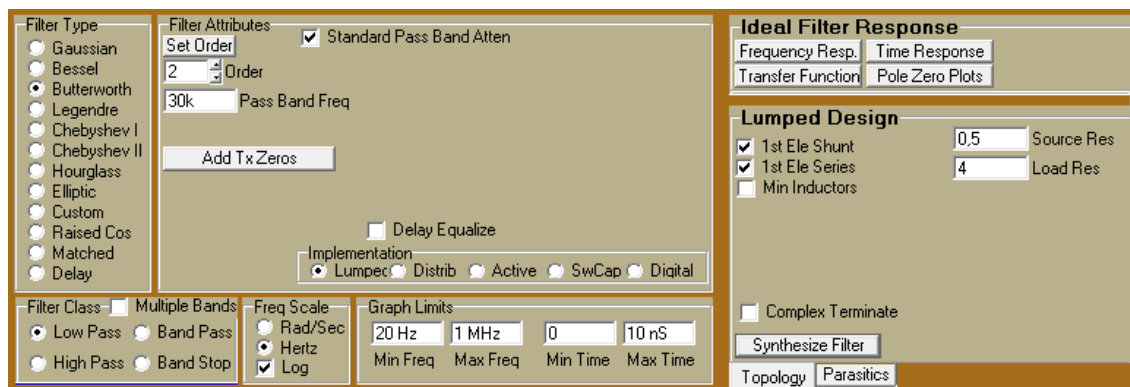
S použitím zdroja impulzov bola v programe PSPICE simulovaná reakcia obvodu na prudké zvýšenie prúdu na koncovom stupni. Výsledok simulácie je možné vidieť na obrázku 3.4.8, z ktorého je možné vidieť správnu funkciu obvodu. Z grafu bolo pomocou kurzorov odčítané, že obvod by mal teoreticky reagovať na hodnotu napätového úbytku 100mV odpovedajúcu prúdu 10A za dobu približne 20μs, čo sa javí ako dostatočne veľká rýchlosť, ku ktorej bude potrebné pripočítať rýchlosť reakcie na túto úroveň samotného budiča, ktorá je podľa datasheetu výrobcu maximálne 105ns [20].



Obr. 3.4.8: Simulácia reakcie nadprúdovej ochrany v programe PSPICE

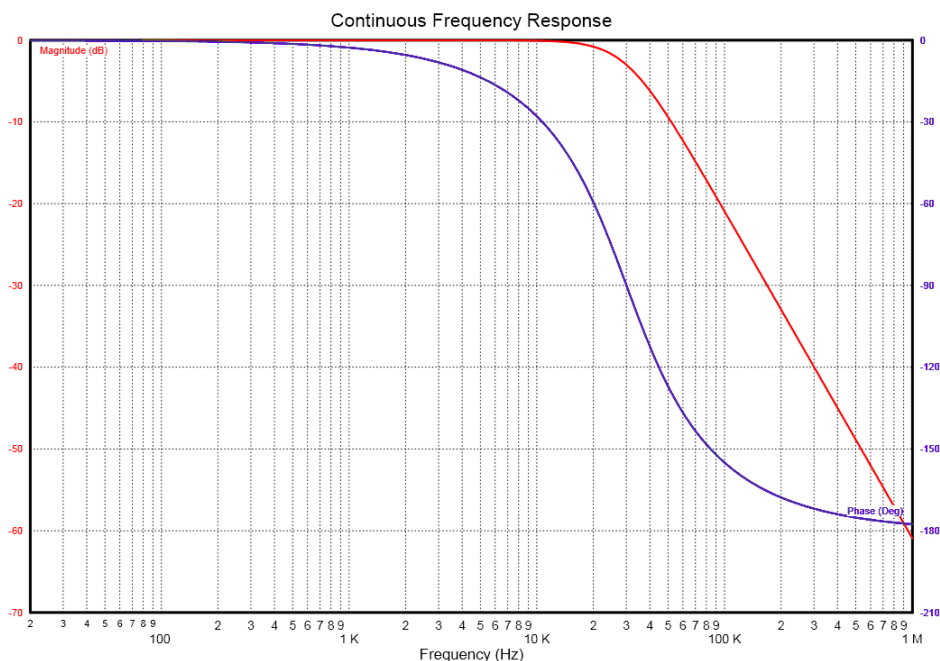
3.5 Výstupný filter

Výstupný bol navrhnutý s použitím Butterworthovej aproximácie druhého rádu. Výstupný filter bol navrhnutý v programe Filter Solutions 2012 od firmy Nuhertz. Na obrázku 3.5.1 je možné vidieť okno programu a vyplnené parametre.



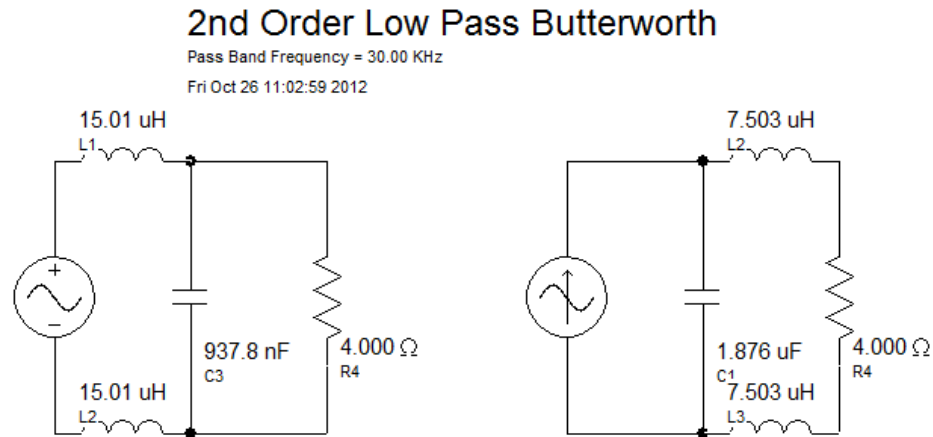
Obr. 3.5.1: Okno programu Filter Solutions 2012 od firmy Nuhertz

Frekvenciu zlomového bola zvolená na 30kHz aby sa zamedzilo ovplyvňovaniu výstupného audio signálu, ekvivalentný ohmický odpor zdroja signálu bol nastavený na $0,5\Omega$, ekvivalentný ohmický odpor záťaže bol nastavený na 4Ω . Vygenerovanú frekvenčnú charakteristiku výsledného filtra je možné vidieť na obrázku 3.5.2.



Obr. 3.5.2: Frekvenčná (červená) a fázová (fialová) charakteristika filtra.

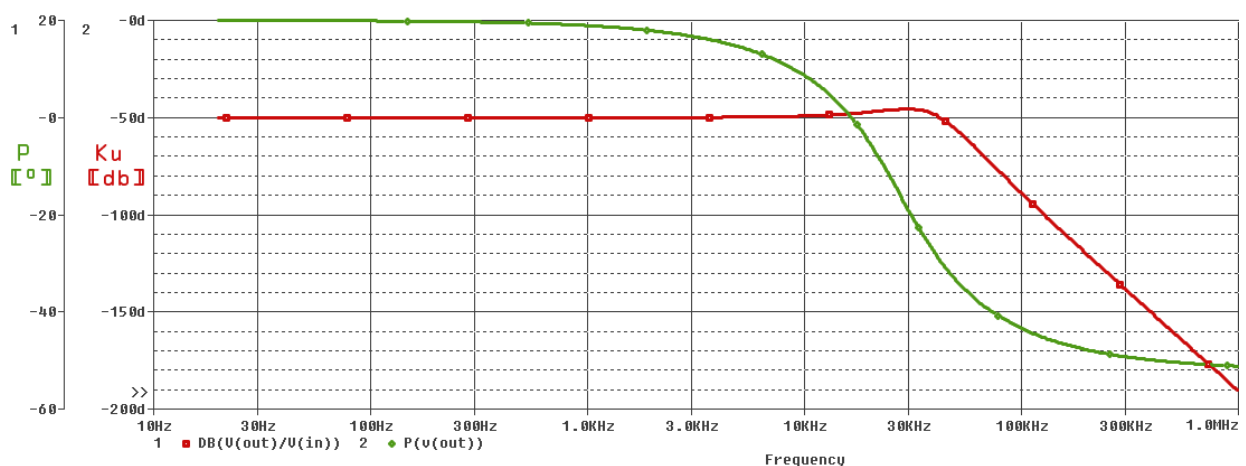
Na obrázku 3.5.3 je možné vidieť programom vygenerované zapojenia výstupného filtra. Vzhľadom na spôsob pripojenia záťaže do koncového stupňa typu plný most je v programe potrebné zvoliť symetrické zapojenie.



Obr. 3.5.3: Vygenerované zapojenia výstupného filtra – záťaž 4Ω

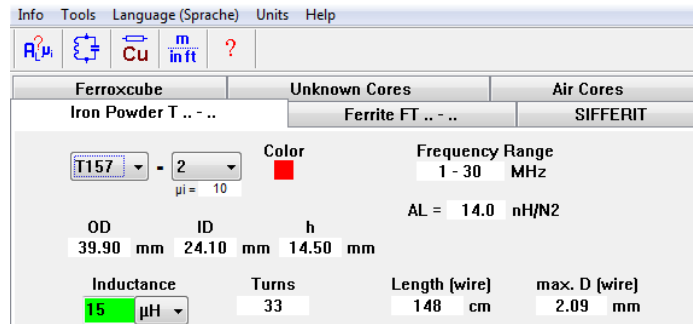
Zaokrúhlením na normalizované hodnoty dostávame hodnotu cievok $L1 = L2 = 15\ \mu\text{H}$. Pre konštrukciu výstupného filtra pre zosilňovače o výkone niekoľkých desiatok až stoviek watov sú vyhovujúce cievky vinuté z vysokofrekvenčného lanka na toroidnom železo-prachovom jadre T-157-2 z materiálu karbonyl E [8]. Kondenzátor o výslednej kapacite $937,8\text{nF}$ bol z hľadiska zníženia ESR v zapojení filtra nahradený paralelným zapojením piatich kondenzátorov o hodnote $0,22\ \mu\text{F}$, teda výsledne $1,1\ \mu\text{F}$.

Výsledok simulácie zapojenia s normalizovanými hodnotami súčiastok v programe PSPICE je možné vidieť na obrázku 3.5.4.



Obr. 3.5.4: Frekvenčná a fázová charakteristika filtra s normalizovanými hodnotami súčiastok. červená krivka – prenos [dB], zelená krivka – fáza [°]

Pomocou programu mini Ring Core Calculator, ktorý je možné vidieť na obrázku 3.5.5, boli vypočítané pri indukčnosti $15\mu\text{H}$ nasledovné údaje: počet závitov 33, dĺžka lanka 148cm a maximálny priemer lanka 2,09 mm.



Obr. 3.5.5: Prostredie programu mini Ring Core Calculator

Podľa vyššie uvedených návrhov cievky výstupného filtra boli vo firme Tronic objednané cievky vyrobené na mieru.

Keďže navrhnutý LC filter je navrhnutý pre čiste ohmickú záťaž nezávislú na frekvencií, problém nastáva, keď začína impedancia reproduktora so zvyšujúcou frekvenciou stúpať. Príčinou tohto javu je indukčnosť cievky reproduktora. Pre zníženie impedancie reproduktora v závislosti na frekvencií je vhodné vložiť za výstupný filter takzvaný Zobelov filter. Zníženie impedancie reproduktorov je výhodné aj z hľadiska akosti reprodukcie, a taktiež do nižšej impedancie je možné dodať vyšší výkon. Zobelov filter v zapojení na obrázku v prílohe C tvoria súčiastky R_{zobel} a C_{zobel} . V nasledujúcich vzorcoch 3.5.1 a 3.5.2 [32] bude ukázaný výpočet ich hodnôt. L_{repro} je predpokladaná hodnota indukčnosti záťaže – reproduktora a bola stanovená na $15\mu\text{F}$. Pre záťaž 4Ω bolo vypočítané:

$$R_{zobel} = 1,25 \cdot R_{repro} = 1,25 \cdot 4 \Omega = 5 \Omega \quad (3.5.1)$$

$$C_{zobel} = \frac{L_{repro}}{R_{zobel}^2} = \frac{15 \mu\text{H}}{5^2 \Omega} = 6 \mu\text{F} \quad (3.5.2)$$

A pre záťaž 8Ω bolo vypočítané:

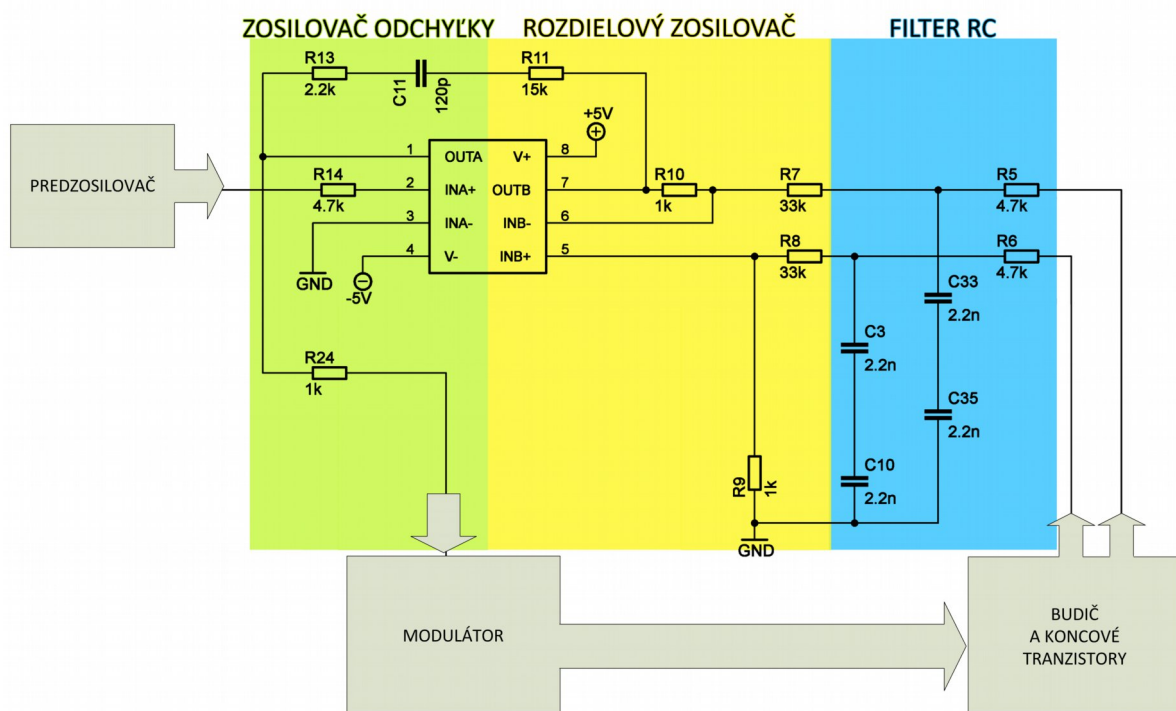
$$R_{zobel} = 1,25 \cdot R_{repro} = 1,25 \cdot 8 \Omega = 10 \Omega$$

$$C_{zobel} = \frac{L_{repro}}{R_{zobel}^2} = \frac{15 \mu\text{H}}{10^2 \Omega} = 1.5 \mu\text{F}$$

Hodnoty boli zaokrúhlené a normalizované a vzhľadom na výkonové straty na výstupných svorkách zosilňovača a možnosti pripojenia reproduktora o impedancií 8Ω boli zvolené $C44 = 2.2\mu\text{ nF}$ a $R26 = 10\Omega$.

3.6 Spätná väzba a analýza stability zosilňovača.

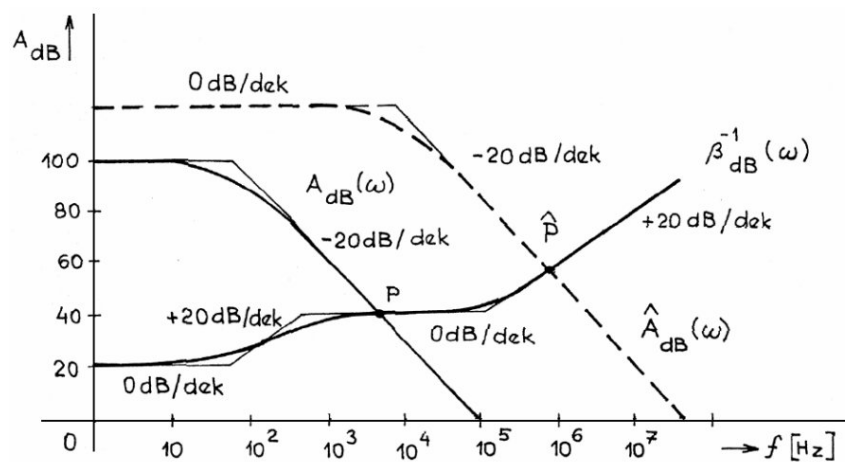
Návrh spätnej väzby je kľúčová časť návrhu nielen zosilňovačov v triede D. Časové chyby, ktoré vznikajú v zosilňovači zvyšujú skreslenie a vytvárajú šum vo výstupnom signále. Výsledkom aplikácie zápornej spätnej väzby je možné toto skreslenie minimalizovať a celkovo zlepšiť vlastnosti zosilňovača ako sú stabilita zosilnenia, linearita a frekvenčná odozva. Nevhodným návrhom spätnej väzby sa môže stať zosilňovač nestabilný, čo vedie k nechceným javom ako sú oscilácie na určitých frekvenciách, ktoré môžu viesť až k deštrukcii zosilňovača. Zapojenie spätnej väzby je možné vidieť na obrázku 3.6.1.



Obr. 3.6.1: Zjednodušené zapojenie spätnej väzby.

Prvky R5,C9,C10 a R6,C33,C35 tvoria filtre typu RC, ktoré sú pripojené k vývodom elektród source tranzistorov Q1 a Q3, ktoré majú za úlohu obmedziť strmosť hrán spätoväzobného signálu pre jeho ďalšie použitie v dvojitém rýchlom operačnom zosilňovači LT1358, ktorý zároveň tvorí rozdielový zosilňovač a zosilňovač odchýlky [8]. Tento obvod bol bližšie popísaný v kapitole 3.2. Hodnoty odporov by mali byť vzhľadom na čo najlepšiu elimináciu rušivých napätí čo najviac zhodné, to isté platí pre hodnoty kapacít kondenzátorov. Zapojenie vstupného RC filtra bolo prevzaté a upravené z [8].

Medzi kritéria stability patrí Nyquistovo/Bodeho kritérium. Spätná väzba bude analyzovaná podľa analýzy otvorenej slučky. Po uzatvorení otvorenej slučky musí zostať systém stabilný. Nyquistovo/Bodeho kritérium stability hovorí, že obvod bude stabilný pokiaľ rýchlosť vzájomného približovania modulovej charakteristiky priameho prenosu a inverzného prenosu spätnej väzby bude pred ich priesečníkom rovná alebo menšia ako 20dB/dek [33]. Pokiaľ bude ich rýchlosť približovania väčšia (a to už pri 40dB/dek), fázová bezpečnosť je nulová a obvod sa rozkmitá, čo je možné vidieť na obrázku 3.6.2 kde v bode P je rýchlosť približovania 20dB, čiže obvod je stabilný, a v bode P[^] je rýchlosť približovania 40dB – teda systém je nestabilný.



Obr. 3.6.2: Vyšetovanie stability Bodeho kritériom - prevzaté z [33]

Systém bude analyzovaný podľa zjednodušenej schémy zapojenia zosilňovača na obrázku 3.6.1. Vstupný signál z predzosilňovača je cez odpor R₁₄ privedený do zosilňovača odchýlky, kde je sčítaný so signálom zo spätnej väzby, ktorý je nutný filtrovať filtrom typu dolná prepust', keďže tento signál je odoberaný z tranzistorov v koncovom stupni. Pre tento operačný zosilňovač je podľa [12] možné odvodiť prenosovú funkciu ako pomer impedancie jeho spätnej väzby k jeho vstupnej impedancii ako 3.6.1. Keďže je signál privedený na invertovanú svorku tohto operačného zosilňovača, je pred týmto vzorcom doplnené znamienko mínus.

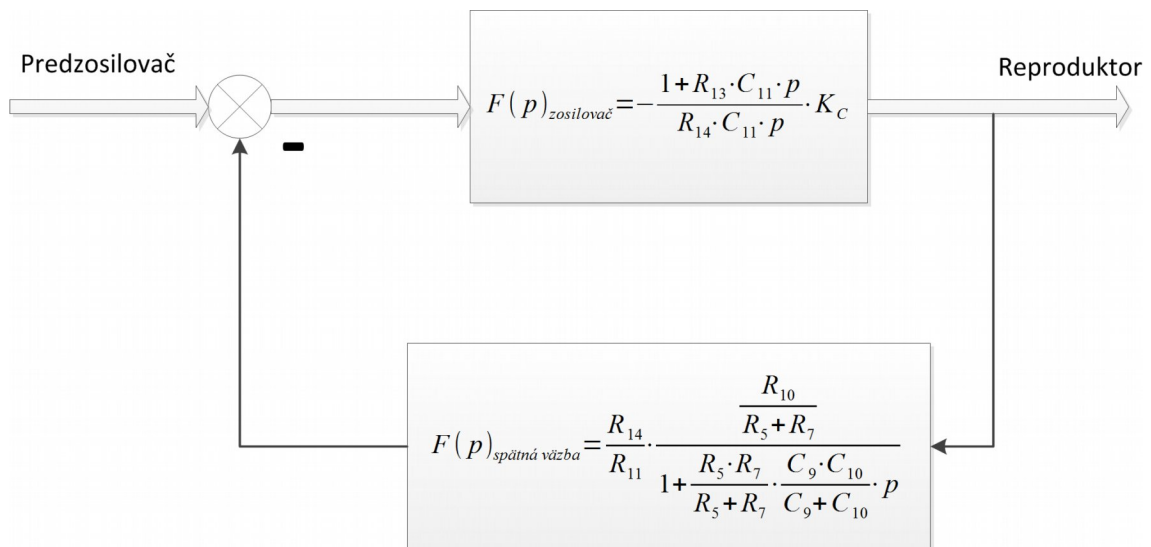
$$F(p) = - \frac{R_{13} \cdot C_{11} \cdot p + 1}{R_{vst} \cdot C_{11} \cdot p} \quad (3.6.1)$$

Blok modulátora a koncového stupňa je možné podľa [12] modelovať ako konštantu ktorá približne určuje zisk týchto blokov. Táto konštanta je podľa [12] rovná dvojnásobku napájacieho napätia koncových tranzistorov a peak-to-peak hodnote napätia generátora modulačného signálu. Keďže napájacie napätie koncových tranzistorov bolo zvolené na 55V, pre uvažované zapojenie je táto konštanta rovná 55. Táto konštanta je na obrázku 3.6.3 označená ako K_C.

Pokiaľ predpokladáme zhodné hodnoty súčastok v blokoch výstupný filter a v bloku rozdielový zosilňovač podľa obrázku 3.6.1 je možné prenosovú funkciu pre blok vstupný filter a rozdielový zosilňovač odvodiť podľa [12] ako vzorec 3.6.2.

$$F(p)_{\text{spätná väzba}} = \frac{R_{14}}{R_{11}} \cdot \frac{\frac{R_{10}}{R_5 + R_7}}{1 + \frac{R_5 \cdot R_7}{R_5 + R_7} \cdot \frac{C_9 \cdot C_{10}}{C_9 + C_{10}} \cdot p} \quad (3.6.2)$$

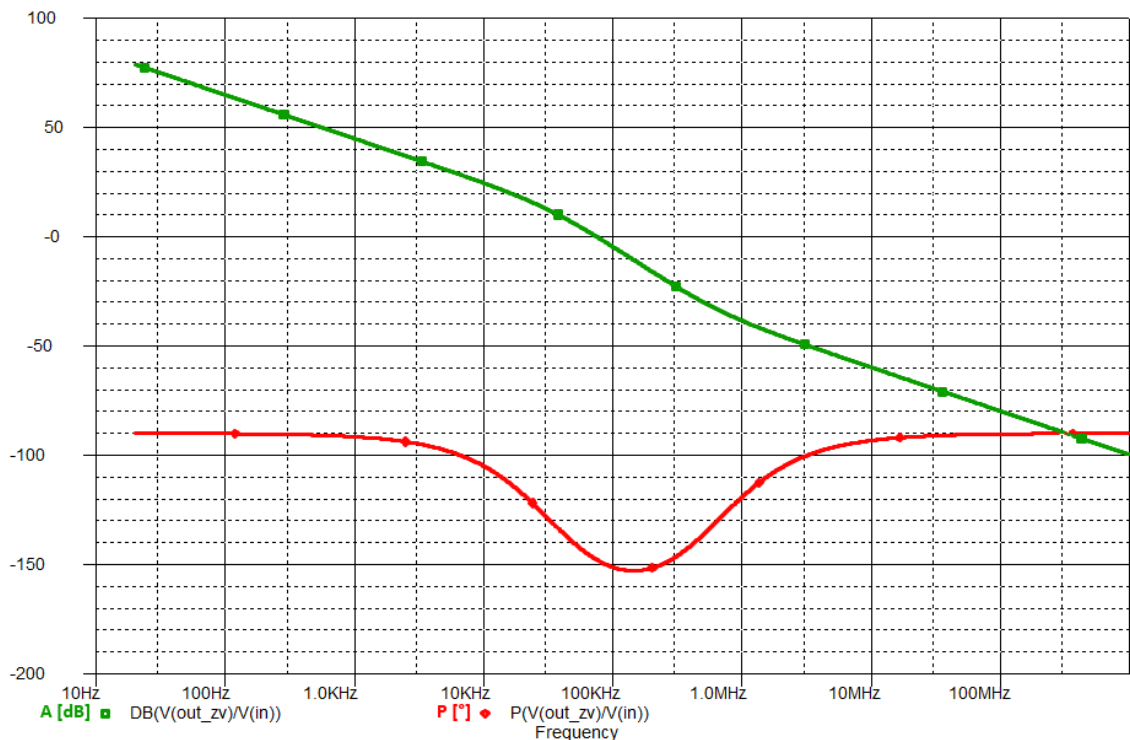
S použitím nasledujúcich vzťahov bol odvodený zjednodušený linearizovaný model zosilňovača pre analýzu jeho stability, ktorý je možné vidieť na obrázku 3.6.3.



Obr. 3.6.3: Zjednodušený linearizovaný model zosilňovača

Tento model bol po dosadení hodnôt súčastok simulovaný v programe PSPICE pomocou blokov Laplace. Výsledkom je amplitúdová a fázová charakteristika tohto zjednodušeného modelu, ktorej priebeh je možné vidieť na obrázku 3.6.4. Z grafu je možné pozorovať splnenie nasledujúcich podmienok stability:

- Tranzitný kmitočet systému teda bod v ktorom systém dosahuje zosilnenia 1 je určený pretnutím bodu 0dB amplitúdovou frekvenčou charakteristikou. Táto frekvencia je pre testovaný linearizovaný model 74,48kHz. Podľa Shannonovho (Nyquistovho) kritéria stability by mal byť tento kmitočet menší ako polovica frekvencie modulovaného signálu, ktorý je pre konkrétne zapojenie 250kHz, z čoho vyplýva splnenie tejto podmienky.
- Tranzitnému kmitočtu zodpovedá na fázovej charakteristike uhol $-147,29^\circ$. Tento uhol musí byť menší ako $\pm 180^\circ$. Záloha fáze teda činí $32,71^\circ$.
- Amplitúdová charakteristika pretína fázovú charakteristiku s rýchlosťou približovania 20dB/dek čo spĺňa vyššie popísané Bodeho kritérium stability.

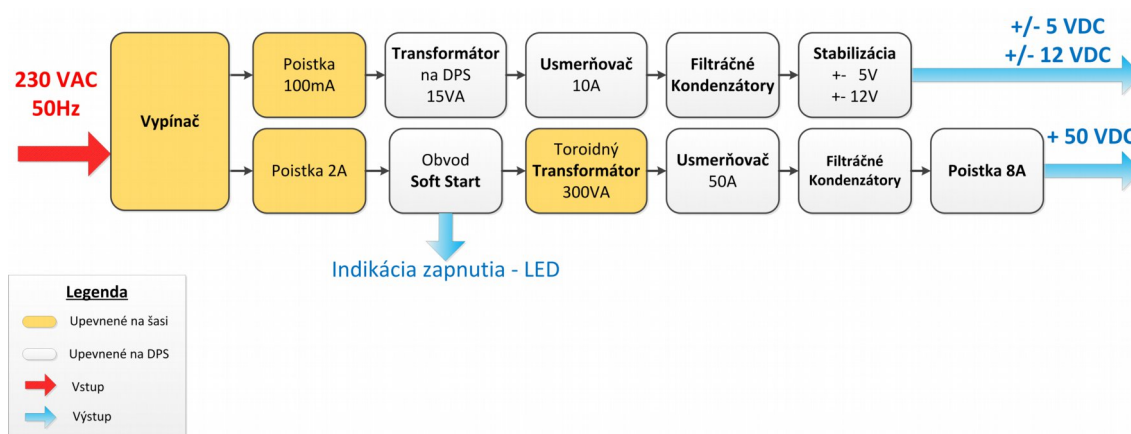


Obr. 3.6.4: Amplitúdová a fázová frekvenčná charakteristika otvorenej slučky zjednodušeného lineárneho modelu zosilňovača

Zo schémy zapojenia zosilňovača a z vytvorených zjednodušených vzťahov na obrázku 3.6.3 je možné vidieť, že rezistor R11 má vplyv na výstupný signál z rozdielového zosilňovača. Tento prvok ale nemá vplyv na medznú frekvenciu výstupného filtra, jeho hodnotou je teda možné nastaviť bezpečnosť vo fáze na požadovanú hodnotu. Hodnota tohto rezistora bola zvolená na 12kΩ. Splnenie požiadavok stability koncového zosilňovača bolo dosiahnuté s dostatočnou rezervou, preto je možné predpokladať, že zosilňovač by mal byť naozaj stabilný aj pri prípadných kolísaniach napájacieho napätia koncového stupňa vplyvom neregulovaného napájacieho zdroja, ktoré sa ako bolo zistené experimentálnym meraním pohybuje medzi 50V až 60V, v závislosti od výstupného výkonu zosilňovača.

4 NÁVRH NAPÁJACEJ JEDNOTKY

Pre napájanie zosilňovača bola navrhnutá napájacia jednotka skladajúca sa z troch nezávislých častí. Prvú časť tvorí symetrická lineárna stabilizovaná napájacia jednotka s výstupnými napätiami +/-5 a +/-12V. Druhú časť tvorí nesymetrický zdroj 55V pre koncový stupeň zosilňovača. Poslednú časť tvorí obvod „Soft start“, ktorý zmiernuje prechodové javy pri nabíjaní kondenzátorov a počiatočnej magnetizácii transformátora. Blokovú schému celkovej napájacej jednotky je možné vidieť na obrázku 4.1.



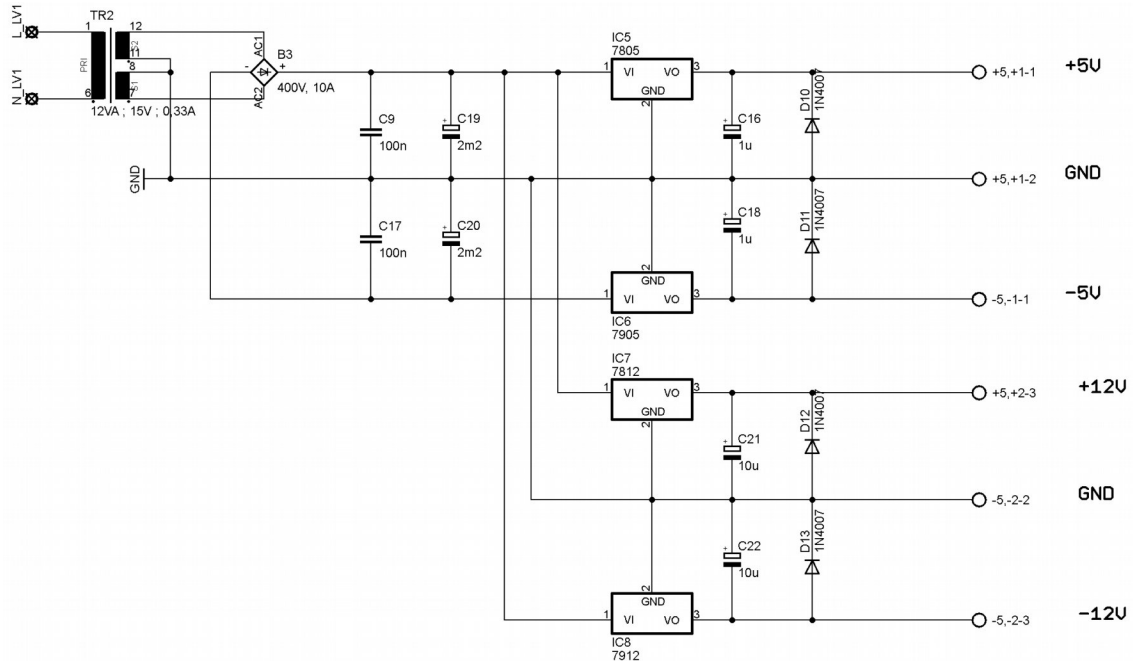
Obr. 4.1: Bloková schéma napájacej jednotky

Pre zosilňovač podobného typu by bol samozrejme vhodný aj spínaný zdroj kvôli jeho malým rozmerom a váhe, ale návrh zdroja tohto typu je značne náročný. Zdroje podobného typu produkujú veľké množstvo vysokofrekvenčného rušenia, ktoré musí byť účinne odfiltrované. Jeho oživovanie je taktiež mnohonásobne náročnejšie. V budúcnosti, ak sa zosilňovač osvedčí, by sa dala predpokladať výmena súčasného zdroja za spomínaný spínaný typ, jeho návrh a dôkladné testovanie by bolo mimo časové možnosti tejto práce.

Na obrázku v prílohe E je možné vidieť detailné prepojenie jednotlivých vstupov a výstupov napájacej jednotky s ostatnými časťami zosilňovača. Z hľadiska zvýšenej prehľadnosti schémy sú vynechané poistky na primárnej strane transformátorov a vypínač.

4.1 Symetrický stabilizovaný zdroj 5V a 12V

Schému zapojenia toho zdroja je možné vidieť na obrázku 4.1.

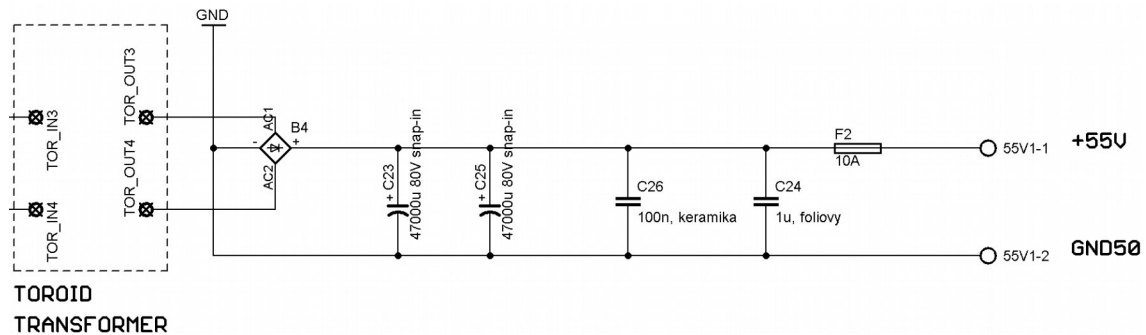


Obr. 4.1.1: Symetrický stabilizovaný zdroj 5V, 12V

Sieťové napätie je pripojené najprv na vypínač, potom na poistku v poistkovom držiaku, ktoré sa nachádzajú na šasi prístrojovej skrine a nie su naznačené v schéme na obrázku 4.1.1. Následne napätie prichádza na transformátor na doske plošných spojov o výkone 12VA, sekundárnom napätí 15 V_{AC} a maximálnym sekundárnym prúdom 330mA. Usmernením graetzovým mostíkom je získaná hodnota približne 20 V_{DC}, aj s uvažovaním strát na diódach v usmerňovacom mostíku. Následne je napätie filtrované dvojicou kondenzátorov o hodnote 2200µF. Nasleduje stabilizácia napätia na potrebné hodnoty integrovanými stabilizátormi rád 78xx a 79xx. Stabilizátory musia byť vybavené chladičmi pre ich správnu funkciu. Pre malý výber chladičov potrebných rozmerov a častou neprítomnosťou údajov o tepelnom odpore daných chladičov zo strany dodávateľov súčastiek nebol počítaný návrh chladiča stabilizátorov, je možné bezpečne predpokladať, že požiadavky na ich chladenie pri danom vstupnom napätí, výstupnom napätí a výstupnom prúde nebudú náročné a na ich chladenie budú stačiť vybrané chladiče z hliníkového profilu. Tieto stabilizátory majú integrovanú ochranu proti nadmernému zaťaženiu. Keramické kondenzátory 100n filtrujú rušivé vysokofrekvenčné zložky a zabraňujú kmitaniu stabilizátorov. Diódy pred výstupmi chránia zdroj pri nesprávnom zapojení výstupov.

4.2 Nesymetrický zdroj +55V

Schému zapojenia tohto zdroja je možné vidieť na obrázku 4.2.1.

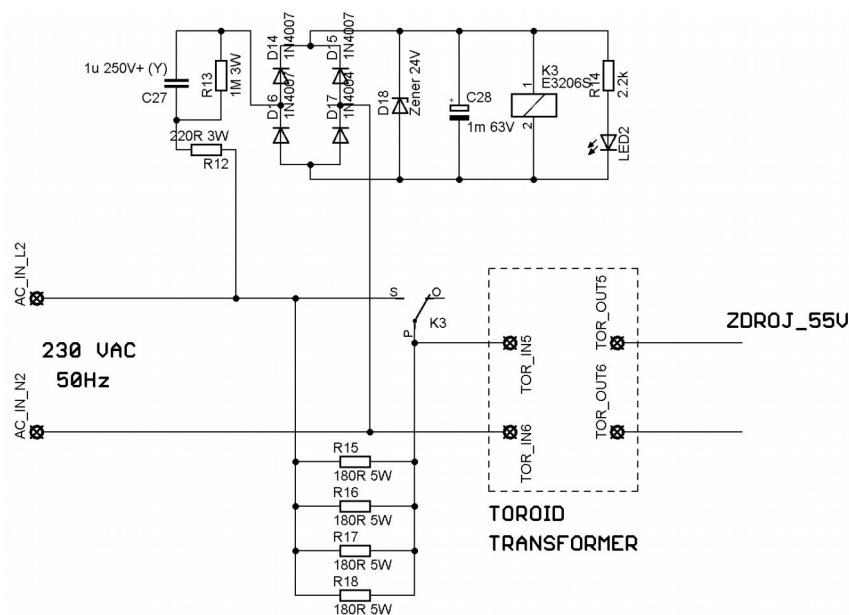


Obr. 4.2.1: Zdroj +55V

Sieťové napätie je pripojené najprv pripojené na vypínač, potom na poistku v poistkovom držiaku, obidvoje sa nachádzajú na šasi prístrojovej skrine a nie sú v schéme na obrázku 4.2.1. Následne napätie prichádza na toroidný transformátor o výkone 300VA, ktorého vstupy a výstupy sú zaznačené v schéme na obrázku 4.2.1. Transformátor bol vyrobený na mieru firmou *Vinutia s.r.o. Rajec*, obsahuje jedno sekundárne vinutie o napätí 40 V, maximálny sekundárny prúd 7,5A. Transformátor má zaliaty stred, s upevnením na maticu na prístrojovom šasi. Transformátor ďalej obsahuje vratnú tepelnú poistku, ktorá pri nadmernom prúdovom zaťažení transformátora dočasne znefunkční transformátor, aby sa zamedzilo jeho poškodeniu a z neho vyplývajúcich možných katastrofických následkov. Následne je napätie usmernené graetzovým mostíkom opatreným chladičom, na výstupe ktorého je napätie približne 55 VDC, aj s uvažovaním strát na diódach v usmerňovacom mostíku. Je potrebné uvažovať fakt, že toto napätie bude pri nezaťaženom zdroji o niečo vyššie a pri plnom výkone zosilňovača o niečo nižšie. Počas experimentálneho merania neklesla hodnota aj pri vysokom zaťažení pod 50V. Následne je napätie filtrované dvojicou kondenzátorov o hodnote 4700µF 80V a dvojicou 1000µF priamo na doske koncového zosilňovača, ktoré by mali zabezpečiť dostatočnú zásobu energie. V zdrojoch podobného určenia je výhodné použiť namiesto jedného kondenzátora o veľkej kapacite viacero kondenzátorov o menšej kapacite zapojených paralelne, pretože je v takejto konfigurácii pri rovnakej kapacite možné dosiahnuť menší ESR, menšiu parazitnú indukčnosť a aj väčšiu kombinovanú maximálnu hodnotu prúdového zvlnenia na kondenzátoroch. Viacero menších kondenzátorov je obvyčajne jednoduchšie umiestniť na dosku plošných spojov ako jeden veľmi veľký kondenzátor. Keramický kondenzátor 100nF a fóliový kondenzátor 1µF filtrujú rušivé vysokofrekvenčné signály a znižujú impedanciu elektrolytických kondenzátorov na vysokých frekvenciách. Obvod zahrňuje aj poistku na sekundárnej strane. Táto poistka musí byť pomalého typu, aby vydržala počiatočné prechodové prúdové špičky pri zapnutí zdroja. Výstup napätia pre pripojenie výkonového stupňa je riešený pomocou dvojpolových konektorov ARK. Vstupy sieťového napätia a vstupy a výstupy z transformátora na DPS sú typu typu Fast-on.

4.3 Obvod „soft start“

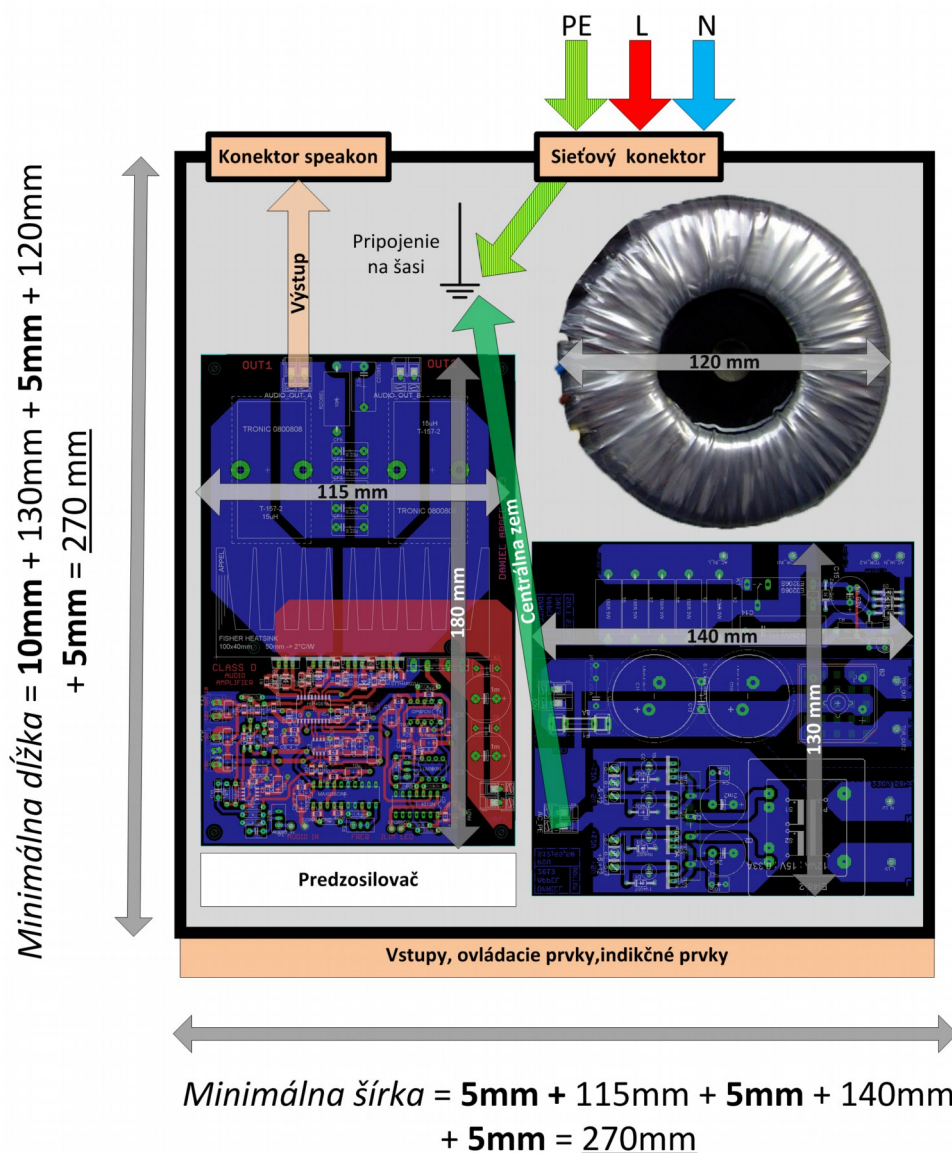
Schému zapojenia obvodu „soft start“ je možné vidieť na obrázku 4.3.1. Pri zapnutí zosilňovača vplyvom nabíjania veľkej kapacity kondenzátorov, ktoré pri počiatočnom nabíjaní fakticky tvoria skrat, vzniká prechodný jav, v anglickej literatúre označovaný inrush current. Tento jav je vlastne prúdová špička o vysokej hodnote, oveľa vyššej ako prúd, ktorý tečie zdrojom pri normálnom používaní zosilňovača. Táto prúdová špička namáha najmä kondenzátory a transformátor. Vzniku tohoto prechodného javu sa snaží zamedziť obvod mäkkého štartu – soft start. Prvých niekoľko desiatok milisekúnd sieťové napätie prechádza cez batériu 5W rezistorov o kombinovanom odpore 50Ω. Následne dochádza k prepnutiu relé a sieťové napätie prechádza k transformátoru priamou cestou. Pri tomto typu obvodov, narozdiel od obvodov pomalého zopnutia reproduktorov, je kľúčové, aby aj napriek naskytujúcej sa možnosti napájať obvod priamo z napájacieho zdroja napríklad zo stabilizátora 12V, bolo napájanie toho obvodu nezávislé od napájacieho zdroja, na ktorom je obvod použitý. Keďže stabilizátory v zdroji popísanom v 4.1 obsahujú nadprúdovú ochranu, môžu sa vplyvom poruchy na pripojených obvodoch vypnúť, čo by znamenalo prerušenie napájania aj na obvod soft start. To znamená, že aj v prípade menšej poruchy by mohlo dôjsť k vážnemu poškodeniu napájacieho zdroja a zosilňovača. Obvody tohto typu teda musia byť napájané vlastným napájacím zdrojom s pomocným transformátorom, prípadne jednoduchšou variantou použitou v tejto práci. Obvod je teda napájaný napätím derivovaným priamom zo siete prvkami R12, R13 a C27, ktoré taktiež určujú oneskorenie prepnutia relé. Napätie je ďalej usmernené, mostíkom z diód typu 1N4007 stabilizované na 24V pomocou jednoduchého stabilizátora so zenerovou diódou. Funkcia obvodu bola dôkladne odskúšaná najprv na kontaktnom poli, neskôr na doske plošných spojov. Zapojenie obvodu bolo prevzaté a upravené z [34].



Obr. 4.3.1: Zapojenie obvodu "soft start". Prevzaté a upravené z [34]

5 MECHANICKÉ USPORIADANIE A NÁVRH OVLÁDACÍCH PRVKOV

Návrh usporiadania dosiek plošných spojov s naznačenými vstupmi a výstupmi v prístrojovej skrini a ovládacími prvkami je možné vidieť na obrázku 5.1. V tabuľke 5.1 sú rozpísané rozmery všetkých dosiek plošných spojov, z ktorých vychádzajú orientačné výpočty zobrazené na obrázku 5.1. Uvažované minimálne medzery medzi jednotlivými doskami a stenami šasi sú naznačené vo výpočtoch na obrázku 5.1 hrubým písmom.



Obr. 5.1: Návrh mechanického usporiadania zosilňovača

Rozmery DPS [mm]			
Doska	Šírka	Dĺžka	Výška
Predzosilňovač	142	50	30
Koncový zosilňovač	115	180	50
Napájacia je dnotka	130	140	70
Toroidný transformátor	120		70

Tabulka 5.1: Rozmery DPS

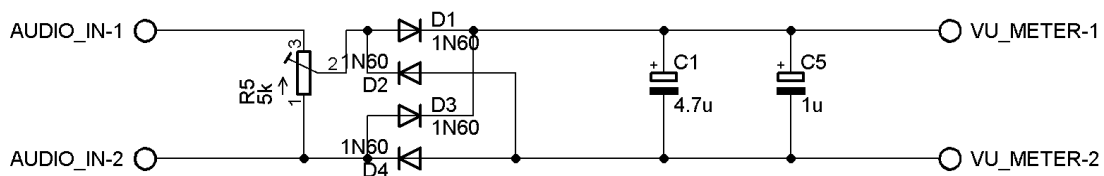
Na obrázku 5.1 je naznačené aj spojenie zemi zosilňovača. Signálna a nízkonapäťová zem je spojená v jednom mieste s výkonovou zemou na doske zdroja, toto spojenie je označené na obrázku ako centrálna zem. Z mikro hľadiska je uzemnenie riešené pomocou veľkých zemných polygónov medi rozliatych na jednotlivých doskách plošných spojov, ktoré sú spojené z makro hľadiska do zapojenia takzvanej hviezdy do centrálnej zeme v zdroji. Zosilňovač je na tomto mieste centrálné uzemnený pripojením na šasi. Ochranná svorka PE z prívodu elektrickej siete je pripevnená pevným skrutkovým spojením na šasi. Takto by mala byť dosiahnutá bezpečnosť zosilňovača aj pri poruche.

5.1 Rozmiestnenie dosiek

Pri rozmiestňovaní dosiek je treba brať ohľad na viacero vecí. Dosky musia byť rozmiestnené tak, aby bolo umožnené najjednoduchšie prepojenie s konektormi, ovládacími prvkami na šasi a čo najjednoduchšie prepojenie jednotlivých dosiek. Ešte dôležitejšie je, aby transformátory boli čo najďalej od vstupu signálu a miest, kde vedie ešte nezosilnený alebo slabo zosilnený signál, aby sa redukovala možnosť indukovania rušivých signálov do užitočného signálu vplyvom magnetického poľa transformátorov. V neposlednom rade musí byť priestor prístrojovej skrine využitý efektívne a musí byť umožnené prúdenie vzduchu, hlavne okolo chladiča koncového stupňa. Nakoniec bola prístrojová skriňa zhotovená z hliníkových profilov o rozmeroch 280 x 280 mm, zvonka obalených hliníkovými plechmi nastriekanými niekoľkými vrstvami modrej metallickej farby. Fotky prístrojovej skrine je možné vidieť v kapitole G.

5.2 Obvod VU metra a filtra typu dolná prepust'

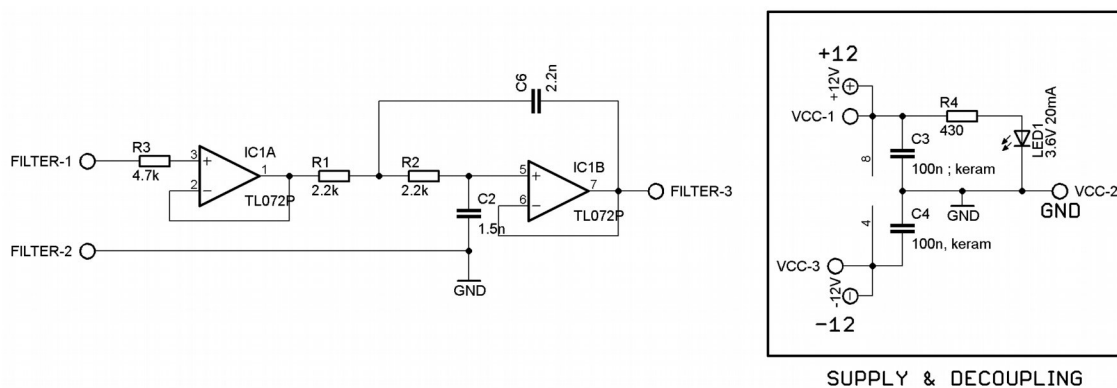
VU (Volume unit) meter predstavuje spôsob indikácie úrovne signálu v obvodoch zosilňovača. Narozdiel od PPM (Peak programme meter) metra ukazuje skôr priemernú hodnotu signálu, ako jej aktuálne maximum [35]. Schému zapojenia riadiacej elektroniky VU metra je možné vidieť na obrázku 5.2.1.



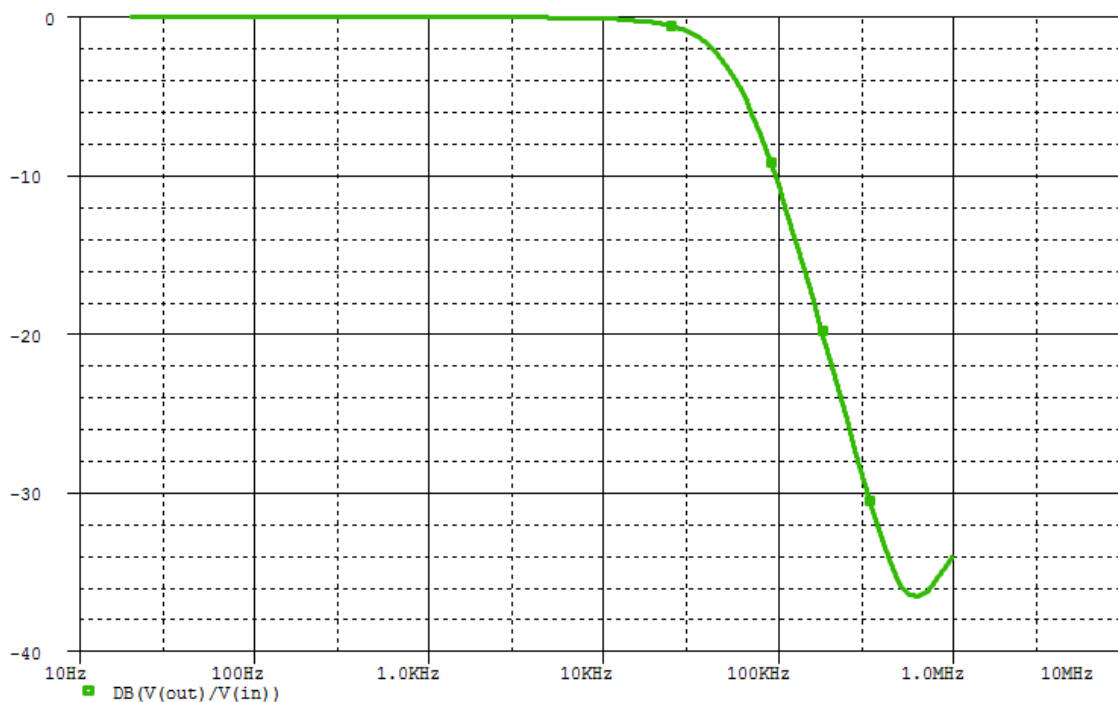
Obr. 5.2.1: Schéma zapojenia riadiacej elektroniky VU metra

Vstupný signál prichádza najprv na potenciometrický trimer o hodnote 5k Ω , ktorým sa dá kalibrovať maximálna výchylka VU metra. Následne je striedavý audio signál usmernený mostíkom štyroch germániových diód 1N60. Obvod by fungoval aj s použitým bežných kremíkových diód, indikácia slabých signálov by bola ale značne zkeslená [35]. Následne je pohyb ručičky spomalený elektrolytickým kondenzátorom. Jeho hodnota závisí na povahe signálu. Experimentovaním na kontaktnom poli bolo zistené, že jeho hodnota by sa mala pohybovať niekde medzi 1 μ F až 10 μ F. Na DPS je miesto na 2 rôzne elektrolytické kondenzátory. Pre signál s veľkou dynamikou je potrebná veľká kapacita, pre signál z malou dynamikou je potrebná malá kapacita, aby bola ručička VU metra citlivejšia.

Na obrázku 5.2.2 môžeme vidieť schému zapojenia aktívneho filtra typu dolná prepust' s medznou frekvenciou cca 30kHz. Frekvenčnú charakteristiku filtra z programu PSPICE je možné vidieť na obrázku 5.2.3. Na vstup zosilňovača v triede D by sa pre jeho korektnú funkciu nemal dostať vysokofrekvenčný (rušivý) signál o nezanedbateľnej amplitúde [8]. Vzhľadom na medznú frekvenciu by nemalo dôjsť k ovplyvňovaniu užitočného audio signálu (a už vôbec nie signálu z basgitary). Dvojica operačných zosilňovačov v jednom púzdre TL072 je zapojená ako napäťové sledovače s jednotkovým zosilnením. Slúžia len na oddelenie filtra od vstupných a výstupných obvodov, aby nedochádzalo k ovplyvňovaniu funkcie filtra ostatnými obvodmi. Hodnoty odporov boli volené v rádoch k Ω pre správnu funkciu operačných zosilňovačov. Hodnoty kondenzátorov boli zvolené, aby bola dosiahnutá požadovaná medzná frekvencia. Zaradenie tohto filtra medzi predzosilňovač a zosilňovač je iba voliteľné vzhľadom na povahu vstupného signálu. Vo finálnej verzii prototypu nie je filter použitý.

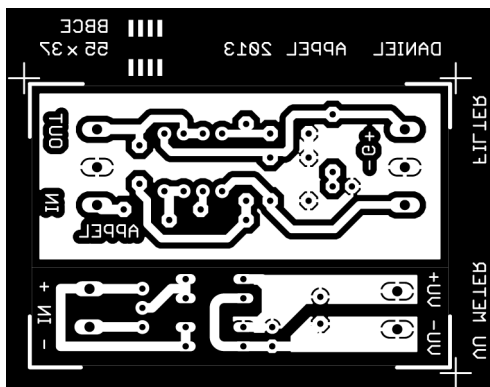


Obr. 5.2.2: Schéma zapojenia filtra typu DP



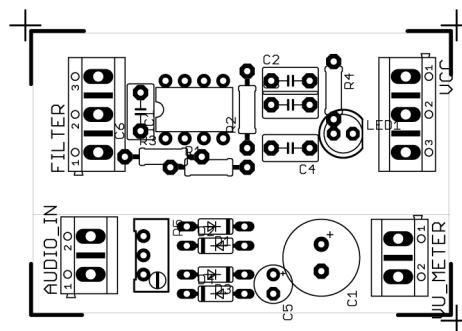
Obr. 5.2.3: Frekvenčná charakteristika filtra

Na obrázkoch 5.2.4 a 5.2.5 je možné vidieť spoločnú DPS riadiacej elektroniky VU metra a filtra o rozmeroch 55 x 37mm.



Obr. 5.2.4: Spoločná DPS riadiacej elektroniky VU metra a filtra.

Mierka 1:1



Obr. 5.2.5: Osadzovací plán spoločnej DPS riadiacej elektroniky VU metra a filtra.

Mierka 1:1

Na obrázku G5 v prílohe G je možné vidieť osadenú a oživenú DPS spolu aj s ručičkovým VU metrom. V sériovej výrobe by bolo vhodné riadiacu elektroniku a filter umiestniť na spoločnú dosku s predzosilovačom.

5.3 Konektory a ovládacie prvky

K prepojeniu jednotlivých dosiek v šasi bol použitý mix konektorov vybraných podľa zaťaženia, napätia a podobne. Medzi tieto konektory patria napríklad konektory typu fast-on pre pripojenie sieťového napätia a konektory ARK500 prípadne ARK300 v prevedení s dvomi alebo tromi kontaktami pre rozvod napájacieho napätia prípadne signálu medzi doskami. Vstupný signál z basgitary je vedený do predzosilňovača pomocou 6,3mm konektora typu Jack.

V zadnej časti zosilňovača je sieťový konektor, vypínač, dvojica poistkových púzdiar, výstupy pre reproduktory. Výstup zosilňovača je riešený pomocou dvojice 4 kontaktných konektorov typu SPEAKON. K zosilňovaču je teda možné pripojiť kombináciu reproduktorových boxov, ich spoločná impedancia ale nesmie byť nižšia ako 4Ω.

V prednej časti sú všetky ostatné ovládacie prvky. Sú to najmä potenciometre, vypínače a panelový VU meter. Počítačový návrh fólie s popismi kontrolných prvkov na predný panel je možno vidieť na obrázku 5.3.1. Ovládacie prvky sú rozložené čo najviac intuitívne. Najdôležitejšie ovládacie prvky ako vstup pre basgitaru a ovládač hlasitosti sú po stranách panelu. Menej dôležité prvky sú rozmiestnené v strednej časti.



Obr. 5.3.1: Návrh rozloženia ovládacích prvkov na prednom paneli

Na obrázku G1 v prílohe G je možné vidieť verziu návrhu s naznačenými rozmermi pre presné vŕtanie a frézovanie otvorov. Na obrázku G2 v prílohe G je možné vidieť konečnú verziu návrhu fólie pre tlač na fóliu. Na obrázku 5.3.2 je možné vidieť viacero farebných návrhov panelu. Popis bol vytlačovaný na plotry na bielu fóliu s vyrezanou grafikou krytou priehľadnou prenoskou. Po aplikácii niekoľko vrstiev modrej metalickej farby bola následne aplikovaná grafika a nakoniec bol panel nastriekávaný niekoľkými tenkými vrstvami priehľadného lesklého ochranného laku. Konečnú podobu skutočného predného prístrojového panelu je možné vidieť na obrázku v prílohe H.

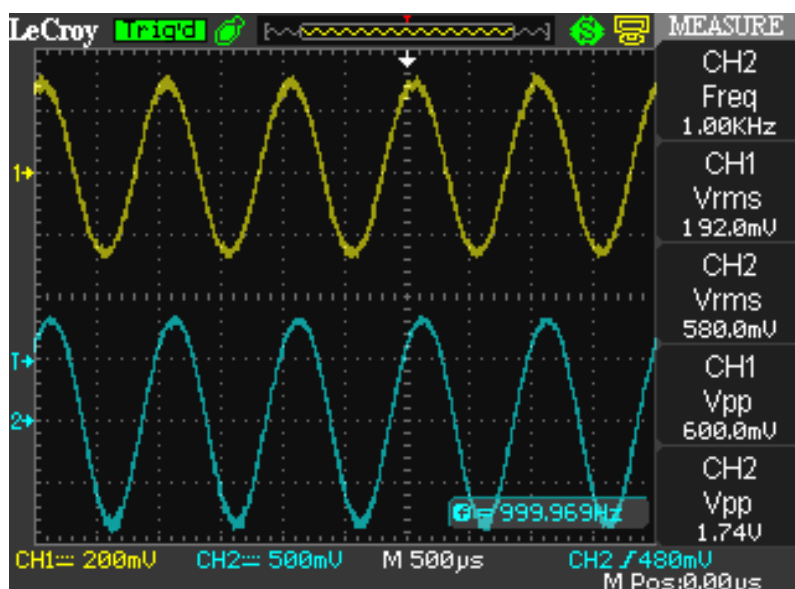


Obr. 5.3.2: Viacero ďalších variant grafického návrhu predného panelu

6 MERANIE PARAMETROV ZOSILŇOVAČA

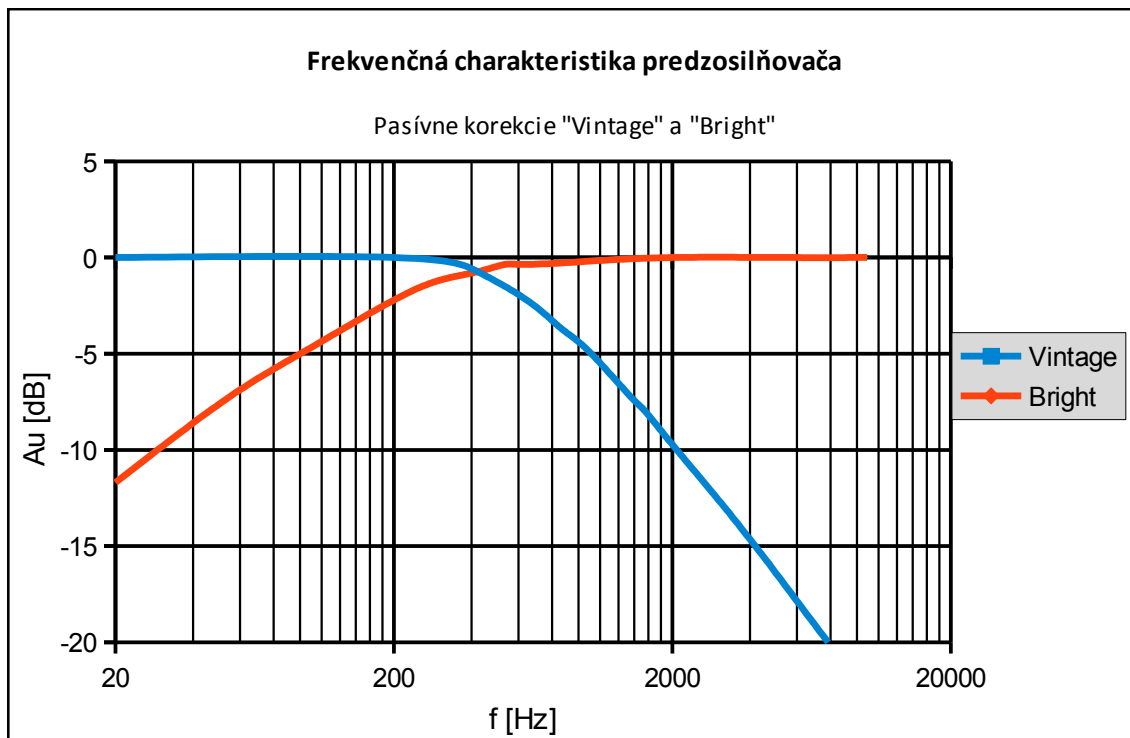
6.1 Meranie predzosilňovača

Predzosilňovač bol nameraný pomocou osciloskopov GW Instek GDS-806C , LeCroy WaveAce 101, generátora harmonického signálu Agilent 33220A. Po zapnutí napájania a pripojení generátora sa na výstupe predzosilňovača objavil zosilnený vstupný signál ako je možné pozorovať z obrázku 6.1.1. Signál na výstupe pre VU meter/ladičku, je podobný signálu na obrázku 6.1.1, jeho veľkosť narozdiel od výstupného signálu predzosilovača nie je ovplyvnená nastavením ovládacích prvkov.



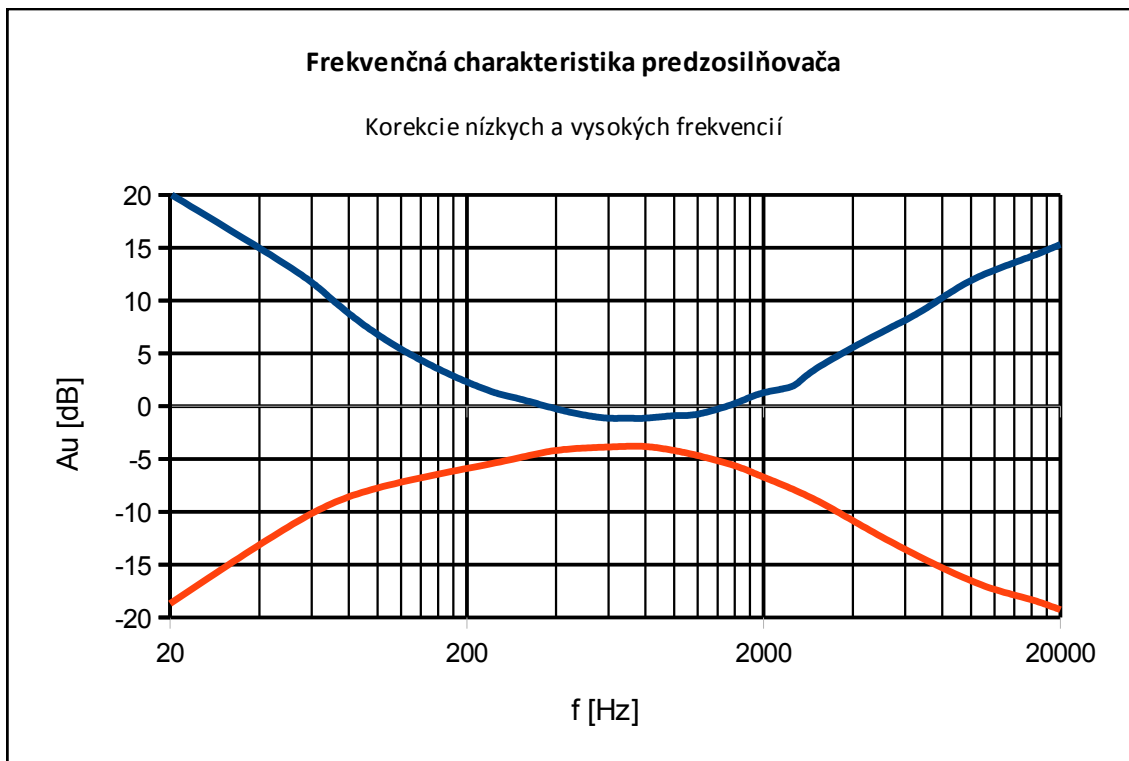
Obr. 6.1.1: Napätové priebehy na vstupe (hore) a výstupe zosilňovača (dole)

Na obrázku 6.1.2 je možné vidieť nameranú frekvenčnú modulovú charakteristiku predzosilňovača pre zapnuté pasívne korekcie „Vintage“ a „Bright“. Tvary charakteristík a lomové kmitočty pre pokles 3dB cca 180Hz a cca 700Hz odpovedajú teoretickým predpokladom.

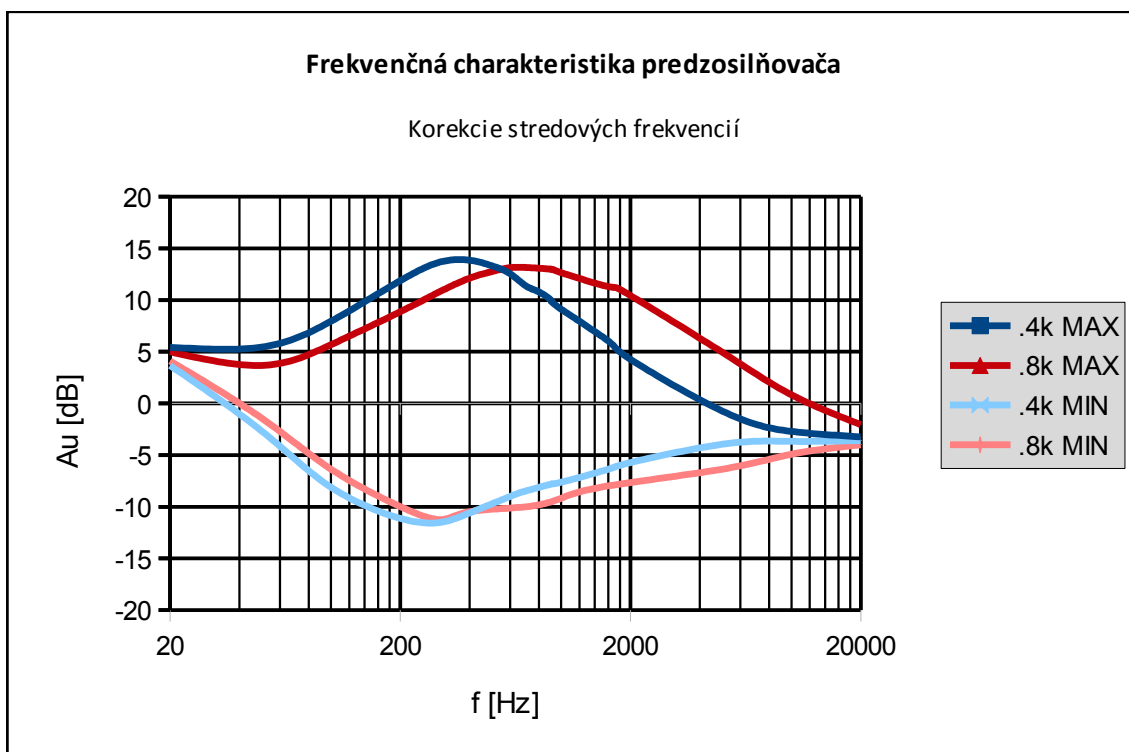


Obr. 6.1.2: Frekvenčná charakteristika predzosilňovača pre pasívne korekcie

Na nasledujúcich obrázkoch budú ukázané namerané frekvenčné modulové charakteristiky pre zapnutý trojpásmový ekvalizér. Na obrázku 6.1.3 je možné vidieť nameranú frekvenčnú modulovú charakteristiku predzosilňovača pre plné posilnenie a plné zoslabenie vysokých a nízkych frekvencií. Na obrázku 6.1.4 je možné vidieť nameranú frekvenčnú modulovú charakteristiku predzosilňovača pre plné posilnenie a plné zoslabenie dvoch stredných kmitočtov, ktorých zvolenie je riešené prepínačom na ovládacom prístrojovom paneli. Z grafov je možné vidieť maximálne zosilnenie a zoslabenie cca 20dB pri vysokých a nízkych frekvenciách, a cca 13dB pri stredových frekvenciách. Táto nižšia hodnota, ktorá sa ukázala už pri simulácií v programe PSPICE ale v praxi nebude vadiť, pretože maximálna hodnota +/- 20dB je na bežné použitie príliš vysoká a je využívaná len veľmi zriedka. Táto nižšia hodnota mohla byť spôsobená nepresnou hodnotou potenciometra ovládajúceho stredové frekvencie, keďže použité potenciometre majú toleranciu hodnoty 20%. Taktiež dokonalá presnosť daných medzných kmitočtov korekcií nie je v danom použití kľúčová.



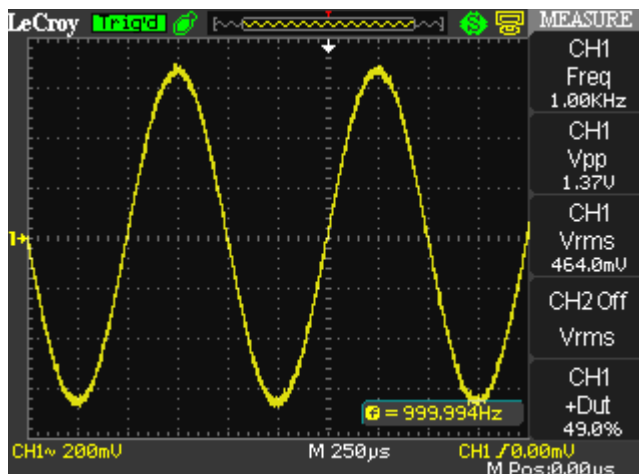
Obr. 6.1.3: Korekcie nízkych a vysokých frekvencií



Obr. 6.1.4: Korekcie stredových frekvencií

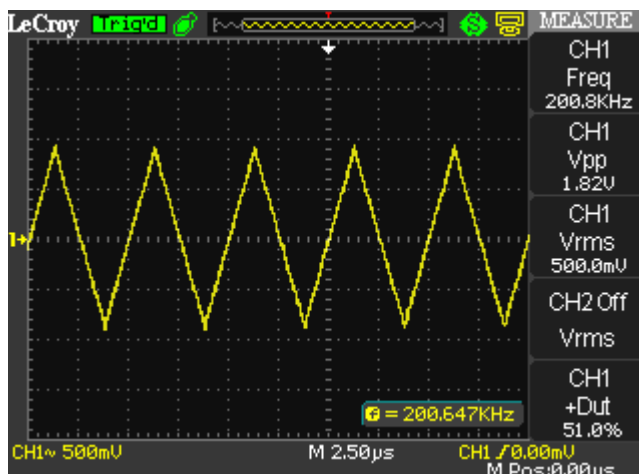
6.2 Meranie zosilňovača

Na obrázku 6.2.1 je možné vidieť harmonický signál na vstupe zosilňovača. Po prechode chybovým zosilňovačom tento signál prichádza na kladný vstup komparátora.



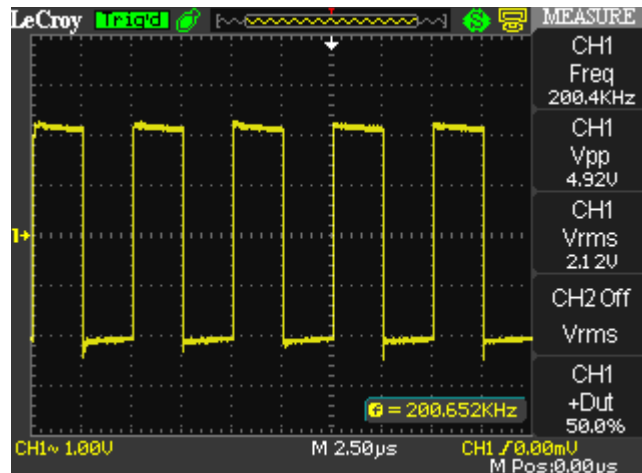
Obr. 6.2.1: Harmonický signál na vstupe komparátora

Na obrázku 6.2.2 je možné vidieť trojuholníkový modulačný signál o frekvencii 200 kHz na výstupe generátora trojuholníkového signálu, teda aj na zápornom vstupe komparátora.



Obr. 6.2.2: Modulačný trojuholníkový signál

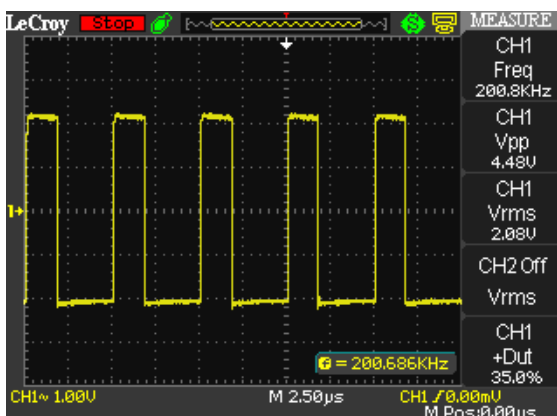
Komparáciou vstupného harmonického a modulačného trojuholníkového signálu vzniká pulzne šírko modulovaný signál. Jeho priebeh na výstupe komparátora je možné vidieť na obrázku 6.2.3.



Obr. 6.2.3: Pulzne šírko modulovaný signál

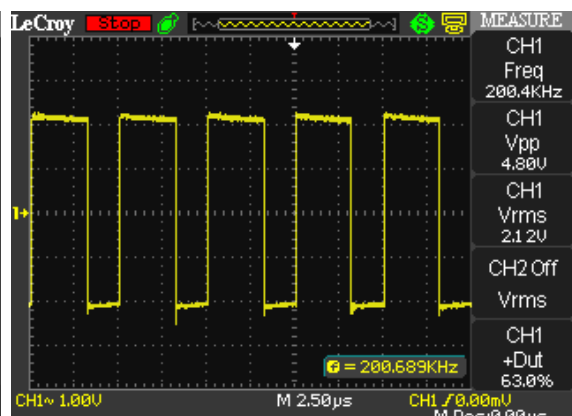
Bez vstupného harmonického signálu.

Bez prítomného vstupného harmonického signálu je strieda modulovaného signálu 50%, čo je možné vidieť na obrázku 6.2.3. Po pripojení vstupného harmonického signálu dochádza k zmene šírky pulzov ako bolo vysvetlené v kapitole 2.2. Priebehy modulovaného signálu so striedou 63% a 35% približne odpovedajúcim kladnej a zápornej časti vlny harmonického vstupného signálu zachytené pomocou zastavenia priebehu na osciloskope, je možné vidieť na obrázkoch 6.2.4 a 6.2.5.



Obr. 6.2.4: Pulzne šírko modulovaný signál.

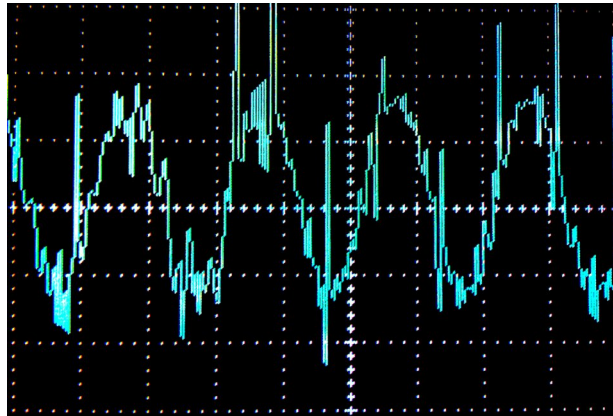
Strieda 35%



Obr. 6.2.5: Pulzne šírko modulovaný signál.

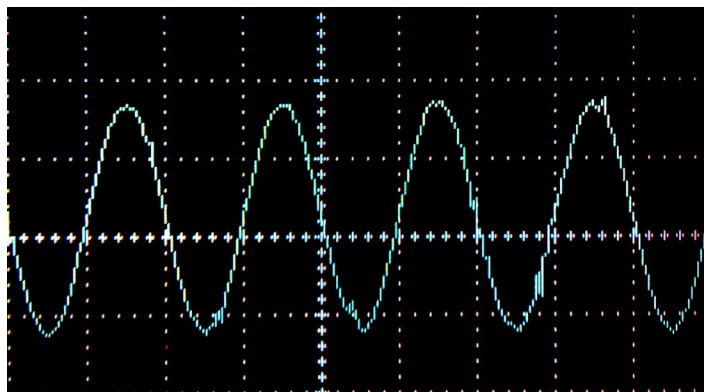
Strieda 63%

Signál na výstupe zosilňovača bez pripojenej záťaže je možné vidieť na obrázku 6.2.6. V signále je obsiahnuté veľké množstvo vysokofrekvenčného nosného signálu, pretože výstupný LC filter správne filtruje signál iba pri pripojenej záťaži.



Obr. 6.2.6: Signál na výstupe zosilňovača bez pripojenej záťaže

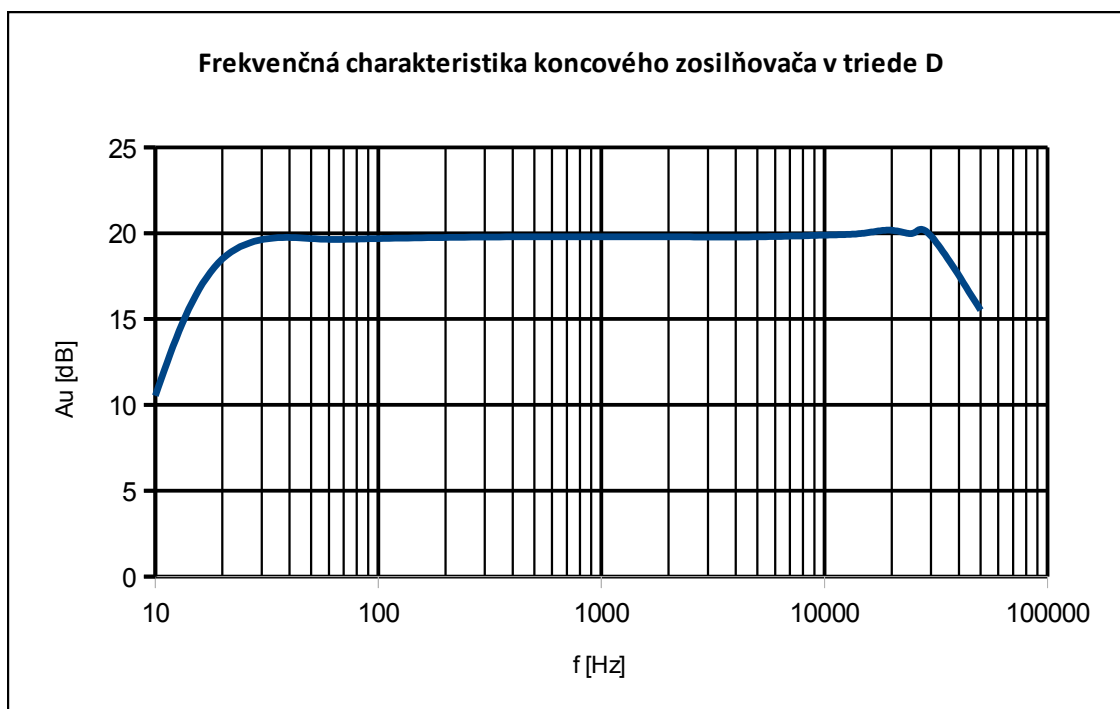
Výstupný signál po pripojení záťaže je možné vidieť na obrázku 6.2.7, na ktorom je možné pozorovať už dobre odfiltrovaný signál s minimom vysokofrekvenčného nosného signálu.



Obr. 6.2.7: Signál na výstupe zosilňovača s pripojenou záťažou

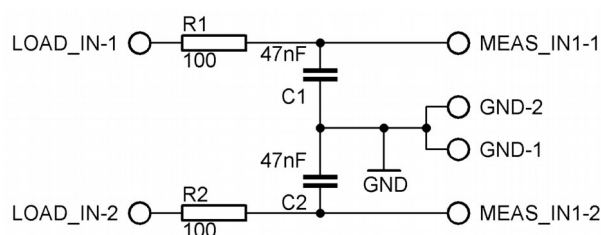
Na obrázku 6.2.6 a 6.2.7 bol vstupný signál sínusový harmonický signál o amplitúde 1V a frekvencii 1kHz privedený priamo na DPS koncového zosilňovača, na meranie výstupu bola použitá osciloskopická sonda 1:10, jeden dielik na obrázku odpovedá napätiu 5V.

Na obrázku 6.2.8 je možné vidieť amplitúdovú frekvenčnú charakteristiku koncového zosilňovača nameranú s použitím osciloskopu pri zosilnení cca 20dB. Zosilňovač prenáša signál o kmitočte od cca 20Hz až do cca 25kHz, potom začne amplitúda signálu prudko klesať vzhľadom na medzný kmitočet použitého LC filteru.



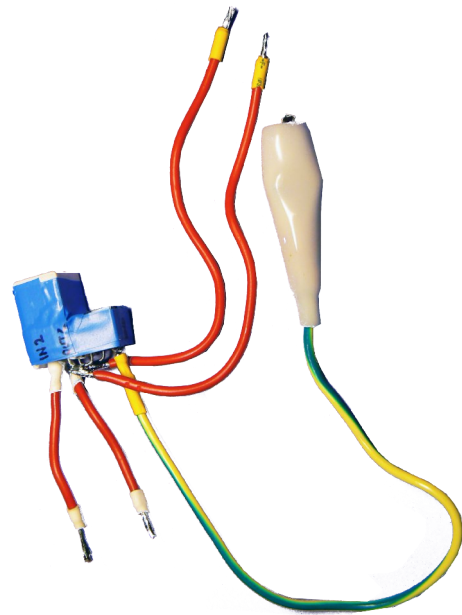
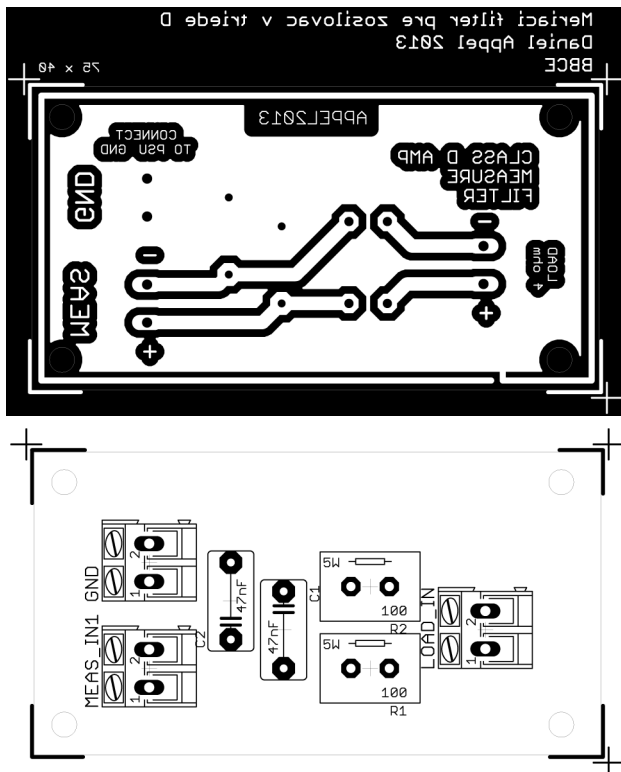
Obr. 6.2.8: Frekvenčná amplitúdová charakteristika koncového zosilňovača v triede D

Pri meraní bol použitý merací filter skonštruovaný podľa zásad a schémy zapojenia z [36]. Filter zlepšuje filtráciu vysokofrekvenčných zložiek na výstupe zosilňovača a spresňuje tak výsledky meraní. Preto je možné pozorovať na obrázku 6.2.7 posunutie fáze signálu po pripojení filtra. Schému zapojenia filtra je možné vidieť na obrázku 6.2.9. Vzhľadom na to, že zem je v zapojení plného mosta plávajúca, je nutné merať výstup zosilňovača diferenciálnou sondou. Tá ale v dobe merania zosilňovača nebola k dispozícii, zapojenie filtra bolo teda upravené dimenzovaním odporov na 5W, aby mohla byť v prípade potreby použitá sonda štandardná.



Obr. 6.2.9: Schéma zapojenia filtra pre meranie zosilňovačov v triede D

Predlohu DPS a osadzovací plán je možné vidieť na obrázku 3.1.8. Vzhľadom na jednoduchosť zapojenia, bolo rozhodnuté jednotlivé prvky filtra spojiť drátovým spojením, čo sa ukázala byť jednoduchá a rýchla cesta.



Obr. 6.2.10: Filter pre meranie zosilňovača v triede D : Predloha DPS (vľavo hore), osadzovací plán DPS (vľavo dole), finálna verzia filtra bez DPS (vpravo)

Predloha DPS a osadzovací plán v mierke 1:1, rozmery 75 x 40 mm

Ďalšie podrobné merania zosilňovača bohužiaľ nebolo možné uskutočniť vzhľadom na problémov s budičom tranzistorov HIP4081, ktorý musel byť v procese merania dva krát vymenený, a taktiež z hľadiska sťahovania ústavu UREL do nových priestorov, čo obmedzilo možnosti merania ešte niekoľko týždňov pred samotným sťahovaním. Výroba šasi, predných panelov sa ukázali viac časovo náročné ako bolo predpokladané. Problémy s dostupnosťou súčiastok tiež prispeli k zvýšenej časovej náročnosti projektu.

Prvý obvod budiča tranzistorov nefungoval hneď pri prvom pokuse o oživenie zosilňovača, na jeho výstupe síce boli priebehy približne odpovedajúce teoretickým predpokladom, ich napäťové hodnoty a jednotlivá synchronizácia výstupov bola nekorektná, čo značne skomplikovalo diagnostifikáciu problému. Problémy s diagnostikou zväčšovala aj chybná funkcia nadprúdovej ochrany, ktorá bola spôsobená montážou odporu rádovo chybné hodnoty, čo bolo ale rýchlo opravené. Obvod budiča bol pravdepodobne poškodený pri pájkovaní, aj napriek použitiu kvalitnej pájkovacej stanice s digitálnym nastavovaním teploty s novým pájkovacím hrotom určeným pre pájkovanie súčiastok pre povrchovú montáž. Obvod taktiež mohla aj napriek používaniu ESD náramku poškodiť statická elektrina. Problémy so správnou funkciou druhého budiča, ktoré sa vyskytli počas testovania maximálneho výkonu zosilňovača boli

spôsobené vyššou výkonovou stratou na tomto obvode ako bolo predpokladané, čo viedlo k trvalému poškodeniu obvodu. Tento neočakávaný problém bol vyriešený zvýšením hodnôt odporu rezistorov na vstupoch gate koncových tranzistorov, ktoré majú za úlohu znížiť stratu na budiči tranzistorov z hodnoty 10Ω na 33Ω , a pridaním malého chladiča pre integrované obvody na obvod budiča. Pri testovaní a meraní zosilňovača bolo dosiahnuté bol dosiahnutý výkon vyšší ako 150W, čo splňuje podmienky zadania. Je predpokladané, že maximálny výstupný výkon bude ešte vyšší. Dôkladné meranie výstupného výkonu, účinnosti, a THD bude určite v budúcnosti uskutočnené vzhľadom na to, že prototyp zosilňovača je určený pre praktické použitie autorom práce.

ZÁVER

Cieľom tejto práce sa bolo zoznámiť s problematikou návrhu výkonového audio zosilňovača v triede D, vrátane predzosilňovača, zostrojiť funkčný prototyp zosilňovača. Zosilňovač bol vytvorený vzhľadom na požiadavky pre nástrojový zosilňovač pre basgitaru, predzosilňovač ponúka široké možnosti korekcie signálu. V prvej a druhej kapitole práce sa nachádza oboznámenie s teoretickými poznatkami nutnými pre správne pochopenie danej problematiky. V tretej kapitole bol popísaný výber súčiastok a vytvorené zapojenie, ktorého vybrané bloky boli simulované v programoch Pspice a Filter solutions. V štvrtej časti bola navrhnutá napájacia jednotka s parametrami splňujúcimi potreby zosilňovača. V piatej časti bol popísaný spôsob vyhotovenia mechanickej konštrukcie vrátane výroby šasi a prístrojového panelu. V poslednej časti sú prezentované výsledky experimentálneho merania. V prílohách práce sú uvedené detailné podklady pre výrobu zosilňovača a fotografická dokumentácia výsledného zosilňovača.

Prototyp zosilňovača bol úspešne zostrojený a oživený. Bolo vyhotovené robustné prístrojové šasi postavené na mieru pre zosilňovač, vrátane predného a zadného prístrojového panela s popisom ovládacích prvkov. Oživenie predzosilňovača a napájacej jednotky prebehlo v zásade bez problémov, fungovali na prvé zapnutie. Oživenie koncového zosilňovača sa ukázalo ako oveľa náročnejšie. V meraní predzosilňovača bol dôraz kladený na detailné zmeranie frekvenčných modulových charakteristík všetkých typov korekcií signálu, ktorých priebehy približne odpovedali teoretickým predpokladom. Následne boli detailne namerané napäťové priebehy v jednotlivých bodoch koncového zosilňovača v triede D, a jeho modulová frekvenčná charakteristika. Dôkladnejšie meranie niektorých charakteristík koncového zosilňovača bohužiaľ nebolo možné uskutočniť vzhľadom na časové možnosti práce, ktoré boli obmedzené problémami s budičom tranzistorov, časovou náročnosťou vyhotovenia mechanickej konštrukcie a taktiež obmedzené sťahovaním ústavu UREL do nových priestorov. Zosilňovač bude prakticky využívaný autorom práce, ďalšie merania budú teda doplnené v budúcnosti pre potreby autora práce.

LITERATÚRA

- [1] KOTISA, Z. *NF zesilovače: 3. díl Tranzistorové výkonové zesilovače*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2003, 95 s. ISBN 80-730-0065-2.
- [2] SELF, D., *Audio power amplifier design handbook*. 4th ed. Boston: Newnes, 2006, xix, 468s. ISBN 07-506-8072-5.
- [3] KOTISA, Z. *NF zesilovače: 1. díl Předzesilovače*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2003, 95 s. ISBN 80-730-030-X.
- [4] Equal Loudness Curves. *Weber Speakers: Home of Ted Weber's Famous Loudspeakers* [online]. [cit. 2012-12-05]. Dostupné z: <<http://www.webervst.com/fm.htm>>
- [5] KRATOCHVÍL, T., *Koncové a výkonové zesilovače, Prednáška BNFE č.5*, Brno: Ústav radioelektroniky, FEKT Vysoké učení technické v Brně.
- [6] Bass Amplification | Shuttle Series: Shuttle 3.0. Genz Benz [online]. [cit. 2013-05-19]. Dostupné z: <<http://www.genzbenz.com/?fa=detail&mid=2262&sid=610&cid=95>>
- [7] Hondam J., Adams, J.: *Application Note – AN1071 – Class D audio Amplifier Basics*. International Rectifier, [online]. 2005 [cit. 2012-12-05]. Dostupné z WWW: <<http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1071.pdf>>
- [8] ŠTÁL, P., *Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D základní principy a konstrukce zesilovače*, Praha: BEN – technická literatura, 2008. 200s. ISBN 978-80-7300-230-5.
- [9] Delano, C.: *Application Note – AN9 – Designing with Switching Amplifiers for Performance and Reliability*. Tripath, 1999 [cit. 2012-12-05]. Dostupné z: <<http://www3.telus.net/scratchy-kicks-ass/ApplicationNotes/an9.pdf>>
- [10] MOREY, B., R. VASUDEVAN a I. WOLOSCHIN. *Class D Audio Amplifier: The design of a live audio Class D audio amplifier with greater than 90% efficiency and less than 1% distortion*. WORCESTER POLYTECHNIC INSTITUTE, 2008. Dostupné z: <<http://www.wpi.edu/Pubs/E-project/Available/E-project-041808-145643/unrestricted/report.pdf>>. Major Qualifying Project. WORCESTER POLYTECHNIC INSTITUTE. Vedoucí práce J. McNeill, A. Klein.
- [11] KREUZER, A.: *JFET Bass Preamp*. [online]. Version 2.1 (07/08/2002). [cit. 2012-12-05]. Dostupné z: <<http://www.albertkreuzer.com/preamp.htm>>
- [12] DANZ, G.: *Application note 9525 – Class-D Audio II Evaluation Board*. [online] Intersil, 1999 [cit. 2012-12-05]. Dostupné z WWW: <<http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/an95/an9525.pdf>>
- [13] LT1208, *Dual and Quad 45MHz, 400V/μs OpAmps*. Linear Technology, [online]. 2012 [cit. 2012-12-06]. Dostupné z: <<http://cds.linear.com/docs/Datasheet/Lt1208.pdf>>
- [14] LT1358, *Dual and Quad 25MHz, 600V/μs OpAmps*. Linear Technology, [online]. 2012 [cit. 2012-12-06]. Dostupné z: <<http://cds.linear.com/docs/Datasheet/135859fb.pdf>>
- [15] LT1361, *Dual and Quad 50MHz, 800V/μs OpAmps*. Linear Technology, [online].

- 2012 [cit. 2012-12-06]. Dostupné z:
<<http://cds.linear.com/docs/Datasheet/13612fa.pdf>>
- [16] LT1364, *Dual and Quad 70MHz, 1000V/μs OpAmps*. Linear Technology, [online]. 2012 [cit. 2012-12-06]. Dostupné z:
<<http://cds.linear.com/docs/Datasheet/13645fa.pdf>>
- [17] MAX038, *High-Frequency Waveform Generator*. MAXIM [online], 2005. [cit. 2012-12-05]. Dostupné z: <<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX038.pdf>>
- [18] LT1394, *7ns, Low Power, Single Supply, Ground-Sensing Comparator*. Linear Technology, [online]. 2012 [cit. 2012-12-06]. Dostupné z:
<<http://cds.linear.com/docs/Datasheet/1394f.pdf>>
- [19] Parametric Search: Power Management > MOSFET Drivers > Half, Full Bridge and Three Phase Drivers. INTERSIL. [online]. 2012 [cit. 2012-12-06]. Dostupné z:
<<http://www.intersil.com/en/parametricsearch.html?g=power-management&sg=mosfet-drivers&f=half--full-bridge-and-three-phase-drivers#g=power-management&sg=mosfet-drivers&f=half--full-bridge-and-three-phase-drivers>>
- [20] HIP4081A, 80 V High Frequency H-Bridge Driver. Intersil, [online]. 2004 [cit. 2012-12-05]. Dostupné z WWW:
<<http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/fn36/fn3659.pdf>>
- [21] DANZ, George. Application Note AN9325.3: HIP4081, 80V High Frequency H-Bridge Driver. [online]. 2003, s. 14 [cit. 2013-05-19]. Dostupné z:
<http://www.hvllabs.com/files/HIP4081application.pdf>
- [22] IRF540N, *HEXFET® Power MOSFET*. International Rectifier, [online]. 2001 [cit. 2012-12-05]. Dostupné z: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf540n.pdf>>
- [23] IRFB5615, *HEXFET® Power MOSFET*. International Rectifier, [online]. 2011 [cit. 2012-12-05]. Dostupné z: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf1310n.pdf>>
- [24] IRF540Z, *HEXFET® Power MOSFET*. International Rectifier, [online]. 2010 [cit. 2012-12-05]. Dostupné z: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf540z.pdf>>
- [25] IRF3710ZG, *HEXFET® Power MOSFET*. International Rectifier, [online]. 2011 [cit. 2012-12-05]. Dostupné z: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf3710zgpbf.pdf>>
- [26] IRF3710Z, *HEXFET® Power MOSFET*. International Rectifier, [online]. 2010 [cit. 2012-12-05]. Dostupné z: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/airf3710z.pdf>>

- [27] IRFB4610, *HEXFET® Power MOSFET*. International Rectifier, [online]. 2008 [cit. 2012-12-05]. Dostupné z: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfs4610.pdf>>
- [28] IRFB4510, *HEXFET® Power MOSFET*. International Rectifier, [online]. 2012 [cit. 2012-12-05]. Dostupné z: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfb4510pbf.pdf>>
- [29] PATOČKA, M. *Výkonová elektronika*. Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky : Vysoké učení technické v Brně Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. 140 s.
- [30] Cerezo, J.: *Application Note AN-1070 – Class D audio Amplifier Performance Relationship to MOSFET Parameters*. International Rectifier, [online] 2005 [cit. 2012-12-05]. Dostupné z WWW: <<http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1070.pdf>>
- [31] CD4013BC, *Dual D-Type Flip-Flop*. Fairchild Semiconductor, [online]. 2002 [cit. 2012-12-08]. Dostupné z: <<http://www.fairchildsemi.com/ds/CD/CD4013BC.pdf>>
- [32] ZOBEL Filters for CROSSOVER Networks: Zobel Loudspeaker Impedance Correction Circuit. *Car Stereo: The Internet Guide To Car Audio* [online]. [cit. 2012-12-05]. Dostupné z: <<http://www.carstereo.com/help/Articles.cfm?id=36>>
- [33] BRANČÍK, L., DOSTÁL T., *Analogové elektronické obvody*. Vysoké učení technické v Brně: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2007. 194 s.
- [34] DiyAudio™ Soft Start Board Build Guide. [online]. 2012, s. 16 [cit. 2013-04-29]. Dostupné z: <<http://www.diyaudio.com/media/build-guides/diyaudio-softstart-build-guide-v1.0.pdf>>
- [35] ELLIOTT, Rod. Project 55: *VU And PPM Audio Metering*. [online]. [cit. 2013-04-29]. Dostupné z: <<http://sound.westhost.com/project55.htm>>
- [36] Application Report SLOA107: *RC Filter Box for Class-D Output Power and THD+N Measurement*. [online]. [cit. 2013-05-19]. Dostupné z: <<http://www.ti.com/lit/an/sloa107/sloa107.pdf>>

ZOZNAM SYMBOLOV, VELIČÍN A SKRATIEK

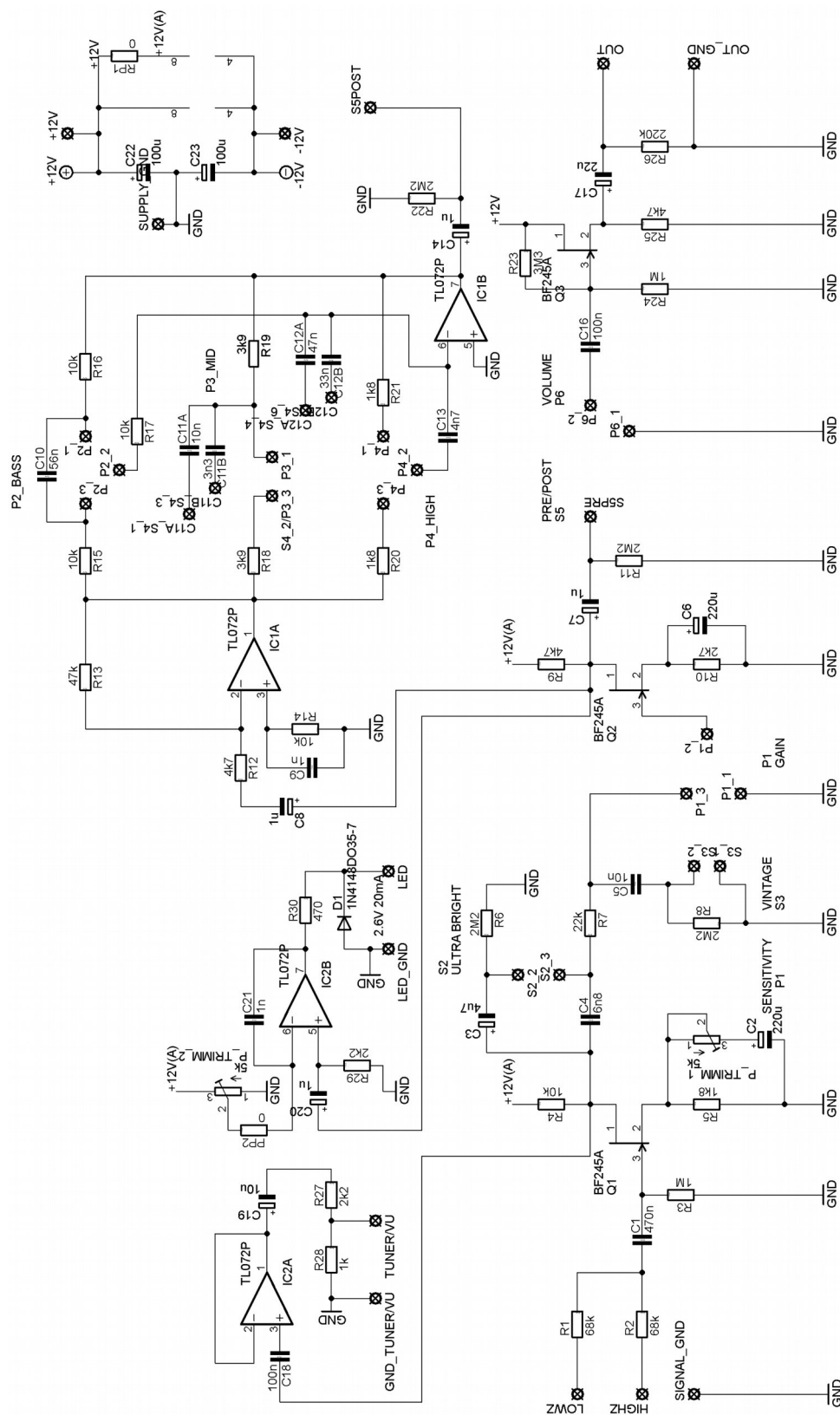
A	[dB]	zisk zosilňovača
B	[T]	magnetická indukcia
C	[F]	kapacita kondenzátora
C_{OSS}	[F]	výstupná kapacita tranzistora MOSFET
f	[Hz]	kmitočet
I	[A]	prúd
L	[H]	indukčnosť cievky
M	[-]	stupeň modulácie
P	[W]	výkon
P_{OUT}	[W]	výstupný výkon
Q	[C]	náboj
Q_G	[C]	náboj elektródy gate MOSFET tranzistoru
Q_{RR}	[C]	hodnota komutačného náboja integrovanej diódy tranzistora MOSFET
$R_{DS(ON)}$	[Ω]	statický odpor medzi elektródami drain a source tranzistora MOSFET v zopnutom stave
R_Z	[Ω]	odpor záťaže
T_j	[$^{\circ}\text{C}$]	teplota čipu
T_0	[$^{\circ}\text{C}$]	teplota okolia
$THD+N$	[%]	činiteľ harmonického skreslenia so šumom
t_r	[s]	doba nábehu
t_f	[s]	doba dobehu
U_{DS}	[V]	napätie medzi elektródou drain a source tranzistora
θ	[$^{\circ}\text{C}$]	Teplota
φ	[$^{\circ}$]	fáza

CLK	hodinový signál digitálnych obvodov
EM	elektromagnetický
ESR	ekvivalentný sériový odpor
MID	midrange – stredové pásmo
LED	light emitting diode – luminiscenčná dióda
MOSFET	metal oxide semiconductor field effect transistor
PWM	pulse width modulation – pulzne šírková modulácia
TTL	tranzistorovo-tranzistorová logika

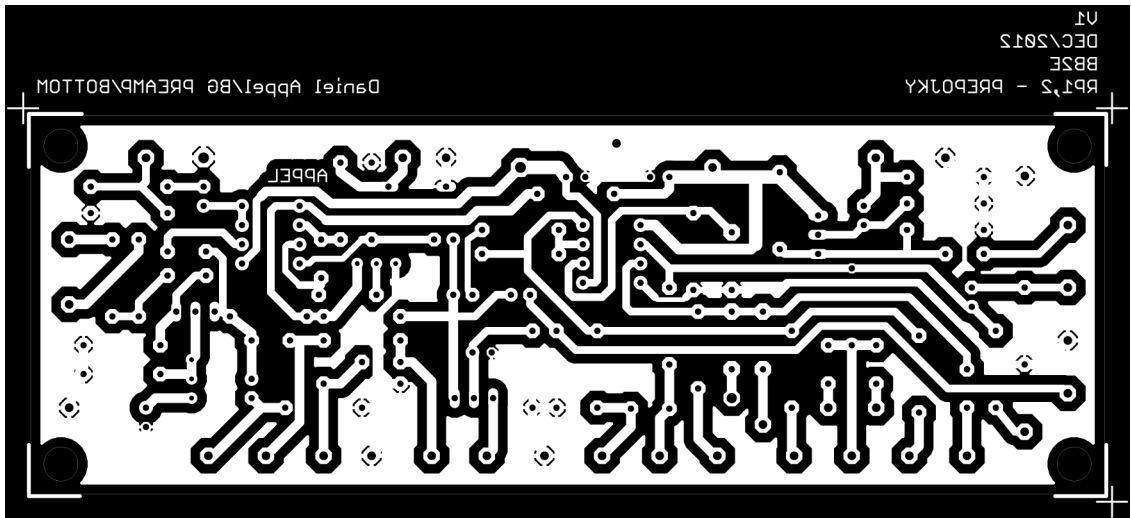
ZOZNAM PRÍLOH

A Podklady návrhu predzosilňovača.....	67
B Zoznam súčiastok predzosilňovača.....	70
C Podklady návrhu koncového zosilňovača	72
D Zoznam súčiastok Koncového zosilňovača.....	77
E Podklady návrhu napájacej jednotky.....	79
F Zoznam súčiastok napájacieho zdroja.....	83
G Podklady návrhu Predného prístrojového panelu.....	84
H Fotografická dokumentácia.....	86

A PODKLADY NÁVRHU PREDZOSILŇOVAČA

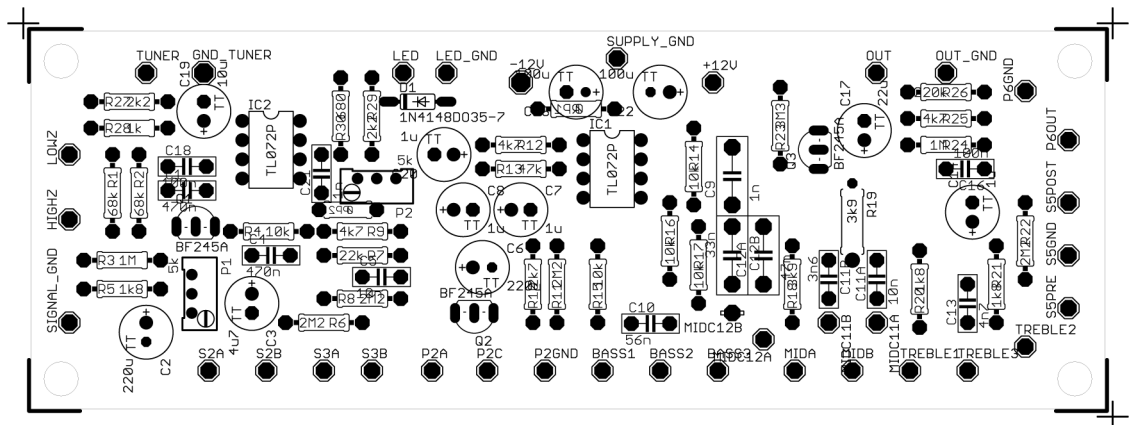


Obrázok A1 : Schéma zapojenia predzosilňovača

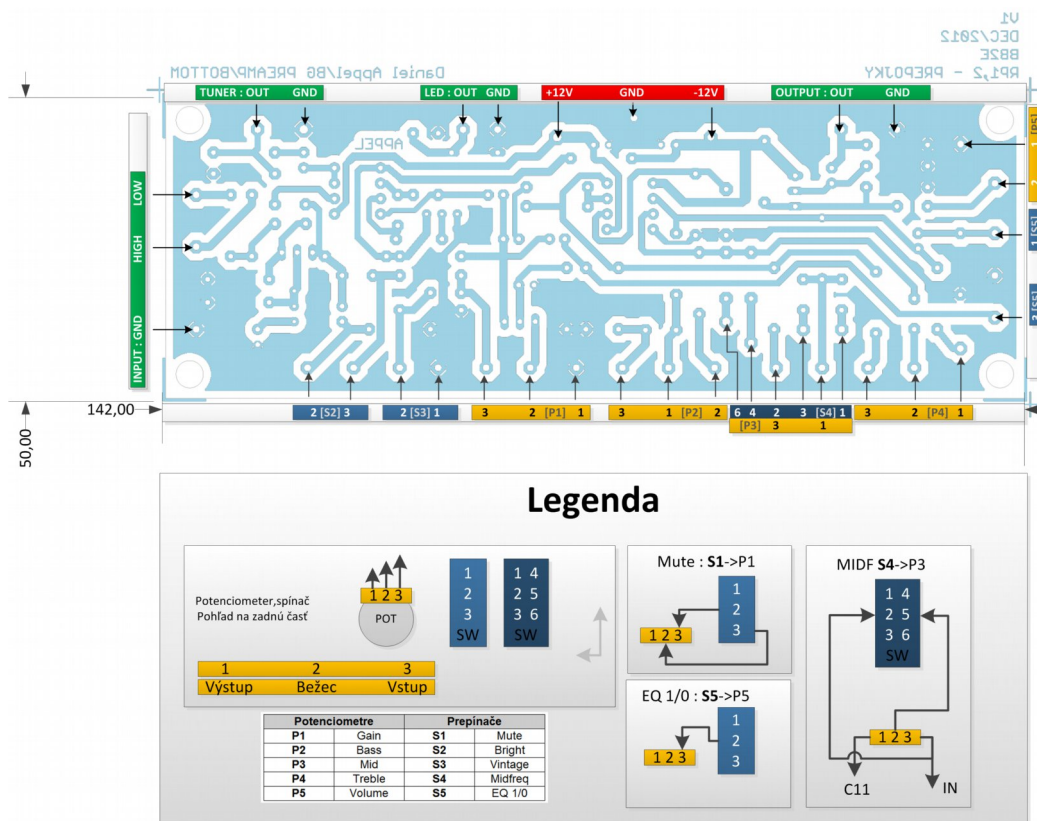


Obrázok A2 : Doska plošných spojov, strana BOTTOM, rozmery dosky 142 x 50 mm.

Mierka 1:1



Obrázok A3 : Osadzovací plán, strana TOP.



Obrázok A4 : Osadzovací plán – montáž prepínačov a potenciometrov

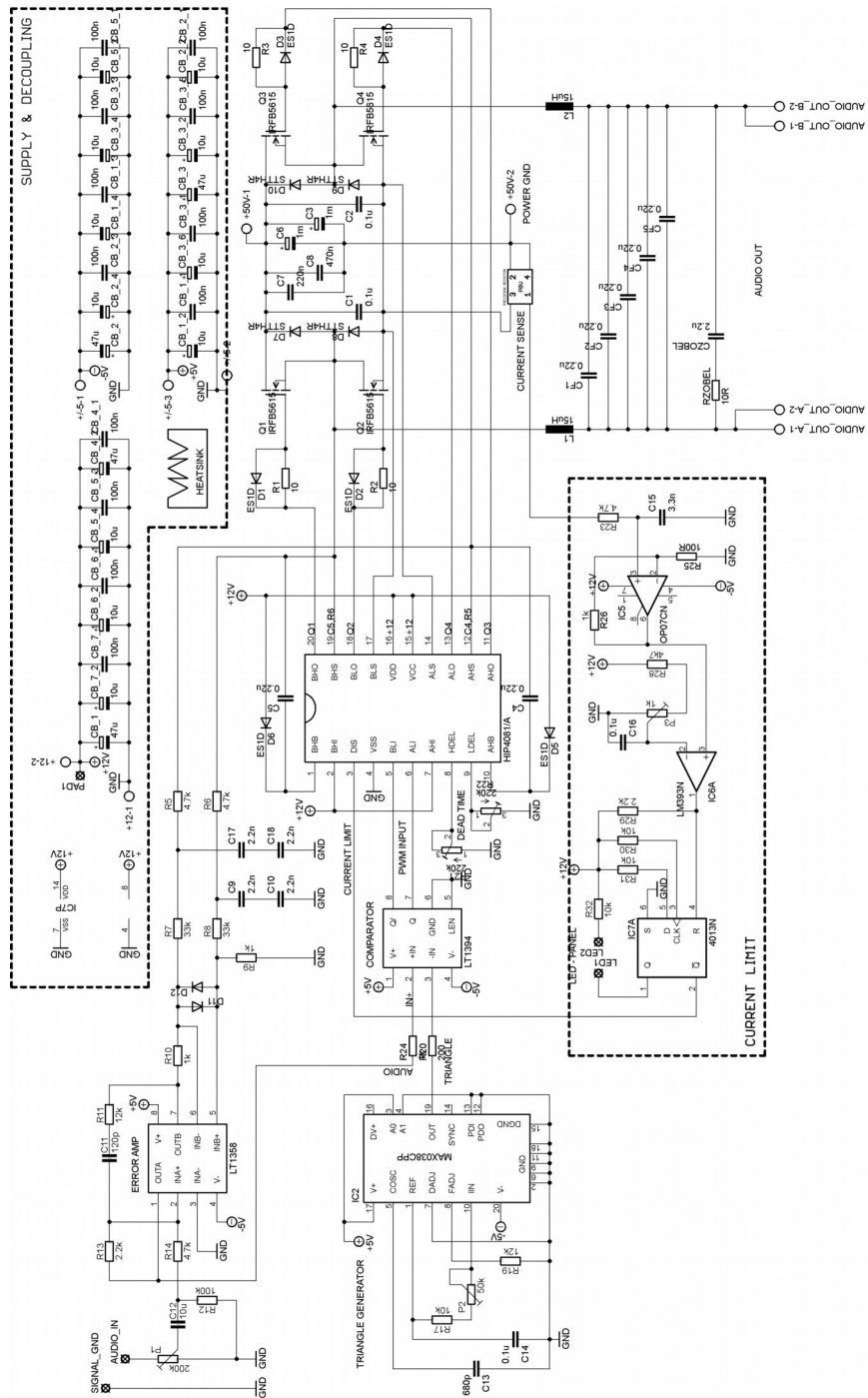
B ZOZNAM SÚČIASTOK PREDZOSILŇOVAČA

Súčiastka	Hodnota	Púzdro	Vývody	Popis	ks
IC1,IC2	TL072	DIL08	-	Operačný zosilňovač	2
DIL8 socket	DIL08	DIL08	-	Patica	2
Q1,Q2,Q3	BF245A	TO92	-	JFET tranzistor	3
D1	1N4148	DO35-7	-	Dióda	1
P1	5k	RTRIM64W	-	Trimmer	1
P2	100k log	pc1621nak	-	Potenciometer	1
P3,P4,P5	100k	pc1621nbk	-	Potenciometer	3
P6	1M log		-	Potenciometer	1
P7	5k	RTRIM64W	-	Trimmer	1
Knoflíky 1	-	-	-	Kryt potenciometra	2
Knoflíky 2	-	-	-	Kryt potenciometra	3
Konektor JACK	Cliff 6,3mm	-	-	Jack vstupný	2
S1,S2,S3	-	S1,S2,S3	-	Prepínače ONON	3
S4,S5	-	PRZELBL1X3	-	Prepínače ONON	2
RP1,RP2	0	0207/15	15mm	Nulový odpor/prepojka	2
C1,C4	6n8	C050-025X075	5mm	Fóliový kondenzátor	2
C3	4u7	TT2D7	2,54mm	Elektrolytický kondenzátor	1
C5	10n	C050-025X075	5mm	Fóliový kondenzátor	1
C6,C7,C2	220u	TT2D7	2,54mm	Elektrolytický kondenzátor	3
C9	1n	C075-032X103	7,5mm	Fóliový kondenzátor	1
C10	56n	C050-025X075	5mm	Fóliový kondenzátor	1
C11A	10n	C050-025X075	5mm	Fóliový kondenzátor	1
C11B	3n6	C050-025X075	5mm	Fóliový kondenzátor	1
C12A	47n	C075-032X103	7,5mm	Fóliový kondenzátor	1
C12B	33n	C075-032X103	7,5mm	Fóliový kondenzátor	1
C13	4n7	C050-025X075	5mm	Fóliový kondenzátor	1
C14,C8	1u	TT2D7	2,54mm	Elektrolytický kondenzátor	2
C20	1u	TT2D7	2,54mm	Elektrolytický kondenzátor	1
C16,C18	100n	C050-025X075	5mm	Fóliový kondenzátor	2
C17	22u	TT2D7	2,54mm	Elektrolytický kondenzátor	1
C19	10u	TT2D7	2,54mm	Elektrolytický kondenzátor	1
C21	1n	RM5_2,5	5mm	Fóliový kondenzátor	1
C22,C23	100u	CPOL-EUTT2D7	2,54mm	Elektrolytický kondenzátor	1
R1,R2	68k	0309/10	10mm	Rezistor	2
R3,R24	1M	0309/10	10mm	Rezistor	2
R6,R8,R11,R22	2M2	0309/10	10mm	Rezistor	4
R7	22k	0309/10	10mm	Rezistor	1
R9,R12,R25	4k7	0309/10	10mm	Rezistor	3
R10	2k7	0309/10	10mm	Rezistor	1

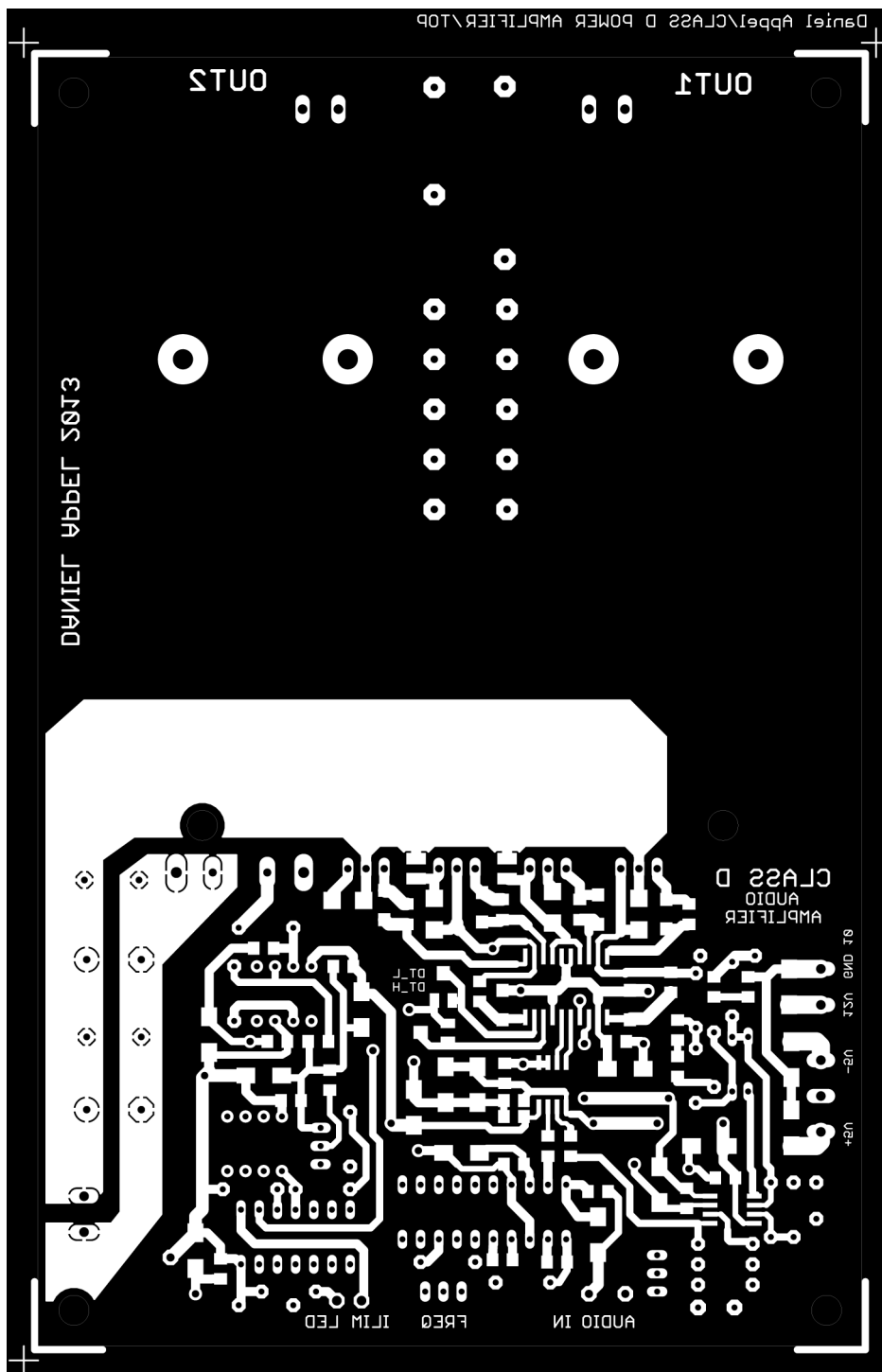
R13	47k	0309/10	10mm	Rezistor	1
R4,R14,R15,R16,R17	10k	0309/10	10mm	Rezistor	5
R18,R19	3k9	0309/10	10mm	Rezistor	2
R5,R20,R21	1k8	0309/10	10mm	Rezistor	3
R23	3M3	0309/10	10mm	Rezistor	1
R26	220k	0309/10	10mm	Rezistor	1
R27,R29	2k2	0309/10	10mm	Rezistor	2
R28	1k	0309/10	10mm	Rezistor	1
R30	680	0309/10	10mm	Rezistor	1
R30	680	0309/10	10mm	Rezistor	1

Tabuľka B1: Zoznam súčiastok predzosilňovača

C PODKLADY NÁVRHU KONCOVÉHO ZOSILŇOVAČA

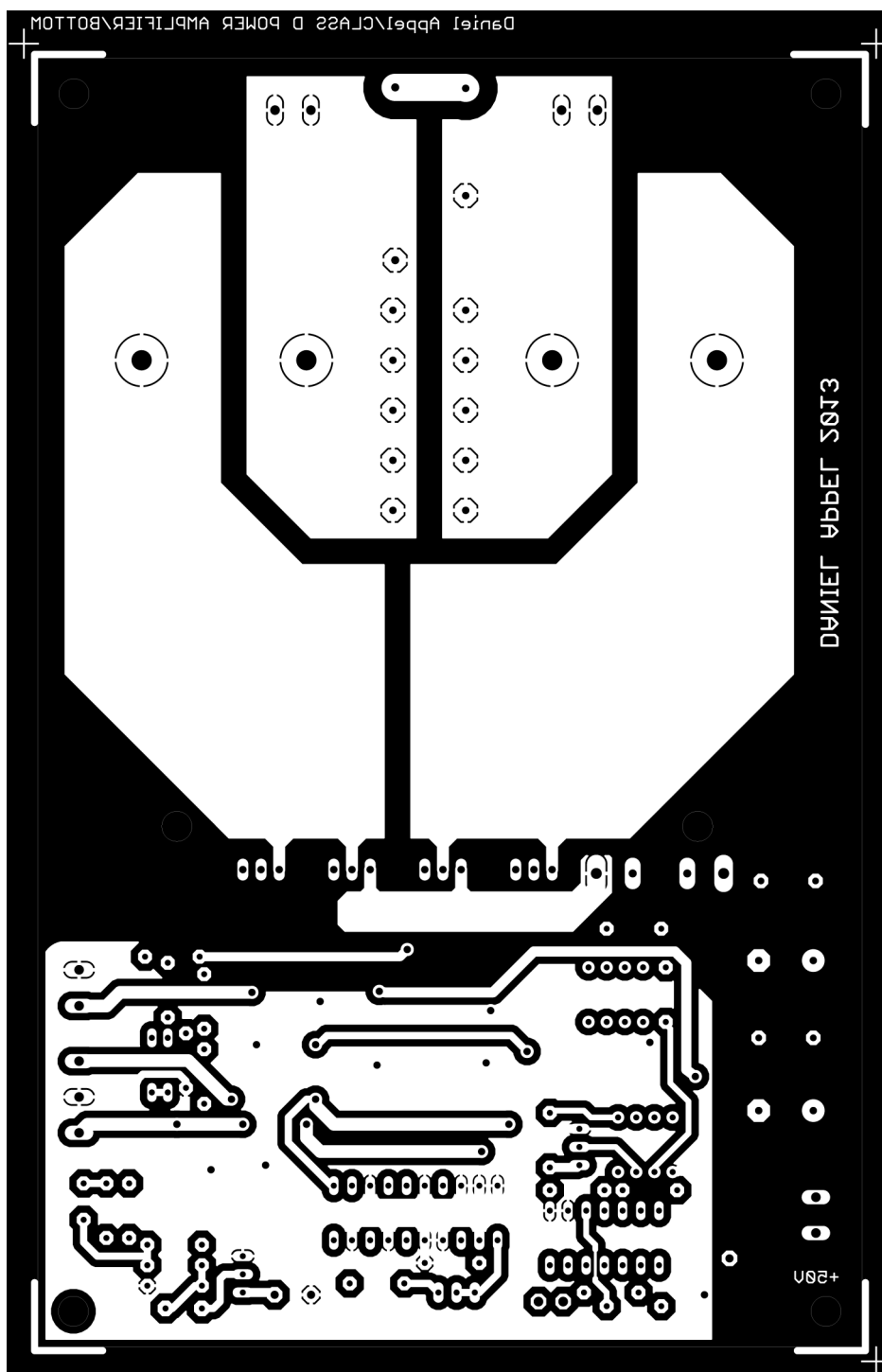


Obrázok C1 : Schéma zapojenia koncového zosilňovača



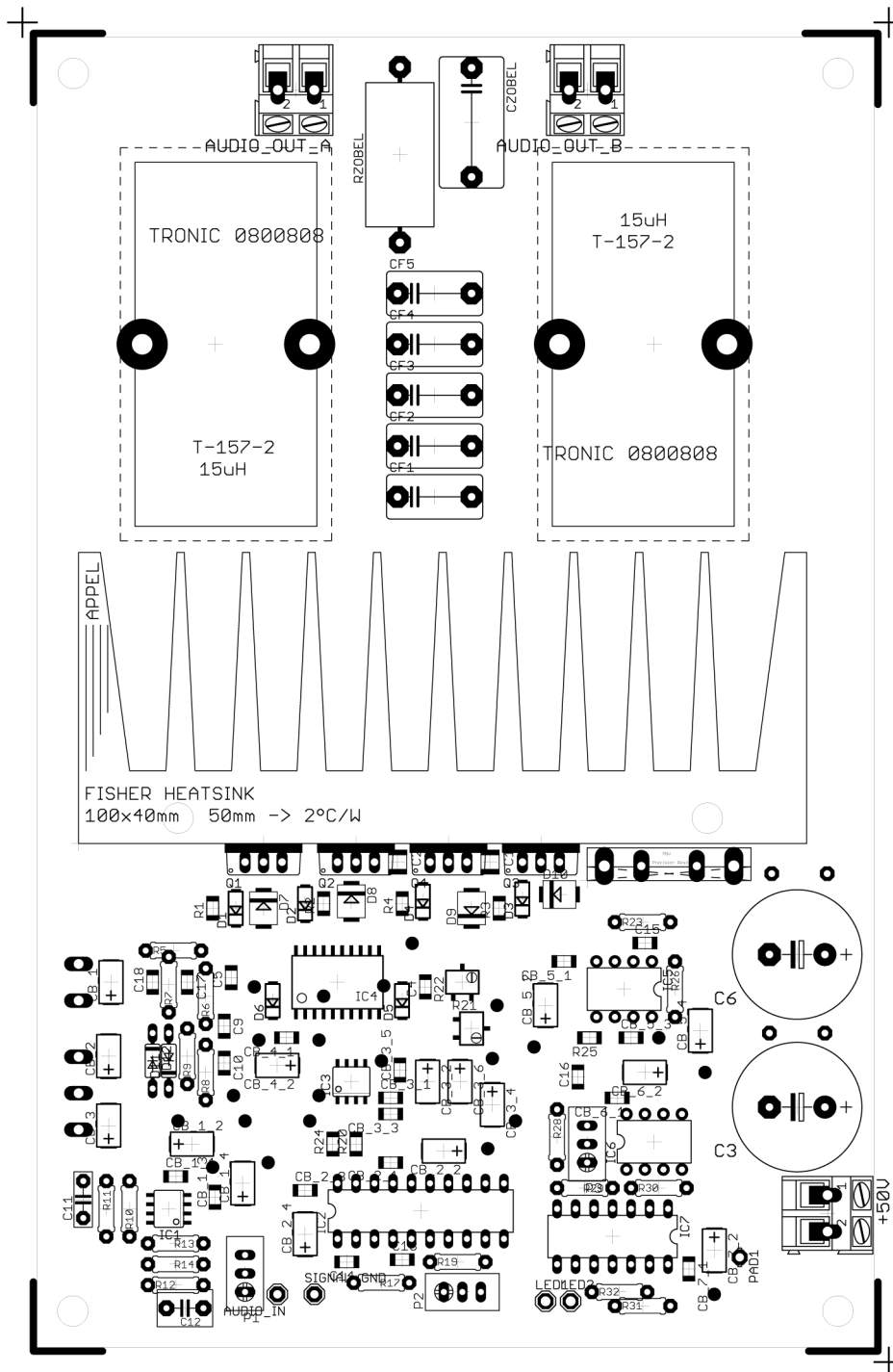
Obrázok C2 : Doska plošných spojov strana TOP, rozmery dosky 115 x 180 mm

Mierka 1:1

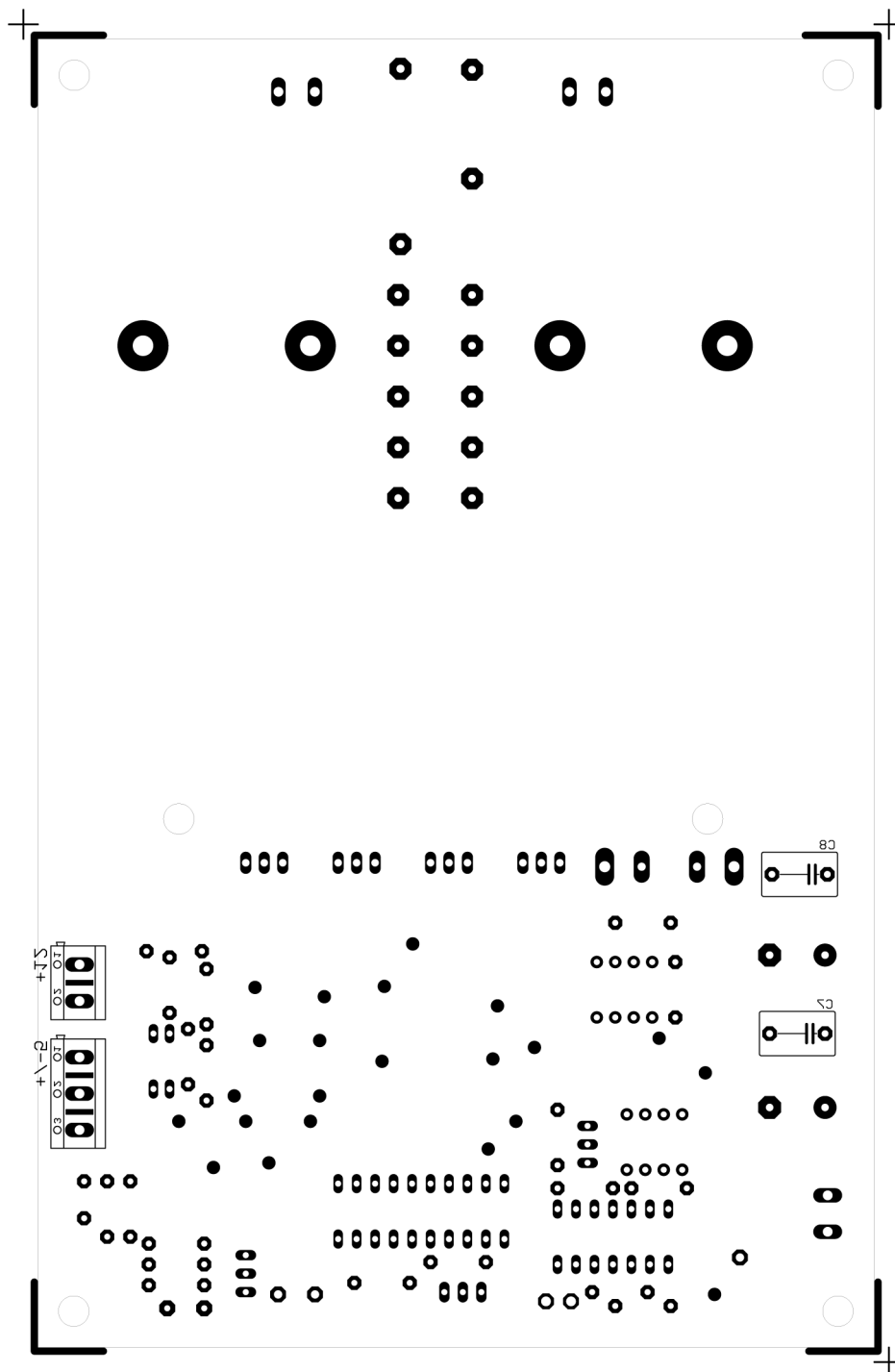


Obrázok C3 : Doska plošných spojov, strana BOTTOM, rozmery dosky 115 x 180 mm

Mierka 1:1



Obrázok C4: Osadzovací plán, strana TOP.



Obrázok C5 : Osadzovací plán, strana BOTTOM.

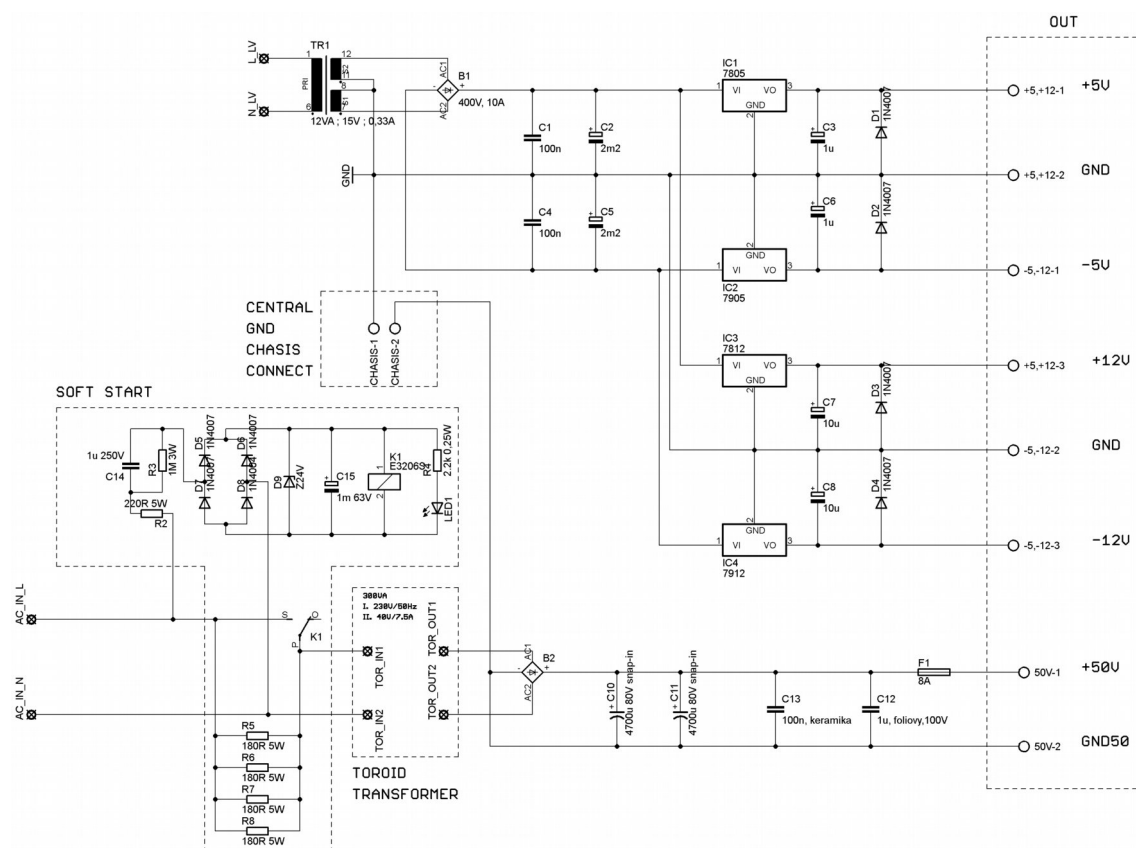
D ZOZNAM SÚČIASTOK KONCOVÉHO ZOSILŇOVAČA

Súčiastka	Hodnota 1	Hodnota 2	Púzdro	Popis	ks
IC1	LT1358	-	SOIC08	OZ	1
IC2	MAX038	-	DIL20	Generátor	1
IC2 socket	-	-	DIL20	Patica	1
IC3	LT1394	-	SOIC08	Komparátor	1
R_PBV	0.01	-	PBV	Presný rezistor 10W	1
L1,L2	15u	-	T-157-2	Cievka	1
IC4	HIP4081A	-	SOIC20	Budič	1
IC5	OP07CN	-	DIL08	Operačný zosilňovač	1
IC5 socket	-	-	DIL08	Patica	1
IC6	LM393N	-	DIL08	Komparátor	1
IC6 socket	-	-	DIL08	Patica	1
IC7	4013N	-	DIL14	Klopny obvod D	1
IC7 socket	-	-	DIL14	Patica	1
D1-D6	ES1D	200V/1A	DO214AC	Rýchla Dióda	6
D7-D10	STTH4R02U	200V/4A	SMB	Ultra rýchla dióda	4
D11,D12	1N4148	75V	DO35-7	Spínacia dióda	2
Q1-Q4	IRFB5615	-	TO220	Digital audio MOSFET	4
IN/OUT	250V	24A	AK300/2	Svorkovnice	3
HI	2-3 °C/W	-	100x40x25 mm	Chladič	1
C1,C2	100n	100V	C1210	Keramický kondenzátor	2
C3,C6	1m	100V	E7,5-18	Elektrolytický kondenzátor	2
C4,C5	0.22u 50V	50V	SMD1206	Keramický kondenzátor	2
C7	0.22u	100V	C050-055X075	Fóliový kondenzátor	1
C8	470n	100V MKS4	C050-055X075	Fóliový kondenzátor	1
C9,C10,C17,C18	220n	50V	SMD1206	Keramický kondenzátor	4
C11	120p	NPO	C050-055X075	Keramický kondenzátor	1
C12	10u	50V	C050-055X075	Keramický kondenzátor	1
C13	680p	NPO	SMD1206	Keramický kondenzátor	1
C14,C16	0.1u	50V	SMD1206	Keramický kondenzátor	2
C15	3.3n	50V	SMD1206	Keramický kondenzátor	1
CF1-CF5	220n	160V MKP4	C102-064X133	Fóliový kondenzátor	5
CZOBEL	2.2u	160V MKP4	C150-091X182	Fóliový kondenzátor	1
R1-R4	10	-	SMD1206	Rezistor	4
R5,R6	4.7k	-	0207/7	Rezistor	2
R7,R8	33k	-	0207/7	Rezistor	2
R9,R10,R26,R28	1k	-	0207/7	Rezistor	4
R11	12k	-	0207/7	Rezistor	1
R12	100k	-	0207/7	Rezistor	1
R13,R29	2.2k	-	0207/7	Rezistor	1

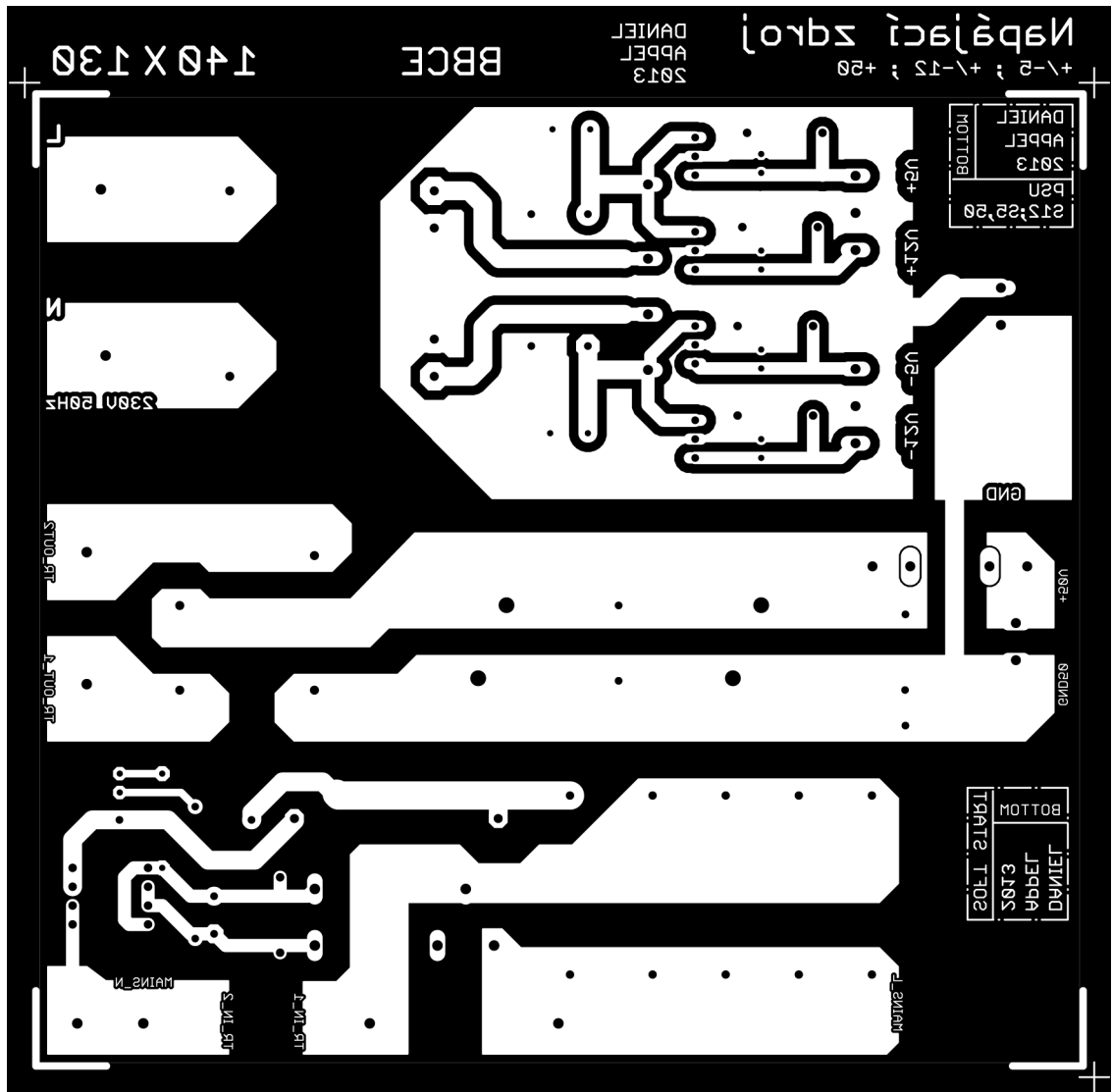
R14,R23	4.7k	-	0207/7	Rezistor	2
R17,R39,R13,R32	10k	-	0207/7	Rezistor	4
R19	12k	-	0207/7	Rezistor	1
R20	200	-	SMD1206	Rezistor	1
R24	1k	-	SMD1206	Rezistor	1
R25	100	-	SMD1206	Rezistor	1
RZOBEL	10 , 5W	-	0922/22	Rezistor 5W	1
P1	200k	-	64W	Trimmer – Audio Input	1
P2	50k	-	64W	Trimmer – Frequency	1
R21,R22	200k	-	53Y-L	Trimmer – Dead Time	2
P3	1k	-	64W	Trimmer – Current Limit	1
CB_1	47u	16V	CT6032	Tantalový kondenzátor	3
CB_2	47u	16V	CT6032	Tantalový kondenzátor	
CB_3	47u	16V	CT6032	Tantalový kondenzátor	
CB_1_2	10u	35V	CT6032	Tantalový kondenzátor	12
CB_1_4	10u	35V	CT6032	Tantalový kondenzátor	
CB_2_2	10u	35V	CT6032	Tantalový kondenzátor	
CB_2_4	10u	35V	CT6032	Tantalový kondenzátor	
CB_3_2	10u	35V	CT6032	Tantalový kondenzátor	
CB_3_4	10u	35V	CT6032	Tantalový kondenzátor	
CB_3_6	10u	35V	CT6032	Tantalový kondenzátor	
CB_4_2	10u	35V	CT6032	Tantalový kondenzátor	
CB_5_2	10u	35V	CT6032	Tantalový kondenzátor	
CB_5_4	10u	35V	CT6032	Tantalový kondenzátor	
CB_6_2	10u	35V	CT6032	Tantalový kondenzátor	
CB_7_2	10u	35V	CT6032	Tantalový kondenzátor	
CB_1_1	100n	50V XR7	SMD1206	Keramický kondenzátor	11
CB_1_3	100n	50V XR7	SMD1206	Keramický kondenzátor	
CB_2_1	100n	50V XR7	SMD1206	Keramický kondenzátor	
CB_3_1	100n	50V XR7	SMD1206	Keramický kondenzátor	
CB_3_3	100n	50V XR7	SMD1206	Keramický kondenzátor	
CB_3_5	100n	50V XR7	SMD1206	Keramický kondenzátor	
CB_4_1	100n	50V XR7	SMD1206	Keramický kondenzátor	
CB_5_1	100n	50V XR7	SMD1206	Keramický kondenzátor	
CB_5_3	100n	50V XR7	SMD1206	Keramický kondenzátor	
CB_6_1	100n	50V XR7	SMD1206	Keramický kondenzátor	
CB_7_1	100n	50V XR7	SMD1206	Keramický kondenzátor	

Tabuľka D1 - Zoznam použitých súčiastok koncového zosilňovača

E PODKLADY NÁVRHU NAPÁJACEJ JEDNOTKY

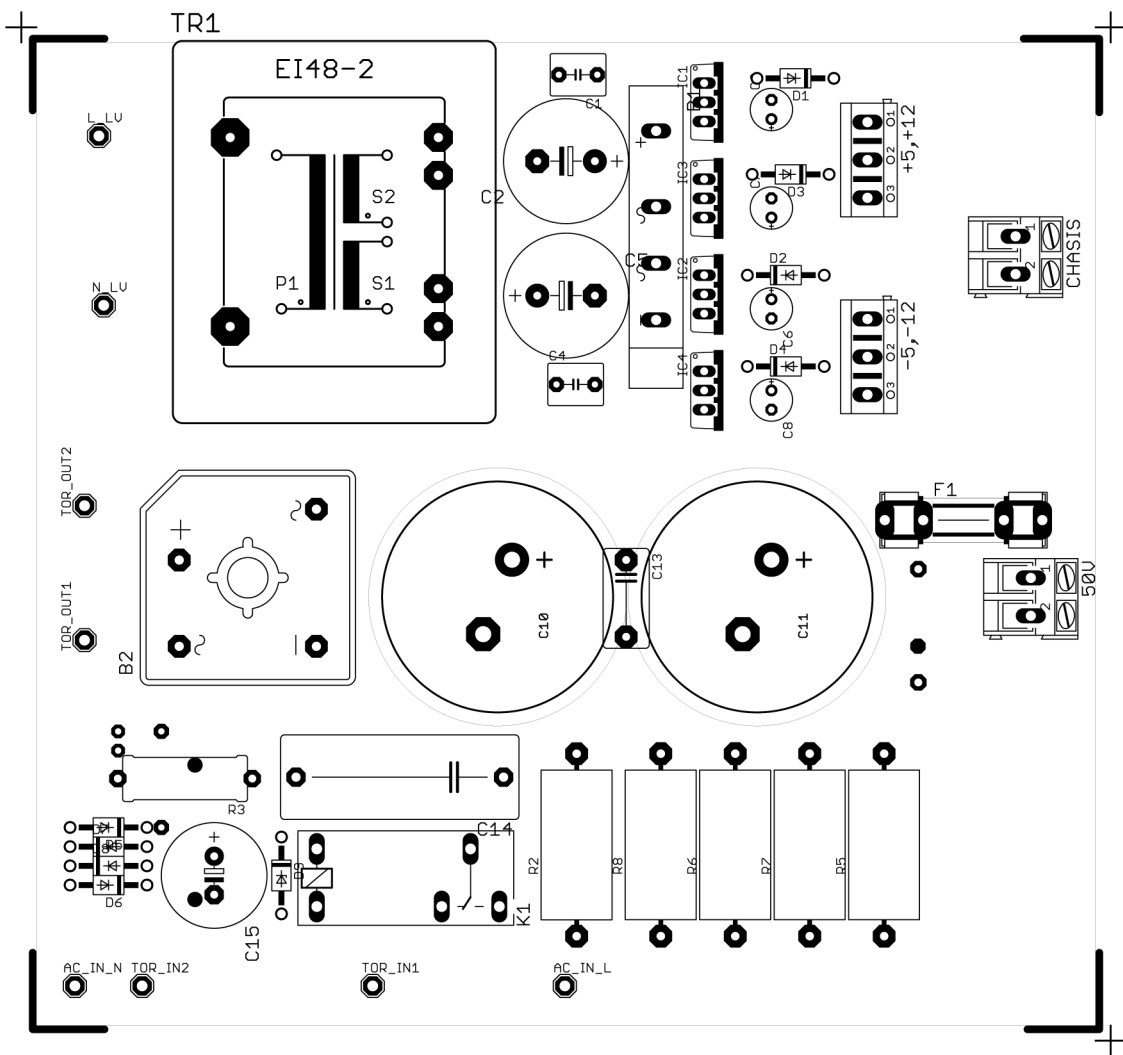


Obrázok E1 : Schéma zapojenia napájacej jednotky

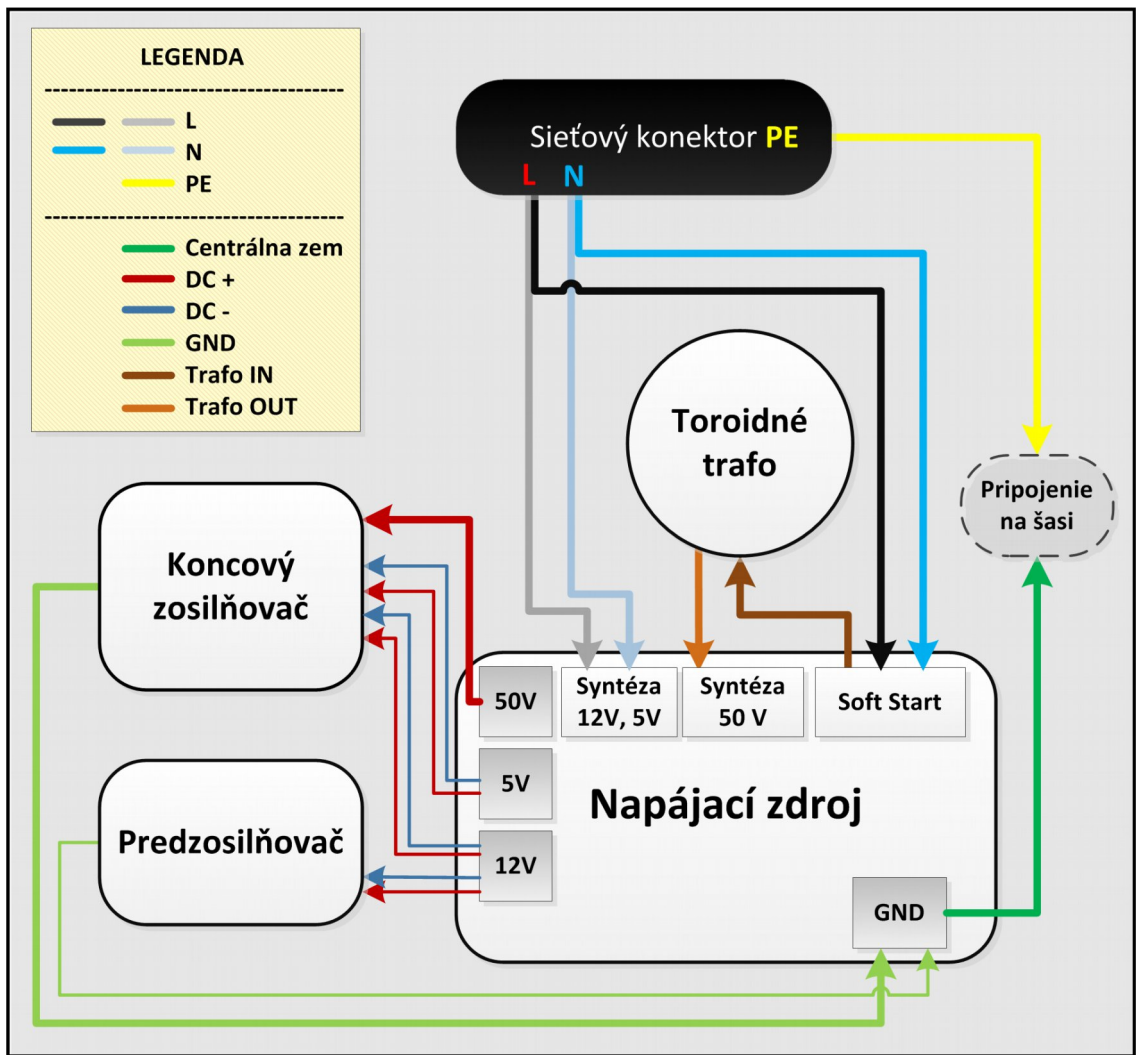


Obrázok E2 : Doska plošných spojov, strana BOTTOM, rozmery dosky 140 x 130 mm

Mierka 1:1



Obrázok E3 : Osadzovací plán, strana TOP



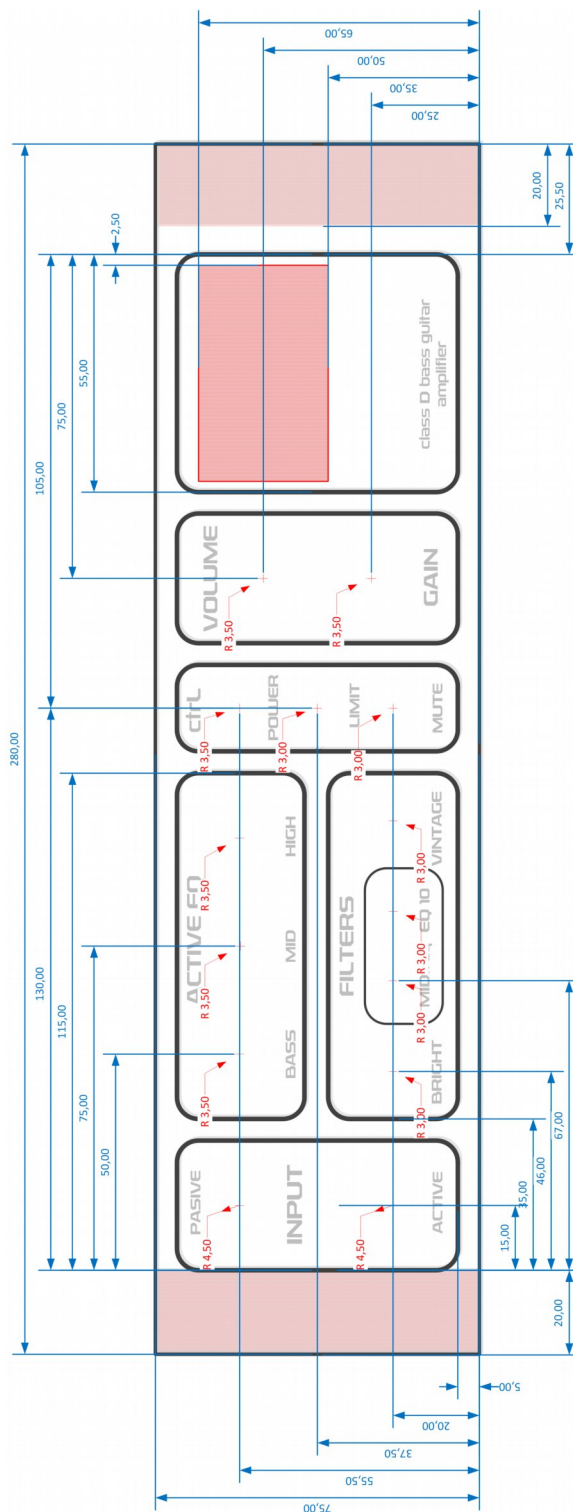
Obrázok E4 : Zapojenie vstupov a výstupov napájacej jednotky

F ZOZNAM SÚČIASTOK NAPÁJACIEHO ZDROJA

Súčiastka	Hodnota	Hodnota 2	Púzdro	Popis	ks
IC1	7805	-	TO220	stabilizátor +5V	1
IC3	7812	-	TO220	stabilizátor +12V	1
IC2	7905	-	TO220	stabilizátor -5V	1
IC4	7912	-	TO220	stabilizátor -12V	1
D1-D8	1N4007	-	DO-35	Usm. dióda	8
D9	1N4749A	24V/1W	DO-41	Zenerova dióda	1
B1	400V	10A	GBK	Usmerňovač	1
B2	250V	50A	FMB 29x29mm	Usmerňovač	1
K1	24V	10A	E3206	relé 24V	1
K1_S	-	-	E3206	Relé patica	1
SV	250V	24A	AK300	Svorkovnice 2P	1
SV	300V	10A	-	Svorkovnice 3P	2
TR1	12VA, 15V	330mA	EI48-2	transformátor do PCB	1
TR2	300VA, 40V	7,5A	-	toroidný transformátor	1
SW1	DPST	-	-	Sieť. Vypínač	1
NK	250V	10A	-	Napájací konektor IEC	1
PD	250V	16A	5x20 mm	Poistkový držiak	2
R2	220R	5W	VTA53	Rezistor – softs start	1
R3	1M	3W	0617/17	Rezistor – softs start	1
R4	2.2k	0,25W	0207/12	Rezistor – softs start	1
R5,R6,R7,R8	180R	5W	VTA53	Rezistor – softs start	4
C1,C4,C13	100n	100V	C050-050X075	Keramický kondenzátor	3
C2,C5	2200u	63V	E7,5-16E	Elektrolytický kondenzátor	2
C3,C6	1u	63V	E2,5-6E	Elektrolytický kondenzátor	2
C7,C8	10u	63V	E2,5-6E	Elektrolytický kondenzátor	2
C10	4700u	80V	EB30D	Elektrolytický kondenzátor	2
C12	1u	100V	C102-064X133	Fóliový kondenzátor	1
C13,C16	10n (vypínač)	250V Y2	C102-064X133	Keramický kondenzátor	2
C14	1u	630V	C275-113X316	Fóliový kondenzátor	1
C15	1m	63V	E3,5-8	Elektrolytický kondenzátor	1

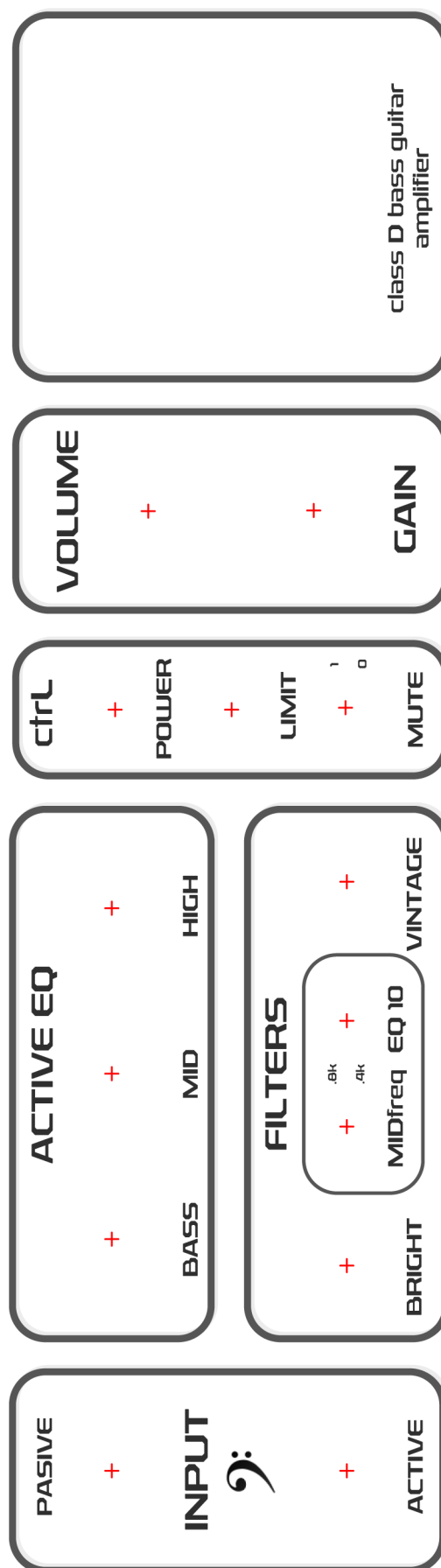
Tabuľka F1 - Zoznam použitých súčiastok napájacej jednotky

G PODKLADY NÁVRHU PREDNÉHO PRÍSTROJOVÉHO PANELU

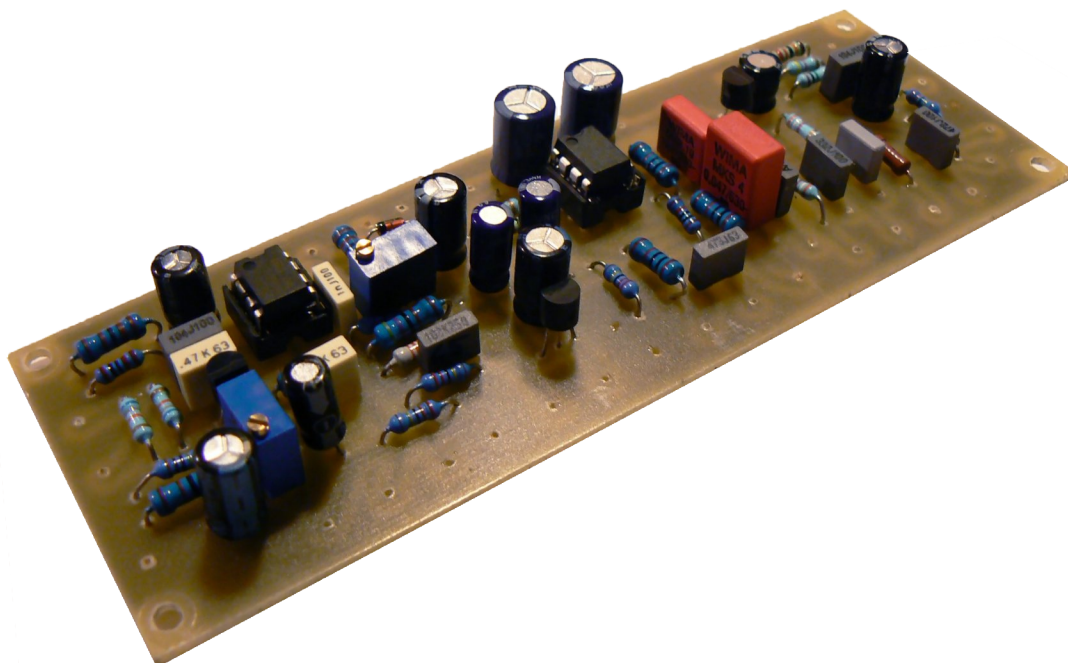


Obrázok G1 – Popis predného panelu s rozmermi pre vrtanie

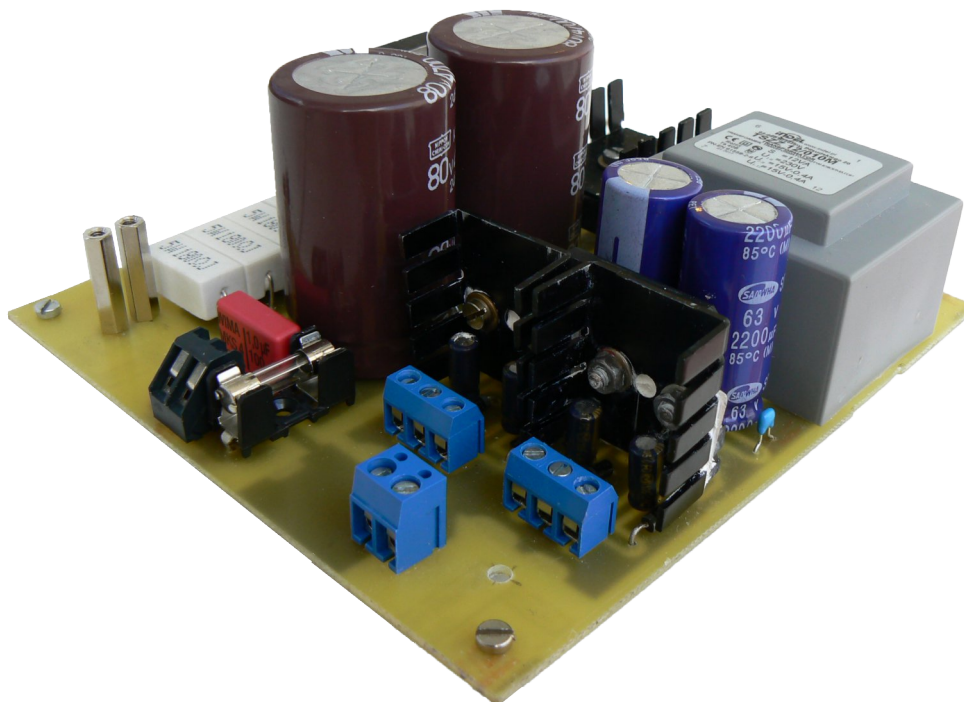
Obrázok G2: Fólia popisov predného
prístrojového panelu
(Mierka 1:1)



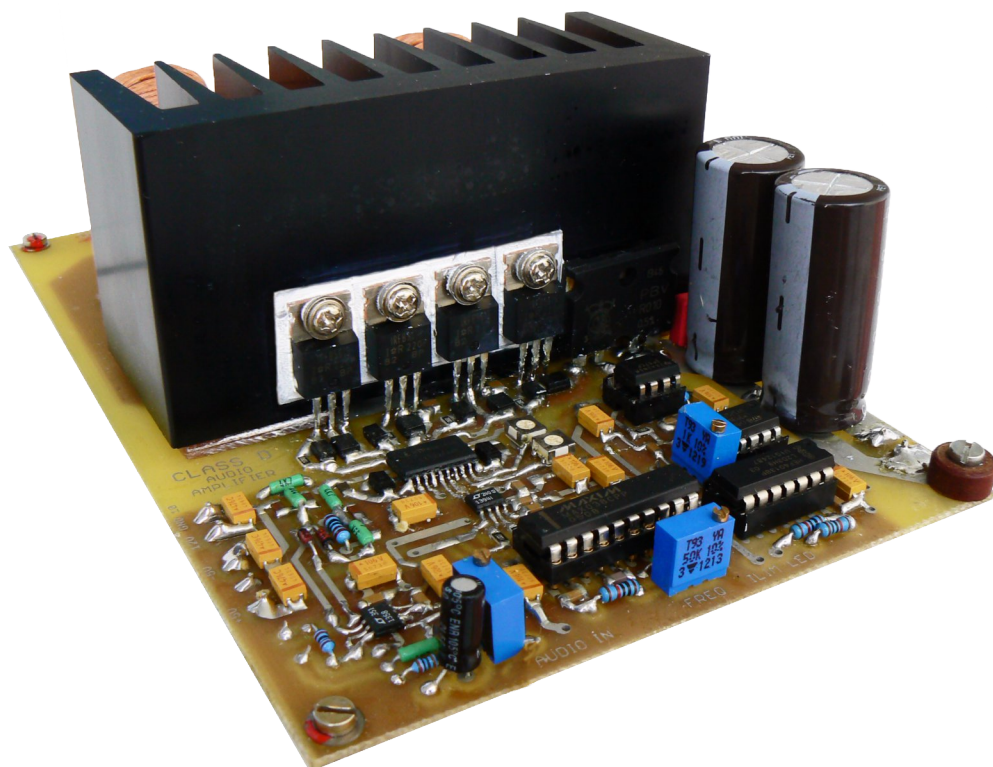
H FOTOGRAFICKÁ DOKUMENTÁCIA



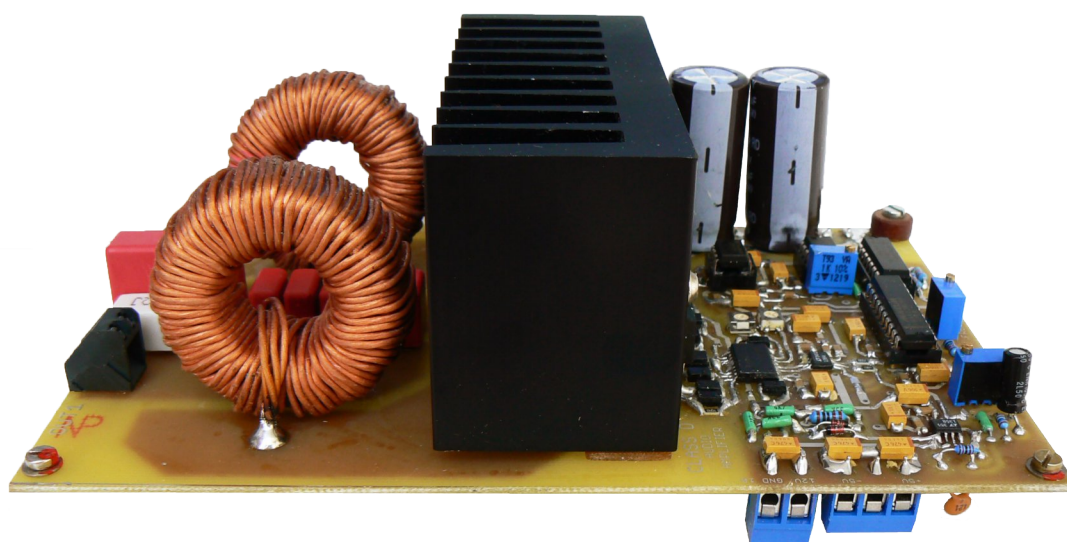
Obrázok H1 : Osadená doska predzosilňovača



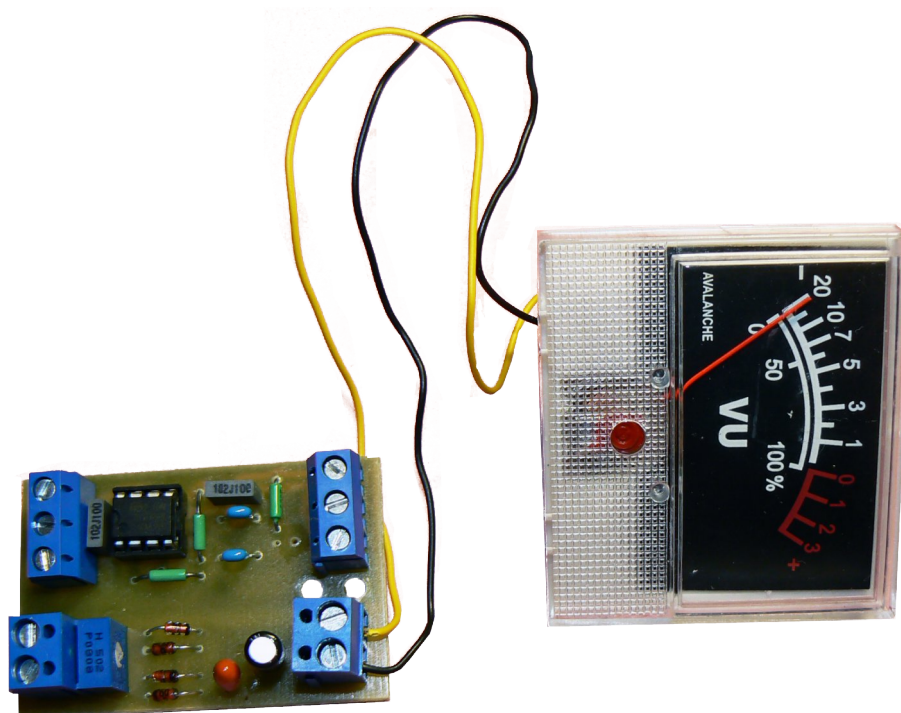
Obrázok H2 : Osadená doska napájacej jednotky



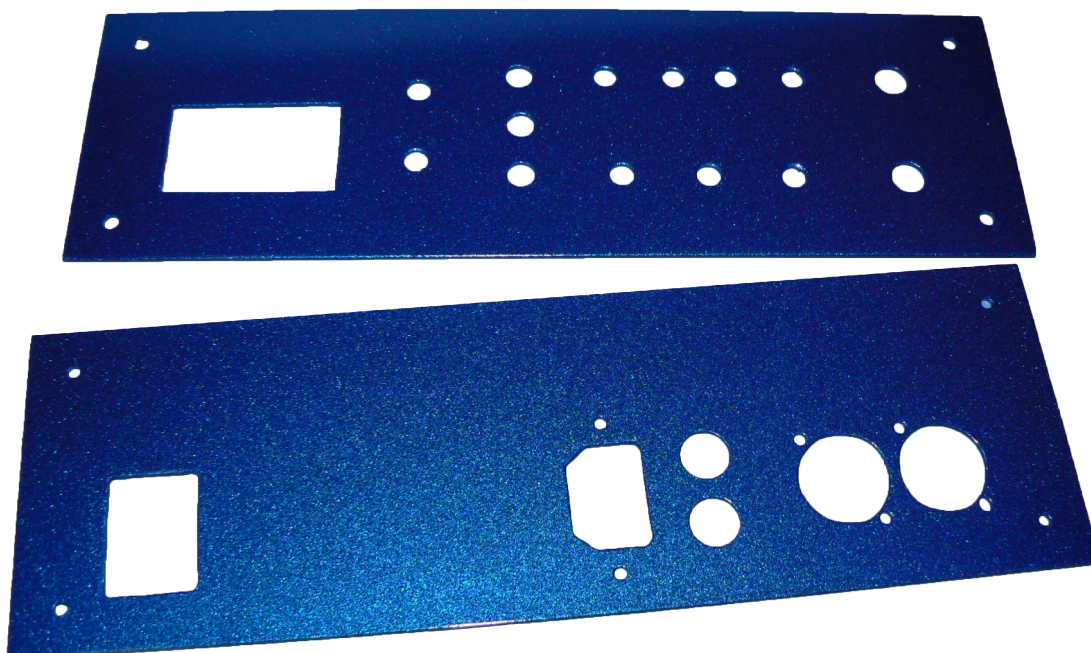
Obrázok H3 : Osadená doska koncového zosilňovača



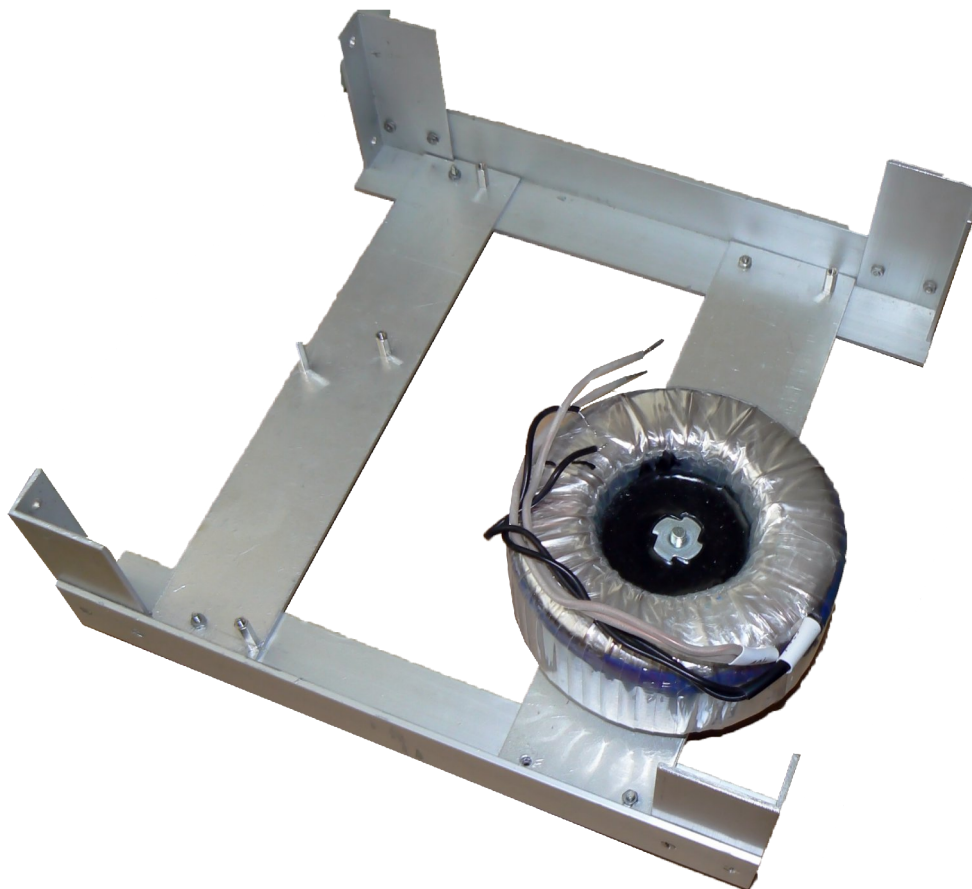
Obrázok H4 : Osadená doska koncového zosilňovača



Obrázok H5 : Osadená doska riadiacej elektroniky VU metra



Obrázok H6 : Predný a zadný prístrojový panel po navrtaní a aplikácii farby



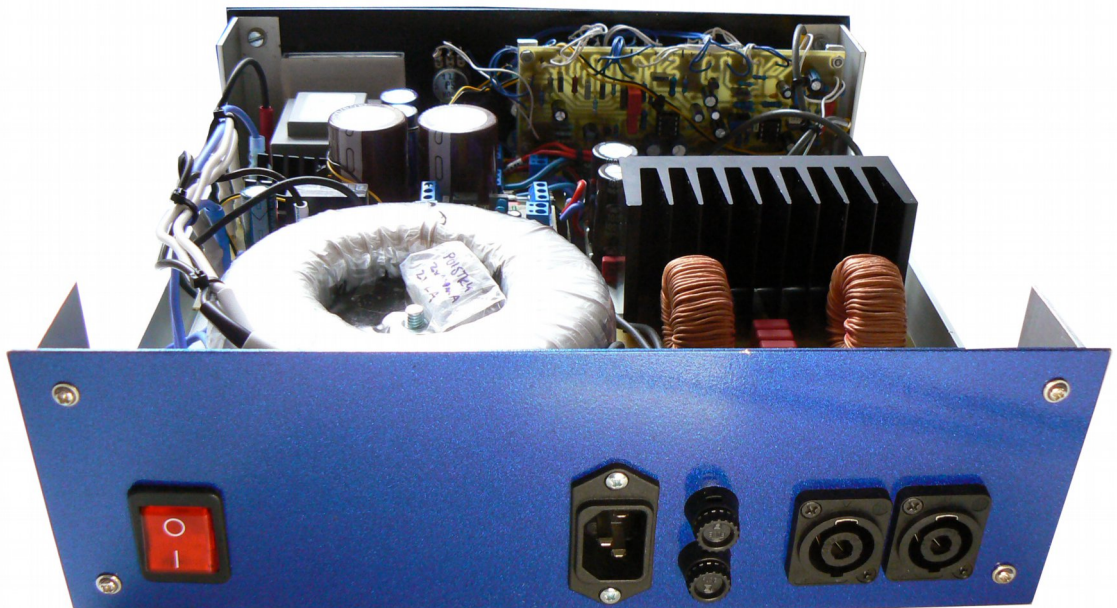
Obrázok H7 : Šasi zosilňovača bez DPS a krycích plechov, s namontovaným toroidným transformátorom



Obrázok H8: Predný panel zosilňovača



Obrázok H9: Zosilňovač – predná časť



Obrázok H10: Zosilňovač – zadná časť