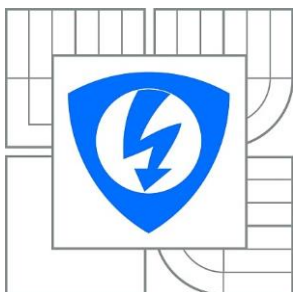


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

**FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS**

STEREO AUDIO VÝKONOVÝ ZESILOVAČ VE TŘÍDĚ AB

CLASS-AB STEREO AUDIO POWER AMPLIFIER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

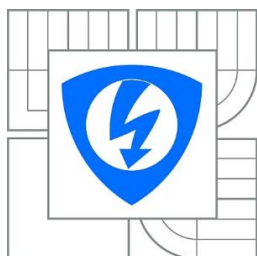
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

ŠIMON CHMELÍK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Ing. LUBOMÍR BRANČÍK, CSc.

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Šimon Chmelík

ID: 136756

Ročník: 3

Akademický rok: 2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

Stereo audio výkonový zesilovač ve třídě AB

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte zapojení stereo audio výkonového zesilovače ve třídě AB s výstupním výkonem cca 2 x 80 W, koncový stupeň doplňte vhodným korekčním předzesilovačem. Funkci dílčích zapojení ověřte simulacemi v programu PSpice, navrhněte desky plošných spojů v programu Eagle.

Pro výkonový stupeň a předzesilovač navrhněte vhodnou napájecí jednotku, včetně výpočtu parametrů transformátoru. Navržený zesilovač fyzicky realizujte, oživte a proměřte jeho základní parametry. Výsledky měření srovnajte s parametry obdržnými pomocí počítačové simulace a teoreticky očekávanými.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KOTISA, Z. NF zesilovače: 2. Integrované výkonové zesilovače. Praha: BEN - technická literatura, 2002.

[2] CORDELL, B. Designing Audio Power Amplifiers. New York: McGraw Hill, 2011.

Termín zadání: 9.2.2015

Termín odevzdání: 28.5.2015

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

Konzultanti bakalářské práce:

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

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

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem nízkofrekvenčního výkonového zesilovače v pracovní třídě AB včetně korekčního předzesilovače a vhodného napájecího zdroje. Zesilovač je navržen tak, aby byl realizovatelný z běžně dostupných součástek. Výsledkem práce je celkový návrh koncového zesilovače s předzesilovačem a napájecím zdrojem a změření jejich parametrů.

KLÍČOVÁ SLOVA

Nízkofrekvenční zesilovač, předzesilovač, korekční zesilovač, koncový zesilovač, třída AB, zdroj.

ABSTRACT

This bachelor thesis deals with design of low-frequency power amplifier working in AB class, including correction preamplifier and a suitable power source. The amplifier is designed to be feasible from commonly available components. The result is the overall design of power amplifier with preamplifier and power supply and measuring their parameters.

KEYWORDS

Low-frequency amplifier, Pre-amplifier, correction amplifier, final amplifier, class AB, power supply.

CHMELÍK, Š. *Stereo audio výkonový zesilovač ve třídě AB*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2015. 42 s., 9 s. příloh. Bakalářské práce. Vedoucí práce: prof. ing. Lubomír Brančík, CSc.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Stereo audio výkonový zesilovač ve třídě AB jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce prof. ing. Lubomír Brančík, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

Obsah

Seznam obrázků	ix
Seznam tabulek	x
ÚVOD	1
1 Nízkofrekvenční koncové zesilovače	2
1.1 Vysvětlení základních pojmů	2
1.2 Pracovní třídy zesilovačů	2
1.2.1 Zesilovač třídy A.....	3
1.2.2 Zesilovač třídy B.....	4
1.2.3 Zesilovač třídy AB.....	5
1.2.4 Zesilovač třídy C.....	6
1.2.5 Speciální třídy	6
1.3 Základní parametry výkonových zesilovačů.....	7
1.3.1 Jmenovitý výstupní výkon.....	7
1.3.2 Hudební výstupní výkon	7
1.3.3 Šumové vlastnosti.....	7
1.3.4 Přechodová charakteristika	8
1.3.5 Zkreslení	8
1.3.6 Rychlost přeběhu (Slew rate).....	8
1.3.7 Přeslech mezi kanály.....	9
1.3.8 Vstupní impedance	9
1.3.9 Vnitřní impedance zesilovače	9
1.3.10 Výstupní impedance	10
1.3.11 Výkonová šířka pásma	10
1.3.12 Zpětná vazba.....	10
2 Bloková struktura obecného zesilovače	11
3 Návrh korekčního předzesilovače.....	12
3.1 Charakteristika korekčních předzesilovačů.....	12
3.1.1 Popis obvodu LM1036	13
3.1.2 Základní parametry obvodu LM1036.....	14
3.2 Návrh předzesilovače s obvodem LM1036	15
3.2.1 Popis funkce	16
4 Návrh koncového zesilovače	16
4.1 Schéma zapojení.....	17

4.2	Popis funkce	18
4.3	Simulace v programu PSpice.....	19
5	Návrh zdroje.....	21
5.1	Hlavní částí zdroje.....	21
5.1.1	Transformátor	21
5.1.2	Usměrňovač.....	21
5.1.3	Vyhlazovací filtr	21
5.1.1	Popis schéma zapojení.....	25
5.2	Zdroj pro předzesilovač	26
5.2.1	Hlavní části zdroje.....	26
5.2.2	Schéma zapojení.....	26
5.2.3	Popis schéma zapojení.....	26
6	Indikátor vybuzení.....	27
6.1	Schéma zapojení.....	27
6.2	Popis schéma zapojení	27
7	Chlazení.....	28
7.1.1	Přirozené chlazení.....	28
7.1.2	Chlazení s nuceným oběhem chladícího vzduchu	28
7.2.1	Výpočet potřebného chladiče.....	29
8	Měření základních parametrů	30
8.1	Korekční předzesilovač	30
8.1.1	Měření modulové frekvenční závislosti	30
8.1.2	Měření charakteristiky změny vyvážení kanálů	32
8.1.3	Měření závislosti regulace hlasitosti	34
8.1.4	Měření přeslechu signálu.....	37
8.1.5	Měření vstupní impedance	37
8.1.6	Měření harmonického zkreslení	37
8.2.1	Měření frekvenční modulové charakteristiky	38
8.2.2	Měření maximálního výstupního výkonu.....	39
8.2.3	Měření účinnosti.....	39
8.2.4	Měření vstupního odporu.....	40
8.2.5	Měření výstupního odporu	40
8.2.6	Měření rychlosti přeběhu SR	40

9	Závěr.....	41
	Seznam Literatury	42
Příloha A.	Desky plošných spojů.....	43
Příloha B.	Osazovací plán DPS.....	46
Příloha C.	Soupis součástek	49

Seznam obrázků

Obr. 1 Určení pracovního bodu zesilovače třídy A.	3
Obr. 2 Principiální schéma zesilovače pracujícího ve třídě A. Převzato z [1].....	3
Obr. 3 Určení pracovního bodu pro zesilovače třídy B.	4
Obr. 4 Principiální schéma protitaktního zapojení zesilovače pracujícího ve třídě B. Převzato z [1].....	4
Obr. 5 Určení pracovního bodu pro zesilovače třídy AB.....	5
Obr. 6 Principiální zapojení protitaktního zesilovače ve třídě AB. Převzato z [1].....	5
Obr. 7 Určení pracovního bodu pro zesilovače třídy C	6
Obr. 8 Blokové schéma obecného zesilovače.....	11
Obr. 9 Struktura LM1036. Převzato z [5]	13
Obr. 10 Schéma zapojení korekčního předzesilovače.	15
Obr. 11 Komplementární Darlingtonovo zapojení koncového stupně. Převzato z [1]	16
Obr. 12 Schéma zapojení koncového zesilovače. Převzato a upraveno z [1].....	17
Obr. 13 Schéma zapojení v programu PSpice.....	19
Obr. 14 Simulovaná frekvenční charakteristika.....	20
Obr. 15 Schéma zdroje koncových zesilovačů	25
Obr. 16 Schéma zdroje 12V.....	26
Obr. 17 Schéma indikátoru vybuzení.....	27
Obr. 18 Modulová frekvenční charakteristika	31
Obr. 19 Modulová frekvenční charakteristika podle výrobce [5].....	32
Obr. 20 Charakteristika vyvážení kanálů.....	33
Obr. 21 Vyvážení kanálů dle výrobce [5].....	33
Obr. 22 Frekvenční závislost regulace hlasitosti	36
Obr. 23 Modulová frekvenční charakteristika koncového zesilovače	39
Obr. A. 1 DPS korekčního předzesilovače (61 x 80,5 mm).....	43
Obr. A. 2 DPS koncového zesilovače (95 x 84,5 mm)	44
Obr. A. 3 DPS indikátoru vybuzení (85 x 37 mm)	44
Obr. A. 4 DPS napájecího zdroje 50V (88 x 40,6 mm)	45
Obr. A. 5 DPS napájecího zdroje 12V (68 x 34,2 mm)	45
Obr. B. 1 Osazovací výkres korekčního předzesilovače.....	46
Obr. B. 2 Osazovací výkres koncového zesilovače	47
Obr. B. 3 Osazovací výkres indikátoru vybuzení	47
Obr. B. 4 Osazovací výkres napájecího zdroje 50V	48
Obr. B. 5 Osazovací výkres napájecího zdroje 12V	48

Seznam tabulek

Tabulka 1 Základní parametry obvodu LM1033. Převzato z [5].....	14
Tabulka 2 Modulová frekvenční charakteristika	31
Tabulka 3 Charakteristika vyvážení kanálů	32
Tabulka 4 Závislost regulace hlasitosti při frekvenci $f=1\text{kHz}$	34
Tabulka 5 Frekvenční závislost regulace hlasitosti.....	35
Tabulka 6 Přeslech signálu mezi kanály	37
Tabulka 7 Harmonické zkreslení předzesilovače.....	37
Tabulka 8 Frekvenční charakteristika koncového zesilovače.....	38

ÚVOD

Tato bakalářská práce je zaměřena na návrh a realizaci stereo audio výkonového zesilovače ve třídě AB s výstupním výkonem přibližně 2 x 80 W. Koncový zesilovač je doplněn vhodným korekčním předzesilovačem. V teoretických poznámkách se práce zabývá rozdělením a porovnáním jednotlivých pracovních tříd zesilovačů a vlastnostmi zesilovačů. Dále zde je navrženo blokové schéma celkového zesilovače. Při návrhu předzesilovače využíváme řešení v podobě integrovaného obvodu LM1036 a doplnění externích součástek podle datasheetu. Koncový zesilovač je navržen z diskrétních součástek s využitím ověřeného schématu a úpravou součástek vhodných pro naše řešení. Je zde navržen transformátor a zdroj pro napájení koncových zesilovačů a předzesilovačů. Jelikož zesilovač produkuje dost tepla, je zde navržen požadavek na chladič. Realizovaný zesilovač a předzesilovač je proměřen na všechny základní parametry a porovnán s hodnotami teoretickými.

1 Nízkofrekvenční koncové zesilovače

1.1 Vysvětlení základních pojmů

Zesilovače se obecně dělí podle nejrůznějších kritérií, kterými může být například poloha klidového bodu (třídy A, B, AB, C, D atd.), frekvenční rozsah nebo podle způsobu zapojení tranzistorů (SC, SB, SE). Lze je rozdělit podle konstrukce a použitých aktivních součástek (tranzistorové, zesilovače s IO, elektronkové, magnetické). Zesilovač, zesilující akustické frekvenční pásmo od 20Hz – 20kHz, se nazývá nízkofrekvenční.

Nízkofrekvenční koncový zesilovač má za úkol napěťově i proudově zesílit požadovaný signál při přijatelném zkreslení na požadovanou úroveň výkonu. Je v podstatě poslední člen výkonového zesilovače. Pod pojmem „výkonový zesilovač“ rozumíme složitější obvod obsahující vstupní předzesilovač, korekční zesilovač, případně ekvalizér a nakonec je koncový zesilovač dodávající požadovaný výkon do reproduktorů. Nízkofrekvenční koncový zesilovač můžeme rozdělit na dvě části, na napěťový zesilovač a na proudový zesilovač [1].

Napěťový zesilovač bývá zpravidla na vstupu koncového zesilovače, plní úkol impedančního oddělení od předchozích členů výkonového zesilovače. Dále musí vybudit proudový zesilovač tak, aby byl schopen dodat požadovaný výkon do reproduktoru. U moderních koncových zesilovačů se napěťový zesilovač skládá ze vstupního diferenciálního zesilovače, zdroje konstantního proudu a oddělovacího zesilovače [1].

Proudový zesilovač určuje výsledný výkon koncového zesilovače a nachází se na jeho výstupu směrem k reproduktorům. Může obsahovat obvod pro nastavení klidového proudu do výkonových tranzistorů, nebo teplotní stabilizaci pracovních bodů výkonových tranzistorů [1].

Účinnost zesilovače označena η [-] je mírou je možnosti převést stejnosměrný výkon přijatý od napájecího zdroje na výkon dodávaného do zátěže

$$\eta = \frac{\text{výstupní výkon signálu}}{\text{vstupní výkon signálu}} = \frac{P_z}{P_{ss}} \quad (1.1)$$

Ideální výkonový zesilovací prvek by měl mít účinnost rovnu jedné. Při této situaci by se na výkonových zesilovačích nevytvářelo žádné ztrátové teplo. Těchto parametrů zatím nelze dosáhnout. Můžeme však navrhnout výkonové zesilovače, které s k těmto ideálním parametrům budou co nejvíce přibližovat.

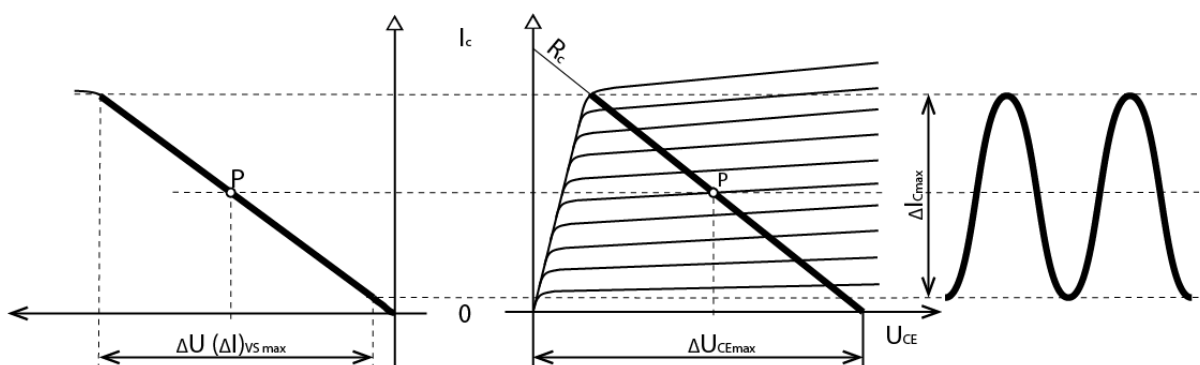
1.2 Pracovní třídy zesilovačů

Pracovní třídy zesilovačů se dělí podle umístění pracovního bodu v klidu:

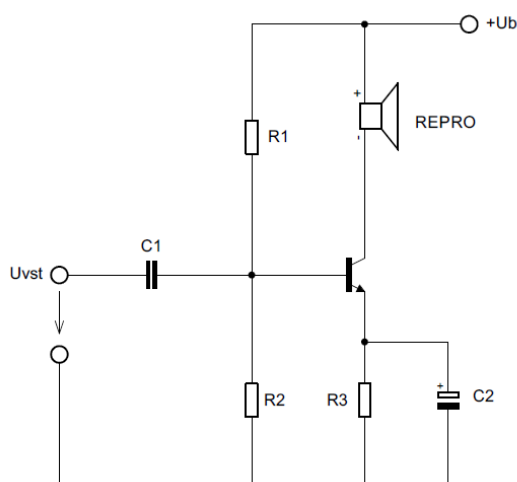
- Třída s trvalým klidovým proudem A
- Třída s nulovým klidovým proudem B
- Kombinovaná třída AB
- Třída s nulovým klidovým proudem a předpětím C

1.2.1 Zesilovač třídy A

Zesilovače, pracující v této třídě, mají lineární charakteristiky a jejich zkreslení je minimální, což je docíleno polohou pracovního bodu tranzistoru, který je nastaven doprostřed lineární části charakteristiky. Takovéto nastavení pracovního bodu má i zápornou vlastnost a tou je snížená účinnost. Účinnost zesilovače pracujícího ve třídě A se rovná maximálně 25% celkové účinnosti při plném vybuzení zesilovače, tedy 75% spotřebovaného výkonu se přemění v teplo, které musíme odvést do okolí. V případě nepřivedení signálu se celý výkon zdroje přemění na teplo. Chlazení koncových zesilovačů ve třídě A je velmi náročné a drahé, proto jsou běžně používány do maximálního výstupního výkonu 30W na kanál. Jsou obsaženy v každém analogovém nízkofrekvenčním zesilovači, jelikož z běžných pracovních tříd mají nejmenší harmonické zkreslení. Využívají se zejména v nízko výkonových koncových stupních v oblasti řádově stovek miliwattů, kde se využívají pro napájení malých reproduktorů nebo sluchátek.



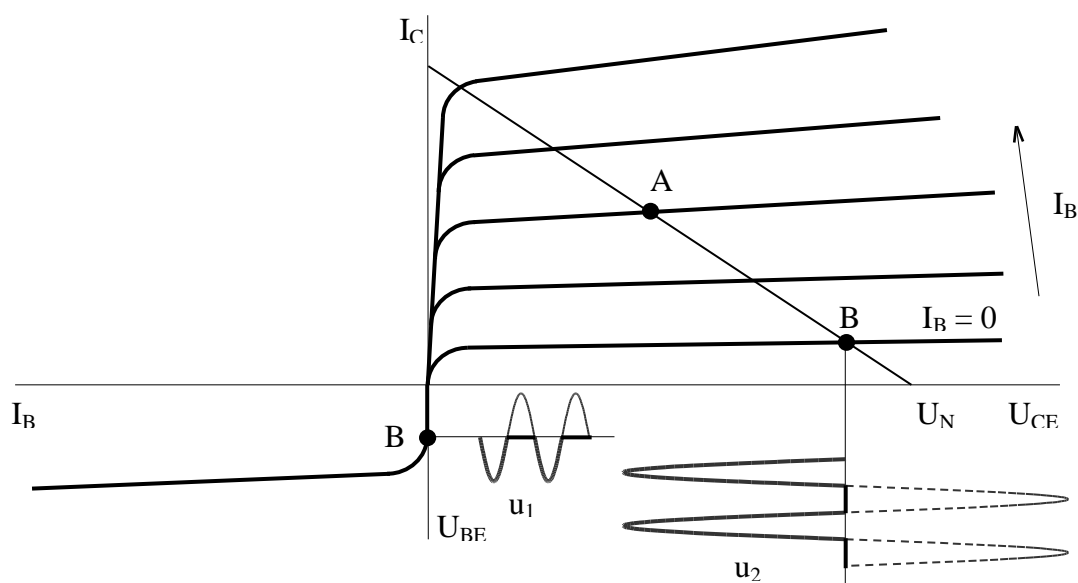
Obr. 1 Určení pracovního bodu zesilovače třídy A.



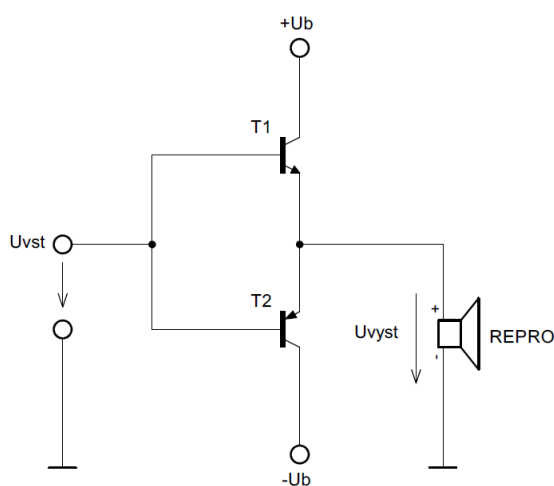
Obr. 2 Principiální schéma zesilovače pracujícího ve třídě A. Převzato z [1]

1.2.2 Zesilovač třídy B

Jedná se do jisté míry, o upravenou třídu A. Rozdíl je v poloze klidového pracovního bodu. Výstupní tranzistory nejsou buzeny žádným klidovým proudem, jsou tedy zcela uzavřeny. Pro zpracování signálu jsou použity dvě větve (dva tranzistory). Jedná se o tzv. dvojčinné zapojení, což znamená, že kladná půlvlna vstupního signálu je zesilována jedním výkonovým tranzistorem a záporná druhým. Toto zapojení je charakteristické pro třídu B a AB. Toto dvojčinné zapojení má určité výhody i nevýhody. Výhodou je jeho jednoznačná úspora energie a podstatně menší energetické nároky na napájení a z toho plynoucí podstatně větší účinnost, která dosahuje až 78,5%. Nároky na napěťový zdroj a chlazení výkonových tranzistorů jsou skoro tři krát menší než u zesilovače pracujícího ve třídě A. Nevýhodou této třídy je pak zkreslení vycházející z již více zmíněného dvojčinného zapojení. Klidový proud v reálném zesilovači nemůže být nulový, proto při zpracování velmi slabých signálů budou v obou půlvlnách pracovat oba tranzistory.



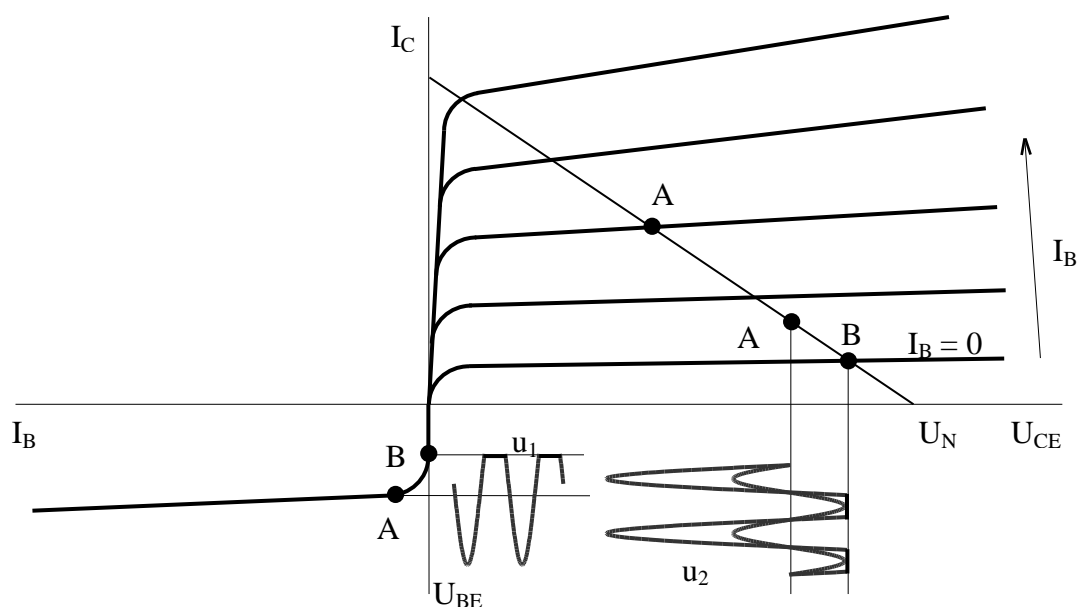
Obr. 3 Určení pracovního bodu pro zesilovače třídy B.



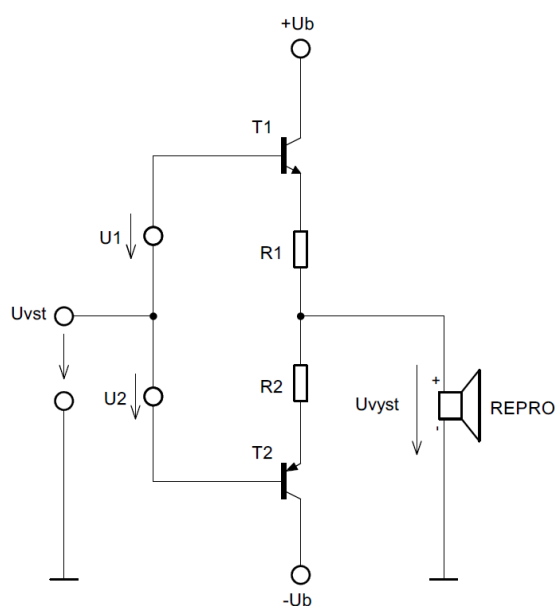
Obr. 4 Principiální schéma protitaktního zapojení zesilovače pracujícího ve třídě B. Převzato z [1]

1.2.3 Zesilovač třídy AB

Tato třída je jakýmsi kompromisem mezi třídami A a B. Koncový stupeň je zapojen dvojčinně jako u pracovní třídy B. Do koncových stupňů je zaveden malý klidový proud podobně jako u pracovní třídy A. Tímto malým klidovým proudem dojde k podstatnému zmenšení přechodového zkreslení, vlivem posunu klidového pracovního bodu z oblasti nelinearity, jak tomu bylo u třídy B. Nevýhoda takto nastaveného pracovního bodu je menší účinnost než u třídy B, která se pohybuje do 70%. Výhodou je menší energetická náročnost jako u třídy A a menší zkreslení jako u třídy B. Proto jsou tyto zesilovače součástí většiny používaných lineárních zesilovačů.



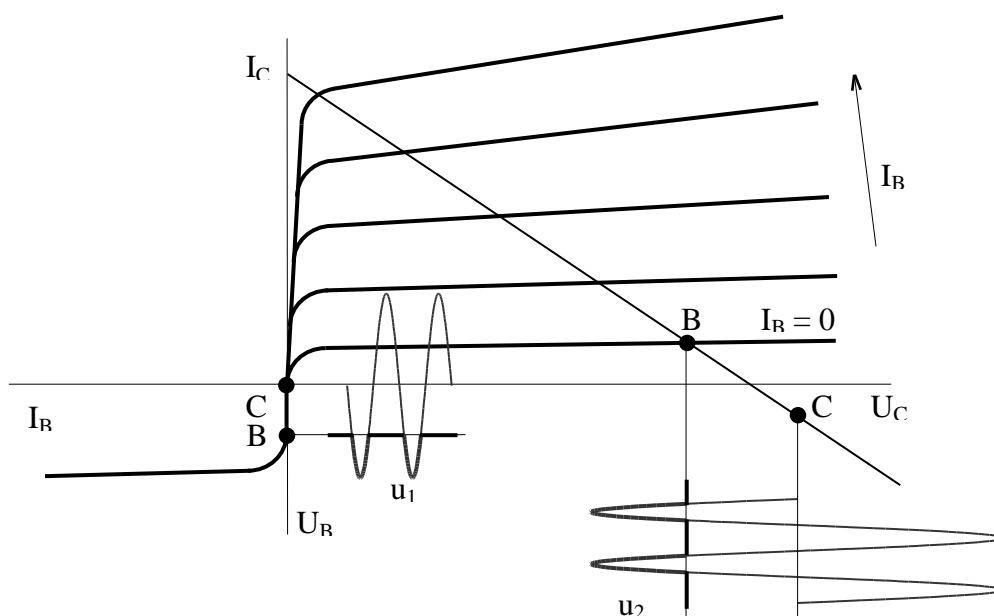
Obr. 5 Určení pracovního bodu pro zesilovače třídy AB



Obr. 6 Principiální zapojení protitaktního zesilovače ve třídě AB. Převzato z [1]

1.2.4 Zesilovač třídy C

Výkonové součástky zesilovače v této třídě mají nulový klidový proud a navíc mají zavedeno předpětí, které je dále zavírá. Proto přecházejí z nevodivého do aktivního stavu až ve špičkách vstupního signálu, jejichž velikost dosahuje řádu desítek procent napájecího napětí. Zkreslení výstupního signálu je proto ještě mnohem výraznější než ve třídě B. Z tohoto důvodu jsou zesilovače ve třídě C v nízkofrekvenční oblasti nepoužitelné. Používají se ve vysokofrekvenční technice ve vysílačích.



Obr. 7 Určení pracovního bodu pro zesilovače třídy C

1.2.5 Speciální třídy

Mimo třídy A, B, AB a C existují i speciální třídy AA, D, G a H. Třída AA nebo také A+ v zesilovači mění napájecí napětí zesilovače v třídě A pomocí zesilovače v třídě B. Tím jsou zachovány dobré vlastnosti třídy A při účinnosti třídy B. Třída D zesilovaný signál moduluje PWM a impulsy zesiluje zesilovačem ve třídě C a po zesílení je převede zpět na analogový signál. Další třídy jsou třída G, která zesiluje odděleně slabé a silné signály a H, která automaticky mění velikost napájecího napětí.

1.3 Základní parametry výkonových zesilovačů

1.3.1 Jmenovitý výstupní výkon

Jmenovitý výkon je takový výkon, jaký je zesilovač schopný odevzdat na příslušné zatěžovací impedanci při vybuzení obou kanálů současně a to signálem sinusového průběhu po dobu alespoň 10 minut. Tento výkon se nazývá trvalým výkonem. Zkreslení přitom nesmí u koncových zesilovačů překročit 0,7% a u výkonových zesilovačů 1%. Výstupní výkon se vypočítá vztahem [1]

$$P_{out} = \frac{U_{out}^2}{R_z} \quad (1.2)$$

P_{out} je výstupní výkon

U_{out} je výstupní napětí

R_z je zatěžovací impedance

1.3.2 Hudební výstupní výkon

Výstupní výkon, kterého dosáhneme za výše uvedených podmínek, ale za předpokladu, že napájecí napětí koncových stupňů zůstalo i při plném vybuzení obou kanálů na zcela stejné úrovni jako při chodu naprázdno. Z ekonomických i jiných důvodů nelze toto zajistit, proto je hudební výkon spíše papírovým údajem, který výrobci umožňuje udávat větší výkon.

1.3.3 Šumové vlastnosti

Každý zesilovač má na výstupu signály, které nesouvisí s budícím signálem. Jsou to rušivá napětí, neboť vytváří nežádoucí hluk v pozadí užitečného signálu. Rušivá napětí jsou dvojího druhu.

Brumová napětí – mají kmitočet rovný kmitočtu síťového napětí nebo jeho celistvým násobkům. Vznikají obvykle nedokonalým odstíněním nebo filtrací napájecích napětí nebo elektromagnetických polí síťových transformátorů.

Šumová napětí – napětí s nahodile proměnným průběhem. Tato napětí tvoří soubor velkého množství střídavých složek všech možných kmitočtů. Jejich původ je v rezistorech a aktivních prvcích zesilovačů.

1.3.4 Přebodová charakteristika

Přebodová charakteristika je odezva zesilovače na jednotkový skok vstupního signálu. Přebodové charakteristiky mohou mít monotónní průběh, nebo mohou vykazovat překmitý. Čím více se průběh přebodové charakteristiky podobá vstupnímu skoku tím více je zesilovač jakostnější. Průběh je dán obvodovými prvky L, R, C daného zesilovače.

1.3.5 Zkreslení

Zkreslení jsou různého druhu a na každé z nich je lidské ucho jinak citlivé. Zkreslení může být tvarové (harmonické), zde záleží nejen na absolutní velikosti zkreslení, ale i na poměru jednotlivých harmonických složek. Zkreslení intermodulační nastává, zpracovává-li se více kmitočtů naráz, dochází vlivem nelinearity zesilovacích součástek ke směřování těchto kmitočtů. Zkreslení přebodové vzniká u zesilovačů třídy B a AB. Nemá harmonický charakter a bývá zpravidla dominantní složkou zkreslení. Zkreslení tranzientní vzniká u víceúrovňových zesilovačů, svázaných celkovou zpětnou vazbou.

Rozlišujeme dvě metody, jimiž se zkreslení měří.

- 1) Měření pomocí kmitočtového analyzátoru ke zjištění jednotlivých vyšších harmonických na výstupu. Výsledné zkreslení je v tomto případě nutno vypočítat podle vzorce. Toto měření je nejobjektivnější, neboť se při něm neuplatňují cizí napětí, která zesilovač produkuje. [1]
- 2) Měření pomocí hornopropustného filtru pomocí kterého se zjišťuje obsah všech vyšších harmonických v původním signálu. Při tomto měření se mohou uplatňovat cizí (rušivá) napětí a zvláště při měření zesilovačů s velmi malým zkreslením mohou tento parametr nepříznivě ovlivnit [1].

1.3.6 Rychlost přeběhu (Slew rate)

Rychlost přeběhu zesilovače vyjadřuje maximální dosažitelnou změnu velikosti výstupního napětí za danou časovou jednotku. Je udávána ve voltech za mikrosekundu. Obecně platí, že čím má zesilovač větší výkon, nebo čím je větší výstupní napětí, měl by mít rychlost přeběhu větší.

1.3.7 Přeslech mezi kanály

Jedná se o nežádoucí jev, při kterém se u stereofonních zesilovačů signál z levého kanálu dostává do pravého a opačně. Měříme jej tak, že jeden kanál zesilovače vybudíme na jmenovitý výkon, přičemž hlasitost nastavíme naplno a korekce pokud možno na vyrovnaný průběh. Vstupy a výstupy zatížíme jmenovitými impedancemi a změříme zbytkové napětí nevybuzeného kanálu. Poměr napětí plně vybuzeného a nevybuzeného kanálu udává míru přeslechu. Při signálu 1000 Hz musí být přeslech minimálně 40 dB, v pásmu 250 – 10000 Hz nejméně 30 dB. Přeslech mezi kanály je patrnější při zvyšujících se kmitočtech a to jako následek nežádoucích kapacitních vazeb.

1.3.8 Vstupní impedance

Vstupní impedance výkonových zesilovačů se z dřívější velikosti řádu stovek kiloohmů až jednotek megaohmů zmenšila na nynější řády desítek kiloohmů. Velké impedance se ukázaly jako zbytečně velké a způsobovali problémy. Zmenšování impedance souvisí se zkvalitňováním předzesilovacích stupňů, zejména se zavedením monolitických operačních zesilovačů, jejichž výstupní impedance je velmi malá a není proto problém, aby pracovali do malé zátěže.

1.3.9 Vnitřní impedance zesilovače

Vnitřní impedance zesilovače je závislá na konstrukci zesilovače. Čím je vnitřní impedance menší, tím více jsou zatlumovány připojené reproduktory, což příznivě působí na kvalitu reprodukce. Vnitřní impedance by měla být nejvíce třetina impedance zatěžovací, tedy např. se zatěžovací impedancí 4Ω smí být vnitřní impedance nejvýše 1,33 Ω. Zde je často používán termín činitel útlumu, který je v uvedeném příkladu roven 3. Tato podmínka musí být zachována v kmitočtovém pásmu od 40 do 12500 Hz [1].

Měření vnitřní impedance určíme tak že zesilovač vybudíme bez zatěžovacího odporu, aby napětí na výstupu odpovídalo přibližně výstupnímu napětí při jmenovitém výkonu. Pak beze změny vybuzení připojíme předepsaný zatěžovací odpor a kontrolujeme opět výstupní napětí. Výstupní impedanci vypočítáme ze vztahu [1].

$$Z_i = \frac{U_1 - U_2}{U_2} * R_Z \quad (1.3)$$

- Z_i je hledaná vnitřní impedance
- U₁ je napětí na výstupu naprázdno
- U₂ je napětí na výstupu s připojeným zatěžovacím odporem
- R_Z je zatěžovací odpor

1.3.10 Výstupní impedance

Výstupní výkony zesilovačů jsou udávány pro určitou zatěžovací impedanci. Typické hodnoty výstupní impedance jsou 4Ω , 8Ω , 16Ω , nebo 100Ω .

1.3.11 Výkonová šířka pásma

Frekvenční rozsah, v němž smí výstupní výkon poklesnout na polovinu (o 3 dB), při dodržení jmenovitého činitele harmonického zkreslení.

1.3.12 Zpětná vazba

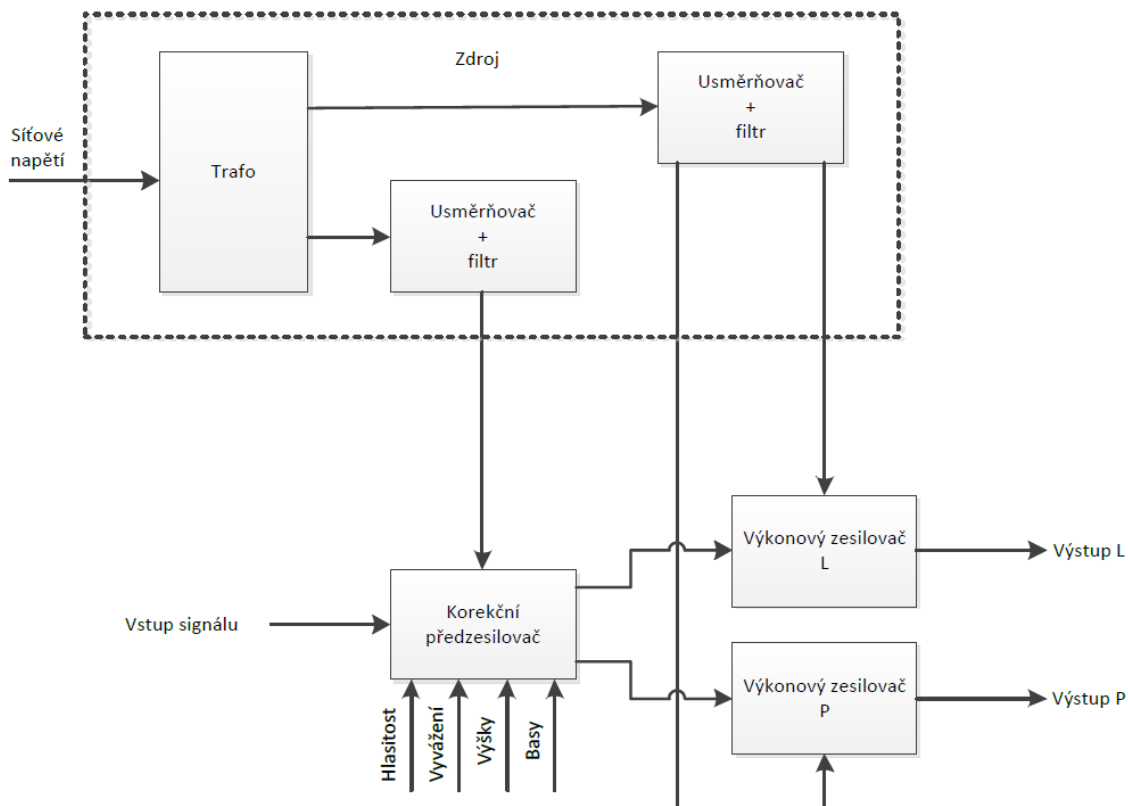
Zpětnou vazbou u zesilovačů rozumíme zavádění části zesíleného signálu z výstupu zpět na vstup. Tím ovlivňujeme skutečnou hodnotu vstupního signálu zesilovače. V závislosti na amplitudovém a fázovém poměru původní vstupní a zpětnovazební složky se mění jak zesílení tak vstupní/výstupní impedance zesilovače a jiné parametry [3].

Kladná ZV zvyšuje zisk, ale také kmitočtovou nestabilitu.

Záporná ZV snižuje zisk, současně však zdokonaluje základní parametry zesilovačů např. umožňuje potlačení vlivu rozptylů parametrů součástí, zmenšuje zkreslení, potlačuje vliv teploty u polovodičů. [3]

2 Bloková struktura obecného zesilovače

Bloková struktura zesilovače naznačuje provedení a funkci navrhovaného zesilovače. Jednotlivé bloky jsou podrobně popsány v následujících kapitolách.



Obr. 8 Blokové schéma obecného zesilovače

3 Návrh korekčního předzesilovače

3.1 Charakteristika korekčních předzesilovačů

Korekční předzesilovač umožňuje nastavení ovládacích prvků zesilovače, jako např. hlasitosti, hloubek výšek, případně i stereofonní vyvážení neboli balance. Nejčastěji používané korekční předzesilovače jsou dvoupásmové a třípásmové Baxandall nebo dvoupásmové typu Williamson. Předzesilovač může být konstrukčně proveden jako součást celého zesilovače což je jeho levnější varianta, nebo může být umístěn ve zvláštní skřínce.

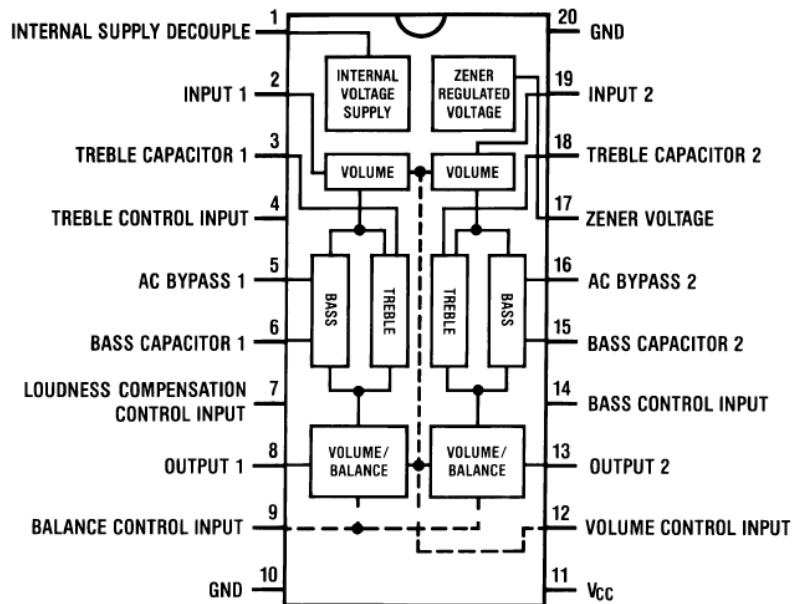
Toto je sice dražší řešení, zato ale umožňuje stavebnicovou koncepci zesilovače a tudíž i mnohem více možností. Do skupiny korekčních předzesilovačů patří také předzesilovače s pevně nastavenou přenosovou charakteristikou např. RIAA používaný v gramofonech nebo magnetofonech [2].

Korekční předzesilovač může být i ve formě ekvalizéru kdy každý z ovládacích prvků, tj. potenciometrů, ovlivňuje kmitočtový průběh na určitém kmitočtu, tzn. Čím je počet potenciometrů vyšší, tím více kmitočtových pásem je možné potlačovat nebo zdůrazňovat. Vzájemná vzdálenost těchto pásem bývá nejčastěji o jednu oktávu, pak hovoříme o oktávovém ekvalizéru. Ekvalizérem je možno korigovat jednak nedostatky frekvenčního rozsahu přehrávaného signálu, případně si zdůraznit nebo potlačit některé nástroje nebo frekvenčně upravit nedostatky poslechového prostoru. V našem případě bude stačit pouze základní dvou nebo třípásmový korekční předzesilovač [2].

Korekční předzesilovač je možné realizovat pomocí obvodů složených čistě z diskretních součástek nebo pomocí integrovaných obvodů. Korekční předzesilovače složené z integrovaných obvodů dosahují kvalit diskretního řešení, přičemž obvodové zapojení je jednodušší. Z toho důvodu jsme se rozhodli pro obvod LM1036 od firmy National Semiconductor.

3.1.1 Popis obvodu LM1036

Integrovaný obvod LM1036 je stereofonní monolitický předzesilovač s možností řízení hlasitosti, vyvážení a korekce výšek a hloubek. Obvod umožňuje fyziologickou regulaci hlasitosti. Řídící vstupy umožňují nastavení úrovně basů, výšek, vyvážení kanálů a hlasitosti přivedením stejnosměrného napětí přes potenciometry z referenčního nebo externího zdroje napětí.



Obr. 9 Struktura LM1036. Převzato z [5]

3.1.2 Základní parametry obvodu LM1036

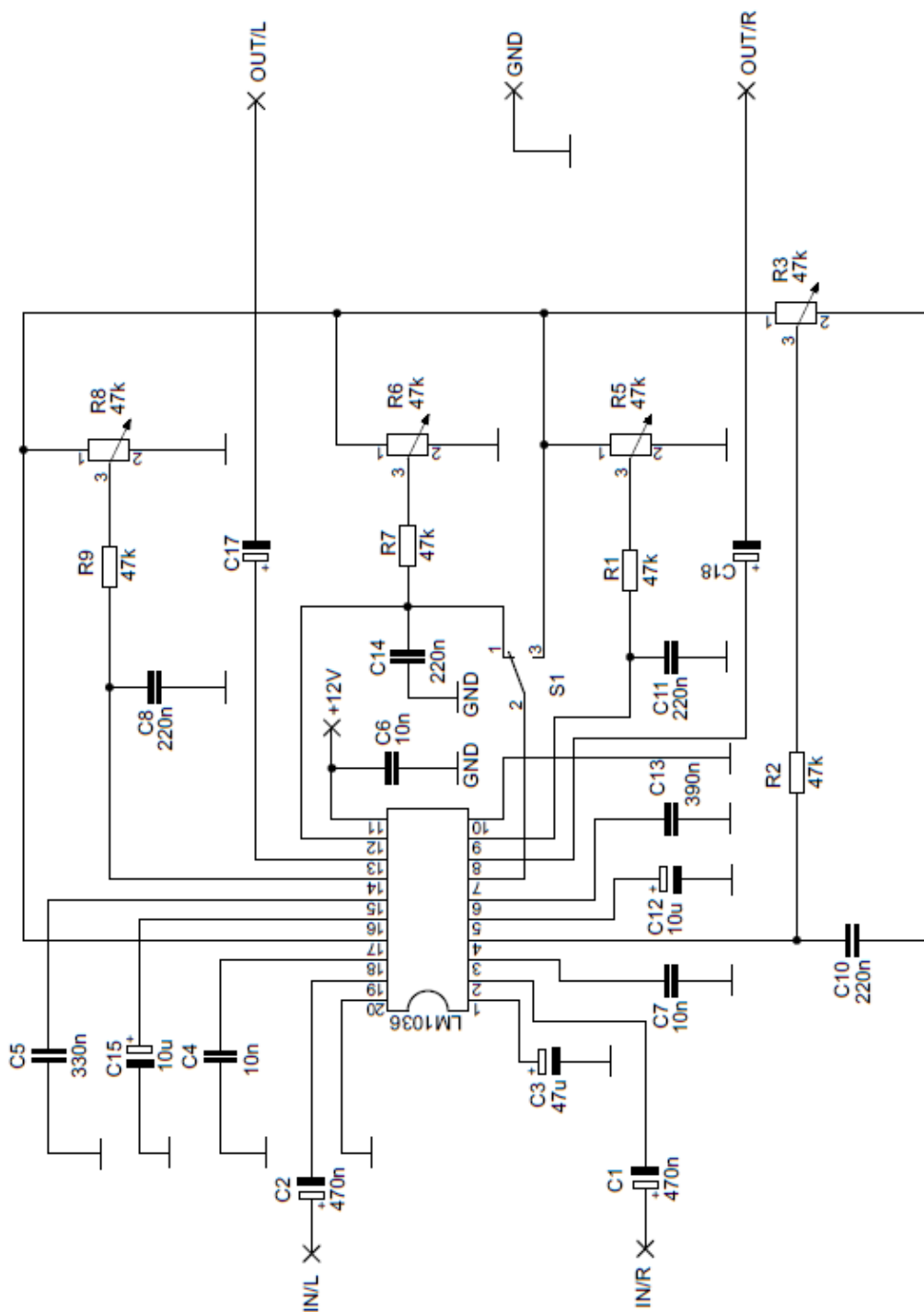
$V_{CC} = 12V$, $T_A = 25^\circ C$

Parametr	Podmínka	Min.	Typ.	Max.	Jednotka
Napájecí napětí		9		16	V
Proudový odběr			35	45	mA
Maximální výstupní napětí	f=1 kHz, $U_{CC}=9 V$		0,8		V
	f=1 kHz, $U_{CC}=12 V$	0,8	1		V
Maximální vstupní napětí	f=1 kHz, Gain=-10 dB	1,3	1,6		V
Vstupní impedance	f=1kHz	20	30		k Ω
Výstupní impedance	f=1 kHz		20		Ω
Maximální zesílení	f=1 kHz	-2	0	2	dB
Rozsah regulace hlasitosti	f=1 kHz	70	75		dB
Rozsah korekce hloubek	f=40 Hz, $C_b=0,39\mu F$ U (Pin 14)=U (Pin 17) U (Pin 14)=0 V	12	15	18	dB
		-12	-15	-18	dB
Rozsah korekce výšek	f=16 kHz, $C_t=0,01 \mu F$ U (Pin 4)=U (Pin 17) U (Pin 4)=0 V	12	15	18	dB
		-12	-15	-18	dB
Celkové harmonické zkreslení	f= 1 kHz, $U_{in}=0,3 V$ Gain=0 dB		0,06		%
	Gain=-30 dB		0,03	0,3	%
Odstup signál/šum		75	80		dB

Tabulka 1 Základní parametry obvodu LM1033. Převzato z [5]

3.2 Návrh předzesilovače s obvodem LM1036

Návrh obvodu probíhal podle doporučeného zapojení a hodnot pasivních součástek podle datasheetu obvodu LM1036.



Obr. 10 Schéma zapojení korekčního předzesilovače.

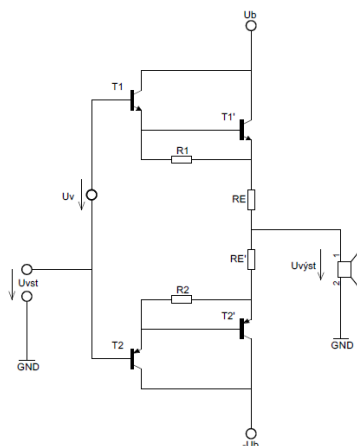
3.2.1 Popis funkce

Zapojení korekčního předzesilovače je na obr. 3.2. Obvod LM1036 zde využívá ke svému řízení stejnosměrné napětí z vnitřního referenčního zdroje tvořeného zenerovou diodou o velikosti 5,4 V. Napětí z diody je vyvedeno na pin č. 17, na který jsou připojené potenciometry určené pro řízení jednotlivých vlastností. Referenčním napětím se dále řídí fyziologická regulace hlasitosti tzv. loudness, která lze zapnout spojením pinů 7 a 12 pomocí přepínače. Aby byli potlačeny rušivé složky v obvodu řízení stejnosměrného napětí, připojil jsem k běžcům potenciometrů RC články.

Střední kmitočty obvodů zajišťující úpravu frekvenční charakteristiky jsou určeny dvojicí kondenzátorů. Kondenzátory na vstupu a výstupu slouží ke galvanickému oddělení signálů. Hodnoty externích součástek byly zvoleny dle katalogového listu k obvodu.

4 Návrh koncového zesilovače

Jak už vyplívá ze zadání náš zesilovač bude pracovat ve třídě AB s výkonem přibližně $2 \times 80\text{W}$. Z důvodů vyšších výkonů budu muset použít komplementární zapojení dvojčinného zesilovače, jak je zobrazeno níže na obr 4.1. Dvojice tranzistorů T1, T1' případně T2, T2' tvoří Darlingtonovo zapojení aby bylo možné dosáhnout vyššího proudového zesilovacího činitele. Tranzistory T1 a T2 si zachovávají svoji funkci, tedy npn nebo pnp, zatímco T1' a T2' pracují jako proudové zesilovače [1].

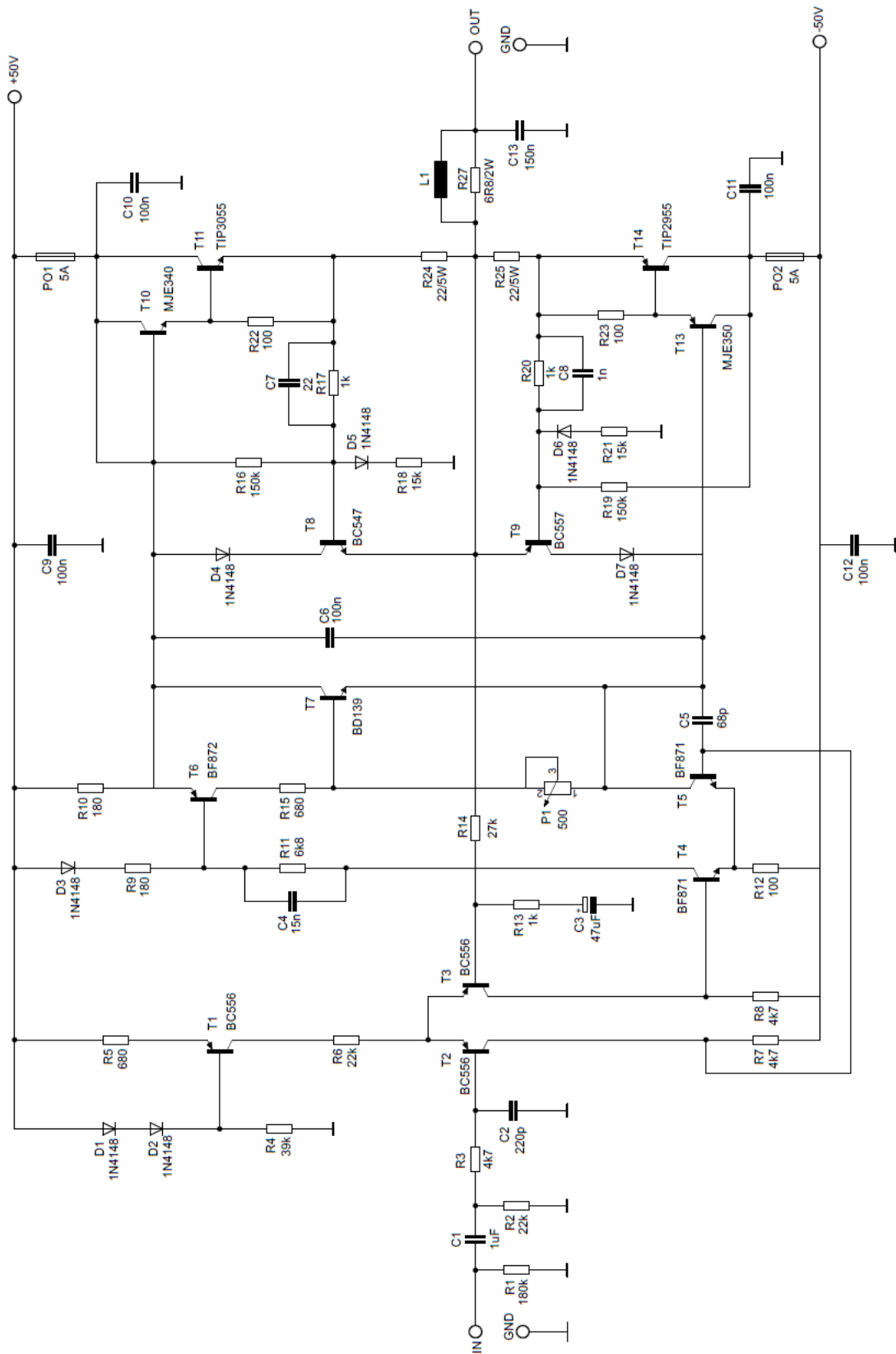


Obr. 11 Komplementární Darlingtonovo zapojení koncového stupně. Převzato z [1]

Využil jsem ověřenou koncepci zesilovače a jeho zapojení ačkoliv měl v originále příliš velký výkon. Pro naše potřeby jsme upravily hodnoty součástek, odebrali a změnili typy tranzistorů

Využity byly koncové tranzistory TIP2955 a TIP3055, které dosahují při symetrickém napájecím napětí 50V výkon 80W.

4.1 Schéma zapojení



Obr. 12 Schéma zapojení koncového zesilovače. Převzato a upraveno z [1]

4.2 Popis funkce

Na vstupu zesilovače se signál přes vazební kondenzátor C1 a přes rezistor R3, který tvoří s kondenzátorem C2 dolní propust omezí horní mezní kmitočet na přibližně 100kHz, který se následně dostane na bázi tranzistoru T2. Tranzistor T2 a T3 tvoří vstupní diferenciální zesilovač kde se na tranzistor T2 přivádí vstupní signál a na tranzistor T3 se přivádí výstupní signál pře dělič napětí R13, R14. Poměr velikostí rezistorů v děliči určuje velikost zpětné vazby a tím i celkové zesílení zesilovače. Dochází zde pouze k zesílení střídavého signálu, jelikož zesílení stejnosměrného napětí je díky blokovacímu kondenzátoru C3, který je pro stejnosměrné napětí nevodivý, rovno jedné. Tento blokovací kondenzátor a současně kondenzátor s rezistory na vstupu se podílí na hodnotě nejnižšího zesilovaného kmitočtu, který je přibližně 10 Hz. Emitory obou tranzistorů T2 a T3 jsou napájeny ze zdroje konstantního proudu, tvořeným tranzistorem T1 a součástkami D1, D2, R4 a R5. Diody D1 a D2 zajišťují konstantní napětí báze tranzistoru. Zdroj konstantního proudu s T1 dodává diferenciálnímu zesilovači T2, T3 proud. Tento proud se rovnoměrně rozděluje mezi oba tranzistory T2 a T3 diferenciálního zesilovače, takže na jejich kolektorových rezistorech vzniká stejný úbytek napětí. Tímto je dáno předpětí pro další diferenciální dvojici T4, T5, kterými protékají shodné kolektorové proudy [1].

Tranzistor T6 zde tvoří tzv. proudové zrcadlo, které je necitlivé na změny napájecího napětí a na indukované rušení a na harmonické kmitočty vstupního signálu. Toto proudové zrcadlo zde představuje zdroj proudu, jelikož proud protékající rezistorem () a diodou () určuje předpětí tranzistoru T6 a tím i jeho emitorový proud. Nyní kolísá kolektorový proud tranzistoru T4 v závislosti na změně vstupního signálu a způsobuje tak úbytek napětí který se projeví na emitorovém rezistoru. Tranzistor T6 v tomto zapojení pracuje jako emitorový sledovač [1].

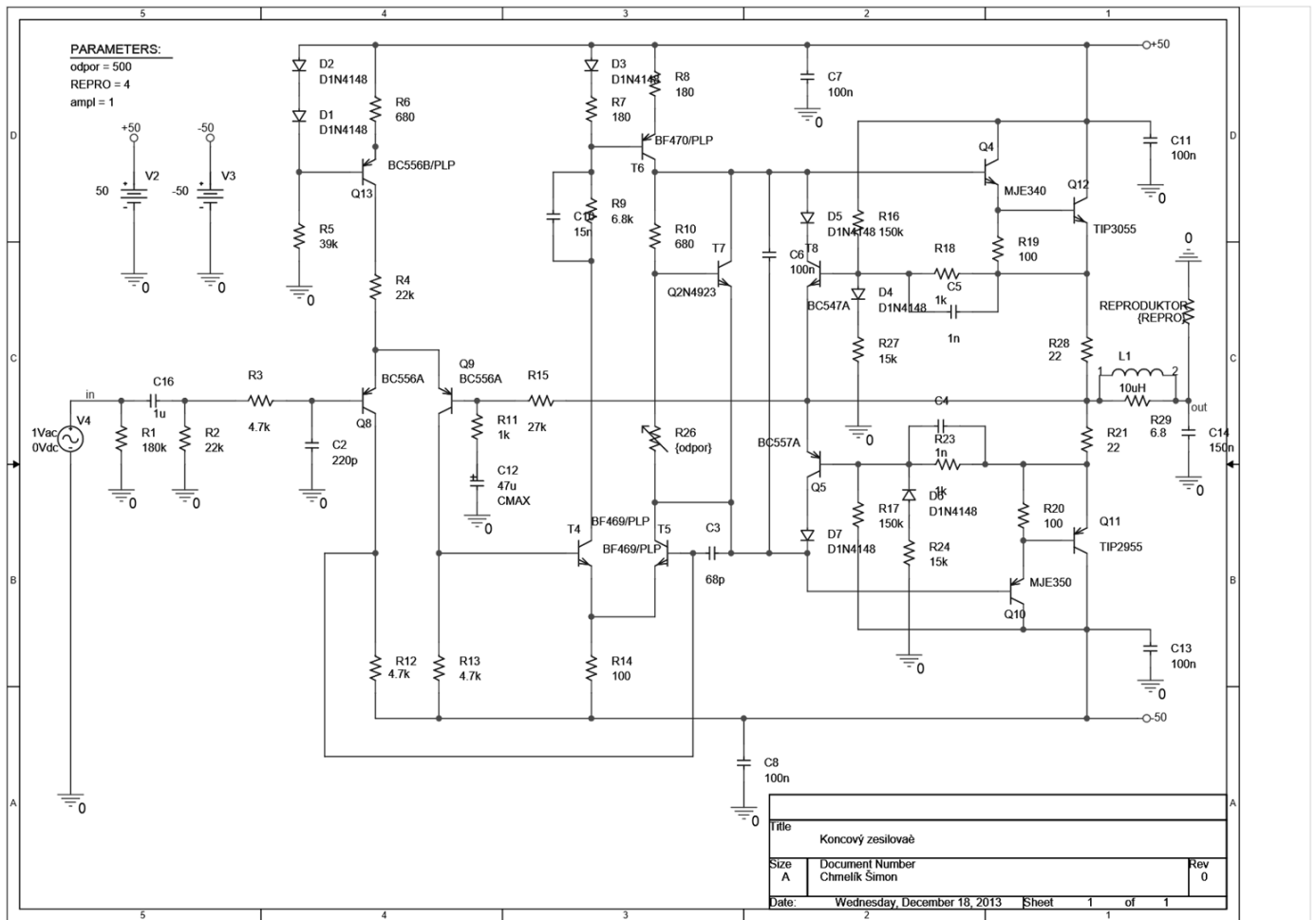
Tranzistor T6 představuje pro tranzistor T5 proměnnou zatěžovací impedanci. Tranzistor T5 zde plní funkci budiče koncových tranzistorů. V okamžiku uzavření tranzistoru T5 vzroste proud tranzistoru T4, který způsobí i zvýšení protékajícího proudu tranzistorem T6, vlivem jeho zvýšené vodivosti. Tranzistor T6 následně představuje nižší impedanci pro kolektor tranzistoru T5 a podporuje tak funkci budiče. Dynamicky se měnící zatěžovací impedance vytváří lineární signál pro buzení koncového stupně, pracujícího ve třídě AB [1].

Koncový stupeň je tvořen komplementární dvojicí výkonových tranzistorů, zapojených paralelně a komplementární dvojicí budičů. Tranzistory T10, T11 a T13, T14 v obou napájecích větvích tvoří Darlingtonovo zapojení [1].

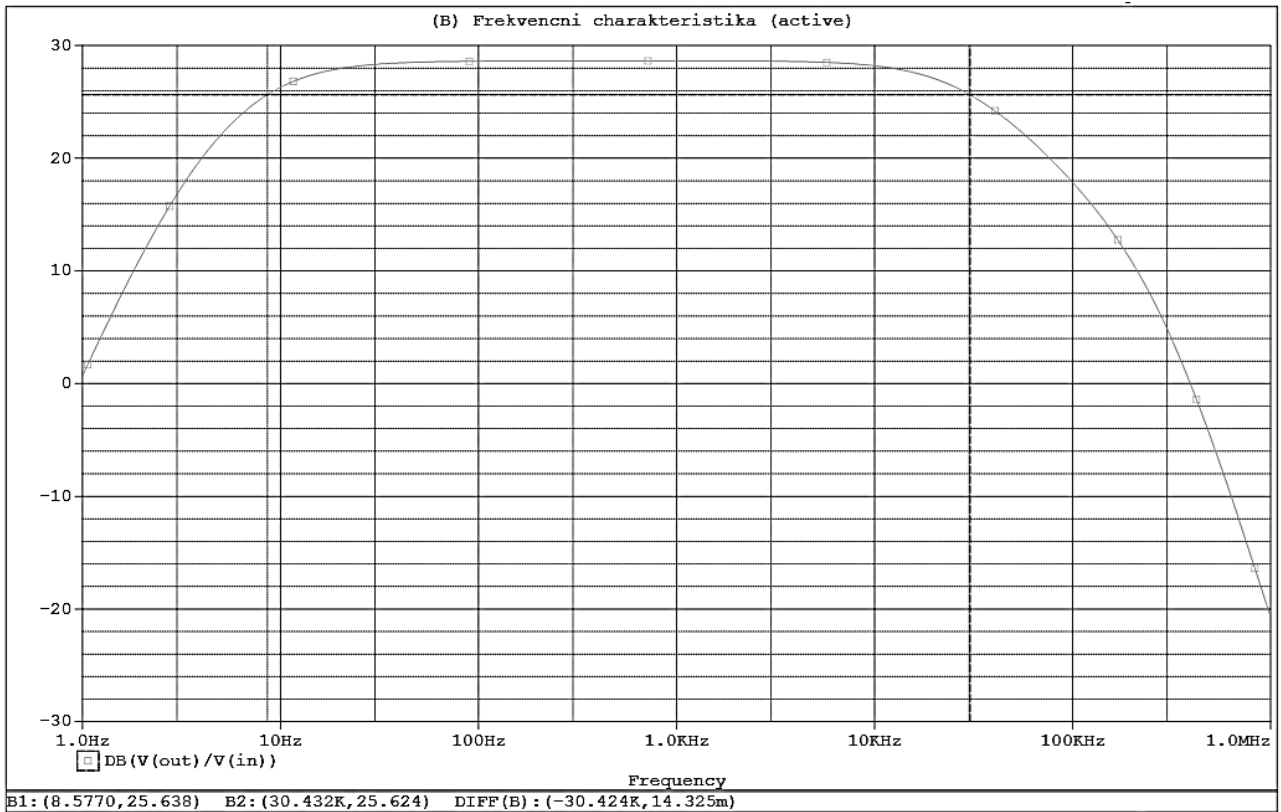
4.3 Simulace v programu PSpice

Z důvodu absence některých tranzistorů v knihovně programu PSpice jsem byl nucen využít podobných alternativ popřípadě vytvořit si vlastní knihovnu. Náhradní tranzistory jsem volil s pokud možno co nejbližšími hodnotami k použitým tranzistorům v původním schématu.

Využil jsem střídavé analýzy, abych určil velikost zesílení a mezní kmitočty.



Obr. 13 Schéma zapojení v programu PSpice



Obr. 14 Simulovaná frekvenční charakteristika

Z grafu frekvenční charakteristiky je vidět že dochází k zesílení cca 28 dB. Mezní frekvence, tedy frekvence kde dochází k poklesu o 3dB jsou na hodnotách 8,57Hz a 30,43kHz. Tento frekvenční rozsah je naprosto dostačující pro zesilovač.

Bohužel nebylo možné simulovat předzesilovač s integrovaným obvodem LM1036 z důvodu jeho absence v simulačním programu. Proto budu vycházet z naměřených průběhů od výrobce v datasheetu k obvodu

5 Návrh zdroje

5.1 Hlavní částí zdroje

5.1.1 Transformátor

Nízkofrekvenční zesilovače vyžadují symetrické napájení. Zdroje dodávající toto napájení mají transformátor, který má sekundární symetrické vinutí popřípadě dvě vinutí.

Často se používají ve zdrojích do nízkofrekvenčních zesilovačů klasické transformátory s EI jádry. Bohužel jejich hmotnost, rozměry a ztráty jsou mnohdy větší než u toroidních transformátorů. U kvalitnějších zapojení zesilovačů mají síťové transformátory mezi primárním a sekundárním vinutím vloženu stínící fólii zabraňující průniku rušivých impulzů ze sítě do obvodů za sekundárním vinutím[1].

5.1.2 Usměrňovač

Za transformátorem je zpravidla umístěn diodový usměrňovač složený ze 4 diod. Ke každé z diod je paralelně připojen odrušovací kondenzátor, který filtruje rušivé složky, které by mohly vzniknout při usměrnění střídavého napětí. Za usměrňovačem je usměrněné pulsní napětí, které je nutné vyhladit.

5.1.3 Vyhlazovací filtr

Vyhlazovací filtr je tvořen elektrolytickými kondenzátory s velkou kapacitou, aby dokázal vyhladit napětí mezi pulsy usměrněného napětí a průběh tak byl plynulý. Zároveň slouží jako zásobárna energie v případě poklesu napětí při velkém odběru výkonu zesilovačem.

5.2 Návrh transformátoru

Výpočet sekundárního napětí transformátoru

$$U_{ZESIL} = 50V; U_D = 1V$$
$$U_{2,3} = \frac{U_{ZESIL}}{\sqrt{2}} + U_D = \frac{50}{\sqrt{2}} + 1 = 36,35 V \quad (5.1)$$

$U_{2,3}$ je skutečné napětí na sekundárním vynutí.

U_{ZESIL} je napájecí napětí koncového zesilovače.

U_D je úbytek napětí na můstkovém usměrňovači.

Sekundární napětí volím 37V.

Celkový výkon a příkon transformátoru

Příkon transformátoru je roven výkonu transformátoru se ztrátami ve vinutí a ztrátami v jádře. Účinnosti toroidních transformátorů dosahují 90 až 95%. Až 10 procent může být ztraceno v příkonu a chybějící na výkonu.

$$P_{IN} = \frac{P_{OUT}}{\eta} = \frac{160}{0,9} = 177,7VA \quad (5.2)$$

P_{IN} je příkon transformátoru.

P_{OUT} je výstupní, požadovaný výkon transformátoru.

Z důvodu případné výkonové rezervy aby nebyl transformátor vytěžován na plný výkon, volím výkon transformátoru 200VA (2x100VA).

Volba průřezu jádra

Kvalitní transformátorové plechy dosahují sycení 1,5 až 1,7T, volím $B = 1,6T$

$$S_{JÁDRA} = \sqrt{\frac{P_{IN}}{B}} = \sqrt{\frac{200}{1,6}} = 11,2cm^2 \quad (5.3)$$

Výpočet počtu závitů primárního vinutí N_1 a sekundárního vinutí N_2

$$U_1 = 4,44 * B * S_{J\dot{A}DRA} * f * N_1 \quad (5.4)$$

$$N_1 = \frac{U_1}{4,44 * B * S_{J\dot{A}DRA} * f} = \frac{230}{4,44 * 1,6 * 11,2 * 10^{-4} * 50} = 578 \quad (5.5)$$

$$N_{2,3} = U_{2,3} * \frac{N_1}{U_1} = 37 * \frac{578}{230} = 93 \quad (5.6)$$

Proud primárním vinutím I_1

$$I_1 = \frac{P_{IN}}{U_{IN}} = \frac{200}{230} = 0,87A \quad (5.7)$$

P_{IN} je příkon transformátoru

U_{IN} je síťové napětí

Proud sekundárním vinutím $I_{2,3}$

$$I_{2,3} = \frac{P_{ZESIL}}{U_{2,3}} = \frac{80}{37} = 2,16A \quad (5.8)$$

Výpočet průřezu a průměru vodičů

Proudová hustota je volena $J = 2,5 A * mm^2$

$$S_{L1} = \frac{I_1}{J} = \frac{0,87}{2,5} = 0,35mm^2 \quad (5.9)$$

$$d_{L1} = \sqrt{\frac{4 * I_1}{\pi * J}} = \sqrt{\frac{4 * 0,87}{\pi * 2,5}} = 0,66mm \quad (5.10)$$

$$S_{L2,3} = \frac{I_{2,3}}{J} = \frac{2,16}{2,5} = 0,87mm^2 \quad (5.11)$$

$$d_{L2,3} = \sqrt{\frac{4 * I_{2,3}}{\pi * J}} = \sqrt{\frac{4 * 2,16}{\pi * 2,5}} = 1,05mm \quad (5.12)$$

S_{L1} je průřez vodiče primárního vinutí

d_{L1} je průměr vodiče primárního vinutí

$S_{L2,3}$ je průřez vodiče sekundárních vinutí

$d_{L2,3}$ je průměr vodiče sekundárních vinutí

Výpočet filtračního kondenzátoru

$$U_{BR} = U_{2,3} * 0,05 = 37 * 0,05 = 1,85V \quad (5.13)$$

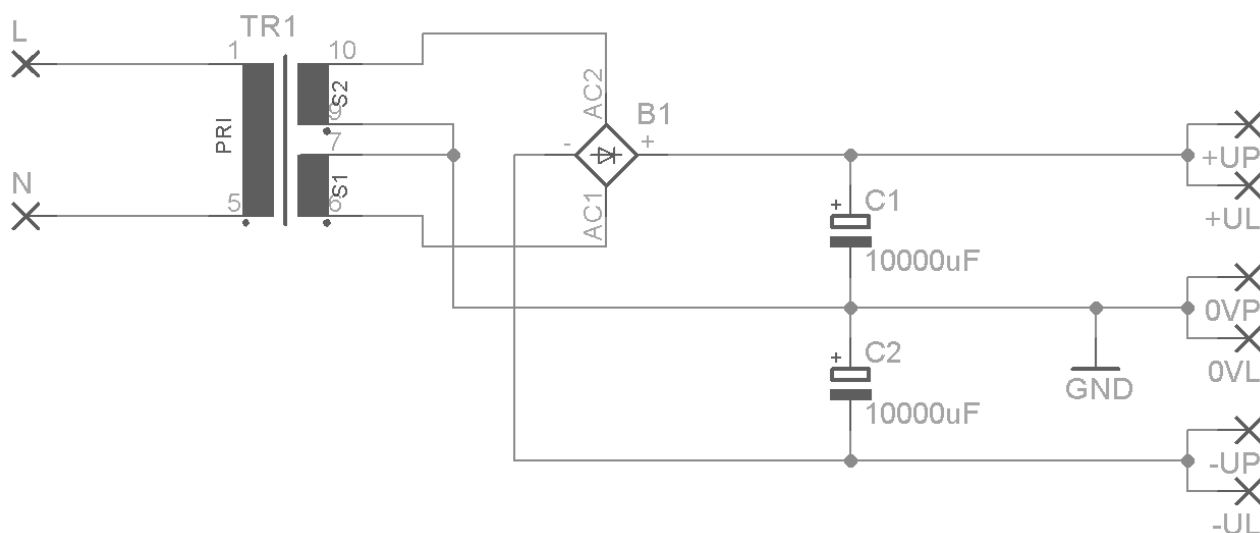
$$C = \frac{k * I_{2,3}}{U_{BR}} = \frac{9 * 2160}{1,85} = 10508\mu F \quad (5.14)$$

k je koeficient zvlnění, pro zvlnění 5% je $k=9$

U_{BR} je brumové napětí ve voltech

Filtrační kondenzátor volím v řadě E12 o hodnotě kapacity 10mF

5.1 Schéma zapojení



Obr. 15 Schéma zdroje koncových zesilovačů

5.1.1 Popis schéma zapojení

Obrázek zobrazuje schéma zapojení zdroje uloženého mimo desku plošných spojů. Zdroj je připojen ke svorkovnici uvnitř montážní krabice, před kterou je ještě hlavní vypínač a pojistka pro celý zesilovač. Rovněž zde nejsou pojistky na výstupu zdroje, jelikož jsou už obsaženy na deskách plošných spojů koncových zesilovačů. Z důvodu nepřesného vyhotovení transformátoru kdy bylo zapomenuto na nulový vodič sekundárních vinutí, jsem byl nucen udělat úpravu zdroje a vytvořit si nulový vodič spojením konečného vodiče druhého sekundárního vinutí a počátečního vodiče prvního sekundárního vinutí. Po této úpravě jsem nucen použít místo dvou slabších můstkových usměrňovačů jeden pro dvojnásobný proud. Tento zdroj je použit pouze pro napájení koncových zesilovačů.

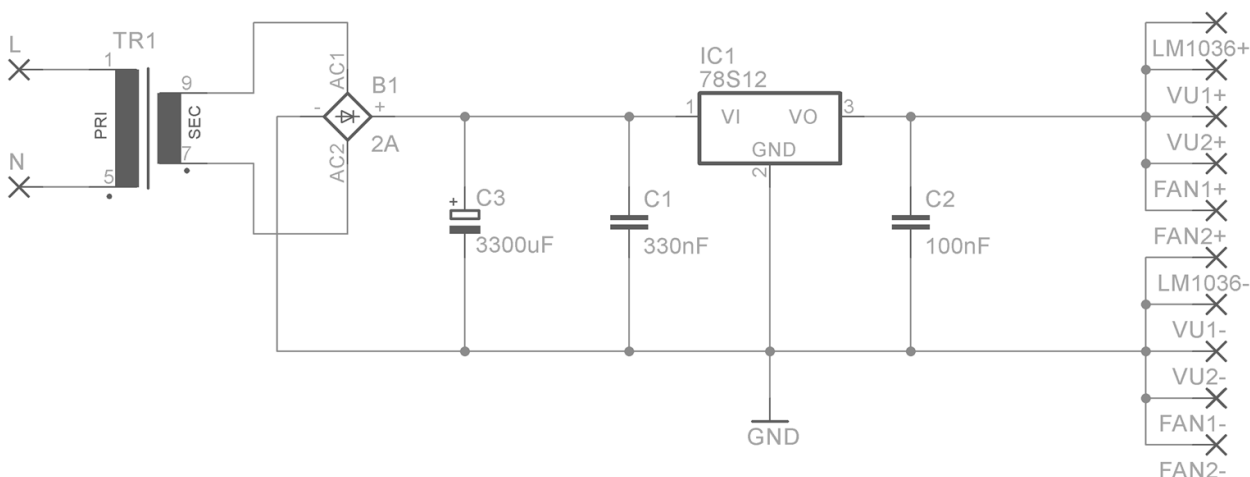
5.2 Zdroj pro předzesilovač

5.2.1 Hlavní části zdroje

Pro napájení předzesilovače, indikátorů vybuzení a chladicích ventilátorů potřebuji nejlépe stabilní napětí o velikosti 12V. Toho dosáhnou pomocí stabilizátoru LM7812, který dokáže stabilizovat vstupní stejnosměrné napětí o velikosti až 35V na napětí o hodnotě 12V. Bohužel hlavní zdroj má usměrněné napětí příliš vysoké, proto jsem nucen použít druhý transformátor. Jelikož korekční předzesilovač, VU-metry a chladicí větráky nemají velkou spotřebu, může být druhý transformátor s menším výkonem mnohem menší a lehčí.

Ve zdroji pro předzesilovač zůstanou stejné části jako v hlavním zdroji a to transformátor, usměrňovač a vyhlazovací filtr, za který ještě dodám zmíněný stabilizátor LM78S12 s chladičem.

5.2.2 Schéma zapojení



Obr. 16 Schéma zdroje 12V

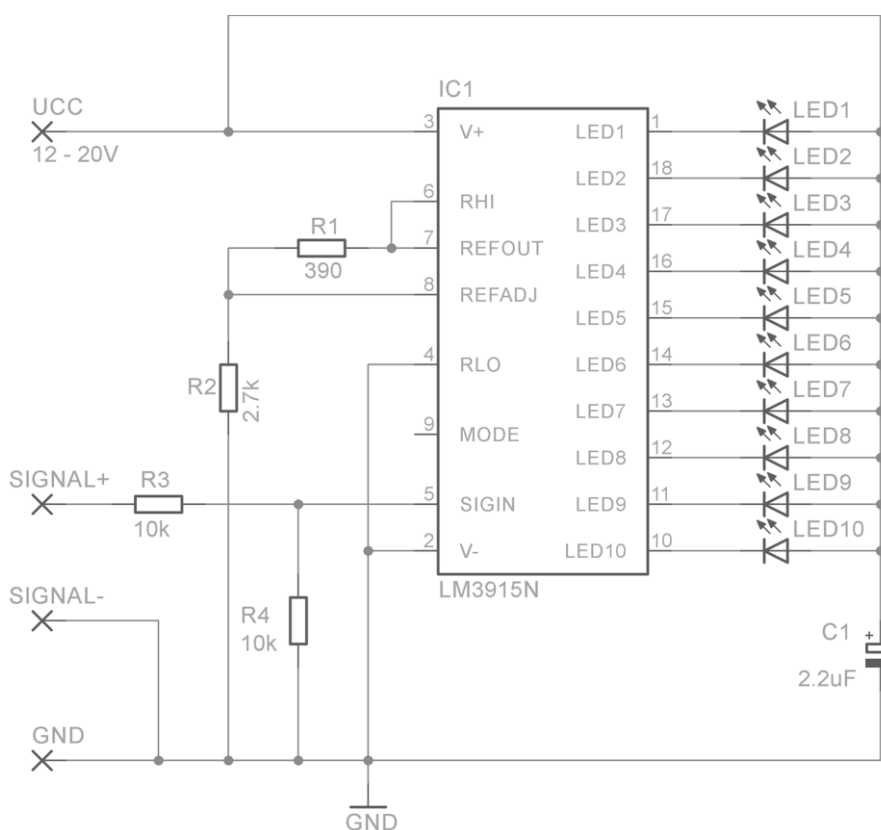
5.2.3 Popis schéma zapojení

Obrázek zobrazuje podobně jako u zdroje pro koncové zesilovače transformátor s usměrňovačem a vyhlazovacím filtrem. Za ně je připojen stabilizátor napětí na 12V ke kterému jsou připojeny paralelně blokovací kondenzátory a následně vývody pro připojení napájení doplňujících obvodů zesilovače. Blokovací kondenzátory zde slouží jako krátkodobé zdroje energie při rychlé změně zatěžovacího proudu obvodu. Hodnoty těchto kondenzátorů udává výrobce. Vstupní napětí do stabilizátoru musí být v rozmezí 15V až 35V. Pro napájení postačí transformátor se sekundárním napětím 12V, které po usměrnění a vyhlazení dá 16,9V. Na stabilizátor nesmíme zapomenout přidělat chladič aby se stabilizátor příliš nepřehřál.

6 Indikátor vybuzení

Pro přibližné zobrazení výstupního výkonu jsem se rozhodl k zesilovači přidat diodové indikátory vybuzení se zobrazením na 10-ti LED diodách. Indikátory se dělají i ručičkové a připojují se přímo na výstupní svorky. Odebírají tím bohužel i trochu výkonu. Proto využijeme obvodu LM3915 což je logaritmický měřič zvukového výkonu se zobrazením na 10 LED. Zároveň je samostatně napájen a tudíž se nemusíme obávat nějakých změn signálu z koncových zesilovačů, na které by jistě nějaké indikátory měli vliv v případě pouhého napájení ze zesilovače.

6.1 Schéma zapojení



Obr. 17 Schéma indikátoru vybuzení

6.2 Popis schéma zapojení

Schéma zapojení vychází z doporučeného zapojení obvodu LM3915. Obvod je napájen 12V až 20V. Jeho provedení je velice jednoduché jelikož obsahuje velice málo součástek. LED diody slouží k zobrazení určitého výkonu. Zobrazovaný výkon není lineární. Diody ukazují 0,2W 0,4W 0,8W 1,6W 3W 6W 13W 25W 50W 100W. Zobrazení 100W je více než výkon zesilovače ovšem dioda svítí už při cca 70W výstupního výkonu. Tudíž na orientační zobrazení je tento obvod dostačující. Odpor R3 se nastavuje podle zatěžující impedance. Zde je odpor nastaven pro připojení 4 Ω impedance.

7 Chlazení

Výkonové polovodičové prvky, jako např. tranzistory, triaky tyristory případně jiné součástky je třeba ve většině případů chladit, protože se větší část spínaného nebo zesilovaného výkonu mění na teplo. U zesilovače třídy AB se přibližně 30% výkonu změní na teplo, které je nutné ze součástek odvést, aby se předešlo případnému zničení.

7.1 Rozdělení způsobů chlazení

7.1.1 Přirozené chlazení

Přirozené chlazení polovodičových součástek je nejjednodušším, spolehlivým a levným chlazením, které zahrnuje tepelnou vodivost, přirozené proudění a záření. Přirozené chlazení je účinné a ekonomicky výhodné pro polovodičové součástky s poměrně nevelkými ztrátovými výkony a velkými mezními teplotami přechodů. Při konstrukci musíme dbát na to, aby nic nebránilo přirozenému proudění vzduchu kolem chladičů. Kryty přístrojů musí být opatřeny dostatečným počtem otvorů pro přívod a odvod chladicího vzduchu. Lepších výsledků můžeme dosáhnout při použití rozvodných plechů [8]. Přirozené chlazení je naprosto tiché, jelikož nevyužívá žádné případné ventilátory, které by byly zdrojem hluku. Nevýhodou je bohužel použití rozměrných chladičů a tudíž velké nároky na rozměry použitých skříní.

7.1.2 Chlazení s nuceným oběhem chladicího vzduchu

Tento způsob chlazení se užívá v otevřených provedení elektronických zařízení. Nucenou ventilací se zvětšuje součinitel přestupu tepla prouděním a zlepšuje se výměna chladicího vzduchu v prostoru zařízení. Zmenšování rozměrů elektronických zařízení a zvětšování počtu aktivních součástek vyžaduje stále častěji používat účinných nucených způsobů chlazení [8]. Chlazení s nuceným oběhem nese sebou nevýhodu ve formě hluku, které vydává zdroj nuceného chlazení, nejčastěji ventilátor a jeho napájení. Výhodou je potom nižší cena oproti přirozenému chlazení, jelikož chladič může být mnohem menší. Menší rozměry chladiče znamenají i možnost menší přístrojové skříně.

7.2 Chlazení koncového stupně zesilovače

Využijí zde dvou shodných chladících profilů pro každý výkonový zesilovač. Aby bylo připevnění chladiče jednodušší, využijí hliníkového L profilu k přenosu tepla mezi chladičem a výkonovými tranzistory.

7.2.1 Výpočet potřebného chladiče

Výpočet ztrátového výkonu koncového zesilovače

$$P_{ZESIL} = 80W; \eta = 70\%$$

$$P_{Z(max)} = \frac{P_{ZESIL} * (100 - \eta)}{100} = \frac{80 * (100 - 70)}{100} = 24W \quad (7.1)$$

P_{ZESIL} je výstupní výkon jednoho koncového zesilovače

$P_{Z(max)}$ je maximální ztrátový výkon na chladiči koncového zesilovače

η je účinnost zesilovače ve třídě AB

Výpočet tepelného odporu

$$R_{tvp} = \frac{T_v - T_o}{P_{Z(max)}} = \frac{150 - 45}{24} = 4,38^\circ C/W \quad (7.2)$$

R_{tvp} je celkový tepelný odpor

T_v je maximální teplota polovodičového přechodu pro tranzistory TIP2955 a TIP3055 udaná výrobcem

T_o je okolní teplota uvnitř zahřátého zařízení

Výpočet tepelného odporu chladiče

$$R_{tc} = R_{tvp} - R_{ts} - R_{tv} = 4,38 - 0,6 - 1,39 = 2,39^\circ C/W \quad (7.3)$$

$$R_{tcn} = \frac{R_{tc}}{n} = \frac{2,39}{2} = 1,195^\circ C/W \quad (7.4)$$

R_{tc} je tepelný odpor chladiče potřebný k uchlazení jednoho tranzistoru

R_{ts} je tepelný odpor slídové podložky o šířce 0,1mm

R_{tv} je tepelný odpor mezi pouzdem a polovodičovým přechodem pro tranzistory TIP2955 a TIP3055 udaný výrobcem

R_{tcn} je tepelný odpor chladiče pro určitý počet tranzistorů na chladiči umístěných

8 Měření základních parametrů

Po osazení a oživení korekčního předzesilovače a výkonových zesilovačů byly změřeny základní charakteristiky. Naměřené hodnoty budou porovnány s hodnotami uváděných v datasheetech výrobců součástek.

8.1 Korekční předzesilovač

8.1.1 Měření modulové frekvenční závislosti

Měření bylo provedeno pro levý kanál pro nastavení maximálního vybuzení hloubek a výšek a pro nastavení maximálního potlačení hloubek a výšek. Vstupní napětí $U_{in}=710\text{mV}$

f [Hz]	Hloubky a výšky MAX		Hloubky a výšky MIN	
	Uout [mV]	Au [dB]	Uout [mV]	Au [dB]
20	1960	8,820	145	-13,798
30	1928	8,677	153	-13,331
40	1885	8,481	159	-12,997
50	1864	8,384	171	-12,365
60	1820	8,176	180	-11,920
70	1802	8,090	192	-11,359
80	1787	8,017	208	-10,664
90	1766	7,915	220	-10,177
100	1740	7,786	235	-9,604
150	1666	7,408	308	-7,254
200	1502	6,508	385	-5,316
300	1332	5,465	496	-3,116
400	1099	3,795	602	-1,433
500	990	2,888	675	-0,439
600	921	2,260	725	0,182
700	890	1,963	760	0,591
800	854	1,604	780	0,817
900	848	1,543	790	0,927
1000	844	1,502	795	0,982
1500	882	1,884	770	0,705
2000	952	2,548	715	0,061
3000	1174	4,368	586	-1,667
4000	1421	6,027	480	-3,400
5000	1541	6,731	415	-4,664
6000	1614	7,133	365	-5,779
7000	1650	7,325	327	-6,734
8000	1672	7,440	294	-7,658
9000	1689	7,527	271	-8,366

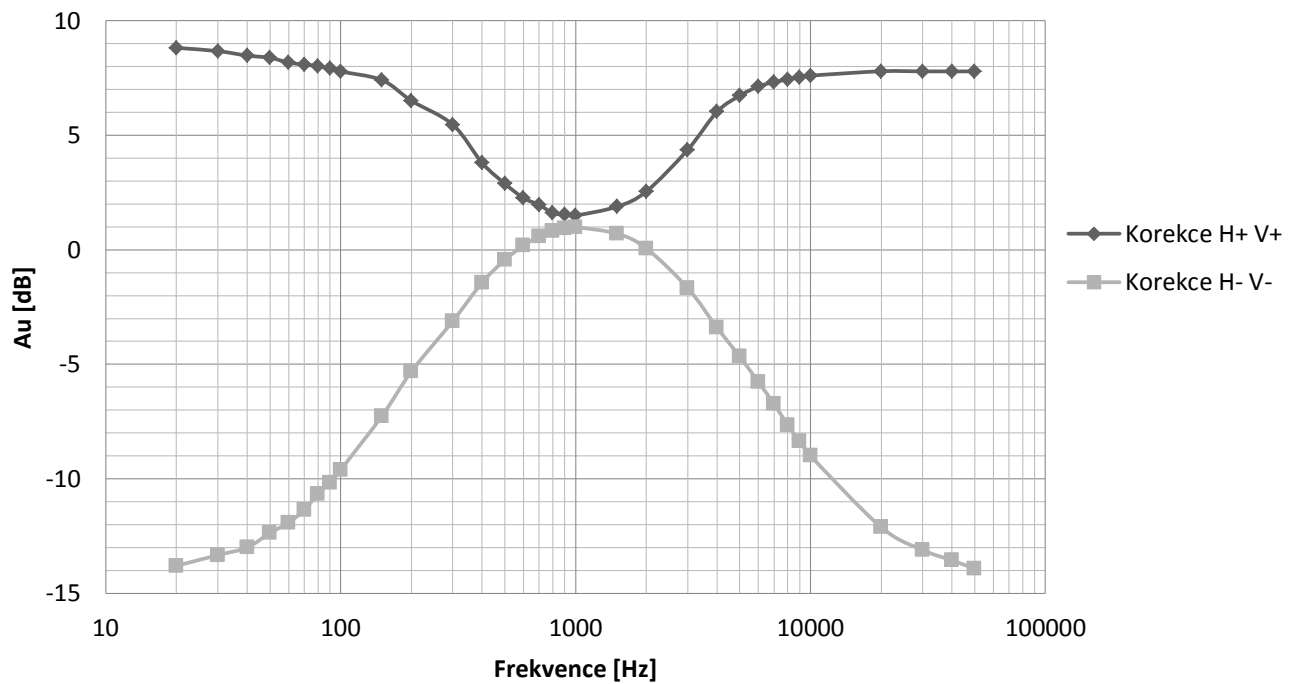
10000	1704	7,604	252	-8,997
20000	1742	7,796	176	-12,115
30000	1741	7,791	157	-13,107
40000	1741	7,791	149	-13,561
50000	1741	7,791	143	-13,918

Tabulka 2 Modulová frekvenční charakteristika

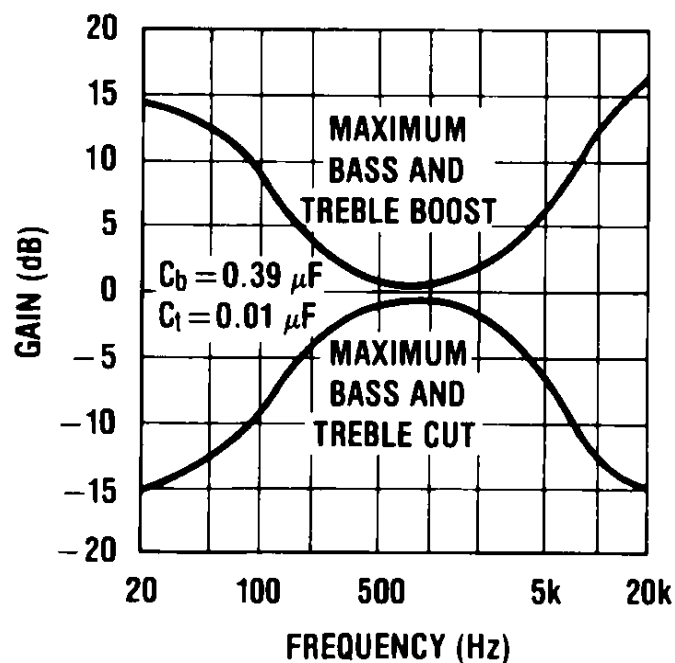
Příklad výpočtu:

$$A_u = 20 * \log \frac{U_{out}}{U_{in}} = 20 * \log \frac{795}{710} = 0,982 \text{ dB} \quad (8.1)$$

Modulová frekvenční charakteristika



Obr. 18 Modulová frekvenční charakteristika



Obr. 19 Modulová frekvenční charakteristika podle výrobce [5]

Porovnáním naměřeného průběhu s průběhem od výrobce je vidět téměř shoda obou průběhů. Rozdíl maximálního zisku je způsoben nenastavením maximálního zesílení pomocí potenciometru hlasitosti. Hlasitost byla lehce snižena, jelikož při plném vytočení docházelo na krajních kmitočtech k deformaci výstupního signálu. Rovněž mohou být rozdíly způsobeny tolerancí hodnot součástek.

8.1.2 Měření charakteristiky změny vyvážení kanálů

Měření bylo provedeno při přivedení signálu o frekvenci $f=1\text{kHz}$ na oba kanály a vstupním napětí $U_{in}=700\text{mV}$. Během měření bylo postupně otáčeno potenciometrem ovládajícího vyvážení z levého kanálu na pravý.

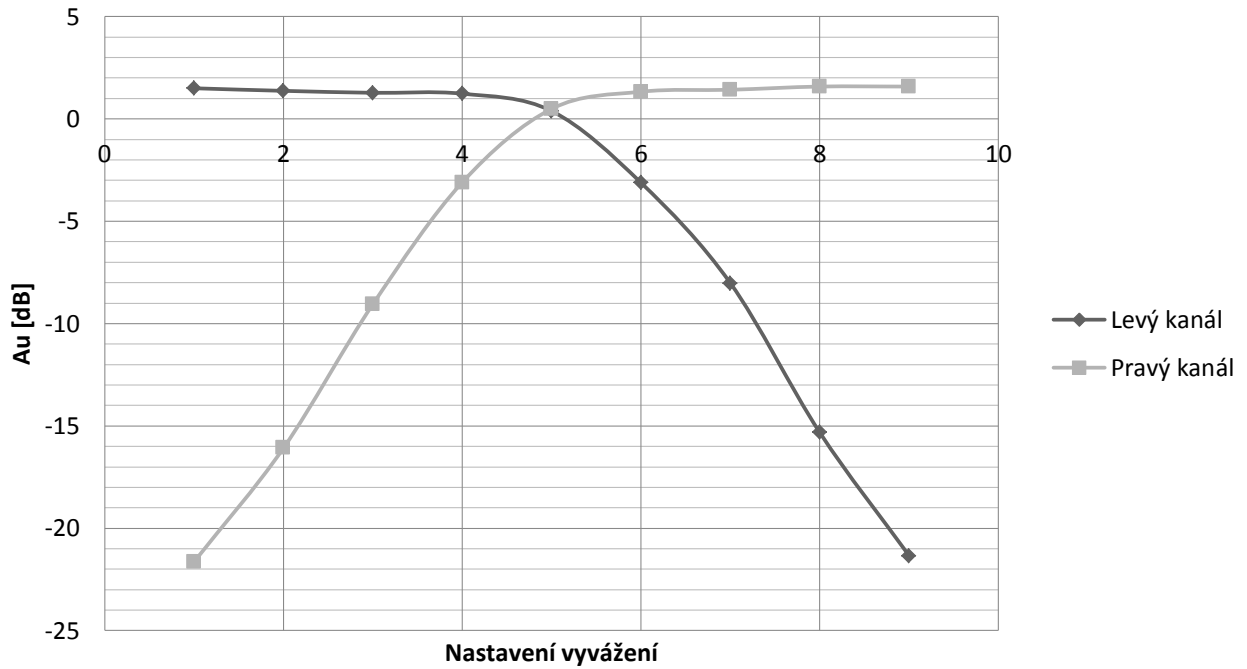
Balance	Uout L [mV]	Au [dB]	Uout P [mV]	Au [dB]
1	832	1,501	58	-21,633
2	820	1,374	110	-16,074
3	811	1,278	247	-9,048
4	807	1,236	490	-3,098
5	732	0,388	741	0,494
6	489	-3,116	816	1,332
7	278	-8,021	825	1,427
8	120	-15,318	840	1,584
9	60	-21,339	840	1,584

Tabulka 3 Charakteristika vyvážení kanálů

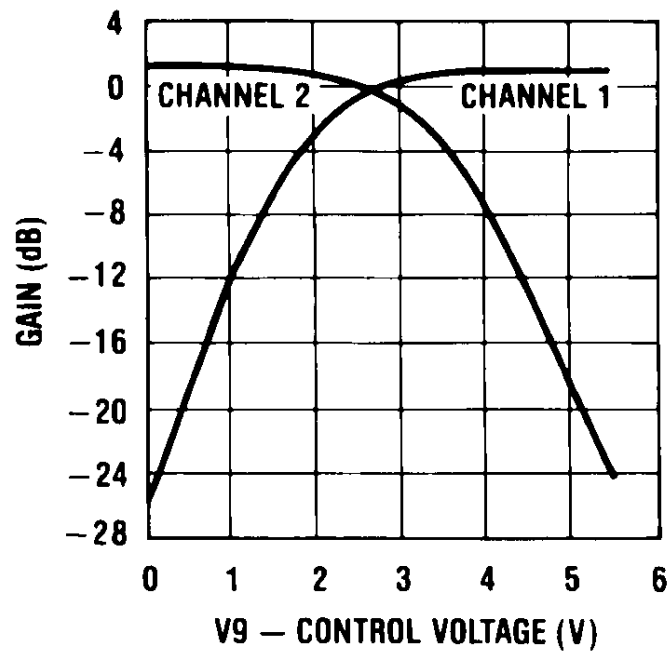
Příklad výpočtu:

$$A_u = 20 * \log \frac{U_{out}}{U_{in}} = 20 * \log \frac{832}{700} = 1,501 \text{ dB} \quad (8.2)$$

Charakteristika vyvážení kanálů



Obr. 20 Charakteristika vyvážení kanálů



Obr. 21 Vyvážení kanálů dle výrobce [5]

Charakteristika změny vyvážení kanálů je totožná s naměřeným průběhem od výrobce. Při maximálním vytočením do jednoho kanálu je druhý utlumen o téměř 25dB.

8.1.3 Měření závislosti regulace hlasitosti

První měření bylo provedeno pouze na frekvenci $f = 1000\text{Hz}$ a vstupním napětí $U_{in} = 700\text{mV}$ při změně hlasitosti s a bez fyziologické regulace.

Hlasitost	Uout [mV]	Au [dB]	Uout loud [mV]	Au [dB]
1	0,1	-76,902	0,1	-76,902
2	0,8	-58,840	0,8	-58,840
3	8	-38,840	7	-40
4	32	-26,799	31	-27,074
5	97,6	-17,113	97	-17,165
6	226	-9,819	227	-9,7814
7	369	-5,561	370	-5,537
8	658	-0,537	661	-0,497
9	770	0,827	772	0,850
10	811	1,278	811	1,278

Tabulka 4 Závislost regulace hlasitosti při frekvenci $f=1\text{kHz}$

Na frekvenci 1000Hz není vidět téměř žádný rozdíl se zapnutou fyziologickou regulací hlasitosti.

Příklad výpočtu:

$$Au = 20 * \log \frac{U_{out}}{U_{in}} = 20 * \log \frac{32}{700} = -26,799 \text{ dB}$$

Při dalším měření byla změřena frekvenční závislost fyziologické regulace hlasitosti.

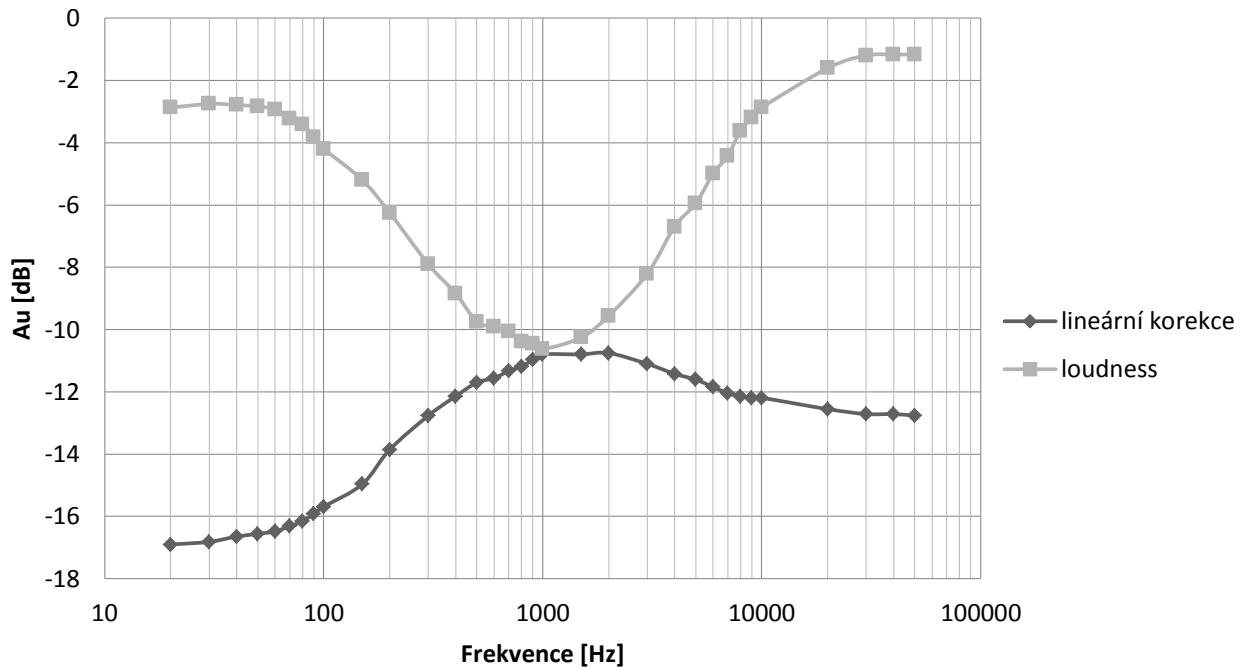
Frekvence [Hz]	Uout [mV]	Au [dB]	Uout loud [mV]	Au [dB]
20	100	-16,902	503	-2,871
30	101	-16,816	510	-2,751
40	103	-16,645	508	-2,785
50	104	-16,561	505	-2,836
60	105	-16,478	500	-2,923
70	107	-16,314	483	-3,223
80	109	-16,153	473	-3,405
90	112	-15,918	451	-3,818
100	115	-15,688	432	-4,192
150	125	-14,964	385	-5,193
200	142	-13,856	341	-6,247
300	161	-12,765	282	-7,897
400	173	-12,141	253	-8,840
500	182	-11,701	228	-9,743
600	185	-11,559	224	-9,897
700	190	-11,327	220	-10,054
800	193	-11,191	212	-10,375
900	198	-10,969	210	-10,458
1000	202	-10,795	206	-10,625
1500	202	-10,795	215	-10,253
2000	203	-10,752	233	-9,555
3000	195	-11,101	272	-8,211
4000	188	-11,419	324	-6,691
5000	184	-11,606	353	-5,946
6000	179	-11,845	394	-4,992
7000	175	-12,041	421	-4,416
8000	173	-12,141	462	-3,609
9000	172	-12,191	485	-3,187
10000	172	-12,191	503	-2,871
20000	165	-12,552	582	-1,604
30000	162	-12,712	610	-1,195
40000	162	-12,712	612	-1,167
50000	161	-12,765	612	-1,167

Tabulka 5 Frekvenční závislost regulace hlasitosti

Příklad výpočtu:

$$Au = 20 * \log \frac{U_{out}}{U_{in}} = 20 * \log \frac{161}{700} = -12,765 \text{ dB}$$

Frekvenční závislost regulace hlasitosti



Obr. 22 Frekvenční závislost regulace hlasitosti

Funkce fyziologické regulace hlasitosti nejvíce zesiluje v oblasti basů a výšek. V okolí střední frekvence 1000Hz má téměř stejnou hodnotu jako nastavená hlasitost bez funkce fyziologické regulace. Z důvodu nepřesně nastavených korekcí je vidět u nízkých kmitočtů propad. Z naměřených hodnot lze vidět, že nastavení korekcí lehce ovlivňuje i fyziologickou regulaci hlasitosti.

8.1.4 Měření přeslechu signálu

Při měření se přivede signál z generátoru na jeden kanál a změřím výstupní napětí na druhém kanálu.

Vstupní napětí $U_{in} = 700mV$, $f = 1kHz$.

	Přeslech na levém kanálu		Přeslech na pravém kanálu	
Frekvence	U_{out} [mV]	Přeslech [dB]	U_{out} [mV]	Přeslech [dB]
1000Hz	0,25	-68,94	0,28	-67,96

Tabulka 6 Přeslech signálu mezi kanály

Příklad výpočtu:

$$A_u = 20 * \log \frac{U_{out}}{U_{in}} = 20 * \log \frac{0,25}{700} = -68,94 \text{ dB}$$

8.1.5 Měření vstupní impedance

Měření bylo provedeno pomocí odporové dekády, nastavené na nulovou hodnotu a zapojené mezi generátor signálu a korekční předzesilovač. Poté byl přiveden signál o frekvenci $f = 1kHz$ a velikosti výstupního signálu $U_{out} = 500mV$.

Postupným zvyšováním hodnoty odporu mezi generátorem a předzesilovačem klesala hodnota výstupního napětí. Jakmile hodnota výstupního napětí klesla na polovinu dříve nastavené hodnoty, je možno odečíst hodnotu odporu.

Vstupní impedance $R_{VSTL} = 43k\Omega$

Vstupní impedance $R_{VSTP} = 43k\Omega$

8.1.6 Měření harmonického zkreslení

Měření bylo prováděno pomocí spektrálního analyzátoru od firmy Rohde&Schwarz. Harmonické zkreslení bylo měřeno na frekvenci $f = 1kHz$ a vstupním napětí $U_{in} = 700mV$.

	U_{out} [mV]	THD [%]
Levý kanál	701	0,174
Pravý kanál	700	0,168

Tabulka 7 Harmonické zkreslení předzesilovače

8.2 Koncový zesilovač

8.2.1 Měření frekvenční modulové charakteristiky

Měření na koncovém zesilovači bylo provedeno při vstupním napětí $U_{in} = 100mV$ a při použití zatížení 4Ω .

f [Hz]	Uout [V]	Au [dB]
10	1,56	23,862
20	1,99	25,977
30	2,2	26,848
50	2,4	27,604
100	2,5	27,959
200	2,54	28,097
300	2,545	28,114
400	2,55	28,131
500	2,56	28,165
600	2,56	28,165
700	2,56	28,165
800	2,56	28,165
900	2,56	28,165
1000	2,56	28,165
2000	2,56	28,165
5000	2,56	28,165
10000	2,56	28,165
20000	2,54	28,097

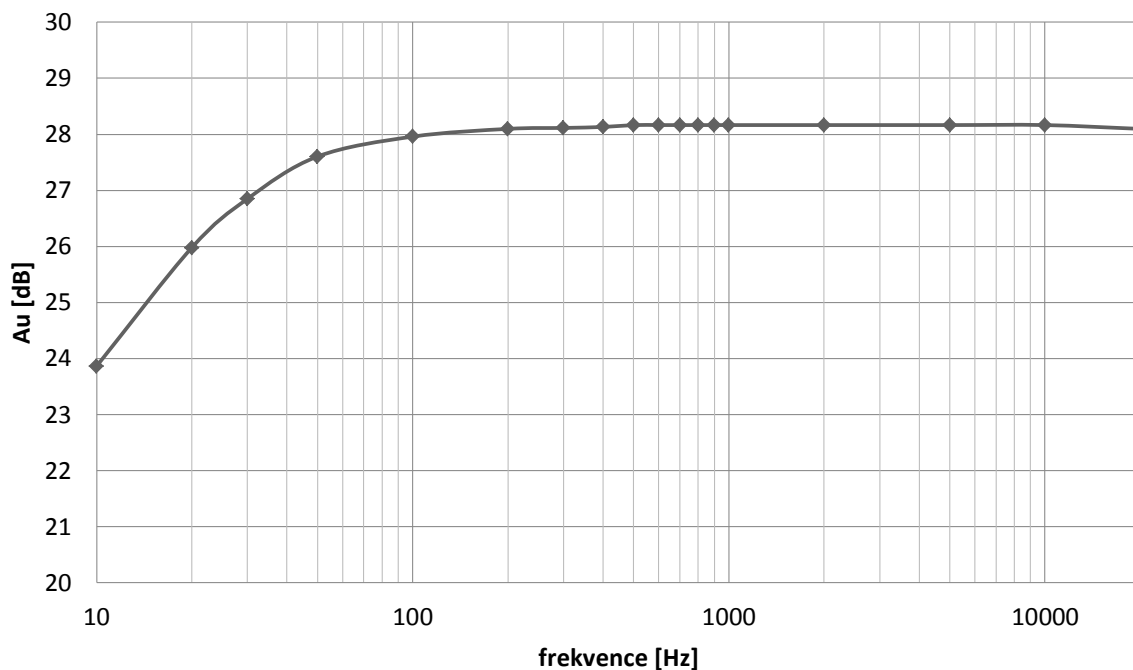
Tabulka 8 Frekvenční charakteristika koncového zesilovače

Příklad výpočtu:

$$Au = 20 * \log \frac{U_{out}}{U_{in}} = 20 * \log \frac{2,56}{0,1} = 28,156 \text{ dB}$$

Hodnota napěťového zesílení odpovídá teoretickým hodnotám simulace. Lehce větší hodnota napěťového zesílení je způsobena vyšším napájecím napětím na výkonových tranzistorech.

Modulová frekvenční charakteristika



Obr. 23 Modulová frekvenční charakteristika koncového zesilovače

8.2.2 Měření maximálního výstupního výkonu

Měření probíhalo na kmitočtu $f=1\text{kHz}$ a na zátěži $R_z=4\Omega$.

$$P_{max} = \frac{U_{out}^2}{R_z} = \frac{17,93^2}{4} = 80,37W \quad (8.3)$$

Výstupní výkon lze ovlivňovat napájecím napětím, jelikož výkonové tranzistory TIP2955 a TIP3055 mají maximální napájecí napětí $U_{in}=60V$, při kterých dosahují podle datasheetu výkonu až 90W. Ovšem při napájení na hraničním napájecím napětím je možnost jejich zničení.

8.2.3 Měření účinnosti

$$\eta = \frac{P_{max}}{U_n * I_n} = \frac{80,37}{50 * 2,34} = 0,68 \quad (8.4)$$

Účinnost je rovna 68%, což odpovídá teoretickým hodnotám třídy AB.

8.2.4 Měření vstupního odporu

Obdobně jako u korekčního předzesilovače byla mezi generátor a zesilovač vložena odporová dekáda, u které jsme zvyšovali odpor dokud výstupní napětí nekleslo o polovinu.

Odečtená hodnota na odporové dekádě pro vstupní odpor byla rovna 28kΩ.

8.2.5 Měření výstupního odporu

Měření bylo provedeno změřením výstupního střídavého napětí na zátěži $R_z = 4\Omega$. Poté bylo změřeno výstupní napětí na prázdném výstupu při frekvenci $f = 1kHz$

$$R_{výst} = R_z \frac{U_{out0} - U_{out}}{U_{out}} = 4 \frac{7 - 6,92}{6,92} = 0,046\Omega \quad (8.5)$$

8.2.6 Měření rychlosti přeběhu SR

Rychlost přeběhu je rychlost reakce zesilovače na vybuzení obdélníkovým signálem. Měření bylo provedeno osciloskopem, který umožňoval automatické měření náběžné a sestupné hrany.

Rychlost přeběhu náběžné hrany $SR_{RISE} = 9,27V/\mu s$

Rychlost přeběhu sestupné hrany $SR_{FALL} = 9,12V/\mu s$

9 Závěr

Cílem této bakalářské práce byl návrh a sestavení stereofonního audio výkonového zesilovače pracujícího ve třídě AB s výstupním výkonem $2 \times 80\text{W}$. Práce obsahuje návrh korekčního předzesilovače využitím integrovaného obvodu LM1036 s možností zapnutí fyziologické regulace hlasitosti. Tento korekční předzesilovač nebylo bohužel možné simulovat z důvodu neexistujícího modelu v simulačním programu Pspice. Součástí návrhu byl i návrh napájecí jednotky, která byla vytvořena nejlehčím způsobem a to pomocí zdroje, usměrňovače a stabilizátoru na 12V .

Koncový zesilovač byl navržen z diskretních součástek místo integrovaného řešení. To sebou přineslo pár problémů během ožívování přes ochranné odpory a nastavování klidového proudu, které u integrovaného řešení odpadají. Návrh koncového zesilovače byl úspěšně simulován v programu Pspice. Pro koncový zesilovač byl navržen zdroj symetrického nestabilizovaného napájení spolu s návrhem toroidního transformátoru. Rovněž byl vytvořen návrh pro chlazení koncového zesilovače. Z důvodu umístění do ne příliš rozměrné skříně jsem se rozhodl pro využití menšího chladiče, který je umístěn vně skříně a ofukován tichým ventilátorem.

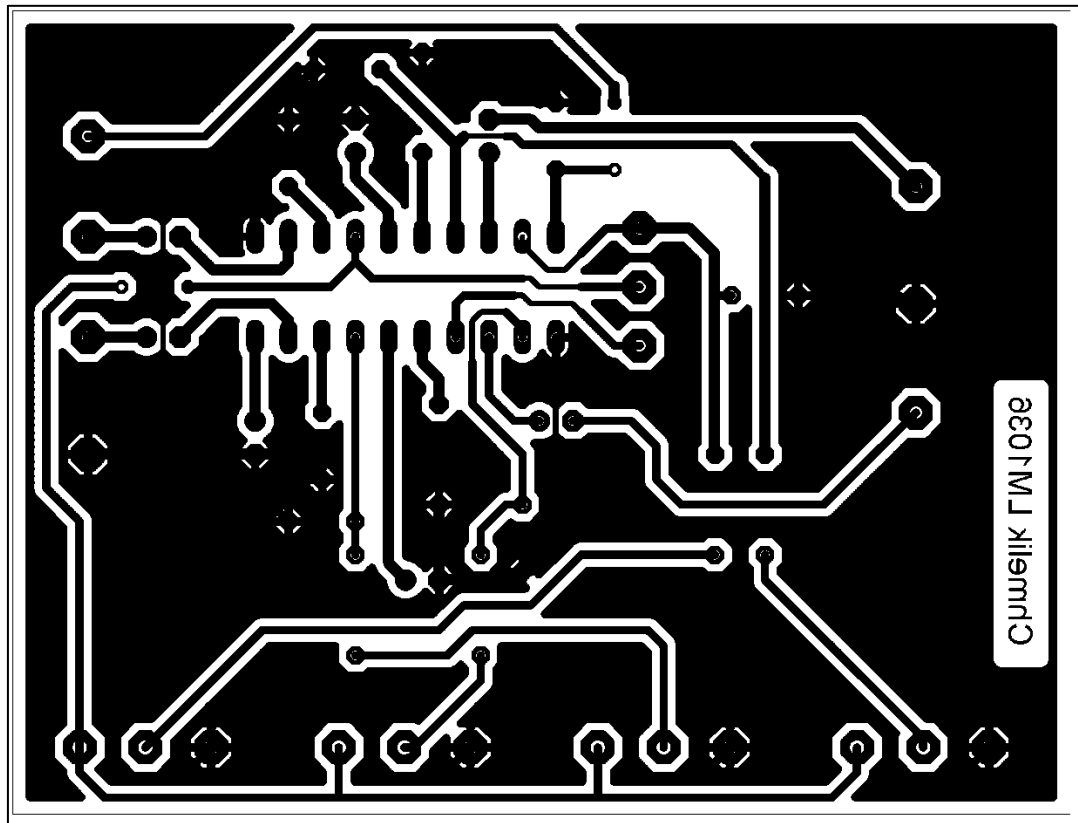
Indikátor vybuzení reproduktorů byl zde zařazen pro přibližné zobrazení vystupujícího výkonu z koncových zesilovačů. Zároveň je to vizuálně efektivní doplněk zesilovače.

Po navržení všech schémat a k nim i desek plošných spojů, bylo možné všechny části sestavit a naměřit. Naměřené hodnoty korekčního předzesilovače byly zapsány a porovnány s hodnotami a průběhy udanými od výrobce v datasheetu. Koncový zesilovač bohužel nebylo možné porovnat s žádnými hodnotami, pouze s průběhem frekvenční charakteristiky. Jelikož naměřené hodnoty jde lehce změnit pomocí změny symetrického napájecího napětí, je nutné případné změny vždy přeměřovat při napájecím napětí 50V jinak je možnost, že nově naměřené hodnoty nebudou vůbec odpovídat. Použité tranzistory mohou pracovat až při symetrickém napětí 60V a to s výkonem 90W . Zvýšení napájecího napětí však změní i většinu naměřených hodnot nejen výstupní výkon.

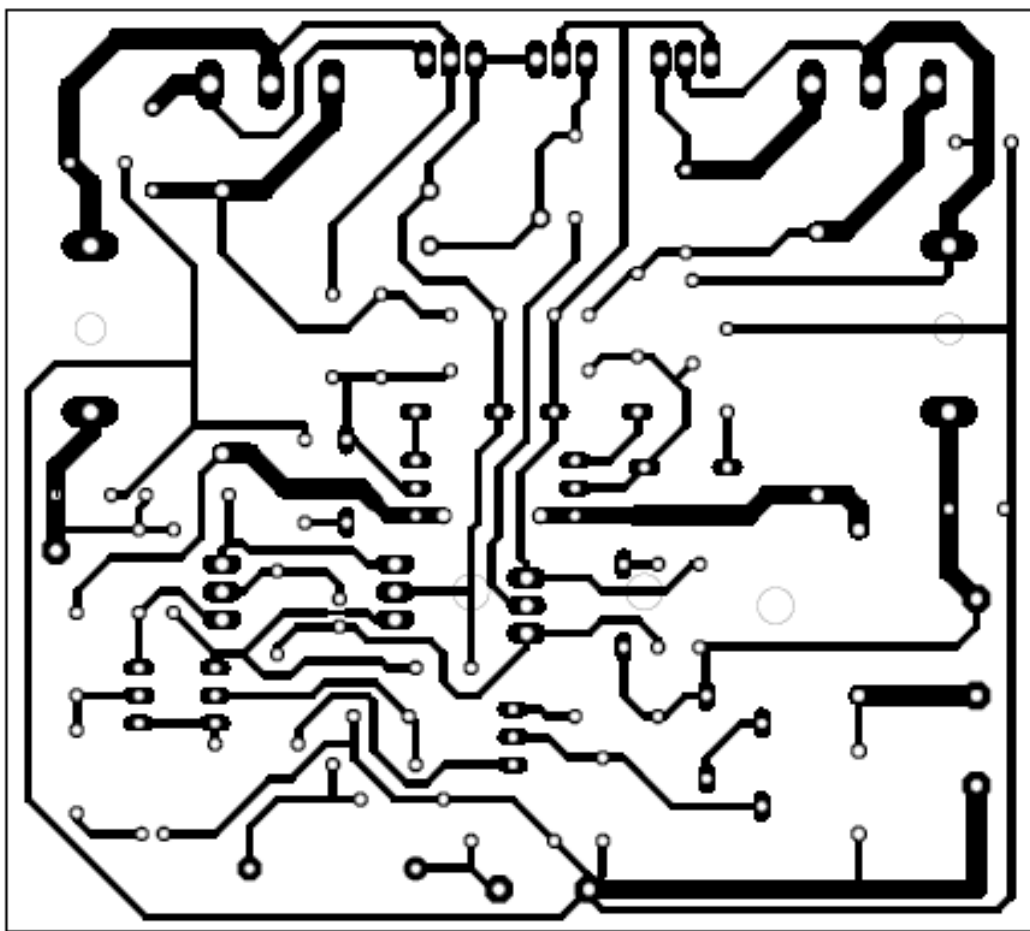
Seznam Literatury

- [1] KOTISA, Zdeněk. *NF zesilovače: Tranzistorové výkonové zesilovače*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2003, 95 s. ISBN 80-730-0065-2.
- [2] KOTISA, Zdeněk. *NF zesilovače: Předzesilovače*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2001, 95 s. ISBN 80-730-0030-X.
- [3] SUCHÁNEK, Vladimír. *Dioda, tranzistor a tyristor názorně: programovaný kurs*. 4., upravené vyd. Praha: SNTL, 1989, 303 s. ISBN 80-030-0115-3.
- [4] SELF, Douglas. *Audio power amplifier design handbook*. 5th ed. Oxford: Focal Press/Elsevier, 2009. ISBN 978-024-0521-626.
- [5] Datasheet LM1036: Dual DC Operated Tone/ Volume/ Balance Circuit. TEXAS INSTRUMENTS. [online]. Jan 1995, April 2013. Dostupné z: www.ti.com/lit/ds/symlink/lm1036.pdf
- [6] Datasheet LM3915: Dot/Bar Display Driver. TEXAS INSTRUMENTS. [online]. March 2013. [cit. 2015-05-13]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm3915.pdf>
- [7] DIETMEIER, Ulrich. 1999. *Vzorce pro elektroniku*. 1. české vyd. Praha: BEN - technická literatura, 255 s. ISBN 80-860-5653-8.
- [8] PROF. ING. KAMIL VRBA, CSC. *KONSTRUKCE PŘÍSTROJŮ*. První vydání. Vysoké učení technické v Brně: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2011, 250 s. ISBN 978-80-214-4395-2.
- [9] Datasheet TIP3055 (NPN), TIP2955 (PNP) Complementary Silicon Power Transistors. ON Semiconductor [online]. May 2012 – Rev.7 [cit. 2015-05-26]. Dostupné z: <http://www.onsemi.com/pub link/Collateral/TIP3055-D.PDF>

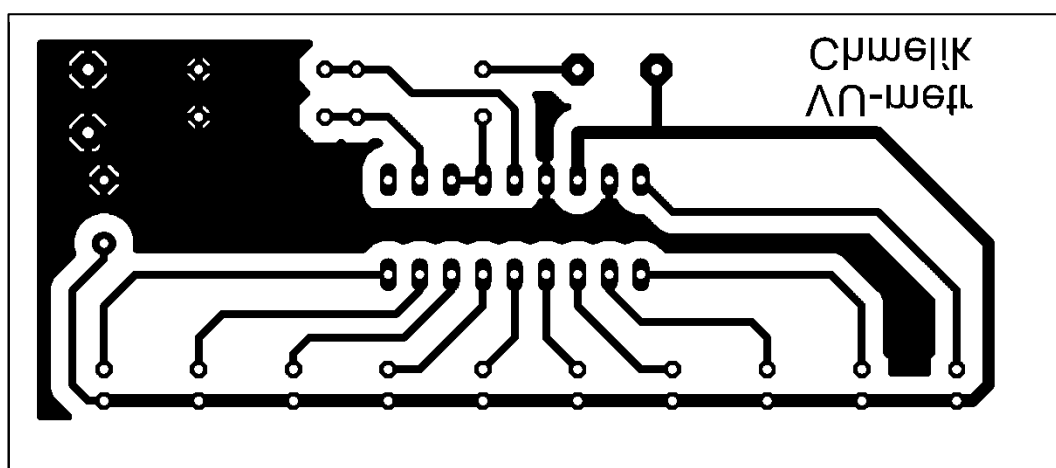
Příloha A. Desky plošných spojů



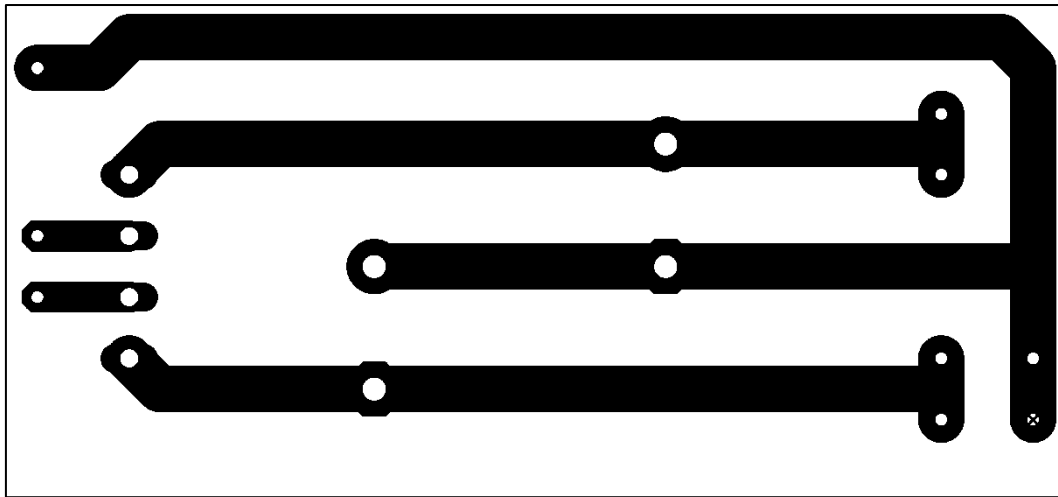
Obr. A. 1 DPS korekčního předzesilovače (61 x 80,5 mm)



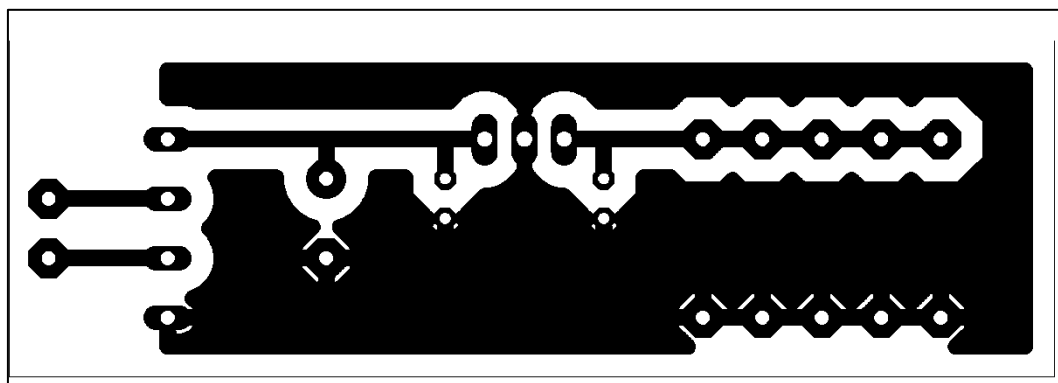
Obr. A. 2 DPS koncového zesilovače (95 x 84,5 mm)



Obr. A. 3 DPS indikátoru vybuzení (85 x 37 mm)

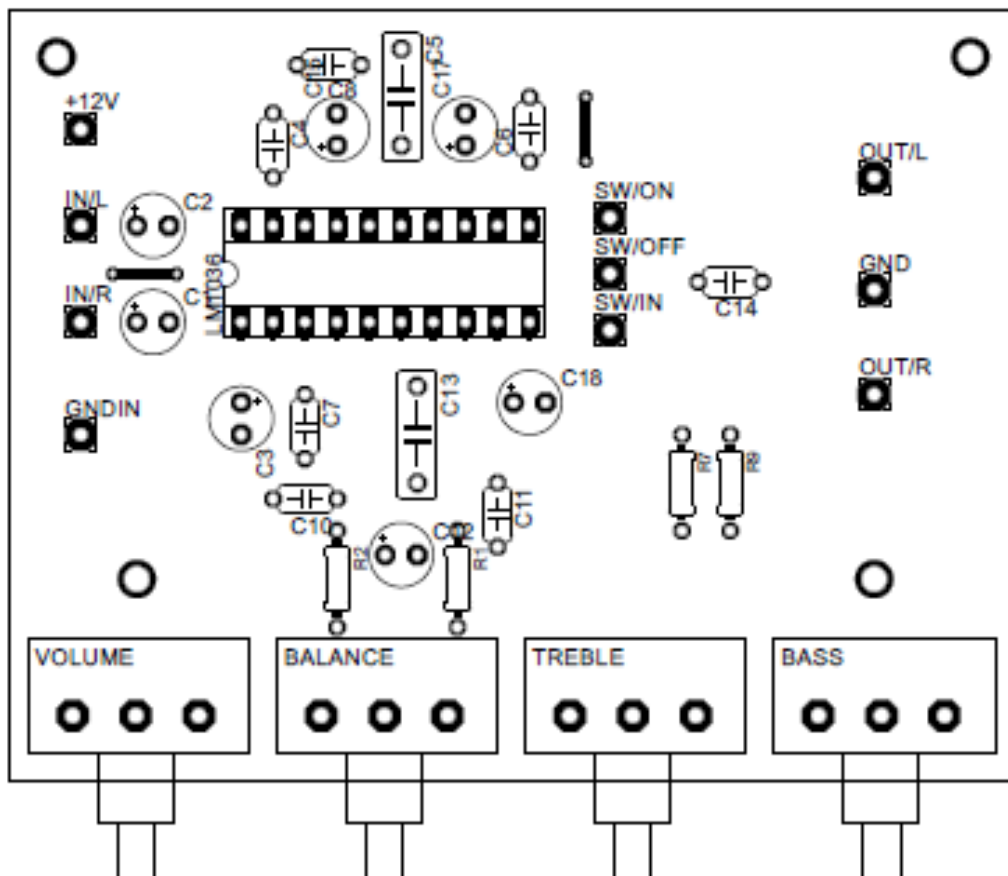


Obr. A. 4 DPS napájecího zdroje 50V (88 x 40,6 mm)

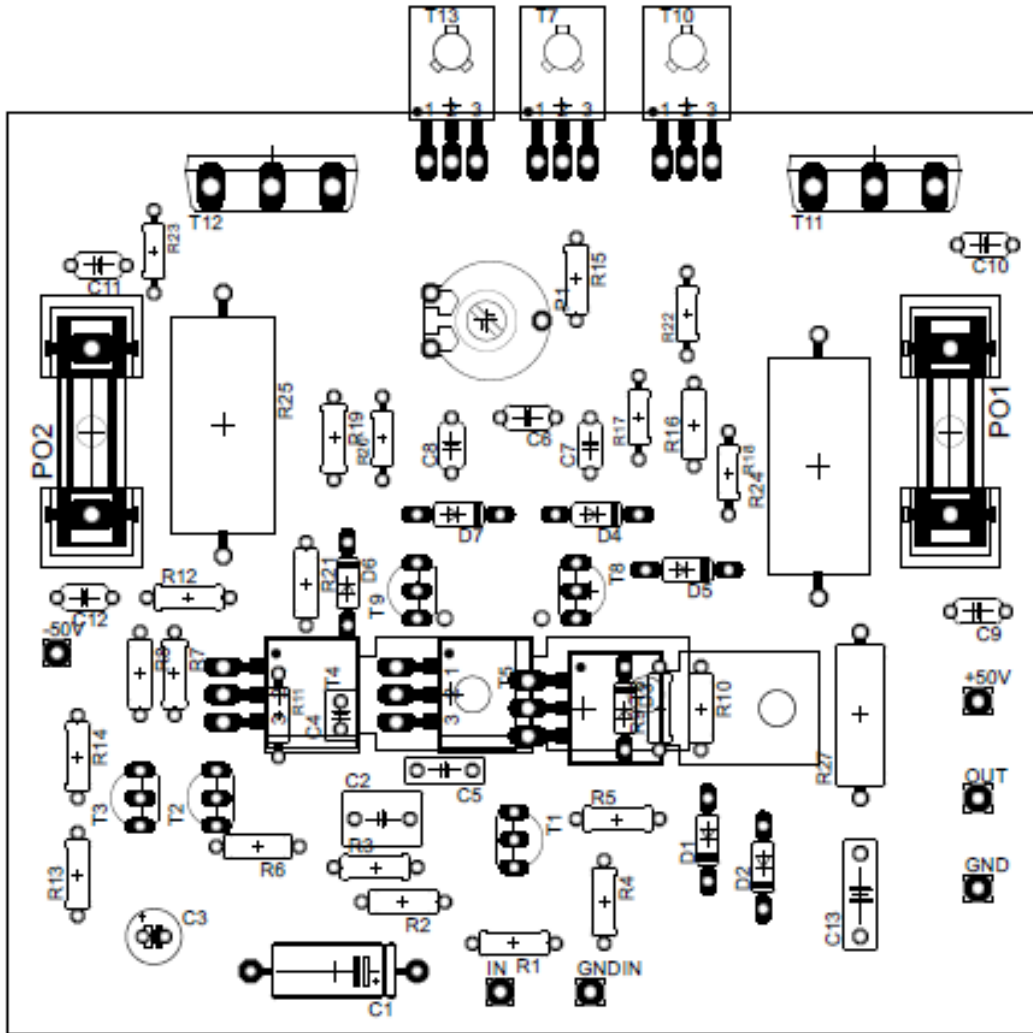


Obr. A. 5 DPS napájecího zdroje 12V (68 x 34,2 mm)

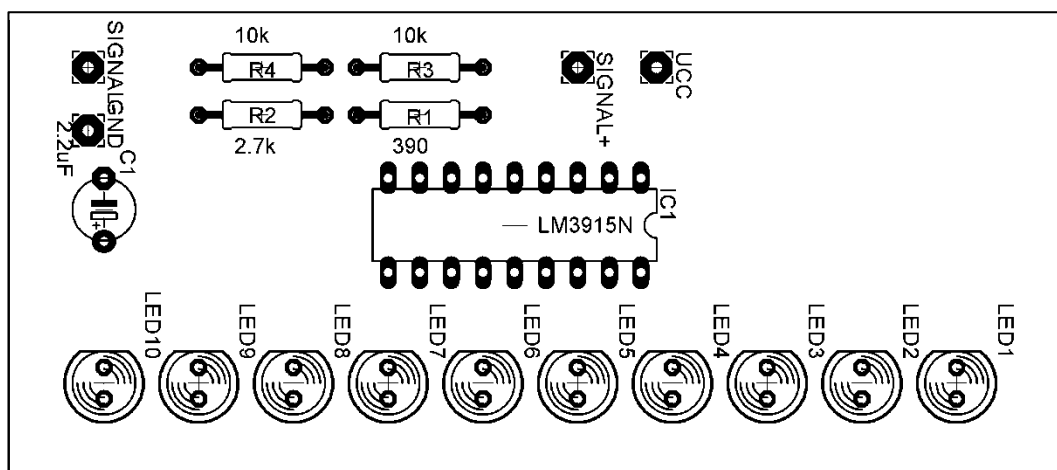
Příloha B. Osazovací plán DPS



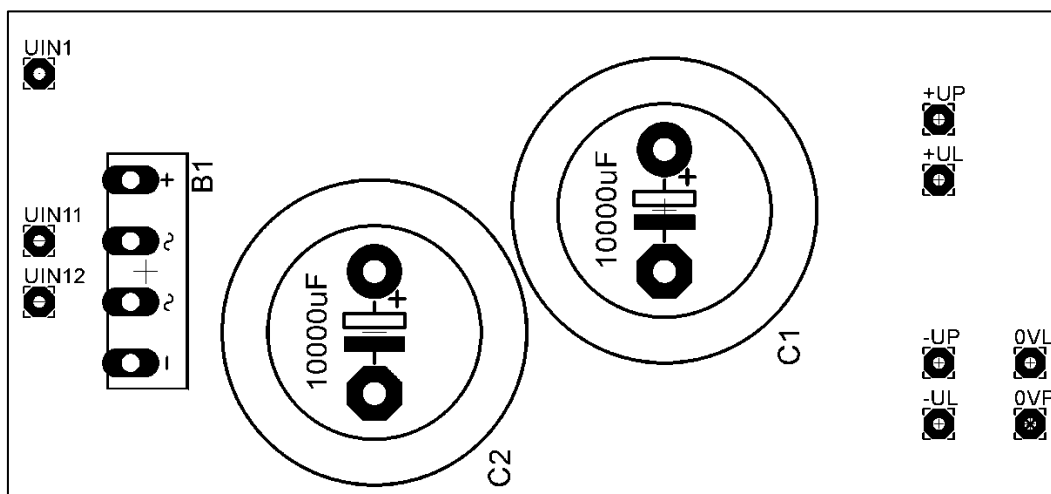
Obr. B. 1 Osazovací výkres korekčního předzesilovače



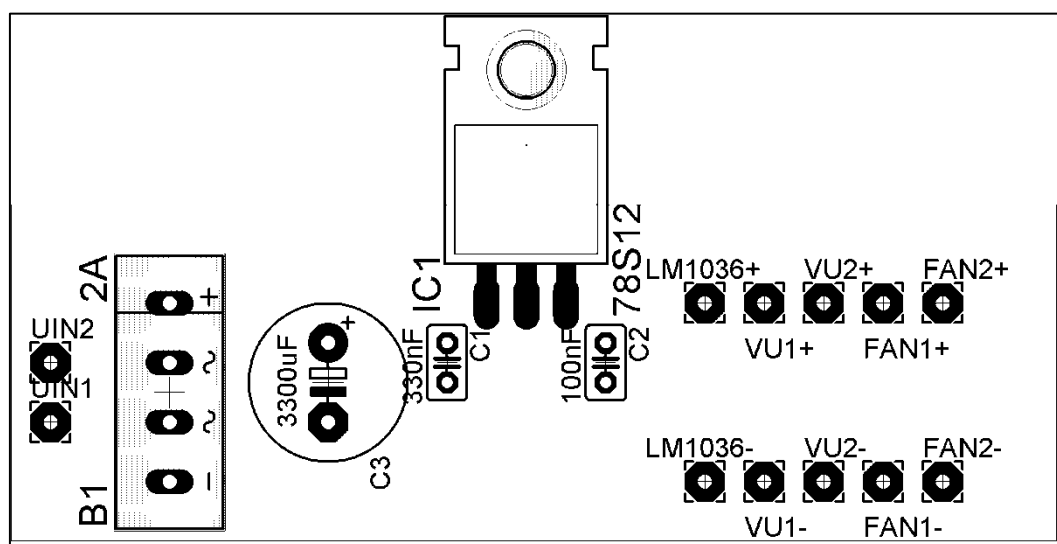
Obr. B. 2 Osazovací výkres koncového zesilovače



Obr. B. 3 Osazovací výkres indikátoru vybuzení



Obr. B. 4 Osazovací výkres napájecího zdroje 50V



Obr. B. 5 Osazovací výkres napájecího zdroje 12V

Příloha C. Soupis součástek

C 1. Koncový zesilovač

Kondenzátory:

C1	1ks	1uF	Elektrolytický kondenzátor
C13	1ks	150nF	Foliový
C2	1ks	220pF	Svitkový
C3	1ks	47uF	Elektrolytický
C4	1ks	15nF	Foliový
C5	1ks	68pF	Keramický
C6, C9, C10, C11, C12	5ks	100nF	Foliový
C7, C8	2ks	1nF	Foliový

Diody:

D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7	7ks	1N4148	
----------------------------	-----	--------	--

Tlumivka:

L1	1ks	20z	Cívka s 20 závity, d=1mm
----	-----	-----	--------------------------

Trimr:

P1	1ks	500 Ω	
----	-----	--------------	--

Pojistky:

PO1, PO2	2ks	4A	
----------	-----	----	--

Rezistory:

R1	1ks	180k Ω	
R11	1ks	6.8k Ω	
R12, R22, R23	3ks	100 Ω	
R13, R17, R20	3ks	1k Ω	
R14	1ks	27k Ω	
R16, R19	2ks	150k Ω	
R18, R21	2ks	15k Ω	
R2, R6	2ks	22k Ω	
R24, R25	2ks	22 Ω /5W	
R27	1ks	6.8 Ω /2W	
R3, R7, R8	3ks	4.7k Ω	
R4	1ks	39k Ω	
R5, R15	2ks	680 Ω	
R9, R10	2ks	180 Ω	

Tranzistory:

T1, T2, T3	3ks	BC556	PNP Tranzistor
T10	1ks	MJE340	NPN Tranzistor
T11	1ks	TIP3055	NPN Tranzistor
T13	1ks	MJE350	PNP Tranzistor
T14	1ks	TIP2955	PNP Tranzistor
T4, T5	2ks	BF871	NPN Tranzistor
T6	1ks	BF872	PNP Tranzistor
T7	1ks	BD139	NPN Tranzistor
T8	1ks	BC547	NPN Tranzistor
T9	1ks	BC557	PNP Tranzistor

C 2. Korekční předzesilovač

Integrovaný obvod

LM1036	1ks		Socket DIP20
--------	-----	--	--------------

Kondenzátory

C4, C6, C7	3ks	10nF	Keramický
C12, C15	2ks	10uF	Elektrolytický
C8, C10, C11, C14	4ks	220nF	Foliový
C5, C13	2ks	330nF	Foliový
C17, C18	2ks	4.7uF	Elektrolytický
C1, C2	2ks	470nF	Elektrolytický
C3	1ks	47uF	Elektrolytický

Potenciometry

BALANCE, BASS, TREBLE, VOLUME	4ks	47k Ω	
----------------------------------	-----	--------------	--

Rezistory

R1, R2, R7, R9	4ks	47k Ω	
----------------	-----	--------------	--

C 3. Zdroj 50V

Transformátor

TR1	1ks	2x37V 200VA	Toroidní, mimo DPS
-----	-----	-------------	--------------------

Kondenzátory

C1, C2	2ks	10000uF	Elektrolytický
--------	-----	---------	----------------

Usměrňovací můstek

B1	1ks	KBU8M	1000V 8A
----	-----	-------	----------

Rezistory

R1, R2, R7, R9	4ks	47k Ω	
----------------	-----	--------------	--

C 4. Zdroj 12V

Transformátor

TR1	1ks	12V 1,5A	mimo DPS
-----	-----	----------	----------

Kondenzátory

C1	1ks	330nF	Foliový
C2	1ks	100nF	Foliový
C3	1ks	3300uF	Elektrolytický

Usměrňovací můstek

B1	1ks	KBP06	600V 2A
----	-----	-------	---------

Integrovaný obvod

LM78S12	4ks	12V 2A	Stabilizátor napětí
---------	-----	--------	---------------------

C 5. Indikátor vybuzení

Integrovaný obvod

LM3915	1ks		Dot/Bar display driver Socket DIL18
--------	-----	--	-------------------------------------

Kondenzátory

C4, C6, C7	3ks	10nF	Keramický
------------	-----	------	-----------

LED diody

LED1-10	10ks	5mm	
---------	------	-----	--

Rezistory

R1	1ks	390 Ω	
R2	1ks	2,7k Ω	
R3, R4	2ks	10k Ω	