

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ
KATEDRA ELEKTROENERGETIKY A EKOLOGIE

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Výkonový zesilovač s komplementárním diferenčním
vstupem**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2013/2014

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Michal DRNEK**
Osobní číslo: **E12N0138P**
Studijní program: **N2644 Aplikovaná elektrotechnika**
Studijní obor: **Aplikovaná elektrotechnika**
Název tématu: **Výkonový zesilovač s komplementárním diferenčním vstupem**
Zadávací katedra: **Katedra elektroenergetiky a ekologie**

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

1. Seznamte se s problematikou návrhu obvodového řešení výkonového zesilovače s komplementárními diferenčními vstupy.
2. Realizujte modelové řešení zesilovače, včetně návrhu desky plošných spojů.
3. Změřte parametry zesilovače a zhodnoťte jeho přínos z hlediska nelineárního zkreslení a dynamických vlastností.
4. Porovnejte zesilovač se špičkovými výrobky světových firem.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího
Rozsah pracovní zprávy: 30 - 40 stran
Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická
Seznam odborné literatury:


Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí diplomové práce: Ing. Petr Preuss, CSc.
Katedra teoretické elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce: 14. října 2013
Termín odevzdání diplomové práce: 12. května 2014


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




Doc. Ing. Karel Noháč, Ph.D.
vedoucí katedry

V Plzni dne 14. října 2013

Abstrakt

Předmětem této diplomové práce je návrh a realizace výkonového zesilovače s komplementárním diferenčním vstupem. V první části je popsána základní problematika týkající se obvodového řešení výkonového zesilovače. Druhá část zahrnuje popis zapojení, návrh, důležité naměřené parametry a konstrukční zhotovení zesilovače.

Klíčová slova

Diferenční zesilovač, diferenční vstup, analogový výkonový zesilovač, amplitudová frekvenční charakteristika, zesílení.

Abstract

The aim of this master thesis is to design and build a power amplifier with complementary differential input. The basic theory of circuit solutions is described in the first part of this thesis. The second part includes chosen circuit explanation, important parameters measurements and physical construction of the amplifier.

Key words

Differential amplifier, differential input, analog power amplifier, amplitude frequency response characteristic, boost.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

.....
podpis

V Plzni dne 8.5.2014

Michal Drnek

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce panu Ing. Petru Preussovi, CSc. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce.

Obsah

| | |
|--|-----------|
| OBSAH | 8 |
| SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK | 10 |
| ÚVOD | 11 |
| 1 ZESILOVAČ | 12 |
| 1.1 ZÁKLADNÍ DĚLENÍ ZESILOVAČŮ | 12 |
| 1.2 ZÁKLADNÍ PARAMETRY ZESILOVAČŮ | 13 |
| 1.2.1 Zesílení | 13 |
| 1.2.2 Charakteristiky zesilovačů..... | 14 |
| 1.2.3 Zkreslení | 15 |
| 1.2.4 Vstupní a výstupní impedance | 16 |
| 1.2.5 Šumový činitel..... | 17 |
| 1.2.6 Dynamický rozsah..... | 17 |
| 1.3 ZPĚTNÁ VAZBA | 18 |
| 2 VÝKONOVÝ ZESILOVAČ | 20 |
| 2.1 ROZDÍLOVÝ (DIFERENČNÍ) ZESILOVAČ | 21 |
| 2.1.1 Popis činnosti zesilovače po přivedení souhlasného signálu..... | 22 |
| 2.1.2 Popis činnosti zesilovače po přivedení velkého diferenčního signálu..... | 22 |
| 2.1.3 Popis činnosti zesilovače po přivedení malého diferenčního signálu..... | 23 |
| 2.1.4 Parametry diferenčních zesilovačů..... | 23 |
| 2.1.5 Zdroje konstantního proudu | 26 |
| 2.2 BUDICÍ STUPEŇ..... | 29 |
| 2.2.1 Obecná zapojení budicího stupně..... | 30 |
| 2.3 KONCOVÝ STUPEŇ..... | 32 |
| 2.4 TŘÍDY ZESILOVAČŮ | 34 |
| 3 TESTOVÁNÍ A REALIZACE ZAPOJENÍ VÝKONOVÉHO ZESILOVAČE | 36 |
| 3.1 KONCEPCE | 36 |
| 3.2 REALIZACE | 37 |
| 3.3 TYPICKÉ PŘÍKLADY HI-FI ZESILOVAČŮ | 39 |

| | | |
|----------|--|-----------|
| 4 | POČÍTAČOVÁ SIMULACE NAVRŽENÉHO OBVODU ZESILOVAČE..... | 41 |
| 5 | KONSTRUKCE..... | 44 |
| 5.1 | NÁVRH MOTIVU VODIVÝCH CEST | 44 |
| 5.2 | SYMETRICKÝ ZDROJ NAPĚTÍ..... | 45 |
| 5.3 | KONSTRUKČNÍ USPOŘÁDÁNÍ..... | 46 |
| 6 | NAMĚŘENÉ A VYPOČTENÉ HODNOTY | 48 |
| | ZÁVĚR | 55 |
| | SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ..... | 56 |
| | PŘÍLOHY | 1 |

Seznam symbolů a zkratk

| | |
|---------------------------|---|
| $A_U [-]$ | napěťové zesílení |
| $A_I [-]$ | proudové zesílení |
| $A_P [-]$ | výkonové zesílení |
| $\varphi [^\circ]$ | fázový posun |
| $k_h [\%]$ | činitel harmonického zkreslení |
| $f_D [\text{Hz}]$ | dolní mezní kmitočet |
| $f_O [\text{Hz}]$ | střední kmitočet pásma |
| $f_H [\text{Hz}]$ | horní mezní kmitočet |
| $B [\text{Hz}]$ | šířka pásma |
| $DR [\text{dB}]$ | dynamický rozsah |
| $\eta [\%]$ | účinnost |
| $P_Z [\text{W}]$ | výkon přiváděný do zátěže |
| $P_{SS} [\text{W}]$ | ss výkon dodávaný do koncového stupně |
| $CMRR [\text{dB}]$ | činitel potlačení souhlasného signálu |
| $u_D [\text{V}]$ | rozdílové napětí |
| $u_S [\text{V}]$ | souhlasné napětí |
| T | tranzistor |
| F | šumový činitel |
| EAGLE..... | Easily Applicable Graphical Layout Editor |
| DPS..... | Deska plošných spojů |

Úvod

V této diplomové práci je řešen návrh a realizace výkonového zesilovače, jehož zvláštností jsou komplementární diferenční vstupy. Zamýšlený frekvenční rozsah tohoto zesilovače zahrnuje kmitočty od jednotek Hz do stovek kHz. Z toho vyplývá možnost širokého rozsahu použití zesilovače. Výkonové zesilovače nacházejí nejčastější uplatnění v audiotechnice a na jejich kvalitu jsou kladeny vysoké nároky. V tomto textu dále popisují mj. otázky frekvenčního rozsahu a zesílení.

Úvod práce seznamuje s problematikou obvodového řešení výkonového zesilovače. Věnuji se zde obecnému popisu základních vlastností jednotlivých funkčních částí zesilovače. Následně navazuji vysvětlením a tvorbou schématu i jeho ověřením předpokládaných charakteristik prostřednictvím počítačové simulace. V dalších kapitolách se práce věnuje návrhu a realizaci desky plošného spoje. Po sestavení a zprovoznění daného obvodu byla provedena důkladná kontrola funkčnosti zařízení a ověřením předpokládaných vlastností.

1 Zesilovač

Jelikož mikrofon zachytí jen malý vzorek výkonu akustického pole, pro opětovnou reprodukci je nezbytné zajistit výkonové zesílení signálu. Zesilovač je zařízení, které zesiluje vstupní signál zpravidla současně napěťově i výkonově na požadovanou hodnotu. Výstupní napěťový signál je funkcí (ideálně shodným zobrazením) vstupního signálu. Jde o aktivní dvojbran, který obsahuje zesilovací prvky a pomocné obvody, jež slouží především ke stabilizaci a nastavení pracovních bodů tranzistorů.

Zdrojem signálu mohou být například různé senzory (mikrofon, kytarový snímač, v regulační technice teploměr, záznamová a paměťová zařízení) apod. [1]

1.1 Základní dělení zesilovačů

Zesilovače lze klasifikovat v závislosti na konkrétním použití do několika skupin: [1-3]

- 1) dle kmitočtového rozsahu na:
 - stejnosměrné
 - střídavé zesilovače
 - vysokofrekvenční
 - nízkofrekvenční (kmitočtový rozsah 20 Hz - 20 kHz)
 - pro velmi a ultra vysoké kmitočty (kmitočtový rozsah od 100 kHz do stovek MHz)
 - mikrovlnné (kmitočtový rozsah 1 GHz a vyšší)
- 2) dle velikosti vstupního signálu
 - citlivé zesilovače malých výkonů (předzesilovače)
 - výkonové zesilovače pro standardní vstupní napětí
- 3) dle šířky kmitočtového pásma
 - selektivní úzkopásmové (přenášené pásmo je vzhledem ke střednímu přenášenému kmitočtu malé)
 - širokopásmové zesilovače (nf i vf)
- 4) dle zesilované veličiny
 - napětí
 - proud
 - výkon
- 5) dle technologie
 - integrované
 - z diskretních součástek

-hybridní (kombinace předchozích dvou technologií)

1.2 Základní parametry zesilovačů

1.2.1 Zesílení

Zesílení je určeno jako podíl mezi výstupní a vstupní veličinou. Je definováno pět typů zesílení: [1,3,4]

Napět'ové zesílení :

$$\bar{A}_u = \frac{\bar{U}_2}{\bar{U}_1} \quad (1.2.1)$$

Vyjádření v dB

$$A_{udB} = 20 \log \frac{U_2}{U_1} \quad (1.2.2)$$

Při průchodu signálu zesilovačem dochází ke zpoždění a tedy k rozdílu mezi fázemi vstupního a výstupního signálu. Zesílení vyjádřeno v komplexním tvaru. [1,4]

$$A_U = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2 \angle \varphi_2}{U_1 \angle \varphi_1} = \frac{U_2}{U_1} \angle \varphi_2 - \varphi_1 \quad (1.2.3)$$

Proudové zesílení :

$$\bar{A}_I = \frac{\bar{I}_2}{\bar{I}_1} \quad (1.2.4)$$

Vyjádření v dB :

$$A_{IdB} = 20 \log \frac{I_2}{I_1} \quad (1.2.5)$$

Výkonové zesílení :

$$\bar{A}_P = \frac{\bar{P}_2}{\bar{P}_1} \quad (1.2.6)$$

Vyjádření v dB :

$$A_{PdB} = 10 \log \frac{P_2}{P_1} \quad (1.2.7)$$

Zesílení transimpedanční :

$$\bar{A}_{U/I} = \frac{\bar{U}_2}{\bar{I}_1} \quad (1.2.8)$$

Vyjádření v dB :

$$A_{U/I\text{dB}} = 20 \log \frac{U_2}{I_1} \quad (1.2.9)$$

Zesílení transadmitanční :

$$\bar{A}_{I/U} = \frac{\bar{I}_2}{\bar{U}_1} \quad (1.2.10)$$

Vyjádření v dB :

$$A_{I/U\text{dB}} = 20 \log \frac{I_2}{U_1} \quad (1.2.11)$$

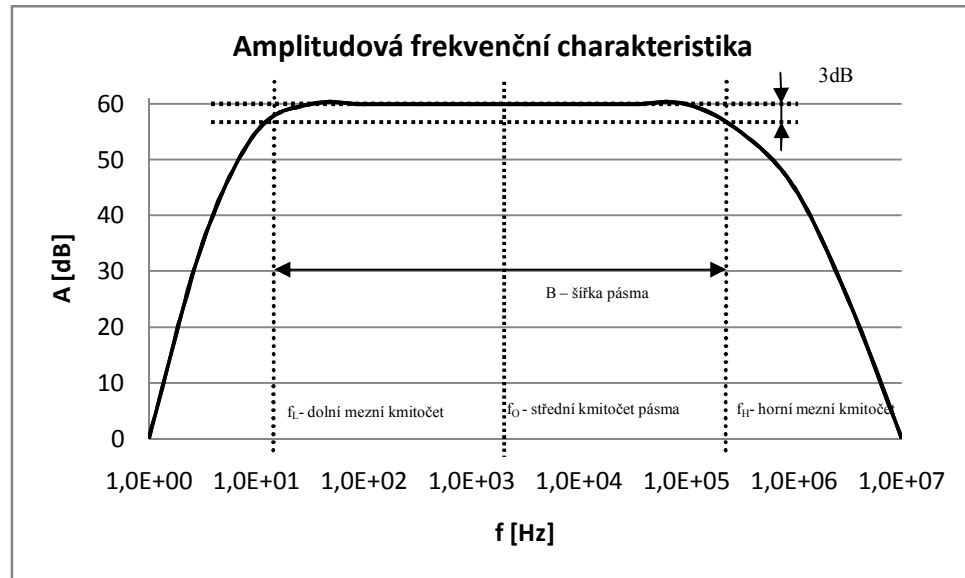
1.2.2 Charakteristiky zesilovačů

Kmitočtová charakteristika se z praktických důvodů zpravidla rozkresluje do dvou složek - amplitudové a fázové. [1]

Amplitudová charakteristika vyjadřuje závislost zesílení na frekvenci. Je dána vztahem: [1]

$$A = \sqrt{[\text{Re}\{\bar{A}\}]^2 + [\text{Im}\{\bar{A}\}]^2} \quad (1.2.12)$$

Příklad amplitudové charakteristiky je na *Obr. 1.1*.



Na Obr. 1.1 Amplitudová frekvenční charakteristika [4]

Šířka pásma B je definována poklesem zesílení o 3 dB vůči zesílení při určitém středním kmitočtu f_0 pásma. V ideálním případě by mělo být zesílení konstantní v celé šířce pásma B.

Fázová charakteristika vyjadřuje frekvenční závislost fázového posunu φ . [1,4]

$$\varphi = \arctg \frac{\text{Im}\{A\}}{\text{Re}\{A\}} + s\pi, \quad (1.2.13)$$

kde $s = 1$ když $\text{Re}\{A\} < 0$, v opačném případě $s = 0$.

1.2.3 Zkreslení

Mění-li se přenos s kmitočtem nebo s aktuální hodnotou signálu, pak dochází ke zkreslení. Jde o změnu tvaru signálu při jeho přenosu nebo transformaci. Zkreslení je nežádoucí jev a snažíme se jej co nejvíce eliminovat. Zkreslení se dělí na kmitočtová a nelineární. [1,5]

1.2.3.1 Nelineární zkreslení

Vzniká tam, kde výstupní hodnota signálu není lineární funkcí signálu přiváděného na vstup. Do nelineárního zkreslení řadíme harmonická, amplitudová a fázová zkreslení. Nelineární zkreslení je udáváno pro určitou frekvenci vstupního a výstupního signálu. [1]

Harmonické zkreslení je označováno THD, v literatuře může být nazýváno i jako tvarové. Jakmile dojde ke zkreslení sinusového signálu, tak vznikají v signálu harmonické složky. Jde o složky s dvojnásobným, trojnásobným a vícenásobným kmitočtem. Tyto složky mají vliv na změnu tvaru sinusového signálu. Harmonické zkreslení je vyjádřeno činitelem

harmonického zkreslení k , kde U_1, U_2, U_3 jsou efektivní hodnoty první, druhé, třetí a další harmonické složky vstupního signálu. [1]

$$k_h = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1} \quad (1.2.14)$$

Činitel k je závislý na vybuzení zesilovače; u zesilovačů určených pro zesilování akustických signálů musí být činitel harmonického zkreslení co nejmenší. Vlivem i malé změny obsahu harmonických složek dochází ke zdatnému rušení. Hodnota zkreslení by v akustice optimálně měla být menší než 0,1 %. [1]

Činitel harmonického zkreslení k je nejčastěji vyjadřován v procentech. [1]

$$k = k_h \cdot 100 [\%] \quad (1.2.15)$$

Intermodulační zkreslení vzniká při přivedení dvou a více vstupních signálů o různých kmitočtech. Dochází ke vzniku velkého množství kmitočtových složek. Jsou to součty a rozdíly kmitočtů vstupních signálů. Toto zkreslení je velice obtížné změřit. Jeho hodnota bývá větší než u harmonického zkreslení a často se pohybuje až kolem 3%. [6]

1.2.3.2 Kmitočtové zkreslení

Závislost výstupního napětí a fáze na kmitočtu se zpravidla liší od ideálních dvojhranů. Zesílení není v celém pásmu přenášených kmitočtů konstantní a současně fázový posuv mezi vstupem a výstupem není přímo úměrný kmitočtu. Výsledkem je změna tvaru výstupního signálu. [1,6]

1.2.4 Vstupní a výstupní impedance

1.2.4.1 Vstupní impedance

Udává velikost zatížení připojeného generátoru signálu. Vyžaduje se, aby zesilovač nezatěžoval vstupní obvod, a z tohoto důvodu musí mít adekvátně velký odpor. Ve většině případů by se hodnota vstupní impedance měla pohybovat kolem desítek až stovek $k\Omega$. Je vyjádřena vztahem: [1,2,4]

$$\bar{Z}_{vst} = \frac{\bar{U}_1}{I_1} \quad (1.2.16)$$

1.2.4.2 Výstupní impedance

Výstupní impedance u zesilovačů mívá malou hodnotu, obvykle v řádu jednotek mΩ. Zesilovač by se měl chovat jako tvrdý napěťový zdroj. Se zvyšováním kmitočtu se typicky zvyšuje hodnota výstupní impedance. Je kmitočtově závislá a je určena výstupními veličinami. [1,2]

$$\bar{Z}_{Vyst} = \frac{\bar{U}_2}{I_2} \quad (1.2.17)$$

1.2.5 Šumový činitel

Šumový činitel u dvojbranu je definován poměrem signálu a šumu na vstupu a poměrem signálu a šumu na výstupu. Po připojení napětí k pasivním a aktivním součástkám dochází ke generování šumového napětí. Vlivem tohoto šumového napětí dochází ke zvýšení šumu na výstupu. Šumový činitel závisí zejména na teplotě. Je označován velkým písmenem F a je vyjádřen následujícím vztahem: [7]

$$F = \frac{\frac{P_{VST}}{P_{SVST}}}{\frac{P_{VYST}}{P_{SVYST}}} \quad (1.2.18)$$

Vyjádříme-li šumový činitel v decibelech, je označován jako šumové číslo.

$$F_{dB} = 10 \log F \quad (1.2.19)$$

1.2.6 Dynamický rozsah

Udává, jaké může nastat maximální nezkreslené převýšení úrovně vstupního signálu U_{1MAX} vzhledem k jeho minimální úrovni U_{1MIN} . Minimální úroveň U_{1MIN} by přitom měla mít alespoň o 10 dB větší hodnotu, než mají rušivé a šumové signály uvažovaného kanálu. : [1]

$$DR = \frac{U_{1MAX}}{U_{1MIN}} \quad (1.2.20)$$

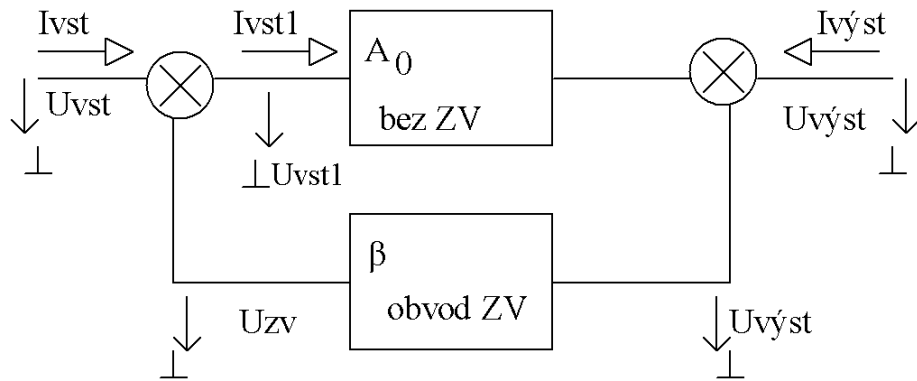
Vyjádření v dB:

$$DR = 20 \log \frac{U_{1MAX}}{U_{1MIN}} \text{ [dB]} \quad (1.2.21)$$

1.3 Zpětná vazba

Přivedením části výstupního signálu na vstup vzniká zpětná vazba (ZV). Smyčka záporné zpětné vazby má za úkol vyhodnotit výstupní veličinu a dle výsledků ovlivní hodnoty na vstupu, tak, aby výsledné zesílení mělo požadovanou hodnotu v mezích tolerance.

Na Obr. 1.2 je znázorněno obecné schéma zesilovače se zpětnou vazbou. : [1,4]



Obr. 1.2 Zesilovač se ZV [4]

Zesílení zesilovače se zpětnou vazbou je určeno Blackovým vztahem: [1,4]

$$A = \frac{A_0}{1 \pm \beta A_0} \quad (1.3.1)$$

kde A je výsledné zesílení se zpětnou vazbou, A_0 vyjadřuje zesílení bez zpětné vazby a β popisuje přenos zpětnovazebního členu. [1,4]

$$A = \frac{U_{výst}}{U_{vst}} \quad (1.3.2)$$

$$A_0 = \frac{U_{výst}}{U_{vst1}} \quad (1.3.3)$$

$$\beta = \frac{U_{výst}}{U_{zv}} \quad (1.3.4)$$

Existují dva druhy zpětné vazby a to kladná a záporná zpětná vazba.

Záporná zpětná vazba

Záporná zpětná vazba má u zesilovačů řadu úkolů, jako je teplotní stabilizace pracovních bodů, nastavení zesílení, zmenšení zkreslení a výstupní impedance. Působením zpětné vazby nastává zmenšení zesílení a tím dochází k rozšíření šířky pásma zesilovače (při výrazném vratném rozdílu až o několik dekád). [1,4,8]

Kladná zpětná vazba

Kladná ZV není u zesilovačů zpravidla využívána, jelikož dochází k nestabilitě a oscilacím. Nevelká kladná zpětná vazba může významně zvětšit zesílení, ovšem za cenu prudkého nárůstu zkreslení. [1,4,8]

Zpětné vazby mají vliv na mnoho parametrů:

Harmonické zkreslení. Nelineární zkreslení zesilovače se zmenšuje vlivem působení záporné zpětné vazby. [1]

$$k' = \frac{k}{N}, \quad (1.3.5)$$

kde k' udává zkreslení při zapojené zpětné vazbě a k udává zkreslení bez zpětné vazby.

Šířka pásma. Vlivem zapojení záporné zpětné vazby dochází ke zmenšení zesílení, ale zároveň se zvětší šířka přenášeného pásma. U kladné zpětné vazby dochází k opačnému jevu. [1]

Dolní a horní mezní kmitočety lze určit dle vzorců :

$$\omega_{0dZV} = \frac{\omega_{0d}}{1 - \beta A_0} \quad (1.3.6)$$

$$\omega_{0hZV} = \omega_{0d}(1 - \beta A_0) \quad (1.3.7)$$

Zesílení v okolí středních kmitočtů

$$A_{0ZV} = \frac{A_0}{1 - \beta A_0} \quad (1.3.8)$$

2 Výkonový zesilovač

Základním úkolem výkonových tranzistorových zesilovačů je dodat potřebný výkon do zátěže, nejčastěji v jednotkách až stovkách Wattů. Zátěží je myšlen například reproduktor, relé, elektromagnetický ventil či třeba anténa. S velkým výkonem souvisí i náročné požadavky na konstrukci daného zesilovače. Výkonový zesilovač je koncovým stupněm celého zesilovače. [4,9]

Tranzistory, které jsou součástí výkonového koncového stupně, pracují blízko limitních hodnot, tj. pracují s takovým rozkmitem napětí a proudu, že využívají prakticky celou přípustnou pracovní oblast svých charakteristik. Pokud dojde k překročení těchto mezních hodnot, může nastat trvalé poškození nebo se mohou zásadně změnit hodnoty parametrů. Aby se zabránilo poškození výkonových prvků, doplňují se zesilovače ochrannými obvody. Při využití výkonových tranzistorů je velmi obtížné dosáhnout vyrovnané frekvenční charakteristiky v širokém oboru frekvencí. Ve srovnání s tranzistory malých výkonů mají obecně výkonové tranzistory nižší mezní kmitočty. [9]

Nejčastěji jsou výkonové zesilovače používány v audio oblasti. Jsou na ně kladeny vysoké nároky z hlediska zkreslení. Zkreslení musí být velmi malé. Vzhledem k velkým amplitudám a nelinearitám součástek není snadné dosáhnout požadovaného zkreslení pod prahem sluchového vnímání. Důležitým parametrem výkonových zesilovačů je účinnost, která je dána následujícím vzorcem: [9]

$$\eta = \frac{P_Z}{P_{SS}} \quad (2.1)$$

P_Z – výkon signálu přiváděného do zátěže, P_{SS} – stejnosměrný příkon, dodávaný do koncového stupně

V ideálním případě by měla být účinnost výkonového zesilovače rovna jedné, a tudíž by v zesilovači nedocházelo k tepelné disipaci. Tento ideální případ není samozřejmě u koncových stupňů ve třídě AB možný, a proto se hledají různé konstrukce výkonových zesilovačů, aby bylo dosaženo co největší energetické účinnosti. [4]

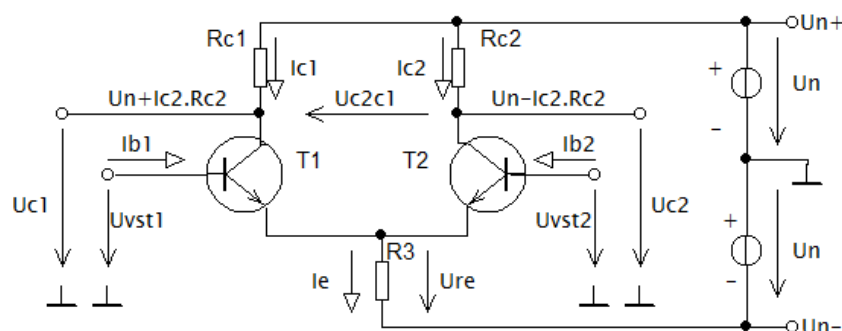
Výkonové zesilovače se vyskytují v dvou různých podobách, a to buď v integrované podobě, nebo v podobě sestavy s diskrétních součástek. Výhodou integrovaného zesilovače je malá velikost a nízká cena. Výkon integrovaného zesilovače se pohybuje v jednotkách až desítkách W. Zesilovač vytvořený z diskrétních součástek lze dimenzovat na vyšší výkon a s tím souvisí i cena zesilovače, neboť je nutné zesilovač mj. vybavit adekvátními chladiči. [1,10]

Výkonový zesilovač se skládá ze tří základních stupňů. Prvním stupněm je vstupní napěťový předzesilovač, který je nejčastěji realizován rozdílovým (diferenčním) zesilovačem, aby se usnadnilo zavedení celkové záporné zpětné vazby a aby bylo možné přesně stabilizovat stejnosměrné výstupní napětí zesilovače. Ve druhém stupni jde o napěťový zesilovač a poslední zesilovací stupeň je tvořen výkonovým zesilovačem, který má za úkol dodat do zátěže potřebný výkon. Jedná se tedy o zesilovač výstupního proudu. Všechny stupně jsou mezi sebou vzájemně propojeny a jsou na sobě závislé. Zapojením napěťové nebo proudové vazby přes všechny tři stupně je zajištěna potřebná stabilita zesilovače. [9]

2.1 Rozdílový (diferenční) zesilovač

Vstupní diferenční zesilovač je vhodný pro zesílení malých signálů, neboť dochází-li k souhlasným změnám pracovních bodů buď vlivem stárnutí nebo teploty, tyto změny se vzájemně kompenzují. Diferenční zesilovač vyniká velmi dobrou rychlostí, linearitou, potlačením soufázové složky a především velkým vstupním odporem. Rychlost zesilovače je ovlivněna správným nastavením pracovního bodu do optimálních mezí. Zesilovač pracuje se stejnosměrnými proudy v řádech jednotek miliampérů. [10]

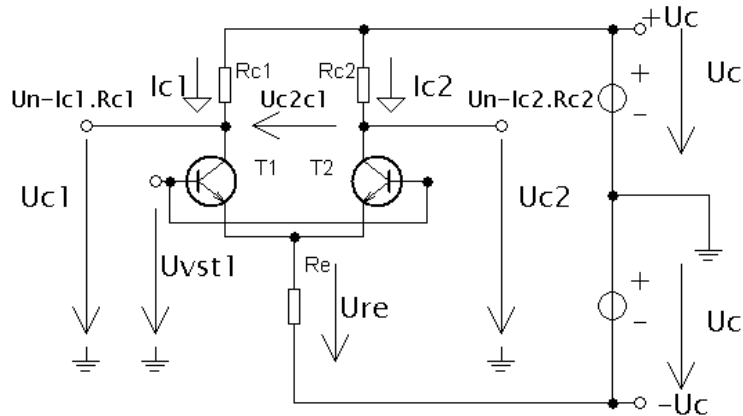
U moderních zesilovačů je považován rozdílový zesilovač za základní stavební blok. Sestává ze dvou emitorově vázaných tranzistorů. Nečastěji jsou napájeny ze dvou symetrických zdrojů ($-U_C, +U_C$). Změna polohy pracovního bodu tranzistorů je kompenzována souměrným můstkovým zapojením, které má vysoký stupeň záporné proudové zpětné vazby. Aby měl diferenční zesilovač dobrou symetrii, musí mít tranzistory shodné parametry a vlastnosti. V závislosti na velikosti vstupního signálu, přivedeného na diferenční zesilovač, rozlišujeme tři základní režimy činnosti. Činnost po přivedení souhlasného signálu, činnost po přivedení velkého signálu a posledním režimem je činnost po přivedení malého diferenčního signálu. Na Obr.2.1 je zobrazeno zapojení diferenčního zesilovače s bipolárními tranzistory bez přivedeného signálu. [1,9]



Obr. 2.1 Diferenční zesilovač bez přivedeného signálu [1,9]

2.1.1 Popis činnosti zesilovače po přivedení souhlasného signálu

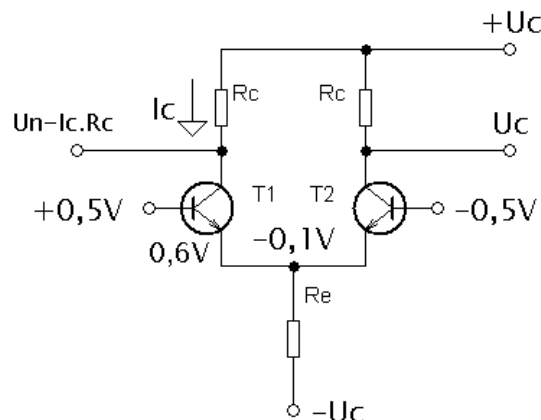
Jeli přiveden na vstupy zesilovače U_{VST1}, U_{VST2} stejný signál, tak se mění souhlasně oba dva kolektorové proudy I_{C1}, I_{C2} . Napětí na obou kolektorech je také stejné. Výstupní rozdílová hodnota signálu je nulová - $U_{C2} - U_{C1} = 0$. Souhlasný signál není diferenčním zesilovačem zesílen, ale potlačen. [1]



Obr. 2.2. Diferenční zesilovač po přivedení souhlasného signálu [1]

2.1.2 Popis činnosti zesilovače po přivedení velkého diferenčního signálu

Pokud je na vstupní svorky přiveden velký rozdílový signál $U=1V$, tak se na bázi tranzistoru T_1 objeví napětí o velikosti $+0,5V$ proti zemi a na bázi tranzistoru T_2 je záporné napětí o velikosti $-0,5V$. Velikost napětí mezi bázi a emitorem U_{BE} je přibližně $0,6 V$. Napětí obou emitorů má tedy hodnotu $-0,1V$, avšak toto napětí je kladnější než napětí na bázi tranzistoru T_2 . Tranzistor T_2 je tedy v uzavřeném stavu a nepodílí se na činnosti zesilovače. Za těchto podmínek slouží tedy zesilovač jako přepínač. [1]



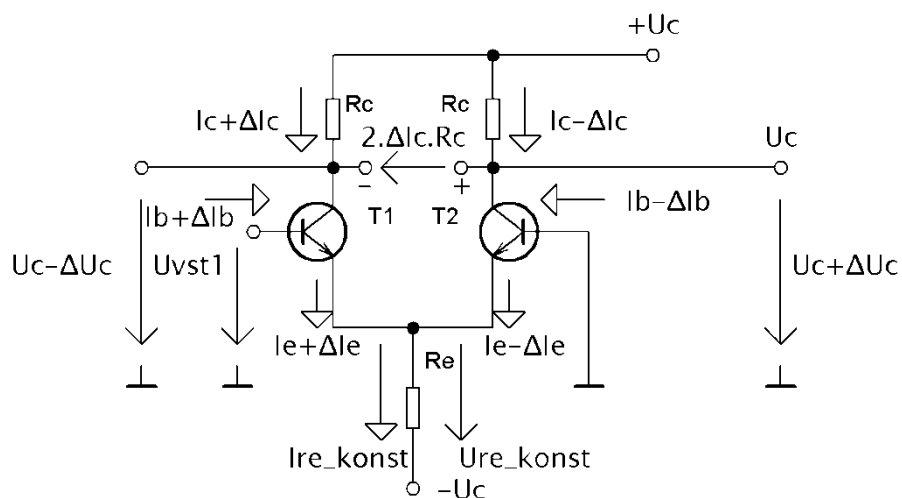
Obr. 2.3 Diferenční zesilovač po přivedení velkého rozdílového signálu [1]

2.1.3 Popis činnosti zesilovače po přivedení malého diferenčního signálu

Diferenční zesilovače zesilují velmi malé rozdílové napěťové signály, jejichž velikost je limitována lineární oblastí dynamických charakteristik tranzistorů. Po zvětšení vstupního napětí U_{VST1} naroste protékající kolektorový proud T_1 a to má za následek zvětšení úbytku napětí na odporu R_E a zvětšení protékajícího proudu I_{RE} . Na tranzistoru T_2 je báze na stejném potenciálu jako zem. Následně tedy dojde ke zmenšení proudu na bázi T_2 a zároveň ke zmenšení kolektorového proudu protékajícího tranzistorem T_2 vlivem zvětšení napětí U_{RE} .

Zavedením záporné zpětné vazby je možné rozšířit rozsah vstupních signálů.

Na Obr. 2.4 je zobrazen diferenční zesilovač s malým signálem. [1]



Obr.2.4 Diferenční zesilovač v režimu malého vstupního signálu [1]

2.1.4 Parametry diferenčních zesilovačů

Pro diferenční zesilovač jsou charakteristické tyto veličiny: [9]

Rozdílové napětí, které je označováno u_D se vypočítá následujícím vztahem: [9]

$$u_D = u_1 - u_2 \quad (2.2)$$

Souhlasné napětí, značené jako u_S .

$$u_S = \frac{u_1 + u_2}{2} \quad (2.3)$$

Základním a důležitým měřítkem pro určení kvality rozdílového zesilovače je souhlasné zesílení, rozdílové zesílení, činitel potlačení souhlasného signálu CMRR a další. [9]

Zesílení souhlasného signálu je značeno jako A_S a je dáno vztahem:

$$A_S = \frac{u_3}{u_S} = \frac{R_k (\beta_A - \beta_B)}{R_E \beta_A \beta_B} \quad (2.4)$$

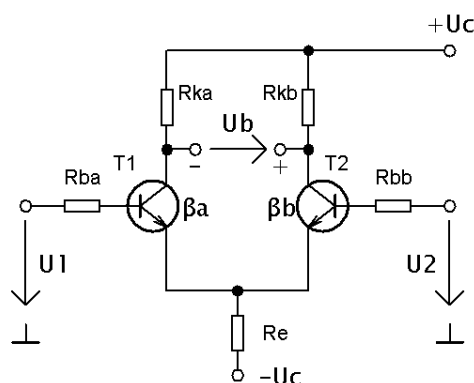
β_A a β_B vyjadřují proudové zesilovací činitele tranzistorů T_1 a T_2 .

Pro vztah uvedený v rovnici 2.4 platí, že tranzistory T_1 a T_2 mají rozdílnou velikost proudového zesilovacího činitele β . Parametry ostatních prvků mají shodné vlastnosti. Je žádoucí aby toto zesílení bylo co nejmenší. Na zmenšování souhlasného signálu A_S má vliv co největší shoda proudových zesilovacích činitelů (jejich zvětšování) a zvyšování hodnoty zpětnovazebního odporu R_E . [1,9]

Rozdílové zesílení A_D

$$A_D = \frac{u_3}{u_D} = \frac{R_{KA} + R_{KB}}{\frac{R_{BA}}{\beta_A} + \frac{R_{BB}}{\beta_B} + R_{EA} + R_{EB}} \quad (2.5)$$

Na zesilování rozdílového napětí nemá zásadní vliv záporná zpětná vazba, která je provedena rezistorem R_E . [9]



Obr.2.5 Základní zapojení diferenčního zesilovače [9]

Činitel potlačení souhlasného signálu CMRR (Common Mode Rejection Ratio)

Jedná se o jeden z nejdůležitějších parametrů pro posouzení kvality zesilovače. Potlačení je dáno základním vztahem : [9]

$$CMRR = \left| \frac{A_D}{A_S} \right| \quad (2.6)$$

Tento vztah platí pro zapojení se symetrickým výstupem, jelikož hodnota souhlasného signálu při symetrickém výstupu je rovna nule. Pro tento případ je tedy činitel potlačení CMRR teoreticky nekonečně velký. [1]

U zapojení s nesymetrickým výstupem se projeví konečná hodnota zesílení. Zvětšením velikosti odporu R_E se dosáhne většího potlačení souhlasného signálu. S tím ovšem souvisí i zvětšení úbytku napětí na odporu R_E a zmenšení kolektorových proudů. Toto zapojení není tedy příliš vhodné, neboť by byly příliš vysoké nároky na zdroj napájení. Pro tento případ platí následující vztah: [1]

$$CMRR = \left| \frac{A_D}{A_S} \right| \cong \frac{\frac{g_m R_C}{2}}{\frac{R_C}{2R_E}} = g_m R_E \quad (2.7)$$

Tento číselník se uvádí nejčastěji v decibelech. Je možné jej značit buď jako CMRR nebo jen CMR. [1]

$$CMR = 20 \log \left| \frac{A_D}{A_S} \right| \quad (2.8)$$

Vstupní odpor je rozlišován pro rozdílový R_D a souhlasný R_S signál.

Vstupní odpor pro diferenční signál lze určit následujícím vztahem: [9]

$$R_{Vst} = \frac{U_D}{I_{Vst}} = 2 R_{BE} \quad (2.9)$$

Mezi oběma rozdílovými vstupy má rozdílový odpor dvojnásobnou hodnotu vstupního zesilovače, který je v zapojení SE. R_{BE} značí odpor mezi emitorem a bází tranzistorů a I_{Vst} je proud protékající přes oba tranzistory. [9]

Vstupní odpor pro souhlasný signál:

$$R_{Vst} = \frac{U_S}{I_S} = R_{BE} \parallel R_{BE} + R_E = \frac{R_{BE}}{2} + R_E \quad (2.10)$$

$$R_{Vst} \cong \frac{R_B + \beta \cdot R_E}{2} \quad (2.11)$$

Přes paralelně spojené odpory R_{BE} a R_E protéká proud I_S . Odpor R_E je dynamický odpor zdroje konstantního proudu. Hodnota souhlasného odporu se pohybuje kolem poloviny hodnoty vstupního odporu zesilovače v zapojení SE. [1]

Výstupní odpor pro symetrický vstup se skládá ze dvou stejných sériově spojených odporů na kolektorech obou tranzistorů. [1]

$$R_{Vstsym} = 2 R_C \quad (2.12)$$

Pro nesymetrický výstup tedy platí

$$R_{\text{výstmsym}} = R_C \quad (2.13)$$

Vstupní proudová a napěťová nesymetrie

Vstupní napěťová nesymetrie vzniká nedokonalou symetrií, která je způsobena různými tolerancemi hodnot použitých součástek (rozdílný proudový zesilovací činitel β u tranzistorů, odchylky hodnot rezistorů a kondenzátorů). Na výstupu zesilovače se může objevit výstupní napětí i když na vstupu je nulové rozdílové napětí. Aby bylo možné dosáhnout nulového výstupního napětí je třeba na vstup přivést napětí. Toto napětí se nazývá vstupní napěťová nesymetrie nebo také vstupní ofset. Značené jako U_{OS} . [1]

Proudová nesymetrie I_{OS} vzniká vlivem působení napěťové nesymetrie. Přídavné ofsetové výstupní napětí má vliv na vznik rozdílových proudů, které protékají vstupem. Po zprůměrování hodnot vstupních proudů vzniká proud, který se nazývá vstupní klidový proud a je vyjádřen následujícím vztahem. [1]

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \quad (2.14)$$

Diferenční zesilovač nemá v základním zapojení zcela ideální vlastnosti, ty jdou samozřejmě zlepšit tím, že odpor R_E se nahradí zdrojem konstantního proudu. Následně dojde k rozšíření oblasti zesilovače a ke změně CMRR. Je několik zapojení zdroje konstantního proudu jako například proudový zdroj s děličem napětí nebo proudové zrcadlo a další. [1]

2.1.5 Zdroje konstantního proudu

Nejčastěji jsou zdroje konstantního proudu využívány místo zatěžovacích odporů v kolektorech tranzistorů T_1 a T_2 . [11]

Zdroj konstantního proudu s děličem napětí

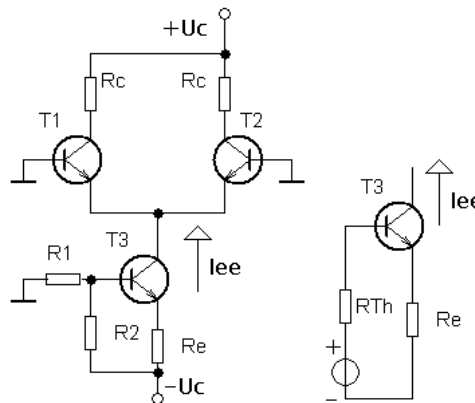
Théveninův model pro napěťový dělič lze použít jako náhradu za zdroj konstantního napětí. K napěťovému děliču je připojen bázi tranzistor T_3 , který je zdrojem proudu. Dělič určuje proud, jakým se tranzistor bude otvírat nebo zavírat, což způsobuje přísun konstantního proudu. Výpočet konstantního proudu I_{ee} je dán následujícím vztahem: [11]

$$I_{EE} = \frac{U_{Th} - U_{BE}}{\frac{R_{Th}}{\beta} + R_E} \quad (2.15)$$

R_{Th} vyjadřuje paralelní kombinaci odporů R_1 a R_2 . Théveninovo napětí je dáno vztahem 2.16

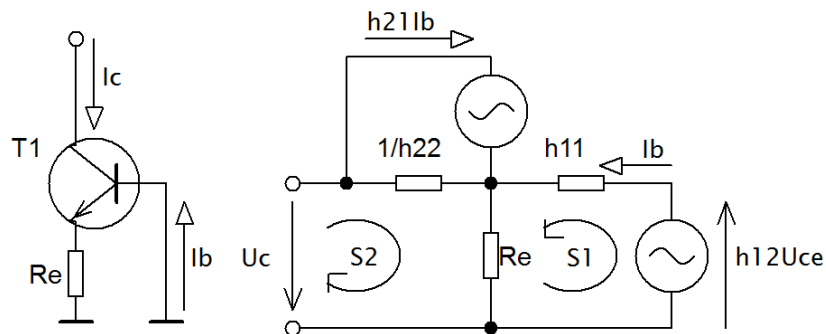
$$U_{Th} = U_{EE} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.16)$$

Proudový zdroj s děličem napětí je zobrazen na Obr.2.6.



Obr. 2.6 Proudový zdroj s děličem napětí a Théveninovým modelem [11]

Příklad výpočtu zdroje konstantního proudu



Obr.2.7 Model tranzistoru pro výpočet zdroje konstantního proudu

S1:

$$h_{11}I_B + R_E I_C + R_E I_B + h_{12}U_C - h_{12}R_E I_B = 0 \quad (2.17)$$

$$I_B(h_{11} + R_E - h_{12}R_E) + (R_E - h_{12}R_E)I_C = -h_{12}U_C \quad (2.18)$$

Z rovnice 2.18 si vyjádříme proud protékající kolektorem I_C .

$$I_B = -\frac{R_E - h_{12}R_E}{h_{11} + R_E(1 - h_{12})} I_C - \frac{h_{12}}{h_{11} + R_E(1 - h_{12})} U_C \quad (2.19)$$

S₂:

$$\frac{I_C}{h_{22}} - \frac{h_{21}I_B}{h_{22}} + R_E I_C = U_C \quad (2.20)$$

$$\left(\frac{1}{h_{22}} + R_E \right) I_C + \frac{h_{21}R_E}{h_{22}(h_{11} + R_E)} I_C + \frac{h_{21}h_{12}}{h_{22}(h_{11} + R_E)} U_C = U_C \quad (2.21)$$

$$\frac{h_{11} + h_{22}R_E(h_{11} + R_E) + h_{21}R_E}{h_{22}(h_{11} + R_E)} I_C = \frac{h_{22}(h_{11} + R_E) - h_{12}h_{21}}{h_{22}(h_{11} + R_E)} U_C \quad (2.22)$$

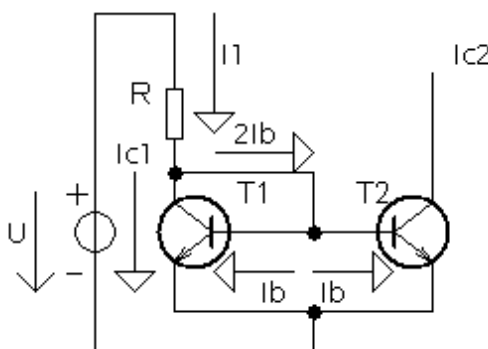
$$[h_{21}R_E + h_{11} + h_{22}R_E(h_{11} + R_E)]I_C = [h_{22}(h_{11} + R_E) - h_{12}h_{21}]U_C \quad (2.23)$$

Z předchozí rovnice je nyní možné vyjádřit impedanci Z.

$$Z = \frac{h_{21}R_E + h_{11} + h_{22}R_E(h_{11} + R_E)}{h_{22}(h_{11} + R_E) - h_{12}h_{21}} \quad (2.24)$$

Proudové zrcadlo

Název proudové zrcadlo vzniklo doslovným překladem z anglického current mirror. Proudová zrcadla se stala hlavním stavebním prvkem u analogových obvodů. Jedná se o zapojení, ve kterém se proud tekoucí jednou větví tranzistoru zrcadlí do větve druhého tranzistoru. Pokud mají tranzistory co nejvíce shodné parametry (proudový zesilovací činitel β), tak je zrcadlení proudu velmi přesné. Na Obr.2.8 je zobrazeno základní zapojení proudového zrcadla. [12]



Obr. 2.8 Proudové zrcadlo v základním zapojení [1]

Jedná se tedy o velmi jednoduché zapojení. Proud, který protéká přes tranzistor T₁ se zrcadlí do kolektorového proudu tranzistoru T₂. Z toho plyne, že napětí U_{BE} mezi bází a emitorem u obou tranzistorů jsou stejná, tudíž i proudy přitékající do bází jsou stejné. Proud, který protéká rezistorem R se vypočte následujícím způsobem: [1,12]

$$I_1 = \frac{U - U_{CE1}}{R} = I_{C1} + 2I_B = I_B(\beta + 2) \quad (2.25)$$

Proud vytékající z proudového zrcadla I_{C2} má stejnou velikost jako proud I_{C1} . Platí tedy:

$$I_C = I_{C2} = I_{C1} = \beta I_B = I_1 - 2I_B \quad (2.26)$$

Proudový přenos se následně vypočte z poměru I_1 a I_C .

$$K_I = \frac{I_C}{I_1} = \frac{\beta I_B}{(\beta + 2)I_B} = \frac{\beta}{\beta + 2} \cong 1 \quad (2.27)$$

$$I_C = \frac{\beta}{\beta + 2} I_1 = \frac{I_1}{1 + \frac{2}{\beta}} \quad (2.28)$$

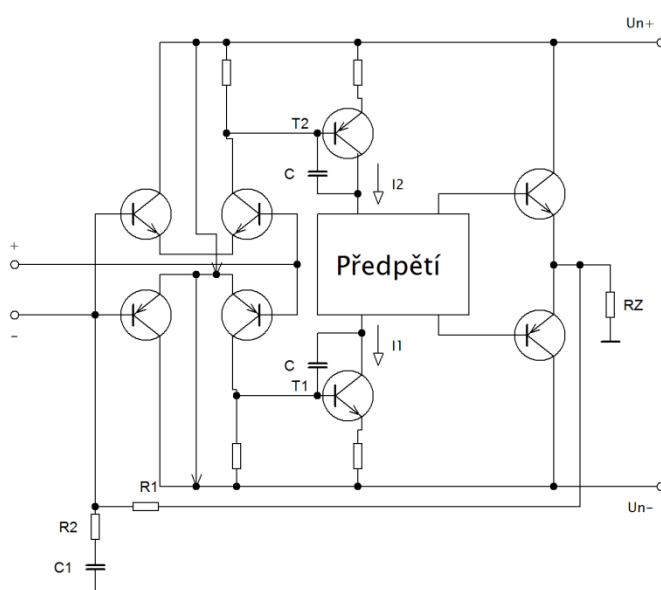
U zrcadlení proudů mohou nastat dvě různé chyby. První chyba vzniká v důsledku nestejných bázevých proudů. Proudů vtékající do obou bází se mohou mírně lišit (+2% pro $\beta=100$). Druhá chyba nastává při rozdílném napětí U_{CE1} a U_{CE2} , jelikož při zvýšení napětí na jednom z tranzistorů roste s napětím i proudový zesilovací činitel β a tím vzrůstá kolektorový proud. Aby k nárůstu proudu nedocházelo, je vhodné před emitory obou tranzistorů umístit rezistory. Jde o proudovou zpětnou vazbu. [12]

2.2 Budicí stupeň

Napěťový zesilovač má za úkol zesílit vstupní signál na požadovanou úroveň, aby došlo k vybuzení (otevření) výkonových tranzistorů. Požaduje se, aby měl dobrou linearitu, nízkou vstupní impedanci a vysokou rychlost přeběhu. Ve spojení se vstupním zesilovačem by měl dosahovat vysokého zisku naprázdno a velké šířky přenášeného pásma. Vysoký zisk lze udržet pouze na nízkých kmitočtech, neboť při zvyšování kmitočtu se začíná uplatňovat zatěžovací impedance následujícího stupně, která obsahuje významnou kapacitní složku. Současně dochází i k nárůstu zpětnovazební Millerovy kapacity. Jde o kapacitu samotného napěťového zesilovače. Se zvýšením kmitočtu tedy dochází k postupnému poklesu zisku a k nárůstu zkreslení, které je způsobeno snižováním hodnoty vratného rozdílu ve zpětnovazební smyčce. Budicí obvody u výkonových tranzistorů jsou zapojovány symetricky, s proudovými zdroji, neboť vazba jednotlivých stupňů s proudovými zdroji omezuje účinky nelinearity vstupní charakteristiky tranzistorů a nedochází ke kolísání hodnot pracovních bodů. [9,10]

2.2.1 Obecná zapojení budicího stupně

Na Obr.2.9 se jedná o budicí stupeň se dvěma proudovými zdroji. Na vstupu budicího stupně jsou dva diferenční zesilovače, zatížené proudovými zdroji, generující pětifázové signály. Jako proudové řízené zdroje pracují tranzistory T_1 a T_2 . Aby nedošlo k rozkmitání zesilovače po zavedení záporné zpětné vazby, jsou mezi bázi a kolektorem obou tranzistorů připojeny zpětnovazební kapacitory. Jejich kapacita posouvá zlom kmitočtové charakteristiky, tak, aby v souladu s Nyquistovou teorií bylo zesílení při úhlovém zpoždění o 180° menší než jedna. Zpětnou vazbu pro stejnosměrný signál zajišťuje rezistor R_1 , který je připojen do invertujícího vstupu a zabezpečuje na výstupu nulovou střední hodnotu napětí. Dělič R_1 a R_2 definuje celkové zesílení zesilovače pro střídavý signál. [9]

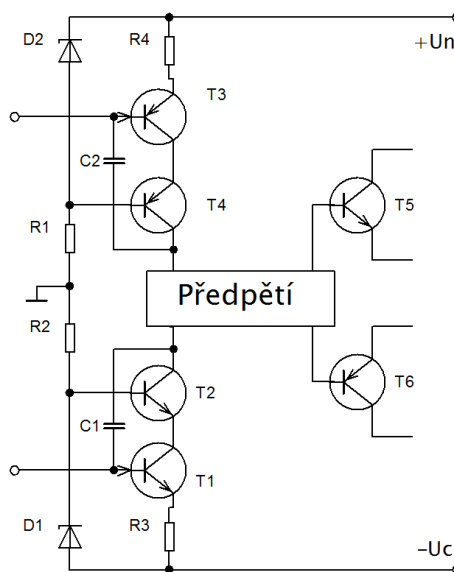


Obr.2.9 Zapojení budicího stupně se dvěma proudovými zdroji [9]

Budicí stupeň v kaskádním zapojení je zobrazen na Obr.2.10. Tranzistor T_2 tvoří pro tranzistor T_1 kolektorovou zátěž. Je to zapojení se společnou bází, na bázi tranzistoru T_2 je udržováno konstantní napětí. Proudové zesílení tohoto zapojení se blíží jednotkové hodnotě, avšak dynamický odpor v kolektoru je mnohem vyšší než v bázi a vytváří se velké napěťové zesílení.[9]

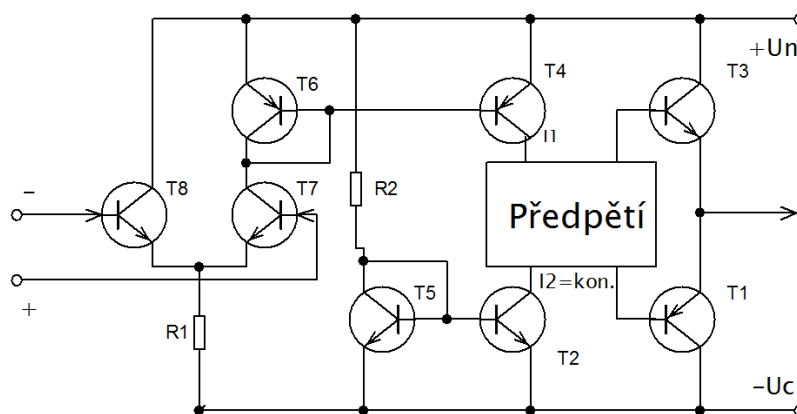
Výhoda kaskádního zapojení dvojice tranzistorů spočívá v oddělení proudového a napěťového zesílení, čímž se zamezí nelineárnímu působení změn kolektorového napětí na proudové zesílení stupně. Dalším přínosem zapojení je možnost nahradit nelineární zpětnovazební kapacitu C_{cb} prvního tranzistoru externím lineárním kapacitorem s volitelnou hodnotou kapacity, která eventuálně může být i menší než vnitřní kapacita přechodu kolektor-báze.[9]

Hlavním nedostatkem tohoto zapojení je nutnost použití vyššího napájecího napětí, neboť je potřeba pokrýt úbytek napětí na tranzistoru T_2 (T_3). [9]



Obr. 2.10 Kaskádní zapojení budicího stupně [9]

Třetím základním budícím stupněm je použití zapojení s proudovými zrcadly. Proudové zrcadlo je využito jednak k realizaci proudového zdroje v záporné větvi a dále k inverzi signálu z diferenčního vstupního zesilovače. Toto zapojení se uplatňuje zejména při malých hodnotách napájecího napětí. Nejčastěji se využívá u integrovaných zesilovačů. [9]



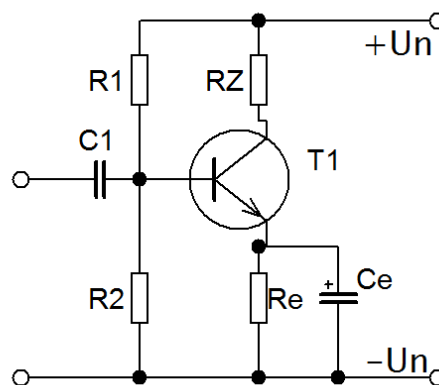
Obr.2.11 Budicí stupeň s použitím proudových zrcadel. [9]

2.3 Koncový stupeň

Koncový stupeň má za úkol výkonově zesílit signál z předchozího stupně. Aby se přenesl veškerý výstupní výkon do zátěže je žádoucí, aby impedance zátěže byla přizpůsobena výstupní impedanci zesilovače. Nejmenší výstupní impedanci má zapojení se společným kolektorem SC a i z tohoto důvodu se u výkonových stupňů používá nejčastěji. Pro velké výkony se používají zejména zapojení ve třídě AB. Koncové stupně dělíme na jednočinné (třída A) nebo častěji používané dvojčinné (B,AB). [1,9,10,13]

Jednočinné zesilovače pracují v obvyklém kmitočtovém rozsahu ve třídě A a vysokofrekvenční zesilovače pracují ve třídě C. Základní zapojení jednočinného zesilovače je zobrazeno na *Obr.2.12*. Toto zapojení se používá nejčastěji v nízkofrekvenčních aplikacích pro napájení reproduktorů, které jsou zapojeny na výstup kolektoru výkonového tranzistoru a tvoří kolektorovou zátěž. Kolektorem tedy protéká klidový proud, jehož velikost by měla být nastavena na poloviční hodnotu maximálního přípustného proudu tranzistoru. Velikost klidového proudu je dána poměrem odporů R_1 a R_2 , tedy nastavením předpětí na bázi. [13]

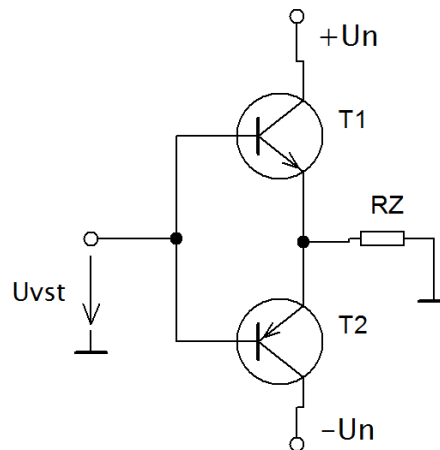
Výhodou tohoto zapojení je malé zkreslení. Nevýhodou je malá účinnost a malý výstupní výkon. V jednočinném zapojení také protéká stejnosměrný proud zátěží. Účinnost tohoto zapojení nepřesahuje hodnotu 20%. [13]



Obr.2.12 Jednočinné zapojení koncového zesilovače ve třídě A [13]

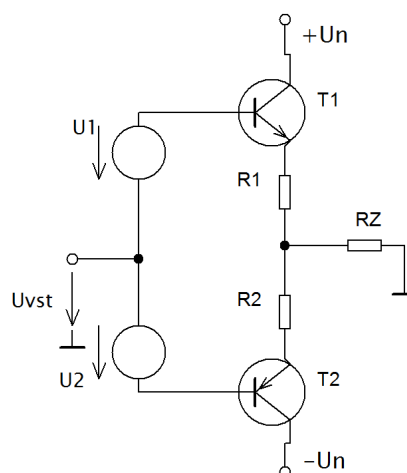
Dvojčinné zapojení zesilovače je používáno pro třídy zesilovačů AB a B. Může se použít i u třídy A, ale prakticky to nemá žádný význam, neboť účinnost zesilovače zůstává téměř stejná kolem 20%. U dvojčinného zapojení se využívají komplementární tranzistory (NPN,PNP), kde jeden zesiluje kladnou půlvlnu signálu, druhý zesiluje zápornou a na výstupu se obě půlvlny spojují. [9,13]

Mnohem většího výkonu je dosaženo v zapojení na *Obr. 2.13*.



Obr.2.13 Dvojčinné zapojení se symetrickým napájením [9]

V tomto zapojení pracují komplementární tranzistory se společným kolektorem (jako tzv. emitorové sledovače). Zátěž je připojena mezi spojené emitory obou tranzistorů a střed napájecích zdrojů (zem). Tranzistory u tohoto zapojení pracují bez předpětí. Po přivedení vstupního sinusového signálu se jednotlivé půlvlny rozdělí. Při kladné polaritě signálu je tranzistor T_2 uzavřen a tranzistor T_1 přechází do vodivého stavu. Při změně polarity dochází k opačnému jevu. Proudů protékající zátěží způsobují na zátěži úbytek a v okolí nuly dochází ke zkreslení signálu. Toto zkreslení se nazývá přechodové. Snížení přechodového zkreslení lze dosáhnout malým klidovým proudem, který protéká koncovými tranzistory. Je tedy potřeba, aby na přechodu báze emitor bylo předpětí. [9,13] Na Obr.2.14 je zobrazeno principiální zapojení pro omezení přechodového zkreslení.



Obr.2.14 Dvojčinné zapojení s přepětím v třídě AB [13]

2.4 Třídy zesilovačů

Třidu zesilovače udává nastavení polohy pracovního bodu, neboť poloha pracovního bodu má zásadní vliv na účinnost zesilovače a jeho zkreslení. Základní třídou zesilovačů je třída A. V této třídě musí být pracovní bod v takové poloze, aby velikost klidového proudu odpovídala maximálnímu výstupnímu proudu a proto účinnost zesilovače je velice malá. Na druhou stranu tato třída nevykazuje přechodové zkreslení, jelikož výkonové tranzistory pracující s velkými proudy mají malé vlastní zkreslení a vykazují dobrou linearitu. Zesilovač pracující v této třídě je využíván velmi zřídka. [1,4,9,10,13]

Mnohem vyšší účinnosti dosahují zesilovače, které pracují ve třídě AB a B. Velkým problémem u těchto tříd je zkreslení. U třídy B je pracovní bod umístěn přesně do bodu zániku kolektorového proudu. Po přivedení sinusového signálu je zesilována pouze kladná půlvlna. Je tedy nutné zapojit tranzistory do dvojitinného zapojení. Buzení tranzistorů je vzájemně fázově posunutá o 180° . Při přechodu signálu mezi jednotlivými větvemi dochází ke zkreslení. Účinnost u této třídy se pohybuje kolem 75%. [1,9,10]

Třída AB zahrnuje vlastnosti třídy A a B. Pracovní bod je tedy nastaven blízko od bodu zániku kolektorového proudu. Tato třída má nižší účinnost a mnohem nižší přechodové zkreslení, které je způsobeno právě změnou polohy pracovního bodu. [1,9,10]

Pracovní bod u třídy C je umístěn pod bodem zániku kolektorového proudu. Výstupní signál má tvar impulsů a jejich šířka závisí na úhlu otevření jednotlivých tranzistorů. Zapojení ve třídě C teoreticky dosahuje účinnosti až 90%. Nejčtenější využití má v oblasti vysílací techniky. [1,10]

Tab. 2.4.1 Přehled obecných vlastností tříd zesilovačů[1]

| Třída | Zkreslení | Pracovní bod | Účinnost η |
|-------|-----------|---|---------------------------------------|
| A | Malé | $I_{KP} \equiv \frac{I_{K\max}}{2}$ $U_{KP} \equiv \frac{U_{CC}}{2}$ | $\eta_{\max}=0,25$ reálně=20% |
| B | Velké | $I_{KP} \cong 0$ $U_{KP} \cong U_{CC}$ | $\eta_{\max}=0,785$ reálně=50% |
| AB | Střední | $0 < I_{KP} < \frac{I_{K\max}}{2}$ $\frac{U_{CC}}{2} < U_{KP} < U_{CC}$ | $\eta_{\max}=65\%$ reálně= 50% |
| C | Velké | $I_{BP} \cong 0$ $U_{BEP} \cong -U_P$ | $\eta_{\max}=100\%$ Reálně= 85-90% |

3 Testování a realizace zapojení výkonového zesilovače

3.1 Koncepce

Amplituda výstupního proudu zesilovače při čtyřohmové zátěži nepřesáhne 5 A. Maximální efektivní hodnota výstupního sinusového napětí je omezena stabilizovaným napájením ± 24 V na cca 15 V. Požadované napět'ové zesílení pro vstupní signál 1,5 V je pak 10 (20 dB).

Zesilovač je od počátku řešen symetricky, což zajišťuje vysoký odpor a kompenzaci stejnosměrných proudů bázi vstupních tranzistorů. Další výhodou symetrického zapojení je eliminace rušivých jevů při zapnutí a vypnutí zesilovače a snížení nelineárního zkreslení v koncovém stupni.

Napět'ově zesilující stupně by měly být právě dva, aby zajistily základní zesílení v otevřené zpětnovazební smyčce řádově 10^4 . Každý další zesilující tranzistor navíc by již jen zhoršoval fázová zpoždění a stabilitu zesilovače.

Vstupní diferenční zesilovače jsou řešeny v neobvyklém komplementárním zapojení, jehož přínosem je snížení šumu a dokonalá vazba obou tranzistorů. Za zmínku stojí též vznik polarizačního napětí pro elektrolytické kapacitory ve zpětnovazební větvi, způsobené posunem stejnosměrného napětí u invertujících vstupů. Elektrolytické kapacitory tak není nutné řadit antisériově, což stejně není schopno zabezpečit dostatečnou stálost jejich kapacity.

Úkolem kaskádního zapojení tranzistorů v prvním zesilujícím stupni je oddělení proudového a napět'ového zesílení. Potlačí se tak vliv nelineární napět'ově závislé kapacity C_{bk} vstupního tranzistoru a parametru h_{12} v jeho hybridním modelu. Aby rozdílové napětí mezi bázi a kolektorem prvního tranzistoru bylo trvale konstantní, je na bázi druhého tranzistoru v kaskádě přivedeno zpětnovazební napětí, shodné se vstupním signálem.

Vysoké zesílení prvního stupně při nízkých kmitočtech je dosaženo aktivní zátěží – tranzistorem ve funkci proudového zdroje. Jelikož následující druhý stupeň vyžaduje s ohledem na malé zkreslení u emitorového sledovače napět'ový signál (ne proudový), musí být aktivní zátěž překlenuta rezistorem s nižší a přesně definovanou hodnotou odporu.

I v druhém „rozkmítovém“ stupni je pomocí dvou tranzistorů oddělen vstup a výstup a nežádoucí Millerova kapacita mezi nimi. Emitorový sledovač zajišťuje tvrdé napět'ové řízení zesilovacího tranzistoru. Kapacitní vazba mezi kolektorem prvního a emitorem druhého tranzistoru opět řeší eliminaci parametru h_{12} u prvního tranzistoru (napětí kolektoru sleduje napětí báze) a podobně jako v Darlingtonově zapojení přispívá ke zvýšení výstupního proudu druhého tranzistoru.

Třetí koncový stupeň zesilovače již nevytváří napěťové zesílení, ale soustřeďuje se na proudové v pokud možno co nejširším frekvenčním rozsahu. Báze koncových výkonových tranzistorů nejsou odporově spojeny s výstupem, což přispívá ke zvýšení rychlosti přeběhu výstupního napětí. Koncové tranzistory jsou linearizovány lokální zápornou zpětnou vazbou, která se vytváří na řadě paralelně spojených rezistorů (minimalizace jejich indukčnosti) v jejich emitorovém obvodu. Předpětí pro koncové tranzistory realizuje s vysokou citlivostí dvojice tranzistorů, teplotně vázaná přímo k pouzdrům koncových tranzistorů.

Ochrany proti výkonovému či proudovému přetížení nejsou do zesilovače implementovány, jelikož by zhoršovaly jeho parametry a vzhledem k charakteru využití zesilovače se nejeví nutné.

3.2 Realizace

Výsledné optimalizované schéma navrženého zesilovače je na *Obr. 3.1*.

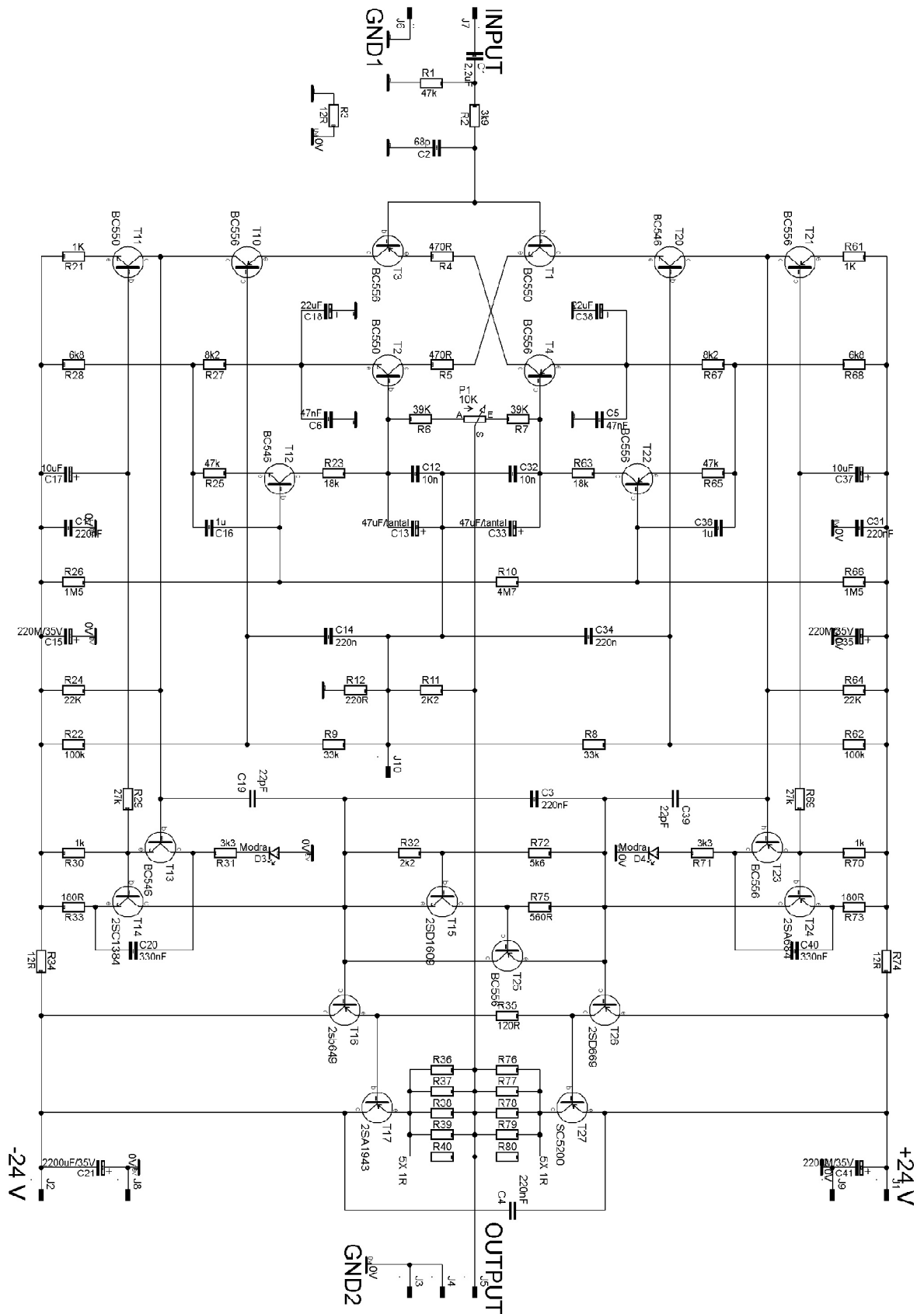
Pracovní body všech zesilujících tranzistorů jsou vzhledem k vysokofrekvenčním vlastnostem voleny s relativně většími proudy, na vstupu 1 mA, druhý stupeň 6 mA.

Jelikož zpětná vazba reaguje vždy s určitým zpožděním, na vstupu je nutno omezit rychlost změn vstupního napětí filtrem, charakterizovaným mezní frekvencí cca 600 kHz.

Stabilitu zesilovače zajišťuje kmitočtová kompenzace, tvořená kapacitami C19 a C39 (22 pF). Důležité je též blokování napájení koncových tranzistorů kvalitním vf kapacitorem v těsné blízkosti kolektorů.

Vratný rozdíl zpětné vazby u zesilovače dosahuje hodnoty 1000 při 1 kHz..

Hodnoty všech součástek se nacházejí v tabulce C1 v příloze. Velikosti odporů a kapacit jsou zpravidla výsledkem průniku více různých požadavků, jako je například otázka šumu, linearity přenosu, výkonového zatížení, přizpůsobení k řadě vyvolených hodnot E12 atd.

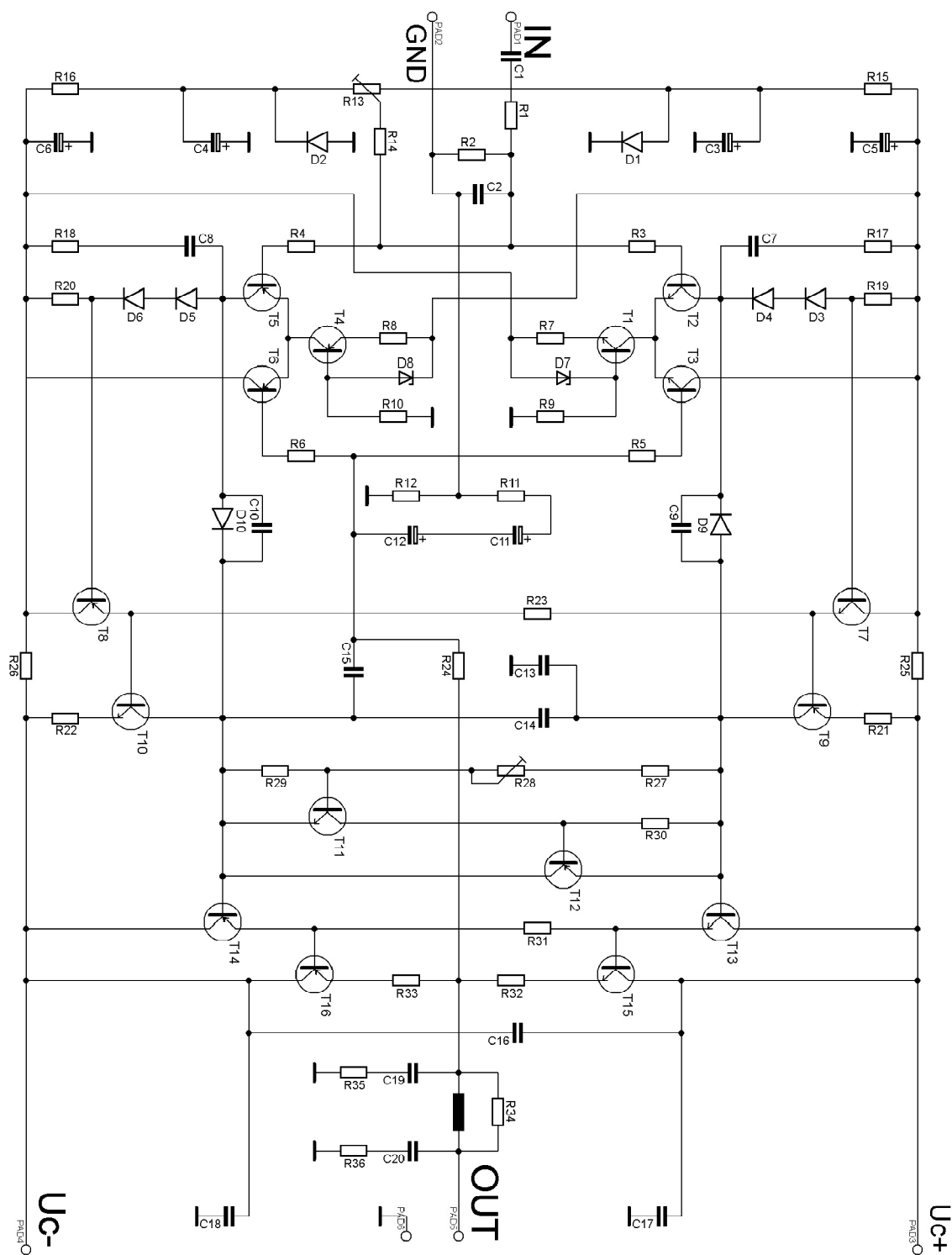


Obr.3.1 Schéma realizovaného zesilovače

3.3 Typické příklady Hi-Fi zesilovačů

Nejkvalitnější zesilovače se důkladně zaměřují na precizní provedení všech detailů. Velmi nízkých hodnot zkreslení dosahují zapojením s co nejkratšími signálovými cestami, optimálním zemněním, kvalitním propojením mezi jednotlivými stupni a umístěním napájecího zdroje přímo k výstupním obvodům. Příkladem renomovaných značek světových výrobců jsou Bryston, Accuphase, Mark Levison, Anthem, Krell a jiné. Typické schéma jakostního koncového stupně Hi-Fi zesilovačů je popsáno v následujícím odstavci.

Na Obr. 3.2 je pro srovnání zobrazeno typické schéma komplementárního diferenčního výkonového zesilovače. Je patrné, že je zesilovač řešen symetricky. Mezní frekvence vstupního filtru (C_1) je volena dle konkrétního využití zesilovače. Kondenzátor C_2 udává horní mezní kmitočet výkonového zesilovače. Tento kondenzátor také slouží v zapojení k ochraně výkonových tranzistorů, aby nedošlo k jejich zničení po přivedení vysokofrekvenčního signálu na vstup zesilovače. Rezistory R_7 a R_8 společně s diodami D_7 a D_8 nastavují velikost pracovního proudu, který teče diferenciálními zesilovači. Tranzistory T_2 , T_3 , T_5 a T_6 by měly mít naprosto shodné parametry, aby nedocházelo k nesymetrii. T_1 a T_4 musí být konstruovány minimálně na závěrné napětí odpovídající součtu zdrojových napájecích napětí. Na tranzistory T_7 až T_{10} a T_{13} , T_{14} jsou kladeny nároky na rychlost spínání a velké závěrné napětí U_{CE0} . Zlepšení stability zesilovače zajišťují RC členy zapojené do kolektorových obvodů a kompenzační kondenzátory C_9 , C_{10} a C_{15} . Budicí tranzistory T_{11} a T_{12} vytvářejí předpětí, které je potřebné pro pootevření koncových (výkonových) tranzistorů T_{15} a T_{16} . Teplotní kompenzaci zároveň zajišťuje tranzistor T_{11} a slouží tedy jako teplotní snímač. Z tohoto důvodu by měl být tranzistor T_{11} umístěn co nejbližší k výkonovým tranzistorům. Jakmile se oteplí výkonové tranzistory vlivem protékajících proudů, dojde k nepatrnému zmenšení klidového proudu a tím se zajistí stabilita provozu v optimálních podmínkách. Výstup zesilovače tvoří RLC obvod, který rovněž zlepšuje stabilitu při zatížení kapacitní zátěží. Zlepšení impedance na napájecích větvích při vysokých kmitočtech mají za úkol kapacitory C_{17} a C_{18} , sloužící jako blokovací kondenzátory. [10]



Obr.3.2 Typické schéma Hi-Fi zesilovače [10]

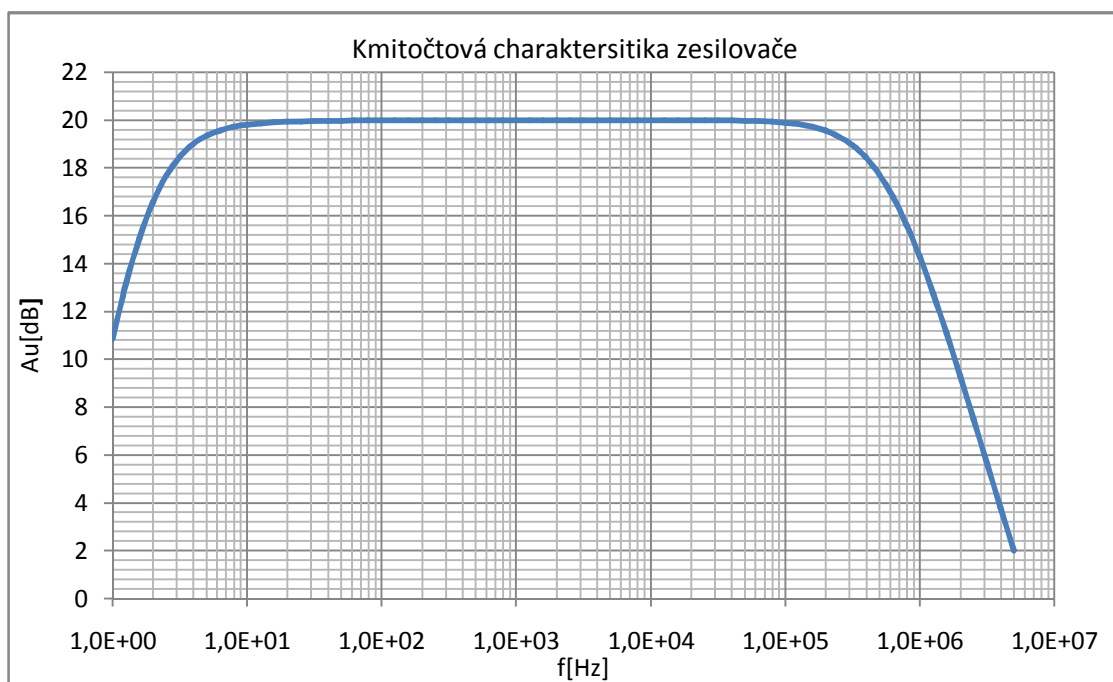
4 Počítačová simulace navrženého obvodu zesilovače

Simulace je využívána v prvotní fázi k zjištění chování a prověření předpokládaných vlastností daného obvodu. Výhodou simulace je možnost upravovat parametry a zjišťovat vliv změn na chování obvodu. Simulací tedy eliminujeme případné chyby, které by mohly nastat v reálném zapojení (zničení výkonových zesilovačů). Modelování obvodů urychlí návrh obvodu a i popřípadě sníží náklady způsobené možnou destrukcí součástek, která by mohla nastat při oživení zapojení bez ověření vlastností obvodu. [9]

Na simulaci obvodů je možné použít mnoho programů (Multisim, Tina, PSpice). Aby byla dosažena co největší shoda modelu a reálného zapojení je nutné mít velice obsáhlé knihovny součástek.

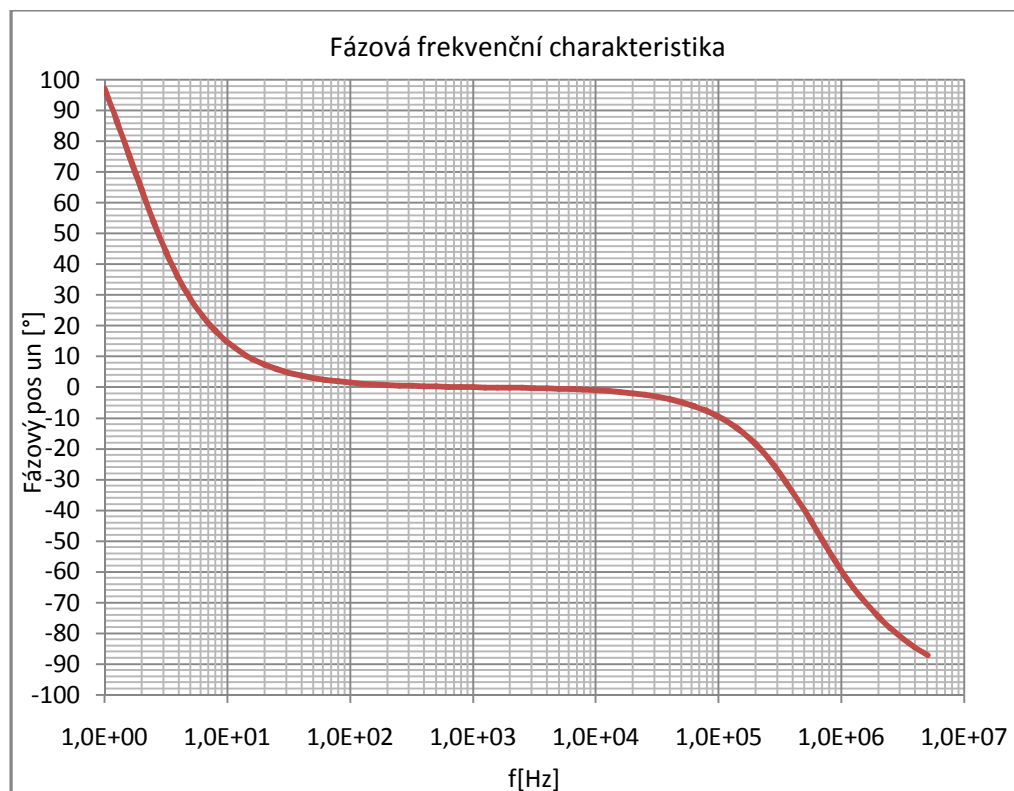
Simulační programy nabízejí několik druhů analýz, jako například stejnosměrnou DC analýzu a střídavou AC analýzu. Výstupem střídavé AC analýzy je průběh frekvenční charakteristiky a fázové. AC analýza není závislá na velikosti vstupního napětí. Z vygenerovaných charakteristik je možné zjistit údaje o chování zesilovače při přivedení impulzů na vstup. Fázová charakteristika by měla mít co nejvíce vyrovnaný průběh v celé šířce pásma. [9]

K modelování výkonového zesilovače jsem použil program Multisim, vyvinutý společností National Instruments. V simulačním programu jsem využil tedy obě dvě analýzy. Pomocí AC analýzy bylo nutné ověřit jakého frekvenčního rozsahu bude schopen zesilovač dosáhnout a porovnat výsledky s teoretickými předpoklady.



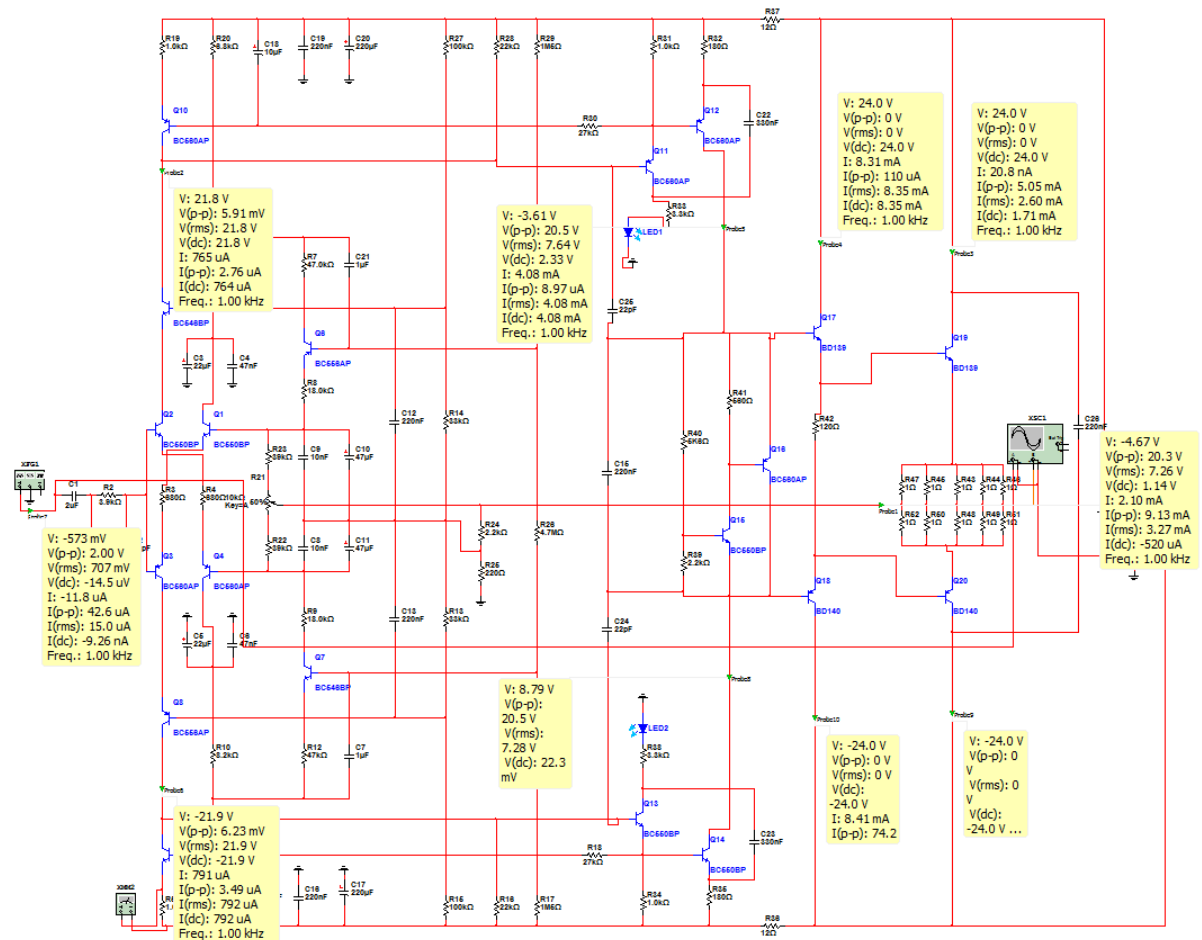
Obr.4.1 Kmitočtová charakteristika zesilovače

Na *Obr.4.1* je zobrazena kmitočtová charakteristika, jde o závislost napěťového zesílení v dB na frekvenci. Z grafu je patrné, že šířka pásma při poklesu o 3dB má rozsah od $f_D=2,5$ Hz do $f_H=700$ kHz. Konstantní zesílení (-0,2 dB) zesilovač vykazuje ve frekvenčním rozsahu od 10Hz do 100kHz. *Obr.4.2* zobrazuje fázovou frekvenční charakteristiku. Vyjadřuje závislost fázového posunu poměru výstupního a vstupního napětí na kmitočtu. Fázový posun by se měl pohybovat kolem nuly v celé šířce přenášeného pásma. Z *Obr.4.2* je patrné, že fázový posun je roven nule v rozmezí frekvencí od 200Hz do 20kHz.



Obr.4.2 Fázová charakteristika

DC analýza je vhodná k získání stejnosměrných hodnot, ze kterých je možné určit a nastavit polohu pracovního bodu. Tato analýza je velmi rychlá. Při porovnání hodnot DC analýzy s naměřenými hodnotami byla shledána shoda u jednotlivých proudů a napětí v daných větvích obvodu. Na následujícím *Obr.4.3* je zobrazena DC analýza obvodu.



Obr. 4.3 DC analýza napětí a proudů

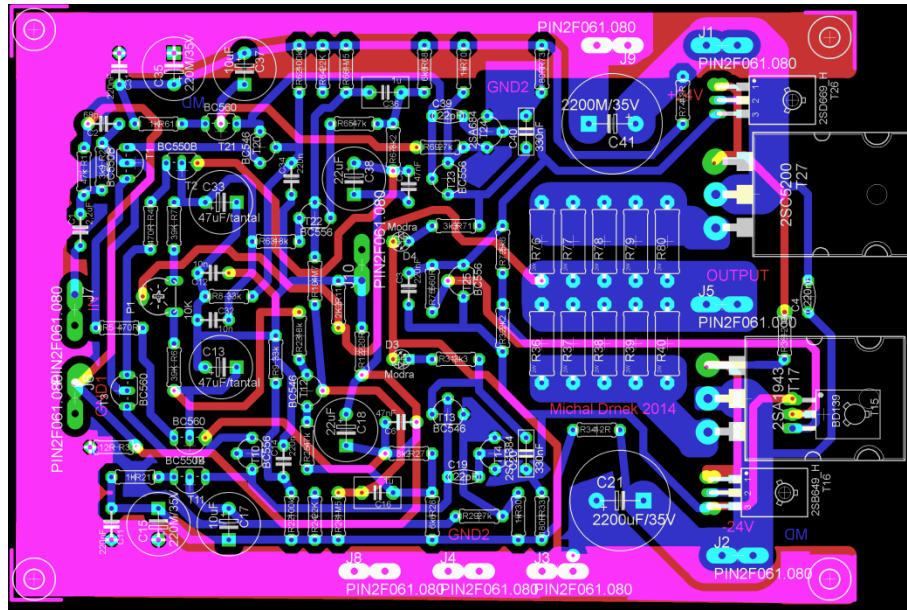
5 Konstrukce

5.1 Návrh motivu vodivých cest

K vytvoření návrhu DPS byl použit program Eagle od firmy CADSoft. Je složen ze tří hlavních částí, které obsahují schematický editor, editor plošného spoje a autorouter. Nejdříve se nakreslí ve schematickém editoru celkové schéma daného zapojení. V dalším kroku se v editoru plošného spoje vytvoří jednotlivé vodivé cesty mezi součástkami.

Bylo nutné vytvořit oboustranný plošný spoj, neboť v zapojení je mnoho součástek a na jednu stranu DPS by nebylo možné veškeré spoje realizovat. Vodivé propoje mezi horní (Top) a spodní (Bottom) vrstvou jsou realizovány pomocí vývodů THT součástek. Výsledná velikost DPS má rozměry 124x86 mm. DPS nebylo již možné více minimalizovat, jelikož byly kladeny požadavky na spolehlivost. Z tohoto důvodu byly spoje zhotoveny širšími propojovacími cestami, hlavně u propojení mezi kolektory výkonových tranzistorů a svorkami napájení $\pm 24V$.

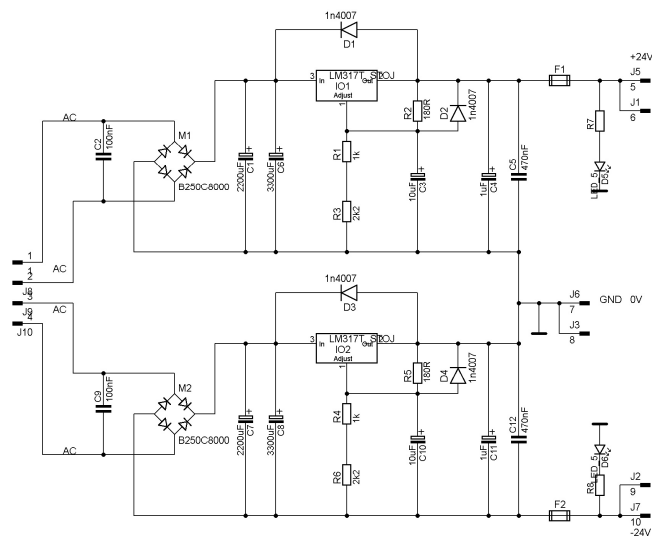
Symetrické uspořádání při rozmisťování součástek není zcela dodrženo. Z důvodu úspory místa a snahy o co nejmenší vzdálenosti signálových cest. Vstupní, výstupní a napájecí svorky jsou realizovány konektory fast-on. Tyto konektory zajišťují velmi kvalitní a spolehlivé propojení. Výkonové tranzistory jsou umístěny na pravé straně desky plošného spoje. Tranzistory jsou pájené ze spodní strany, aby je bylo možné mechanicky připevnit na chladič. Kondenzátory C_{21} a C_{22} jsou co nejbližší umístěny ke kolektorům výkonových tranzistorů a svorkám napájení $\pm 24V$, aby byly schopné pokrýt proudové špičky. Z důvodu úspory času byla oboustranná deska plošného spoje vyrobena svépomocí. Na *Obr.5.1* je zobrazen kompletní návrh oboustranného plošného spoje.



Obr.5.1 Celkový návrh oboustranného plošného spoje

5.2 Symetrický zdroj napětí

Výkonový zesilovač vyžaduje symetrické stabilizované napájení $\pm 24\text{V}/5\text{A}$. Při návrhu zdroje se nabízely dvě možné varianty provedení. První varianta spočívala v použití integrovaného stabilizátoru LM7824, avšak tento stabilizátor je od výrobce konstruován na maximální proud do 2 A. Bylo by tedy nutné ke stabilizátoru LM7824 připojit tranzistor a tím by bylo dosaženo vyššího výstupního proudu zdroje. Druhá varianta spočívala v použití regulátoru napětí LM338, který je schopen regulovat napětí od $+1,2\text{V}$ do $+32\text{V}$ a pracovat s proudem do 5A. Z tohoto důvodu jsem tedy první variantu zamítl. V datovém listu k regulátoru napětí je uvedeno několik možných způsobů zapojení. Použité zapojení z katalogového listu je zobrazeno na Obr.5.2.



Obr.5.2 Symetrický stabilizovaný napájecí zdroj [14]

K udržení konstantního výstupního napětí při maximálním možném zatížení bylo potřeba zvolit vhodný transformátor s dvěma vinutími. Zdroj je napájen z toroidního transformátoru 2x28V/2x5,35A (300VA). Regulátory napětí LM338 a usměrňovací můstky je potřeba dostatečně chladit, neboť na nich vznikají velké tepelné ztráty při regulaci napětí na $\pm 24V$.

5.3 Konstrukční uspořádání

Pro výsledné umístění zesilovačů bylo nutné pořídit dostatečně velkou konstrukční skříň vyrobenou z FE. Vybral jsem tedy konstrukční skříň o velikosti: v x š x h, 88 x 440 x 350mm. Skříň je složena ze dvou hlavních částí, horní a spodní. Na spodní část jsou přimontovány veškeré komponenty výkonového zesilovače.

Přední část

Na přední části se nachází síťový vypínač, potenciometr pro balance a potenciometr na regulaci hlasitosti. Uprostřed panelu je umístěn přepínač pro vstupy $\frac{1}{2}$. Dva vstupy byly zvoleny z možnosti připojení dvou různých zdrojů signálu např. mixážní pult. V pravé části je připravený výstup na sluchátka. V budoucnu je samozřejmě možné přední panel doplnit o další komponenty (display).



Obr.5.3 Pohled na přední část zesilovače

Zadní část

Na levé a pravé straně jsou přimontovány chladiče výkonových tranzistorů. Uprostřed se nachází výstupy levého a pravého kanálu zesilovače. Připojení síťového napájení je realizováno eurokonektorem.

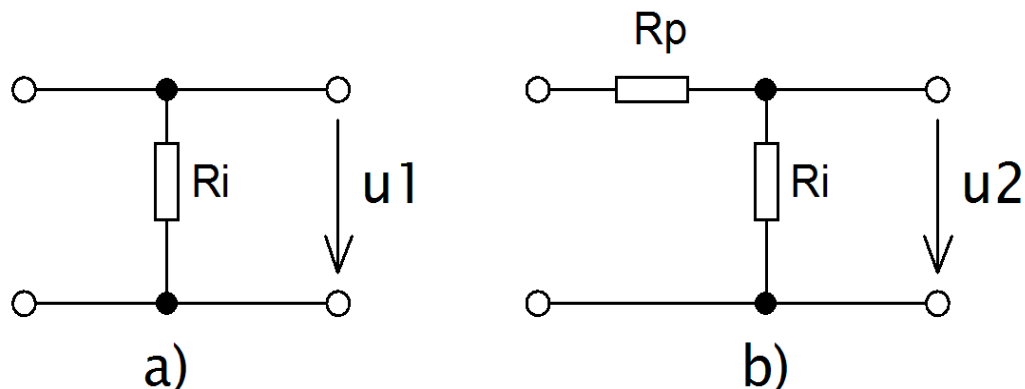


Obr.5.4 Pohled na zadní část zesilovače

6 Naměřené a vypočtené hodnoty

Na mnou zkonstruovaném zesilovači byla provedena řada měření.

Vstupní impedance



Obr.6.1 Měření vstupní impedance

Měření vstupní impedance proběhlo následující metodou. Na vstupní svorky byl přiveden vstupní signál o $f=10\text{kHz}$ a bylo změřeno napětí U_1 (a). Dále se mezi generátor a vstupní svorky umístil rezistor o známé hodnotě a z voltmetru bylo odečteno napětí U_2 (b).

Naměřené hodnoty:

$$U_1 = 1980 \text{ mV}$$

$$U_2 = 984 \text{ mV}$$

$$R_p = 46,7 \text{ k}\Omega$$

Následuje výpočet:

$$U_1 = k \tag{6.1}$$

$$U_2 = k \frac{R_i}{R_i + R_p} \tag{6.2}$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_i}{R_i + R_p} \tag{6.3}$$

Nyní z předchozí rovnice vyjádříme R_i .

$$(R_i + R_p) \frac{U_2}{U_1} = R_i \tag{6.4}$$

$$R_i \frac{U_2 - U_1}{U_1} = -R_p \frac{U_2}{U_1} \tag{6.5}$$

$$R_i = -R_p \frac{U_2}{U_1} \frac{U_1}{U_2 - U_1} \quad (6.6)$$

$$R_i = R_p \frac{U_1}{U_2 - U_1} = 46,7 \frac{984}{1980 - 984} = 46,137 \Omega \quad (6.7)$$

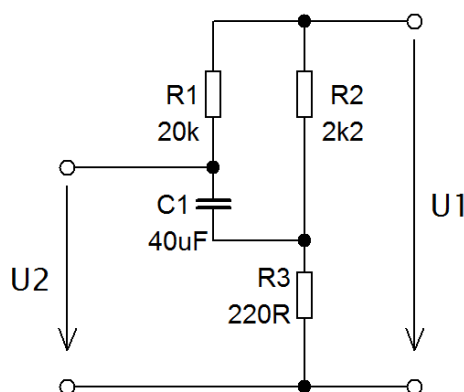
$$R_i' = \frac{1}{\frac{1}{R_i} - \frac{1}{R_p}} = \frac{1}{\frac{1}{46,137} - \frac{1}{46,7}} \cong 3,25 M\Omega \quad (6.8)$$

Vstupní impedance zesilovače na bázi vstupních tranzistorů (bez započtení odporu R_1) má tedy hodnotu 3,25 MΩ.

Zkreslení

Dostupnými přístroji nebylo možné nelineární zkreslení zesilovače změřit, jelikož se pohybuje hluboko pod prahem citlivosti přístrojů.

Výpočet napět'ového zesílení



Obr.6.2 Zjednodušené zapojení zpětnovazebního členu

Napět'ový přenos zesilovače v symbolicko-komplexním vyjádření je s dostatečnou přesností roven kaskádnímu parametru a_{11} . U_1 a U_2 jsou zde obrazy napětí na vstupu a výstupu zpětnovazebního dvojhranu.

$$\bar{a}_{11} = \left. \frac{\bar{U}_1}{\bar{U}_2} \right|_{\bar{i}_2=0} = \bar{A}_u \quad (6.9)$$

$$\bar{U}_2 = \bar{U}_1 - R_1 \bar{I}_1 \quad (6.10)$$

Pro výpočet uplatníme Thèveninův ekvivalent

$$U_e = U_1 \frac{R_3}{R_2 + R_3} \quad (6.11)$$

$$R_e = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \quad (6.12)$$

$$\begin{aligned} \bar{I}_1 &= \frac{\bar{U}_1 - \bar{U}_e}{R_1 + R_e + \bar{Z}_c} = \frac{\bar{U}_1 R_2}{(R_2 + R_3)(R_1 + R_e + \bar{Z}_c)} = \frac{\bar{U}_1 R_2}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3 + \bar{Z}_c (R_2 + R_3)} \\ &= \frac{j\omega C R_2 \bar{U}_1}{j\omega C (R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3) + (R_2 + R_3)} \end{aligned} \quad (6.13)$$

$$\begin{aligned} \bar{U}_2 &= \bar{U}_1 \left(1 - \frac{j\omega C R_1 R_2}{j\omega C (R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3) + (R_2 + R_3)} \right) = \\ &= \bar{U}_1 \frac{j\omega C (R_1 R_3 + R_2 R_3) + (R_2 + R_3)}{j\omega C (R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3) + (R_2 + R_3)} \end{aligned} \quad (6.14)$$

Nyní vyjádříme \bar{A}_u

$$\bar{A}_u = \frac{\bar{U}_1}{\bar{U}_2} = \frac{j\omega C (R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3) + (R_2 + R_3)}{j\omega C (R_1 R_3 + R_2 R_3) + (R_2 + R_3)} \quad (6.15)$$

$$\bar{A}_u = \frac{\bar{U}_1}{\bar{U}_2} = \frac{1 + j\omega \frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_2 + R_3} C}{1 + j\omega \frac{R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_2 + R_3} C} = \frac{1 + j\omega \tau_1}{1 + j\omega \tau_2} \quad (6.16)$$

Ze jmenovatele předchozí rovnice plyne dolní mezní frekvence zesilovače.

$$\omega_d = \frac{1}{\tau_2} = \frac{R_2 + R_3}{(R_1 + R_2) R_3 C} \quad (6.17)$$

$$f_d = \frac{R_2 + R_3}{2\pi (R_1 + R_2) R_3 C} = \quad (6.18)$$

Pro střední přenášené pásmo kmitočtů platí

$$A_u = \frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_1 R_3 + R_2 R_3} \quad (6.19)$$

Po dosazení zvolených hodnot $R_1=20\text{ k}\Omega$, $R_2=2,2\text{ k}\Omega$, $R_3=220\text{ }\Omega$ a $C=40\text{ }\mu\text{F}$ dostaneme

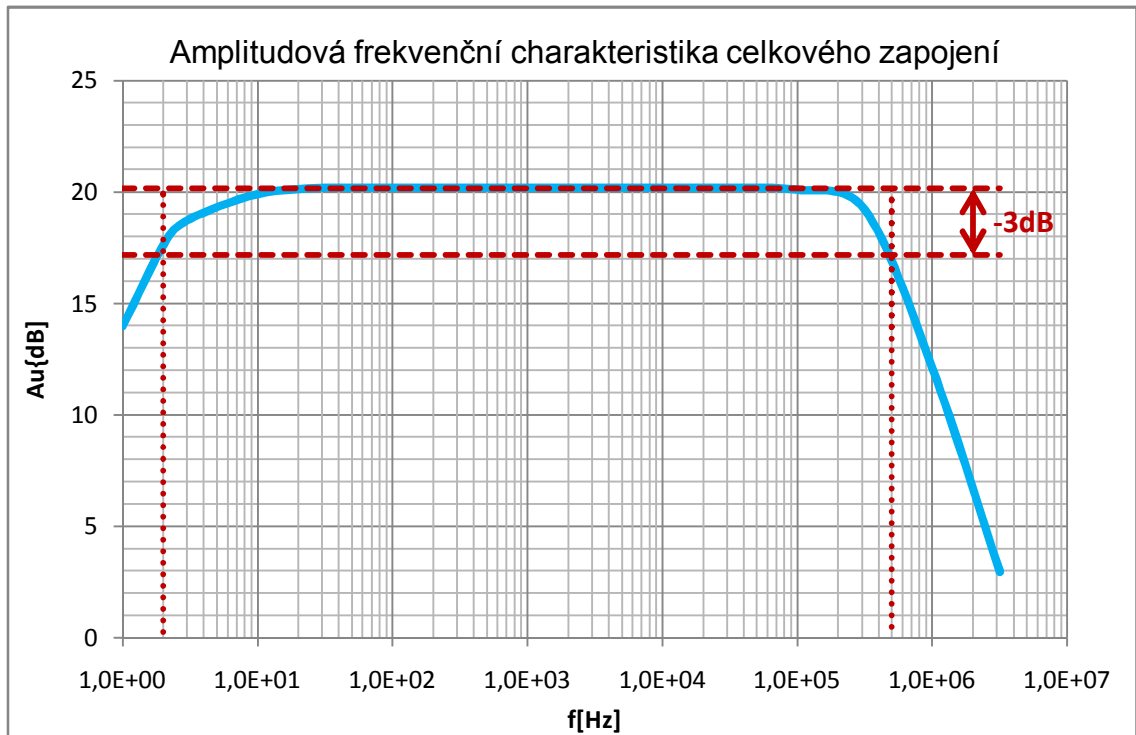
$$A_u = \frac{48884}{4884} = 10,009 \quad (6.20)$$

$$f_d = \frac{2,42 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 4,884 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot 10^{-5}} = 1,97\text{ Hz} \quad (6.21)$$

Měření amplitudové frekvenční charakteristiky

Ideální frekvenční charakteristika zesilovače by měla být konstantní v celém frekvenčním rozsahu. Při měření by měly být odečítány pouze hodnoty výstupního napětí při konstantním vstupním napětí. Ukázalo se však, že generátor (Tektronix AFG 3021) není schopen udržet při malých a vysokých frekvencích konstantní výstupní hodnotu amplitudy. Z tohoto důvodu muselo být napětí generátoru průběžně kontrolováno a odečítáno. Měření potvrdilo předpokládanou hodnotu dolní mezní frekvence $f_D=2\text{ Hz}$ a horní mezní frekvenci $f_H=500\text{ kHz}$. Zesilovač má konstantní zesílení v tolerančním pásmu $-0,2\text{ dB}$ v oblasti od 10 Hz do 200 kHz , což dobře pokrývá uvažovaný rozsah akustických frekvencí od 20 Hz do 20 kHz . V rozmezí 50 Hz až 20 kHz pak fázová charakteristika nevybočí z tolerančního pásma $\pm 2^\circ$.

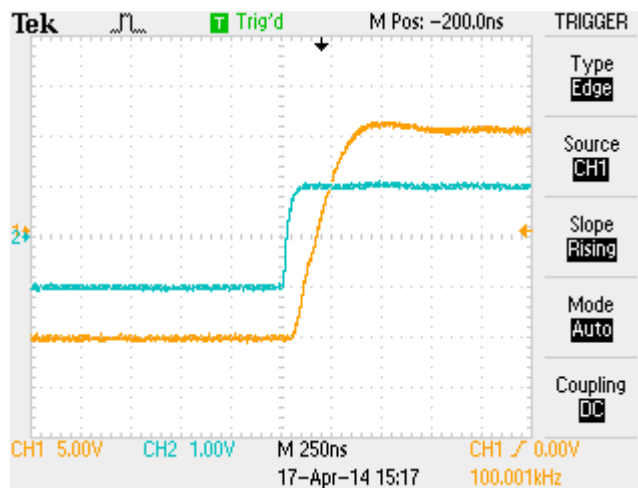
Při porovnání nasimulované a změřené amplitudové frekvenční charakteristiky vyplývá, že mají přibližně shodné průběhy. Dolní mezní frekvence f_D je u obou charakteristik shodná, avšak horní mezní frekvence f_H je rozdílná a u nasimulované charakteristiky je o 200 kHz posunuta oproti změřené. Dalším poznatkem je, že naměřená charakteristika má konstantní zesílení v širším rozsahu frekvenčního pásma, než charakteristika vycházející ze simulace.



Obr.6.3 Amplitudová frekvenční charakteristika

Měření rychlosti přeběhu

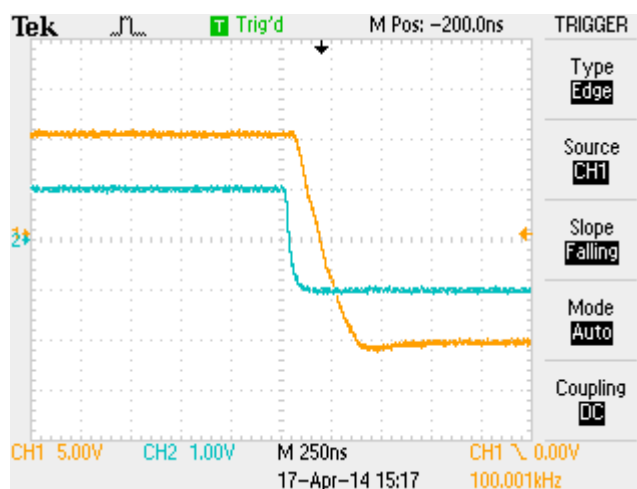
Jak plyne z příložených obrázků *Obr.6.4* a *Obr. 6.5*, rychlost přeběhu při náběžné i sestupné hraně u zatíženého zesilovače dosahuje hodnoty $60\text{V}/\mu\text{s}$.



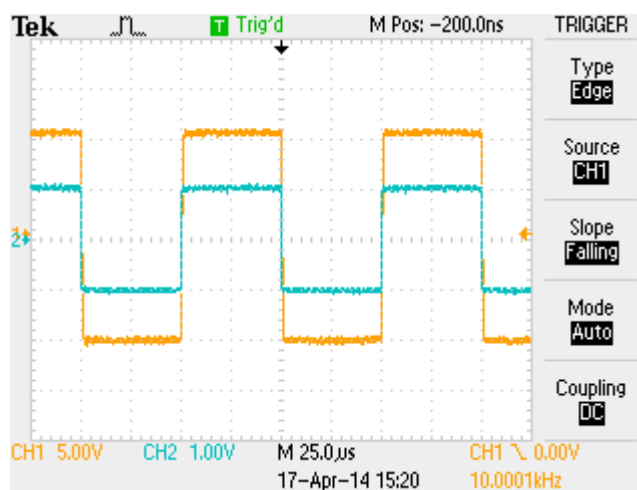
Obr. 6.4 Rychlost přeběhu - náběžná hrana

Doba průchodu signálu zesilovačem

Bylo změřeno časové zpoždění výstupního signálu (pro malé signály) vůči vstupnímu cca 50 ns.



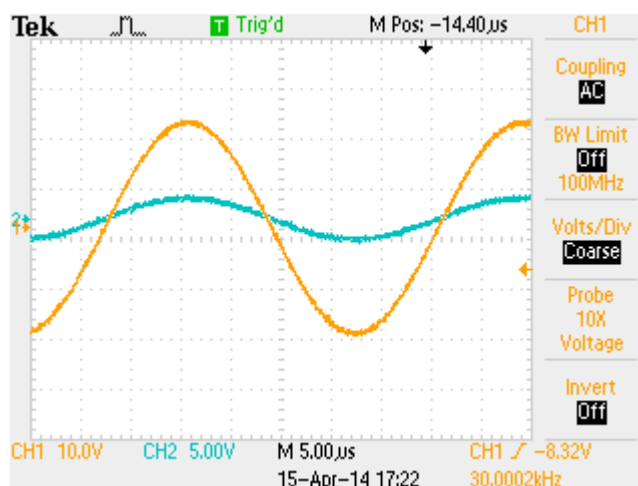
Obr.6.5 Rychlost přeběhu - sestupná hrana, časové zpoždění



Obr.6.6 Zesílení po přivedení obdélníkového signálu

Měření zatíženého zesilovače

Měření bylo provedeno při nízkoindukční odporové zátěži 8Ω . Obr.111 ukazuje rozkmit a zesílení zatíženého zesilovače při harmonickém průběhu frekvence 30 kHz. Amplituda signálu je 21V při napájecím napětí 24V. Napěťové zesílení má hodnotu 10. Tomu odpovídá sinusový výkon 30 W na 8Ω zátěži. Hudební výkon na 4Ω zátěži by byl přibližně 120 W.



Obr.6.7 Rozkmit a zesílení zatíženého zesilovače

Parametry měřících přístrojů

Generátor **Tektronix AFG 3021** [15] –

Frekvenční rozsah 1mHz – 25MHz

Výstupní kanál 1

Offset $\pm 5V$ AC + DC

Gen. signály obdélník, sinus, rampa, pila

Osciloskop **Tektronix TDS2014B** [16]

Kanály 4

Šířka pásma 100 MHz

Vzorkování 1 GS/s

Závěr

Úkolem mojí diplomové práce bylo navrhnout a ověřit zapojení kvalitního výkonového zesilovače pro audiofrekvenční účely, obsahující některá nestandardní obvodová řešení. Jde o diferenční zesilovače v komplementárním zapojení, důsledné eliminování vedlejších členů v sériově-paralelním modelu tranzistoru prostřednictvím řízení kolektorových napětí a v neposlední řadě ověření neobvyklé proudové vazby tranzistorů T_{13} , T_{14} resp. T_{23} , T_{24} .

Zesilovač pochopitelně navazuje na nejúspěšnější trendy v konstrukci analogových zesilovačů v minulých desetiletích. Mám na mysli symetrické provedení, které ze své podstaty snižuje zkreslení a odstraňuje rušivé efekty při zapnutí a vypnutí napájení.

Zvláštní pozornost jsem věnoval rychlosti reakce zpětnovazební smyčky, která podle mého názoru má zásadní vliv na dynamické zkreslení tranzistorových zesilovačů při hudebních signálech stochastického charakteru (neustálený stav, posloupnost přechodných jevů).

Vzhledem k použití vysokofrekvenčních tranzistorů jsem musel vyřešit problematiku stability zesilovače. Pozoruhodné je, že zesilovač byl schopen oscilovat na osciloskopem těžko zobrazitelných frekvencích v okolí 250 MHz. Optimalizoval jsem zapojení i použité hodnoty součástek. Oproti původnímu záměru se ukázalo výhodnější nepoužít proudová zrcadla u diferenčních zesilovačů, která sice zvyšovala na dvojnásobek napěťové zesílení vstupních obvodů, avšak výrazným způsobem zhoršovala dynamické chování zesilovače na nejvyšších frekvencích v oblasti kolem 1 MHz.

Zesilovač jsem kompletně realizoval včetně napájecího zdroje a mechanické sestavy skříně. Navrhl jsem a osadil postupně dvě verze plošných spojů, které se lišily zejména optimalizovanou velikostí. Provedená měření na zesilovači byla v souladu jak s obvodovým návrhem, tak i s počítačovou simulací.

Zesilovač má přiměřený výkon pro domácí využití a v akustickém rozsahu nevytváří žádné pozorovatelné či měřitelné chyby. Je navržen tak, aby i v otevřené smyčce zpětné vazby se choval lineárně a měl malé zkreslení. Uplatněný vratný rozdíl dosahuje hodnoty 1000 a v tomto poměru dále snižuje již tak malé chyby zesilovače (nelineární i lineární zkreslení).

Subjektivní poslechové zkoušky potvrdily velmi dobrý dojem z reprodukce.

Ukázalo se, že i po čtyřiceti letech všeobecného využívání podobných zapojení je možné přijít s novými prvky. Zesilovač si svými technickými parametry v ničem nezadá s velmi drahými výrobky renomovaných světových firem.

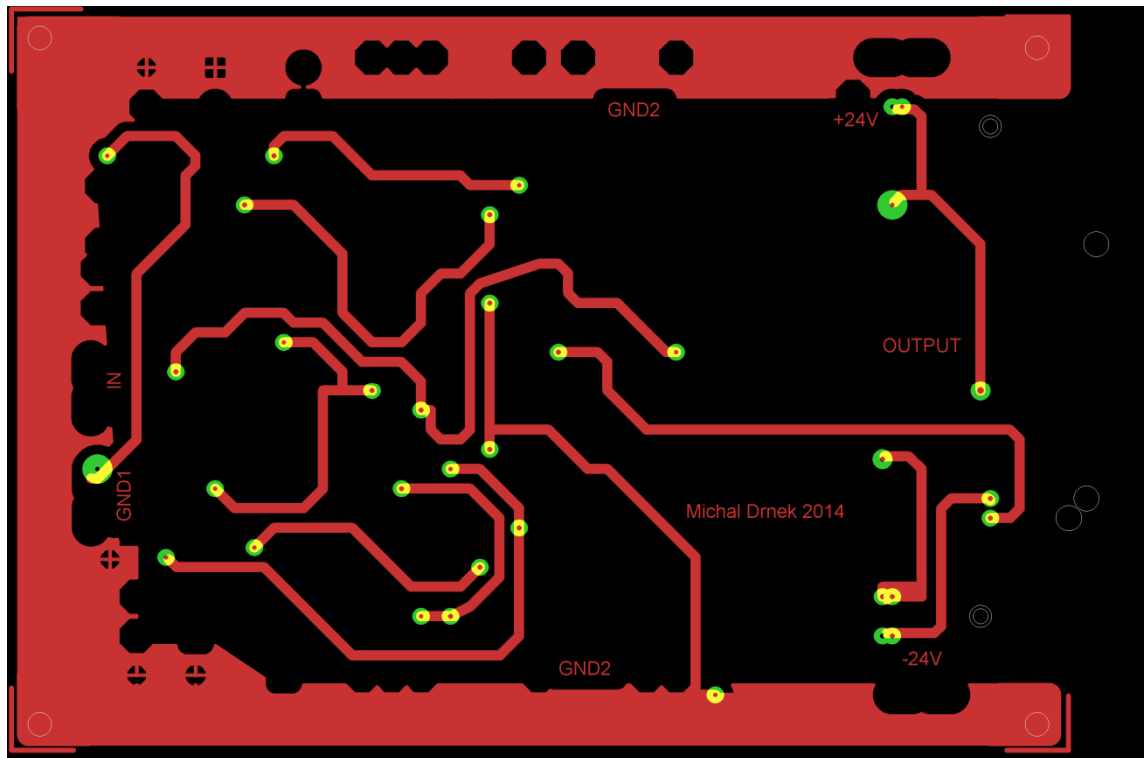
Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] DOLEČEK, Jaroslav. *Moderní učebnice elektroniky: 4. díl Přenosové charakteristiky elektronických obvodů, tranzistorové zesilovače*. Praha: BEN, 2006.
- [2] CRECRAFT, D.I. a S. GERGELY. Audio-frequency power amplifiers. *Analog Electronics*. Elsevier, 2002, s. 180. DOI: 10.1016/B978-075065095-3/50008-8. Dostupné z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780750650953500088>
- [3] ZESILOVAČE – ROZDĚLENÍ, VLASTNOSTI. [online]. Červen 01, 2001. [cit. 2014-05-06]. Dostupné z: <http://moryst.sweb.cz/elt2/stranky1/elt021.htm>
- [4] LÁNÍČEK, Robert. *ELEKTRONIKA obvody-součástky-děje*. 1. vyd. Praha: BEN, 2004.
- [5] Kmitočtové zkreslení. In: [online]. 2011 [cit. 2014-05-06]. Dostupné z: http://amapro.cz/datove_zdroje/knihy/teorie_prenosu/sdel_prenos_54.php
- [6] Zkreslení II - definice zkreslení. SEDLÁK, Josef. 2002 SEWECOM. [online]. 2012 [cit. 2014-05-06]. Dostupné z: <http://www.zesilovace.cz/view.php?cislocclanku=2002122406>
- [7] PŘÍHODA, Milan. *Měření šumového čísla a šumových parametrů*. Praha, 2010. Dostupné z: http://www.radio.feec.vutbr.cz/mtt/soutez2010/dp_mprihoda.pdf. Diplomová. ČVUT. Vedoucí práce Ing. Přemysl Hudec, CSc.
- [8] Zpětné vazby u zesilovačů. [online]. 2010 [cit. 2014-05-06]. Dostupné z: http://dlabos.wz.cz/en/Zpetna_vazba_v_zesilovaci.html
- [9] PINKER, Jiří, KOUCKÝ, Václav. *Analogové elektronické systémy: 1. a 2. část*. 4. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2010. [10] DUPONT. ALL RIGHTS
- [10] DUDEK, Pavel. Amatérské rádio: Časopis pro praktickou elektroniku. 1992, roč. 1992,
- [11] VYROUBAL, Petr. *DIFERENČNÍ ZESILOVAČE S BIPOLÁRNÍMI TRANZISTORY*. Brno, 2009. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce RNDr. Michal Horák, CSc.
- [12] Vlastnosti bipolárních proudových zrcadel. BUCHMAIER, Ing. Pavel. [online]. ČVUT [cit. 2014-05-06]. Dostupné z: http://www.elektrorevue.cz/clanky/99014/index.html#proudova_zrcadla
- [13] KOTISA, Zdeněk. *NF zesilovače*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2003, 95 s. ISBN 80-730-0065-2.

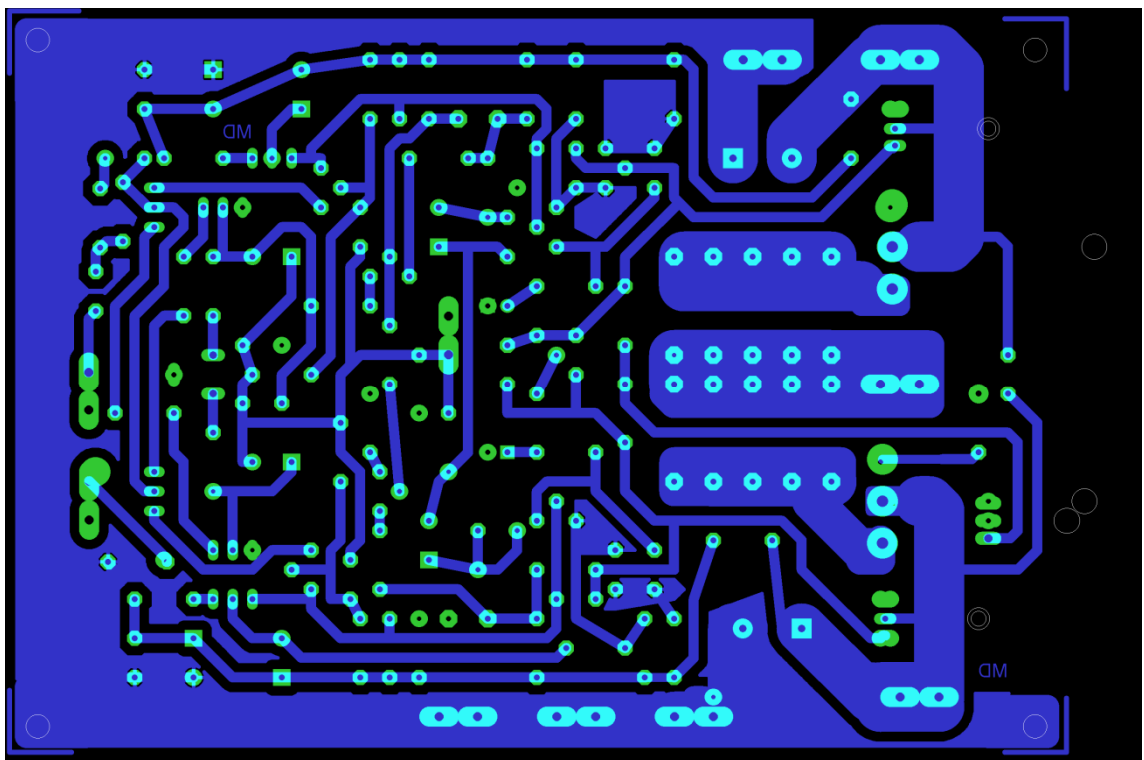
- [14] *LM138/LM338 5-Amp Adjustable Regulators: Katalogový list* [online]. Texas Instruments, 2013 [cit. 2014-05-06]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm338.pdf>
- [15] *Arbitrary/Functions Generators: Tektronix AFG 3021*, TEKTRONIX [online]. [cit. 2014-05-07]. Dostupné z: <http://www.teknetelectronics.com/DataSheet/TEKTRONIX/WEBTEKTRAFG3021.pdf>
- [16] *Digital Storage Oscilloscopes: Tektronix TDS2014B*. TEKTRONIX. [online]. [cit. 2014-05-07]. Dostupné z: <http://www.teknetelectronics.com/DataSheet/Tektronix/TektrTDS2014B.pdf>

Přílohy

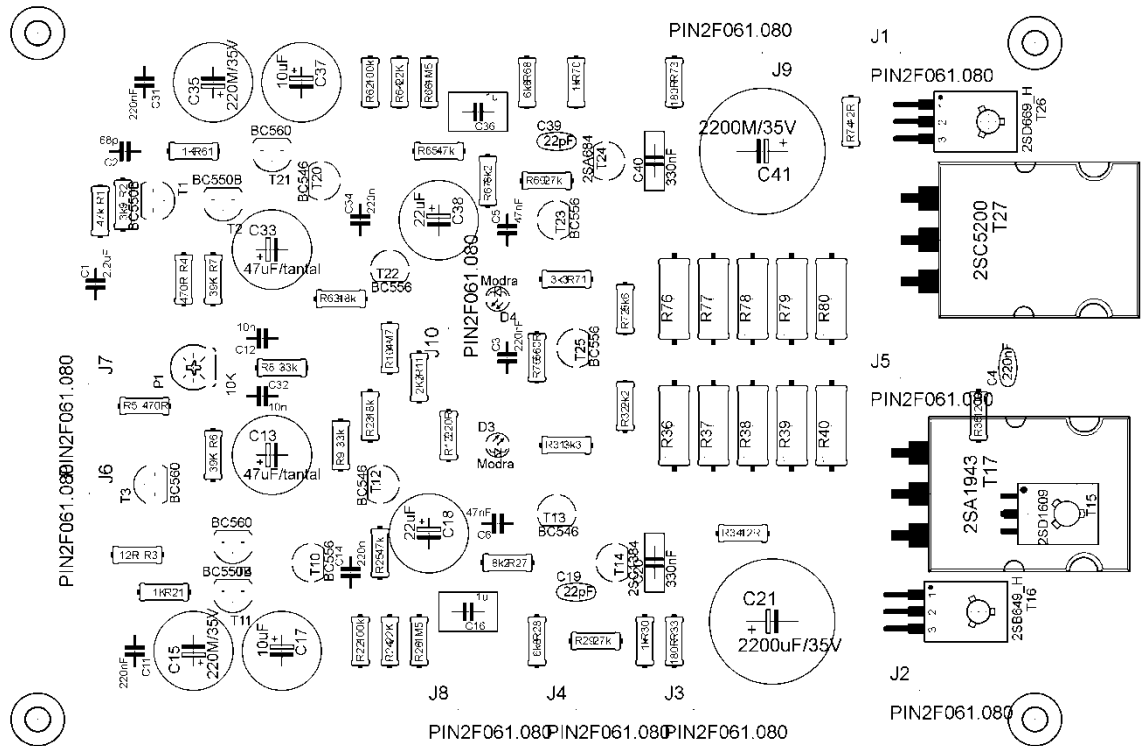
Příloha A - DPS



Obr. A1 Horní (Top) pohled na DPS

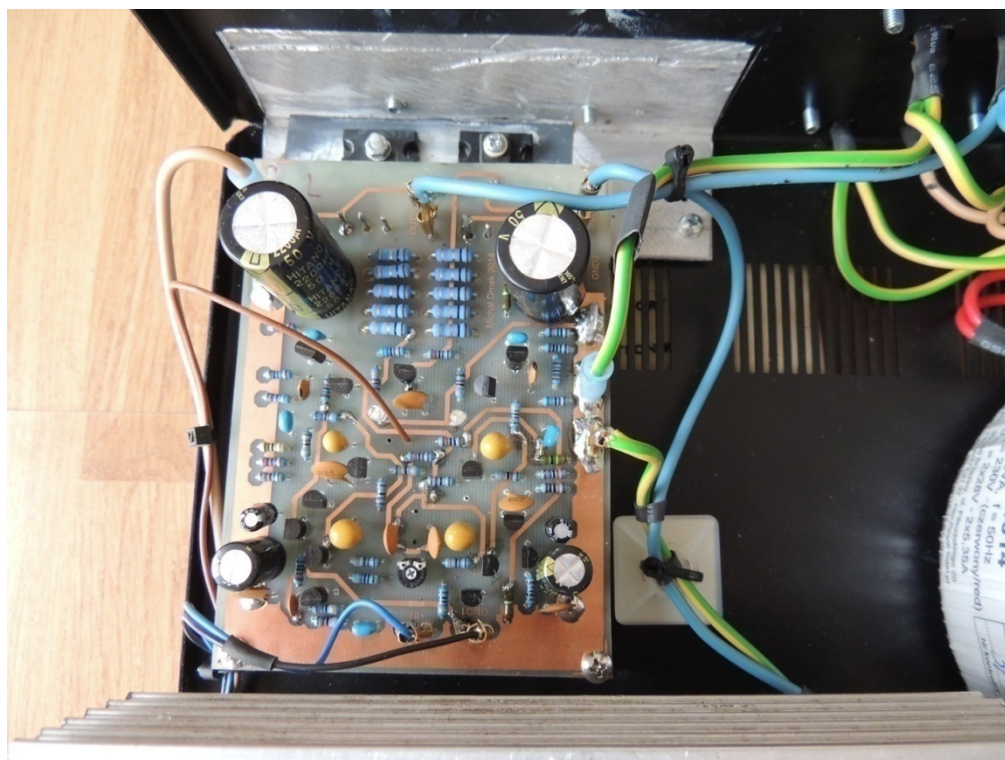


Obr. A2 Spodní (Bottom) pohled na DPS

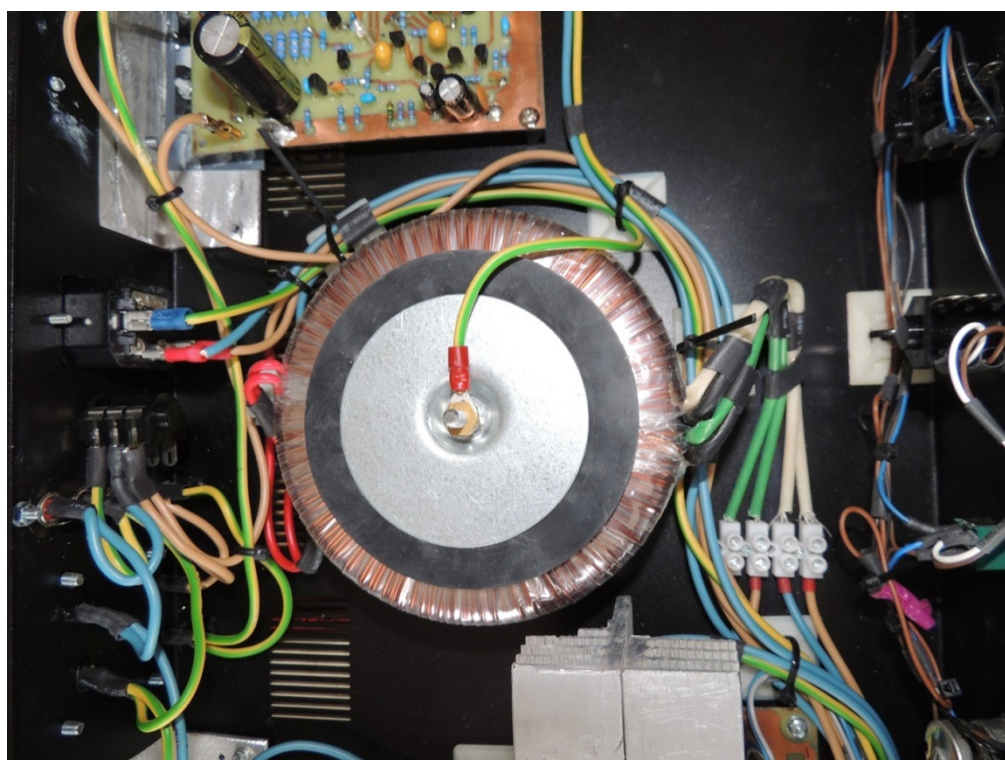


Obr. A3 Rozmístění součástek

Příloha B – Fotodokumentace dvoukanalového výkonového zesilovače



Obr. B1 Detailní pohled na levý kanál



Obr. B2 Detailní pohled na toroidní transformátor



Obr. B3 Celkový pohled

Příloha C – Výpis jednotlivých součástek z programu EAGLE

Tab. C1 Výpis součástek

| Part | Value | Package | Part | Value | Package |
|------|-------------|----------|------|--------|-----------|
| C1 | 2,2uF | C-5 | R25 | 47k | R_7,5 |
| C2 | 68p | C-5 | R26 | 1M5 | R_7,5 |
| C3 | 220nF | C-5 | R27 | 8k2 | R_7,5 |
| C4 | 220nF | RM5 | R28 | 6k8 | R_7,5 |
| C5 | 47nF | C-5 | R29 | 27k | R_7,5 |
| C6 | 47nF | C-5 | R30 | 1k | R_7,5 |
| C11 | 220nF | C-5 | R31 | 3k3 | R_7,5 |
| C12 | 10n | C-5 | R32 | 2k2 | R_7,5 |
| C13 | 47uF/tantal | C_EL_5 | R33 | 180R | R_7,5 |
| C14 | 220n | C-5 | R34 | 12R | R_7,5 |
| C15 | 220M/35V | C_EL_5 | R35 | 120R | R_7,5 |
| C16 | 1u | RM5_5,0 | R36 | 1R | W2_1K |
| C17 | 10uF | C_EL_5 | R37 | 1R | W2_1K |
| C18 | 22uF | C_EL_5 | R38 | 1R | W2_1K |
| C19 | 22pF | RM5 | R39 | 1R | W2_1K |
| C20 | 330nF | RM5_2,5 | R40 | 1R | W2_1K |
| C21 | 2200uF/35V | C_EL_7,5 | R61 | 1K | R_7,5 |
| C31 | 220nF | C-5 | R62 | 100k | R_7,5 |
| C32 | 10n | C-5 | R63 | 18k | R_7,5 |
| C33 | 47uF/tantal | C_EL_5 | R64 | 22K | R_7,5 |
| C34 | 220n | C-5 | R65 | 47k | R_7,5 |
| C35 | 220M/35V | C_EL_5 | R66 | 1M5 | R_7,5 |
| C36 | 1u | RM5_5,0 | R67 | 8k2 | R_7,5 |
| C37 | 10uF | C_EL_5 | R68 | 6k8 | R_7,5 |
| C38 | 22uF | C_EL_5 | R69 | 27k | R_7,5 |
| C39 | 22pF | RM5 | R70 | 1k | R_7,5 |
| C40 | 330nF | RM5_2,5 | R71 | 3k3 | R_7,5 |
| C41 | 2200M/35V | C_EL_7,5 | R72 | 5k6 | R_7,5 |
| D3 | Modra | LED_3 | R73 | 180R | R_7,5 |
| D4 | Modra | LED_3 | R74 | 12R | R_7,5 |
| J1 | Fast-on | Fast-on | R75 | 560R | R_7,5 |
| J2 | Fast-on | Fast-on | R76 | 1R | W2_1K |
| J3 | Fast-on | Fast-on | R77 | 1R | W2_1K |
| J4 | Fast-on | Fast-on | R78 | 1R | W2_1K |
| J5 | Fast-on | Fast-on | R79 | 1R | W2_1K |
| J6 | Fast-on | Fast-on | R80 | 1R | W2_1K |
| J7 | Fast-on | Fast-on | T1 | BC550B | TO92 NPN |
| J8 | Fast-on | Fast-on | T2 | BC550B | TO92 NPN |
| J9 | Fast-on | Fast-on | T3 | BC560 | TO92 PNP |
| J10 | Fast-on | Fast-on | T4 | BC560 | TO92 PNP |
| P1 | 10K | PT6V | T10 | BC556 | TO-92 PNP |

| | | | | | |
|-----|------|-------|-----|----------|----------|
| R1 | 47k | R_7,5 | T11 | BC550B | TO92 NPN |
| R2 | 3k9 | R_7,5 | T12 | BC546 | TO92 NPN |
| R3 | 12R | R_7,5 | T13 | BC546 | TO92 NPN |
| R4 | 470R | R_7,5 | T14 | 2SC1384 | TO92 NPN |
| R5 | 470R | R_7,5 | T15 | 2SD1609 | TO126NPN |
| R6 | 39K | R_7,5 | T16 | 2SB649_H | TO126PNP |
| R7 | 39K | R_7,5 | T17 | 2SA1943 | TO-264 |
| R8 | 33k | R_7,5 | T20 | BC546 | TO92 NPN |
| R9 | 33k | R_7,5 | T21 | BC560 | TO92 PNP |
| R10 | 4M7 | R_7,5 | T22 | BC556 | TO92 PNP |
| R11 | 2K2 | R_7,5 | T23 | BC556 | TO92 PNP |
| R12 | 220R | R_7,5 | T24 | 2SA684 | TO92 PNP |
| R21 | 1K | R_7,5 | T25 | BC556 | TO92 PNP |
| R22 | 100k | R_7,5 | T26 | 2SD669_H | TO126NPN |
| R23 | 18k | R_7,5 | T27 | 2SC5200 | TO-264 |
| R24 | 22K | R_7,5 | | | |