



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

AUDIO ZESILOVAČ PRACUJÍCÍ VE TŘÍDĚ AB S VÝSTUPNÍM VÝKONEM 400W

AUDIO AMPLIFIER WORKING IN CLASS AB WITH 400W OUTPUT POWER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Jan Kopic

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Jiří Petržela, Ph.D.

BRNO 2019



Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**
Ústav radioelektroniky

Student: Jan Kopic

ID: 195668

Ročník: 3

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

Audio zesilovač pracující ve třídě AB s výstupním výkonem 400W

POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:

Důkladně si prostudujte teorii týkající se výkonových zesilovačů pracujících v různých třídách včetně dosažitelných parametrů. Navrhněte blokovou strukturu výkonového zesilovače pracujícího ve třídě AB s výstupním výkonem 400W. Správnou činnost jednotlivých částí ověřte obvodovým simulátorem typu Spice. Navrhněte desky plošných spojů pro budoucí funkční vzorek.

V praktické části bakalářské práce nejprve zesilovač zkonstruuje a oživte. Změřte základní vlastnosti Vašeho zesilovače podrobným laboratorním měřením a výsledky diskutujte.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

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

[2] KOTISA, Z. NF zesilovače – 3. díl Tranzistorové výkonové zesilovače. BEN – technická literatura, Praha, 2003.

[3] METZLER, B. Audio Measurement Handbook. Beaverton, Audio Presision, Inc., 1993.

Termín zadání: 4.2.2019

Termín odevzdání: 23.5.2019

Vedoucí práce: doc. Ing. Jiří Petržela, Ph.D.

Konzultant:

prof. 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

Obsahem práce je teorie týkající se nízkofrekvenčních audio zesilovačů shrnutá v samostatné kapitole. V té je uvedeno dělení audio zesilovačů podle různých kritérií, a také jejich pracovní třídy a parametry určující jejich chování. Dále práce obsahuje popis principu funkce zvoleného zapojení zesilovače ve třídě AB, které je rozděleno do jednotlivých funkčních bloků a doplněno o obvod ochrany reproduktorů. Kritéria výběru důležitých zvolených součástek jsou zmíněny ve vybraných kapitolách a doplněné o data z katalogových listů součástek. Výstupy provedených simulací jsou vždy na konci příslušné kapitoly okomentovány a porovnány s výpočty. K práci jsou přiloženy návrhy desek plošných spojů, které byly vyrobeny. Zhotovené zařízení bylo oživeno a proměřeno.

Klíčová slova

Výkonový zesilovač, třída AB, ochrana reproduktorů, simulace, můstkové zapojení.

Abstract

The content of the thesis is the theory related to low-frequency audio amplifiers that is summarized in a separate chapter. This section describes the division of these amplifiers according to various criteria, as well as their working classes and parameters that determine their behavior. In addition, this thesis contains a description of the principle of the function of the selected class AB amplifier, which is divided into individual functional blocks and completed by the addition of speaker protection circuit. Criteria of selection for important chosen components are mentioned in appropriate chapters and supplemented with data from components datasheets. The output results of the simulations are always commented and compared with the calculated values at the end of the relevant chapter. The attachment of the thesis contains PCB design for the device realization. The correct operation of build device has been verified and measured.

Keywords

Power amplifier, class AB, speaker protection, simulation, bridge connection.

Bibliografická citace:

KOPIC, Jan. *Audio zesilovač pracující ve třídě AB s výstupním výkonem 400W* [online]. Brno, 2019 [cit. 2019-05-17].

Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/118413>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce Jiří Petržela.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Audio zesilovač pracující ve třídě AB s výstupním výkonem 400 W 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 jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 23. května 2019

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce doc. Ing. Jiřímu Petrželovi Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne: 23. května 2019

.....
podpis autora

Obsah

1.	Úvod	16
2.	Teorické poznatky	17
2.1	Základní informace o nízkofrekvenčních audio zesilovačích a jejich dělení ...	17
2.1.1	Dělení podle účelu použití a výkonu	17
	Napěťové zesilovače	17
	Výkonové zesilovače	17
2.1.2	Dělení podle provedení	18
	Diskrétní	18
	Integrované	18
	Hybridní	18
2.1.3	Třídy zesilovačů	19
	Třída „A“	19
	Třída „B“ *	20
	Třída „AB“	21
	Třída „G“	22
	Třída „H“	22
	Třída „C“ *	22
	Třída „D“	23
	Třída „S“	23
	Třída „T“	23
2.1.4	Dělení podle způsobu napájení	24
2.2	Základní parametry nf zesilovačů	25
2.2.1	Výstupní výkon	25
2.2.2	Zatěžovací impedance	25
2.2.3	Šířka přenášeného pásma	25
2.2.4	Vstupní impedance	26
2.2.5	Výstupní impedance	26

Činitel tlumení	26
2.2.6 Rychlost přeběhu.....	26
2.2.7 Zkreslení	27
Harmonické	27
Intermodulační.....	27
2.2.8 Citlivost	28
2.2.9 Odstup signálu od šumu (cizích napětí)	28
2.2.10 Velikost přeslechu.....	28
2.2.11 Přebuditelnost	28
2.2.12 Zesílení	28
2.2.13 Účinnost.....	29
3. Popis a návrh zapojení Koncového zesilovače	30
3.1 Blokové schéma koncového zesilovače	30
3.2 Vstupní obvody	31
3.2.1 Popis funkce vstupního bloku.....	32
Výběr operačního zesilovače a některé jeho parametry	34
Invertor fáze pro můstkové zapojení	35
3.2.2 Simulace vstupních obvodů.....	36
Časová analýza vstupního bloku	36
Frekvenční analýza	36
Odběr ze zdroje.....	37
Invertor fáze	37
3.3 Diferenční zesilovač.....	38
Tranzistory použité v diferenčním zesilovači	41
3.3.1 Simulace diferenčního zesilovače.....	42
Stejnoseměrná analýza	42
Časová analýza	43
3.4 Napěťový zesilovač a obvod regulace klidového proudu	44
Tranzistory použité v napěťovém zesilovači	47

3.4.1	Obvod regulace klidového proudu	48
3.4.2	Simulace napětového zesilovače	49
	Stejnoseměrná analýza	49
	Analýza v časové oblasti	50
3.5	Koncový stupeň	51
	Výběr tranzistorů v koncovém stupni	54
3.5.1	Simulace koncového stupně	57
	Stejnoseměrná analýza	57
	Časová analýza	58
	Frekvenční analýza celého zesilovače	60
3.6	Ochrany zesilovače	61
3.7	Zpětnovazební obvody	62
3.8	Obvod ochrany reproduktorů	63
	3.8.1 Simulace ochrany reproduktorů	64
4.	Popis a návrh napájecího zdroje	66
4.1	Hlavní napájecí zdroj ± 80 V	66
4.2	Pomocný napájecí zdroj	67
4.3	Obvod softstartu	68
5.	Pomocné obvody	70
5.1	Indikátor vybuzení a řízení ventilátorů	70
	5.1.1 Obvod zpracovávající výstupní signál ze zesilovače	70
	5.1.2 Simulace obvodu zpracovávajícího signál ze zesilovače	71
	5.1.3 Obvod řízení LED	71
	5.1.4 Stručný popis programu pro mikrokontrolér	73
5.2	Vstupní člen zesilovače	74
	5.2.1 Simulace vstupního členu	74
6.	Chlazení	75
6.1	Koncový zesilovač	75
	6.1.1 Chlazení prvků napájecího zdroje	76
7.	Měření parametrů a Charakteristik	78
7.1	Koncový zesilovač – frekvenční charakteristiky	78

7.2	Koncový zesilovač – výstupní výkon a THD	79
8.	Závěr	82

Seznam symbolů a zkratk

Zkratky:

FEKT	...	Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
VUT	...	Vysoké učení technické v Brně
NF	...	Nízkofrekvenční
OZ	...	Operační zesilovač
DZ	...	Diferenční zesilovač
NZ	...	Napět'ový zesilovač
ZD	...	Zenerova dioda
PWM	...	Pulsně šířková modulace

Symbols:

U	...	elektrické napětí	[V]
I	...	elektrický proud	[A]
P	...	výkon	[W]
t	...	čas	[s]
R	...	elektrický odpor	[Ω]
C	...	kapacita kondenzátoru	[F]
L	...	indukčnost cívky	[H]
f	...	frekvence	[Hz]
B	...	šířka pásma	[Hz]
η	...	účinnost	[%]
A_U	...	napět'ové zesílení	[-]
A_P	...	výkonové zesílení	[-]
$A_{U\text{ dB}}$...	napět'ové zesílení v decibelech	[dB]
$A_{P\text{ dB}}$...	výkonové zesílení v decibelech	[dB]
SR	...	rychlost přeběhu	[V/s]
THD	...	činitel harmonického zkreslení	[%]
IMD	...	činitel intermodulačního zkreslení	[%]
X_C	...	reaktance kondenzátoru	[Ω]
CMMR	...	činitel potlačení souhlasných napětí	[dB]
τ	...	časová konstanta	[s]

Seznam obrázků

Obr. 2.1 Principiální zapojení zesilovače ve třídě A a princip jeho činnosti	19
Obr. 2.2 Nastavení pracovního bodu zesilovače ve třídě B	20
Obr. 2.3 Principiální schéma a) komplementárního zapojení b) kvazikomplementárního zapojení.....	20
Obr. 2.4 Vliv velikosti vstupního signálu na přechodové zkreslení na výstupu zesilovače	21
Obr. 2.5 Principiální zapojení zesilovače ve třídě AB a princip jeho činnosti	21
Obr. 2.6 Princip činnosti zesilovač ve třídě D, upraveno z [4]	23
Obr. 2.7 a) Nesymetrické, b) symetrické zapojení koncového zesilovače	24
Obr. 2.8 Příklad frekvenční charakteristiky zesilovače	25
Obr. 2.9 Měření rychlosti přeběhu na nástupné hraně signálu	26
Obr. 3.1 Blokové schéma zapojení koncového zesilovače	30
Obr. 3.2 Schéma zapojení vstupního bloku zesilovače	31
Obr. 3.3 Zapojení vývodů OZ NE5534 v pouzdře DIP8 (pohled shora) [5]	34
Obr. 3.4 Princip inverze signálu při zapojení dvou konc. zes. do můstku.....	35
Obr. 3.5 Časová analýza vstupního obvodu.....	36
Obr. 3.6 Analýza vstupního bloku ve frekvenční oblasti	36
Obr. 3.7 Časová analýza invertoru fáze.....	37
Obr. 3.8 Schéma zapojení diferenčního zesilovače.....	38
Obr. 3.9 Zapojení vývodů tranzistorů BC546 a BC556 v pouzdře TO-92 [6], [7]...41	41
Obr. 3.10 Stejnoseměrná analýza klidového pracovního bodu DZ.	42
Obr. 3.11 Vstupní signál diferenčního zesilovače.....	43
Obr. 3.12 Kladný a záporný výstupní signál diferenčního zesilovače	43
Obr. 3.13 Schéma zapojení napěťového zesilovače	44
Obr. 3.14 Zjednodušené schéma pro výpočty	45
Obr. 3.15 Tranzistory použité v napěťovém zesilovači a jejich pouzdra ([8] – [11])	47
Obr. 3.16 Schéma zapojení obvodu regulace I_Q	48
Obr. 3.17 Stejnoseměrná analýza napěťového zesilovače.....	49

Obr. 3.18 Stejnosemřná analýza obvodu regulace klidového proudu koncových tranzistorů pro nastavení a) $I_Q = 500 \text{ mA}$ b) $I_Q = 0 \text{ mA}$	49
Obr. 3.19 Časová analýza napěťového zesilovače pro $I_Q = 20 \text{ mA}$ ($V_{IN} = 1 \text{ V}$).....	50
Obr. 3.20 Časová analýza napěťového zesilovače pro $I_Q = 20 \text{ mA}$ ($V_{IN(diff)} = 1 \text{ V}$)..	50
Obr. 3.21 Výstupní napětí diferenčního z. pro jeho vstupní napětí $V_{IN(diff)} = 1 \text{ V}$	50
Obr. 3.22 Schéma zapojení koncového stupně	51
Obr. 3.23 Schéma pro přibližný výpočet pracovního bodu koncového zesilovače ..	52
Obr. 3.24 Schéma zapojení výstupního filtru.....	54
Obr. 3.25 Pouzdro a zapojení vývodů koncových tranzistorů [12], [13].....	54
Obr. 3.26 Zapojení vývodů tranzistorů MJE1503x v pouzdře TO-220 [14], [15], [16]	55
Obr. 3.27 Stejnosemřná analýza koncového stupně	57
Obr. 3.28 Výstupní napětí celého zesilovače ($U_{IN} = 2 \text{ V}_{PP}$, $f_{IN} = 1 \text{ kHz}$)	58
Obr. 3.29 Výkon na zátěži 4Ω při buzení zesilovače napětí 1 V při frekvenci 1 kHz	58
Obr. 3.30 Ztrátový výkon na jednom páru koncových tranzistorů pro maximální vybuzení zesilovače (nezkreslený výstupní signál).....	59
Obr. 3.31 Závislost účinnosti zesilovače na relativním výstupním výkonu a závislost harmonického zkr. výstupního napětí zesilovače na vstupním napětí ($f_{IN} = 1 \text{ kHz}$).59	
Obr. 3.32 Výstupní napětí zesilovače pro různé velikosti budicího napětí (pouze horní půlvlna signálu)	60
Obr. 3.33 Frekvenční charakteristika celého zesilovače pro $U_{IN} = 1 \text{ V}$	60
Obr. 3.34 Ochranné obvody koncového zesilovače	61
Obr. 3.35 Schéma zapojení zpětnovazebního obvodu.....	62
Obr. 3.36 Schéma zapojení ochrany reproduktorů.....	63
Obr. 3.37 Reakce ochranného obvodu při připojení a odpojení zesilovače ze sítě ...	64
Obr. 3.38 Reakce ochranného obvodu při přítomnosti DC napětí na výstupu zesilovače	65
Obr. 4.1 Blokové schéma napájecího zdroje.....	66
Obr. 4.2 Schéma zapojení zdroje hlavního napájecího napětí $\pm 80 \text{ V}$	67
Obr. 4.3 Zjednodušené schéma zapojení pomocného zdroje.....	67
Obr. 4.4 Použité zapojení tří vývodového stabilizátoru 78xx, 79xx [17].....	68

Obr. 4.5 Schéma zapojení obvodu softstartu	68
Obr. 5.1 Schéma zapojení indikátoru vybuzení - část s mikrokontrolérem.....	70
Obr. 5.2 Obvod zpracovávající výstupního signálu ze zesilovače ($C_{402}, C_{404} =$ 680 nF)	71
Obr. 5.3 Průběhy napětí na vstupu a výstupu testovaného obvodu.....	71
Obr. 5.4 Zjednodušené schéma zapojení řízení LED	72
Obr. 5.5 Stavový diagram	73
Obr. 5.6 Schéma zapojení vstupního členu zesilovače.....	74
Obr. 5.7 Frekvenční charakteristika subsonického filtru (útlum o 3 dB na 19,8 Hz)	74
Obr. 6.1 Upevnění koncových tranzistorů na použitý chladič	76
Obr. 6.2 Chladič použitý k chlazení stabilizátorů	77
Obr. 7.1 Frekvenční charakteristika levého kanálu koncového zesilovače	78
Obr. 7.2 Frekvenční charakteristika pravého kanálu koncového zesilovače	78
Obr. 7.3 Měření výstupního výkonu na zátěži 3,9 Ω	79
Obr. 7.4 Časový průběh napětí na výstupu zesilovače při výstupním výkonu 400 W/4 Ω	80
Obr. 7.5 Spektrum signálu na výstupu zesilovače při výstupním výkonu 400 W/4 Ω	80
Obr. 7.6 Závislost THD+N na amplitudě vstupního napětí zesilovače (levý kanál).	81
Obr. 8.1 Osazená DPS koncového zesilovače	100
Obr. 8.2 Pohled na přední panel a uspořádání jednotlivých prvků ve škríně	100

Seznam tabulek

Tabulka 3.1 Vybrané parametry OZ NE5534	34
Tabulka 3.2 Výsledky simulace 1	37
Tabulka 3.3 Vybrané parametry tranzistorů BC546 [6] a BC556 [7]	41
Tabulka 3.4 Vybrané parametry tranzistorů BF469 [8] a BF470 [9]	47
Tabulka 3.5 Vybrané parametry koncových tranzistorů [12], [13]	55
Tabulka 3.6 Vybrané parametry budicích tranzistorů [14], [15], [16]	56
Tabulka 3.7 Doby zpoždění připnutí a odepnutí reproduktoru zjištěné simulací obvodu	65
Tabulka 5.1 Význam bitů nasouváných do posuvných registrů (R – červená; W – bílá)	72
Tabulka 5.2 Nastavení fuse bitů u Atmega328P	73
Tabulka 6.1 Seznam použitých symbolů	75
Tabulka 7.1 Porovnání výsledků simulací s naměřenými hodnotami	81

1. ÚVOD

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem a simulací obvodového zapojení koncového audio zesilovače ve třídě AB, a to včetně obvodu ochrany reproduktorů. Zapojení tohoto koncového zesilovače je založeno na původním návrhu zesilovače Leach publikovaného profesorem W. Marshalllem Leachem. Jedná se o velmi oblíbené a rozšířené zapojení, které vyniká jednoduchostí a dobrými parametry.

První kapitola bakalářské práce shrnuje vybrané teoretické poznatky z oblasti nízkofrekvenčních audio zesilovačů a lze ji rozdělit na dvě části. Nejprve se zaměřuje na dělení audio zesilovačů podle různých kritérií, a následně na zásadní parametry, které popisují funkci a chování těchto zesilovačů. Velká část této kapitoly je věnována jednotlivým pracovním třídám zesilovačů, a to proto, že do značné míry určují výsledné vlastnosti zhotoveného zesilovače.

Úvodní části další kapitoly je uvedeno blokové schéma samotného koncového zesilovače. Následně jsou zde postupně popsány jeho jednotlivé části a to od vstupních obvodů až po ochranné obvody, doplněné o kompletní schéma zapojení daného bloku. V jednotlivých částech jsou uvedeny podstatné výpočty, jejichž výsledky jsou v závěru každé části této kapitoly porovnány s obvodovou simulací. Simulace jednotlivých bloků i kompletního zapojení byly provedeny v simulačním programu PSpice ve verzi 16.6. U důležitých použitých elektronických součástek jsou uvedeny některá kritéria výběru a klíčové parametry společně se skutečnostmi, které je potřeba zohlednit při návrhu desek plošných spojů, jako například typ použitého pouzdra a nároky na chlazení daných součástí. Na chlazení celého celku se zaměřuje celá šestá kapitola.

Požadavky na napájecí zdroj a jeho následný návrh je rozebrán ve čtvrté kapitole. Následující část práce se věnuje pomocným obvodům, což je vstupní člen a indikátor vybuzení.

Hlavním výstupem práce jsou navržené desky plošných spojů pro celé zařízení, k čemuž byl použit návrhový systém EAGLE. Zařízení bylo následně prakticky realizováno a oživeno. Poslední kapitola obsahuje změřená data a parametry.

Důležité poznatky a výstupy práce jsou shrnuty a zhodnoceny v závěru práce.

2. TEORICKÉ POZNATKY

2.1 Základní informace o nízkofrekvenčních audio zesilovačích a jejich dělení

Audio zesilovače lze zařadit do kategorie nízkofrekvenčních zesilovačů, protože pracují ve frekvenčním pásmu od desítek Hz do desítek kHz. Konkrétně se jako dostačující přenášené pásmo pro nf audio zesilovače považuje rozsah 20 Hz – 20 kHz. Šířka přenášeného pásma audio zesilovače je jedním z jeho hlavních parametrů. Nf audio zesilovače lze rozdělit podle účelu použití a tím pádem i výstupního výkonu. Další dělení je možné podle praktického provedení zesilovače. Zásadní je také rozdělení podle pracovní třídy zesilovače, ve které pracuje a také podle způsobu jeho napájení.

2.1.1 Dělení podle účelu použití a výkonu

Z hlediska účelu použití je možné nf audio zesilovače rozdělit na zesilovače, které upravují napěťovou úroveň signálu a výkonové zesilovače. Výkonové zesilovače je možné dále rozdělit podle účelu použití, se kterým souvisí převážně výstupní výkon a některé další parametry.

Napěťové zesilovače

Nacházejí se zpravidla na začátku nebo uprostřed přenosového řetězce a mají za úkol vhodně upravit napěťovou úroveň signálu pro následující bloky přenosového řetězce. Jedná se zpravidla o předzesilovače, korektory, impedanční oddělovače nebo budiče.

Předzesilovač má za úkol vstupní signál zesílit na dostatečnou úroveň, kterou dokáže co nejlépe zpracovat následující obvody. U předzesilovače patří mezi nejdůležitější parametry zkreslení signálu, jeho vlastní šum a vstupní impedance. Pokud například předzesilovač vstupní signál zkreslí, bude se projevovat i na výstupu celého řetězce, protože už toto zkreslení nelze jednoduše odstranit. Vstupní impedance předzesilovače by měla být co největší, aby nezatěžoval zdroj vstupního signálu, a zároveň co nejmenší, aby předzesilovač nezesiloval i rušivá napětí (např. síťový brum). Předzesilovače lze rozdělit do mnoha dalších kategorií, podle toho co je zdrojem vstupního signálu. Může se jednat o mikrofon, přenosku, tuner, magnetofon nebo přehrávač.

Korektory upravují frekvenční charakteristiku přenosového řetězce. Mohou upravovat nedostatky vstupního signálu, poslechového prostoru nebo reprodukčního řetězce. Mohou být aktivní i pasivní. Jedná se o korektory hloubek a výšek, subsonické filtry, ekvalizéry nebo fyziologické regulátory hlasitosti.

Výkonové zesilovače

Zesilují vstupní signál napěťově i proudově pro vybudění reproduktoru, který převede elektrický výkon na akustický výkon s danou účinností. Výkonové zesilovače lze rozdělit podle účelu použití a výkonu následovně.

Sluchátkové zesilovače mají výstupní výkon maximálně stovky mW a pracují do zatěžovacích impedancí řádově v rozsahu desítek až stovek Ohmů. Používají se převážně pro sluchátka s vyšší impedancí, kde je potřeba pro plné vybuzení větší napětí.

Zesilovače pro domácí poslech mohou být buď samostatné, nebo součástí celých systémů, například audio nebo video přijímačů, domácích kin a podobně. Jejich výkon se pohybuje v širokém rozsahu hodnot, od jednotek W u menších systémů až po stovky W u samostatných zesilovačů. Nejčastěji pracují do impedancí 4 nebo 8 Ohmů, ovšem jsou zde i výjimky.

Zesilovače pro ozvučování velkých prostor nebo venkovní ozvučení zpravidla mají výkon od stovek W do desítek kW v případě nejvýkonnějších systémů. Často se pro ně používá označení PA (Power Amplifier). Typické pro tyto zesilovače bývá, že obsahují pouze koncový stupeň bez předzesilovačů a korektorů, který je doplněn o ochrany a indikátor vybuzení. Pro před zesílení, popřípadě kmitočtovou korekci či jiné úpravy signálu se používají samostatné zařízení.

2.1.2 Dělení podle provedení

Diskrétní

Diskrétní zapojení koncového zesilovače obsahuje pouze jednotlivé součástky. Toto řešení je náročnější na návrh a celkové rozměry zesilovače bývají větší než v případě použití integrovaného řešení. Výhodou je, že je možné zapojení upravit pro přesně danou aplikaci. U tohoto provedení není problém dosáhnout skvělých parametrů, stejně tak jako vysokého výkonu, který je teoreticky omezen pouze použitými součástkami a jejich zapojením.

Integrované

Všechny nezbytné prvky jsou integrovány v jednom pouzdře, pro celkovou realizaci zesilovače stačí pouze doplnit o několik externích součástek. Odpadá zde nutnost zabývat se nastavením pracovního bodu a jeho teplotní stabilizací. Velkou výhodou jsou také celkové rozměry, které mohou být i několika násobně menší než při použití diskrétního zapojení. Většina dnešních integrovaných obvodů nf audio zesilovačů obsahuje také základní ochranné obvody. Často se uplatňují v aplikacích, kde není kladen tak vysoký důraz na kvalitu, ale spíše na cenu. I přesto, že některé integrované zesilovače lze bez problému zařadit do kategorie Hi-Fi, bývá obvyklé, že jejich výrobci udávají jejich výstupní výkony při harmonickém zkreslení 1 % nebo i 10 %. Některé integrované zesilovače, které obsahují více, než jeden kanál mají problémy s přeslechy. Tyto integrované audio zesilovače jsou dostupné do výkonů kolem 100 W.

Hybridní

Jedná se o kombinaci dvou předchozích koncepcí. Často se používají zapojení, kdy se integrovaný budič doplní o nezbytné externí součástky a výstupní tranzistory. Není tedy problém dosáhnout velkých výkonů při zachování kompaktních rozměrů a zároveň přijatelné složitosti zapojení. Pro zesilovač o nižších výkonech se toto řešení většinou nepoužívá. Toto řešení se dokáže jak kvalitou, tak i výkonem vyrovnat i kvalitnímu zapojení s diskrétními součástkami, ovšem jsou zde jistá omezení při návrhu.

2.1.3 Třídy zesilovačů

Tato kapitola se zabývá základními pracovními třídami zesilovačů. Pro úplnost jsou zde uvedeny i třídy, které se u nf audio zesilovačů nepoužívají z důvodu jejich nevýhodných vlastností (jsou v seznamu označeny *)

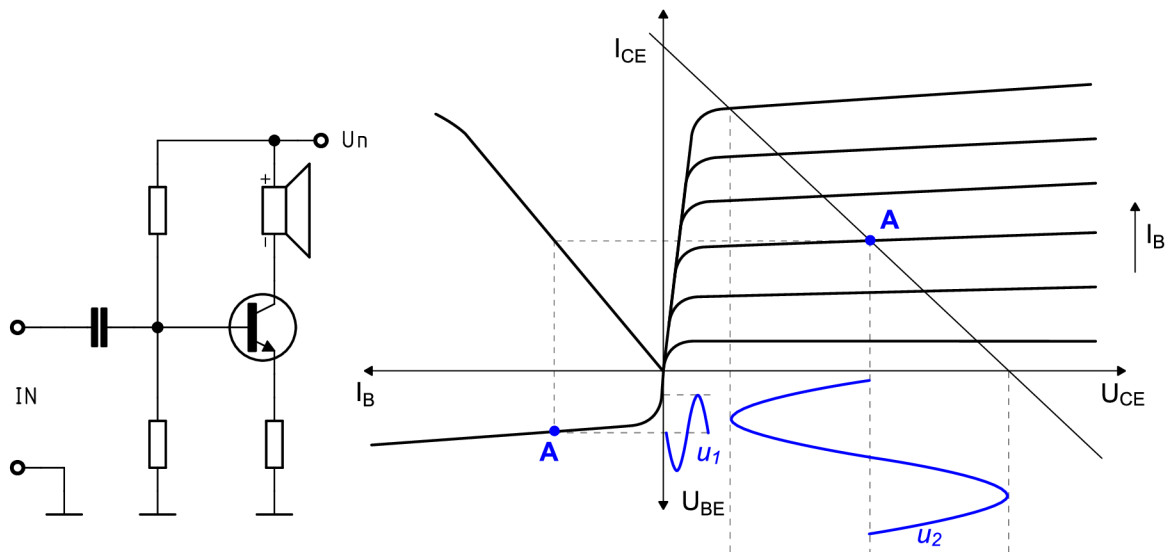
Třída „A“

Zesilovací prvek, v tomto případě bipolární tranzistor, má nastavený stejnosměrný pracovní bod uprostřed lineární části výstupní charakteristiky. Jeden aktivní prvek může zesilovat celý signál, tedy obě dvě půlvlny sinusového signálu. Nastavení pracovního bodu zesilovače ve třídě A je naznačeno na Obr. 2.1. Zesilovač má v tomto nastavení stejně velký rozkmit na obě dvě strany.

Nevýhodou je, že u koncových zesilovačů v této třídě protéká zesilovacím prvkem velký klidový proud. I u zesilovačů relativně malých výkonů může mít tento klidový proud hodnoty pohybující se v jednotkách Ampérů. Je tedy zřejmé, že zesilovače ve třídě A mají velký příkon oproti výkonu, který dokáží dodat, z čehož plyne, že účinnost těchto zesilovačů je nízká. Účinnost dosahuje maximálně hodnot kolem 20 %. Nevýhodou jsou také velké nároky na chlazení, které vyplývají z přechozích poznatků.

Největší výhodou zesilovačů ve třídě A je jejich linearita a velmi malé zkreslení. Koncové audio zesilovače ve třídě A se používají pouze u nejnáročnějších aplikací, například v kategorii Hi-End.

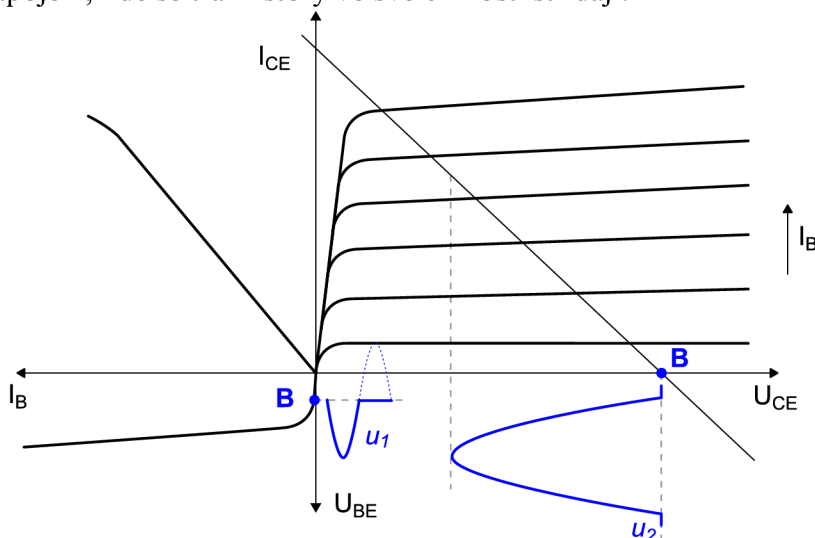
Nejčastěji se můžeme s tímto zapojením setkat u napěťových zesilovačů (předzesilovače), kde je výhodou malé zkreslení, a zároveň se neprojeví nízká účinnost.



Obr. 2.1 Principiální zapojení zesilovače ve třídě A a princip jeho činnosti

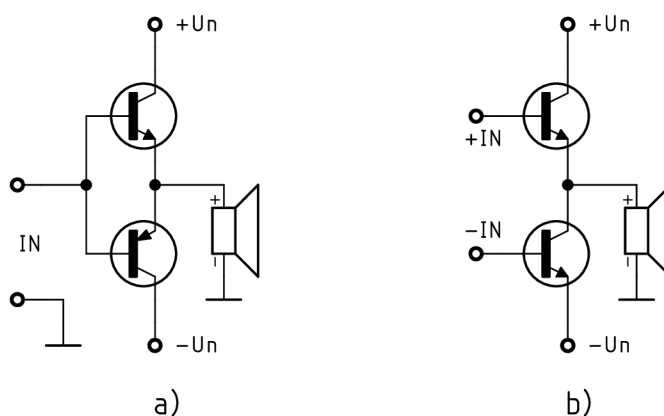
Třída „B“ *

Klidový proud zesilovače ve třídě B je nulový, protože pracovní bod zesilovače je nastaven do bodu zániku kolektorového proudu. Z Obr. 2.2 je zřejmé, že jeden tranzistor je schopen zesílit pouze jednu půlvlnu vstupního harmonického signálu. Pokud se jedná o tranzistor typu NPN, bude zesílána pouze kladná část vstupního signálu, po dobu trvání záporného napětí na vstupu bude tranzistor uzavřen. Pokud chceme zesílit obě půlvlny signálu, musíme přidat ještě jeden tranzistor. Tím vznikne dvojčinné zapojení, kde se tranzistory ve své činnosti střídají.



Obr. 2.2 Nastavení pracovního bodu zesilovače ve třídě B

Nejjednodušší možnost realizace dvojčinného zapojení je použití tranzistorů opačných vodivostí, tedy NPN a PNP. Toto zapojení se nazývá komplementární a jeho principiální zapojení je naznačeno na Obr. 2.3 a). Realizace dvojčinného zapojení je možná i pomocí dvou tranzistorů NPN, avšak je nutné vstupní signál jednoho z tranzistorů invertovat, jak je to naznačeno na Obr. 2.3 b). Toto je v praxi realizováno pomocí předchozího stupně v zesilovači, kde jsou použity dva komplementární tranzistory.



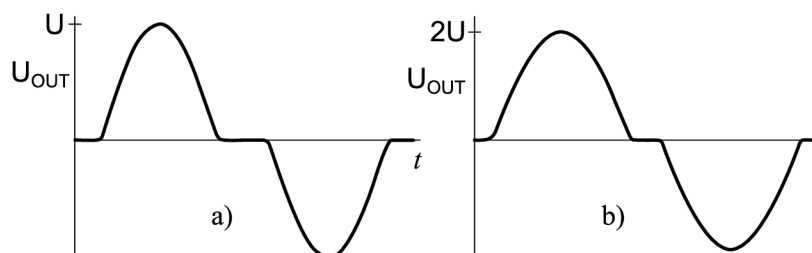
Obr. 2.3 Principiální schéma a) komplementárního zapojení
b) kvazikomplementárního zapojení

Zesilovač realizovaný ve třídě B dosahuje vysoké účinnosti, avšak za cenu nezanedbatelného přechodového zkreslení. Účinnost tohoto zapojení při maximálním

vybuzení harmonickým signálem a zanedbání saturačního napětí tranzistorů lze vypočítat podle rovnice (2.1), kde U_N je napájecí napětí.

$$\eta = \frac{\frac{U_N}{2} \cdot \pi}{2 \cdot U_N} \cdot 100 = \frac{\pi}{4} \cdot 100 = 78,5\% \quad (2.1)$$

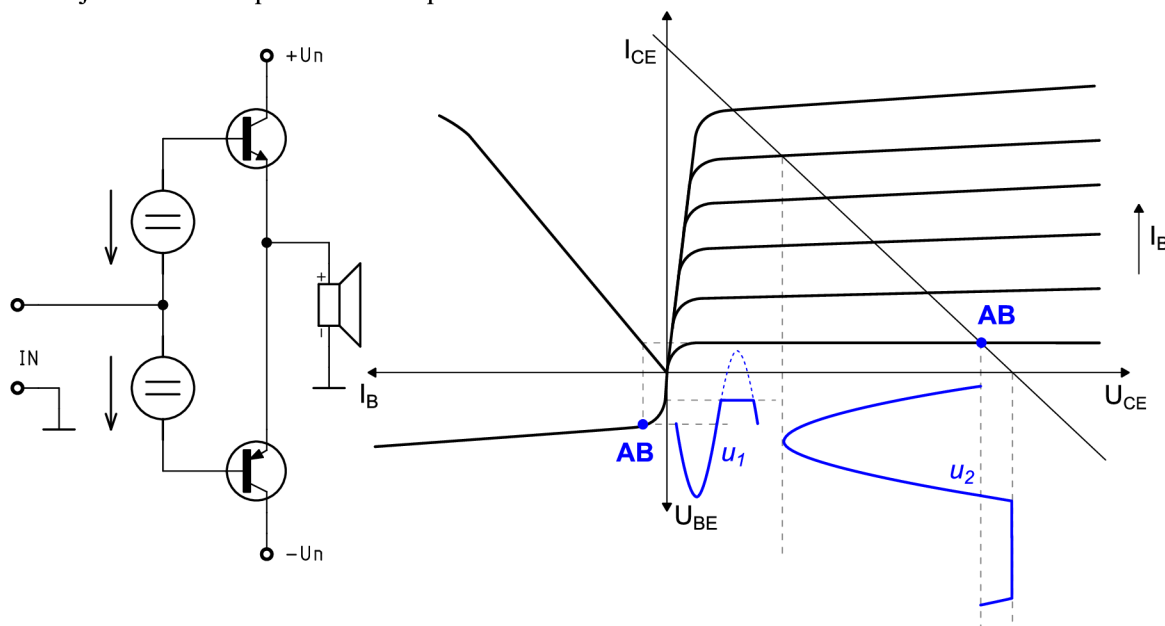
Přechodové zkreslení je způsobeno nelineární vstupní charakteristikou, tranzistor se začne otevírat až při dosažení prahového napětí mezi bází a emitorem, jehož přibližná hodnota je 0,7 V. Pokud bychom tento zesilovač budili signálem menším, než toto napětí, na výstupu by bylo nulové napětí. Čím větší je vstupní napětí, tím méně je přechodové zkreslení zřetelné. Tento jev znázorněn na Obr. 2.4. I přes dobrou účinnost se z tohoto důvodu zapojení ve třídě B pro audio zesilovače nepoužívá.



Obr. 2.4 Vliv velikosti vstupního signálu na přechodové zkreslení na výstupu zesilovače

Třída „AB“

Konstrukčně třída AB vychází ze třídy B, ale je zde nastaven klidový proud jako ve třídě A. Hodnota tohoto proudu je ovšem několikrát nižší než u třídy A, pohybuje se v rozmezí 10 – 200 mA. Nastavení tohoto proudu se provádí předpětím na přechodu báze a emitoru, což je znázorněno na Obr. 2.5. Velikost tohoto napětí je přibližně stejně velká jako velikost prahového napětí báze – emitor.



Obr. 2.5 Principiální zapojení zesilovače ve třídě AB a princip jeho činnosti

Tímto způsobem lze linearizovat pracovní charakteristiku zesilovače při zachování přijatelné účinnosti. Reálná účinnost koncového stupně v této třídě může při maximálním vybuzení harmonickým signálem dosáhnout i hodnoty kolem 70 %.

Třída „G“

Tato třída používá koncový stupeň ve třídě AB, avšak koncový zesilovač je napájen různě vysokým napětím podle toho, jak veliký výstupní výkon požadujeme. Pokud je zesilovač buzen pouze malým signálem, použije se nižší napájecí napětí. Až v případě potřeby maximálního výstupního výkonu, je zesilovač napájen plným napájecím napětím. Hladin napájecího napětí může být libovolný počet, často se používají pouze dvě. Na počtu napájecích hladin závisí počet sekundárních vinutí transformátu v napájecím zdroji. Druhou možností realizace je použití dvojice koncových tranzistorů sériově či paralelně, přičemž napájecí napětí těchto tranzistorů se liší. Zesilovač ve třídě G tedy nemusí mít nutně přepínání napěťových hladin.

Tímto způsobem lze zlepšit účinnost a hlavně snížit ztrátový výkon koncového zesilovače, z čehož plynou menší nároky na chlazení. Třída G se převážně používá u profesionálních zesilovačů velkých výkonů (stovky W až jednotky kW). Zajímavostí je, že v této třídě pracují i některé sluchátkové zesilovače, a to z důvodu co nejdélejší výdrže na baterii.

Třída „H“

Zde je použit podobný princip snížení ztrátového výkonu jako ve třídě G, ale s tím rozdílem, že napájecí napětí sleduje hodnotu vstupního signálu. Napájecí napětí koncového stupně má vždy takovou hodnotu, která je potřebná pro zachování správné činnosti koncového stupně s ohledem na aktuální velikost vstupního signálu. Na výkonových součástkách zesilovače je tedy téměř vždy stejný ztrátový výkon. Tím je docíleno ještě lepší účinnosti oproti třídě G. Zapojení těchto zesilovačů bývá již značně komplikované. Často je zde napájecí zdroj realizován jako spínaný. U některých zesilovačů nelze přesně určit, jestli pracují ve třídě G nebo H, protože se může jednat o poměrně komplikovaná zapojení s kombinací vlastností těchto tříd. V této třídě pracují některé integrované audio zesilovače (např. TDA1562Q).

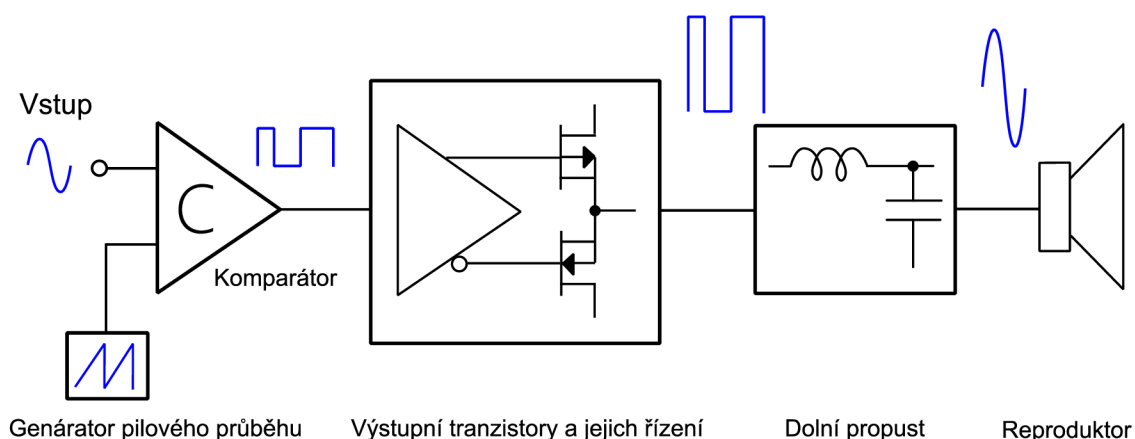
Třída „C“ *

Na rozdíl od třídy B, u které není nastavené žádné předpětí, a třídy AB, kde je nastavené kladné předpětí, má zesilovač ve třídě C nastavené záporné předpětí. Přechod báze – emitor se tedy otevírá jen při špičkách vstupního signálu. Velikost záporného předpětí určuje úhel otevření tranzistoru. Je zřejmé, že výstupní signál má velké zkreslení. U nízkofrekvenčních audio zesilovačů tedy tato třída nenalézá uplatnění. Výhodou třídy C je velká účinnost, která přesahuje i 90 %. Třída C se používá ve výkonových vysokofrekvenčních zesilovačích, kde je vysoká účinnost žádoucí. Zkreslení při těchto aplikacích není problémem, protože na výstupu zesilovače je zapojen rezonanční obvod.

Třída „D“

Zesilovače ve třídě D pracují na principu pulzně šířkové modulace (PWM), která vzniká komparací vstupního signálu s pilovým průběhem o mnohem větší frekvenci. Samotné koncové tranzistory nepracují v lineární oblasti, ale ve spínacím režimu. Často zde nacházejí uplatnění unipolární tranzistory s nízkým odporem v sepnutém stavu. Na výstupu zesilovače je PWM signál s vysokou frekvencí, ve kterém je „zakódován“ audio signál. Tento PWM signál lze převést zpět na odpovídající audio signál pomocí rekonstrukčního filtru doplní propust. Princip činnosti tohoto řešení je naznačen na Obr. 2.6.

Účinnost tohoto řešení přesahuje 80% (teoretická je 100%) a je ovlivněna především kvalitou výstupního filtru a volbou spínacích tranzistorů. Další výhodou je, že pokud máme zdroj digitálního audio signálu (např. počítač), není potřeba signál převádět zpět na analogový, stačí ho pouze vhodně číslicově zpracovat. Dříve se tato třída zesilovačů vyznačovala vyšším zkreslením, než jakého dosahuje třída AB, ovšem dnes už je zkreslení srovnatelné.



Obr. 2.6 Princip činnosti zesilovač ve třídě D, upraveno z [4]

Třída „S“

Jedná se o spínaný zesilovač podobně jako ve třídě D, ale není zde potřeba výstupní filtr. To je dosaženo díky novým metodám digitálního zpracování signálu.

Třída „T“

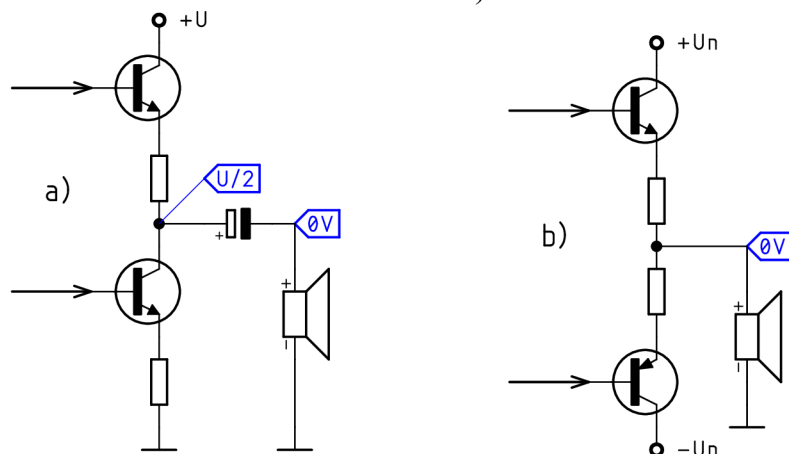
Zesilovače ve třídě T pracují na podobném principu, jako zesilovače ve třídě D, rozdílem je, že obvod je řízen propracovanými algoritmy pro zpracování signálu. Ty kombinují analogové i digitální zpracování signálu. Výsledkem je velmi malé zkreslení a vysoká účinnost. Účinnost těchto zesilovačů přesahuje i hodnotu 90 %. Technologie byla původně vyvinuta firmou Tripath technology. Dnes už jsou zesilovače s podobnou koncepcí vyráběny řadou výrobců. Základem audio zesilovače ve třídě T je řídicí integrovaný obvod, který je doplněn o externí spínací tranzistory. Pro nižší výkony (do 100 W) mohou být spínací tranzistory taktéž integrovány uvnitř pouzdra.

2.1.4 Dělení podle způsobu napájení

Z hlediska systému napájení lze rozdělit koncové zesilovače do dvou skupin, a to zesilovače napájené symetricky a nesymetricky.

Nesymetricky napájené zesilovače jsou napájeny pouze jedním kladným napětím. Na výstupu zesilovače je nastavena v klidovém režimu polovina napájecího napětí (znázorněno na Obr. 2.7 a)). Aby se připojený reproduktor nepoškodil tímto stejnosměrným napětím, používá se na výstupu oddělovací kondenzátor. Tento kondenzátor musí mít dostatečně velkou kapacitu – jednotky mF pro výstupní výkony desítek W při zatěžovací impedanci 4Ω (jsme prakticky omezeni pouze na elektrolytické kondenzátory s nevalnými vlastnostmi) a má vliv na celkové vlastnosti zesilovače. Jedinou možností, jak se vyhnout použití oddělovacího kondenzátoru je použití dvou stejných zesilovačů, které se zapojí do můstku (reproduktor je zapojen mezi jejich výstupy). Tato metoda se často používá v autorádiích nebo zesilovačích napájených z baterie. Výhodou je nutnost pouze jednoho napájecího zdroje (výhodné například při napájení z baterie).

Symetricky napájené zesilovače mají celkově symetrickou koncepci, která vyžaduje kladnou i zápornou napájecí hladinu. Není zde potřeba žádný výstupní kondenzátor, protože v klidovém stavu je výstupní napětí nulové (Obr. 2.7 b)). Nevýhodou je nutnost použití napájecího zdroje se dvěma napětími stejné velikosti a opačné polarity. To ovšem není ve většině aplikací problémem (použije se napájecí transformátor se dvěma sekundárními vinutími).



Obr. 2.7 a) Nesymetrické, b) symetrické zapojení koncového zesilovače

2.2 Základní parametry nf zesilovačů

Vlastnosti a chování nízkofrekvenčních audio zesilovačů lze popsat mnoho parametry. V této kapitole budou zmíněny nejdůležitější a nejpoužívanější z nich. Tyto parametry se liší podle účelu použití a typu zesilovače.

2.2.1 Výstupní výkon

Jedná se o maximální výstupní výkon na definované zátěži (nejčastěji 4 nebo 8 Ω), který je schopný zesilovač dodat po předem definovaný časový interval. Nejčastěji se udává jmenovitý efektivní sinusový výkon (označení RMS) při frekvenci 1 kHz a stanoveném harmonickém zkreslení. Tento výkon lze vypočítat ze změřeného efektivního napětí (U_{OUT}) na zátěži známé velikosti (R_Z) připojené na výstup zesilovače (2.2).

$$P_{OUT} = \frac{U_{OUT}^2}{R_Z} \quad [\text{W}] \quad (2.2)$$

Existuje ještě celá řada definicí výstupního výkonu zesilovače, těmi se však nebudeme zabývat, a to z toho důvodu, že někteří výrobci elektroniky udávají výstupní výkon tak, aby jejich výrobek měl co nejlepší parametry.

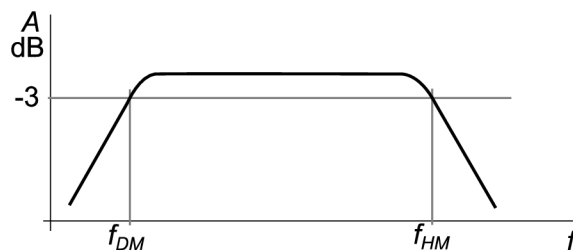
2.2.2 Zatěžovací impedance

Hodnota minimální zatěžovací impedance je velmi důležitý parametr. Udává, jakou nejmenší impedanci je možné na výstup zesilovače připojit, aby nebyl koncový stupeň zesilovače nadměrně přetěžován.

2.2.3 Šířka přenášeného pásma

Šířka přenášeného pásma je určena horním a dolním mezním kmitočtem zesilovače, je definována jako jejich rozdíl dle (2.3). Pro věrnou reprodukci se udává jako dostačující rozsah 20 Hz – 20 kHz. Horní a dolní mezní kmitočet se udává pro určitý útlum, nejčastěji 3 dB. Tento parametr souvisí s frekvenční charakteristikou zesilovače, její typický příklad je naznačen na Obr. 2.8. Příklad frekvenční charakteristiky zesilovače. Bývá často uměle omezena pro zachování stability zesilovače

$$B = f_{HM} - f_{DM} \quad [\text{Hz}] \quad (2.3)$$



Obr. 2.8 Příklad frekvenční charakteristiky zesilovače

2.2.4 Vstupní impedance

Tuto impedanci je nutné znát pro správné přizpůsobení zdroje signálu na vstupu zesilovače. Někdy se tento parametr uvádí pouze jako vstupní odpor, protože reálná složka impedance většinou převládá. Vstupní impedance zesilovač by měla být 5 – 10 x větší než výstupní impedance zdroje signálu, aby nedošlo k jeho velkému zatížení a ovlivnění jeho vlastností. Udává se buď jako hodnota odporu paralelně s kapacitou (47 k Ω /250 pF) nebo jako absolutní hodnota při frekvenci 1 kHz. Její hodnota může být frekvenčně závislá.

Lze ji změřit pomocí proměnného rezistoru, který zapojíme sériově se vstupem zesilovače, hodnota tohoto rezistoru se rovná vstupní impedanci, pokud výstupní napětí zesilovače klesne na polovinu oproti stavu, kdy je hodnota rezistoru v sérii se vstupem nulová.

2.2.5 Výstupní impedance

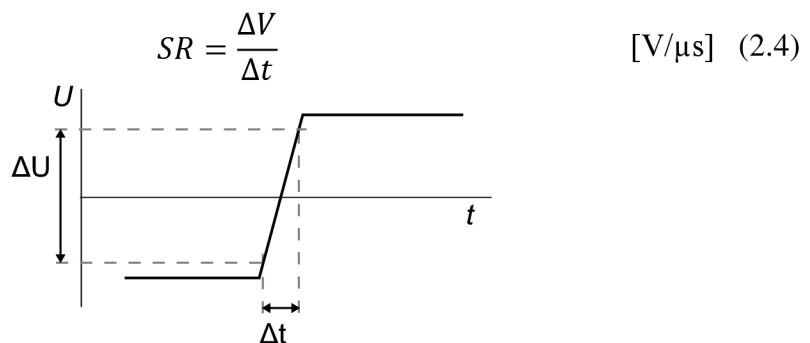
Pro výkonové přizpůsobení by měla být impedance zátěže stejně velká jako výstupní impedance, ovšem vzhledem k vlastnostem reproduktoru je vhodnější dosáhnout nižší výstupní impedance. Souvisí s činitelem tlumení.

Činitel tlumení

Činitel tlumení je poměr mezi zatěžovací impedancí a výstupní impedancí zesilovače. Čím je jeho hodnota větší, tím méně se projeví nežádoucí přechodové jevy. Jeho hodnota by měla být minimálně 3, což znamená, že při zatěžovací impedanci 4 Ω by měla být hodnota výstupní impedance maximálně 1,33 Ω .

2.2.6 Rychlost přeběhu

Rychlost přeběhu je parametr, který popisuje, jak rychle je schopen reagovat zesilovač na změnu hodnoty na vstupu. Označuje se SR (Slew Rate) a je definována jako poměr změny napětí a času, za který tato změna proběhne (2.4), viz Obr. 2.9. Nejčastěji se udává v jednotkách V/ μ s. Tento parametr souvisí s horní mezní frekvencí zesilovače. Měří se tak, že na vstup se přivede obdélníkový signál ze zdroje, který dokáže vygenerovat signál s dostatečně velkou rychlostí přeběhu, a sleduje se výsledný signál na výstupu zesilovače. Posuzuje se jak na náběžné i na sestupné hraně. Čím větší je výstupní výkon zesilovače (výstupní napětí), tím větší musí mít zesilovač rychlost přeběhu.



Obr. 2.9 Měření rychlosti přeběhu na náběžné hraně signálu

2.2.7 Zkreslení

Při zkoumání chování audio zesilovače rozlišujeme dva základní typy zkreslení.

Harmonické

Nelineární zkreslení ovlivňuje spektrum signálu. Může vzniknout ořezáním signálu z důvodu nedostatečně velkého napájecího napětí, přechodovým zkreslením, které je způsobeno malým klidovým proudem, nebo i z jiných důvodů. Toto zkreslení lze vyjádřit pomocí činitele harmonického zkreslení *THD* (Total Harmonic Distortion), který se udává v procentech a definuje, kolik procent z výstupního signálu je zkresleno. Tato skutečnost vyplývá ze vzorce (2.5), kde U_1 je efektivní napětí zesilovaného harmonického signálu a U_n jsou efektivní hodnoty vyšších harmonických složek generovaných zesilovačem.

$$THD = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}} \cdot 100 \quad [\%] \quad (2.5)$$

Činitel zkreslení je závislý na kmitočtu a velikosti výstupního napětí zesilovače. Jeho měření by se tedy mělo provádět pro několik význačných kmitočtů při maximálním jmenovitém vybuzení zesilovače. Harmonické zkreslení použitého generátoru by mělo být několikanásobně menší než předpokládané zkreslení koncového zesilovače, aby měření mělo vypovídající hodnotu o kvalitě zesilovače.

Kvalitní koncový zesilovač by měl mít zkreslení mnohem menší než 1 %, ale u některých méně náročných aplikací se lze spokojit i s jednotkami procent. U předzesilovačů jsou kladeny obvykle ještě větší nároky, aby celkové zkreslení přenosového řetězce mělo přijatelnou hodnotu.

Intermodulační

Jedná se také o nelineární zkreslení. Pokud přivedeme na vstup zesilovače dva harmonické signály o rozdílné frekvenci, může dojít k jejich směšování na nelineárních prvcích zesilovače. Směšováním dvou signálů vznikají součtové a rozdílové složky, které nebyly původně na vstupu zesilovače přítomny. Toto zkreslení se často označuje zkratkou *IMD* (InterModulation Distortion), a lze ho vyjádřit podle (2.6), kde U_{f1} a U_{f2} jsou efektivní hodnoty vstupních napětí. Pokud má zesilovač větší intermodulační zkreslení, lze ho identifikovat i běžným poslechem.

$$IMD = \sqrt{\frac{[(U_{f2} - U_{f1}) + (U_{f2} + U_{f1})] + [(U_{f2} - 2 \cdot U_{f1}) + (U_{f2} + U_{f1})]^2 + \dots}{U_{f2}}} \cdot 100 \quad [\%] \quad (2.6)$$

Intermodulační zkreslení se měří při jmenovitém vybuzení zesilovače pro kmitočty $U_{f1} = 250$ Hz a $U_{f2} = 8$ kHz, pro efektivní hodnoty napětí v poměru 4:1.

2.2.8 Citlivost

Vstupní citlivost je parametr, který udává jak velké vstupní napětí je potřeba k vybudení zesilovače. Jedná se o hodnotu napětí, při které dodá zesilovač svůj jmenovitý výkon do zátěže specifikované velikosti.

2.2.9 Odstup signálu od šumu (cizích napětí)

Jedná se o poměr mezi užitečným a nežádoucím signálem, který se udává v dB. Nežádoucím signálem může být například šum produkovaný zesilovačem nebo indukovaná rušivá napětí. Tento parametr je závislý na kmitočtu a velikosti vstupního napětí. Nejvyšší odstup signálu od šumu dostaneme pro plné vybudení zesilovače, kdy je rozdíl mezi užitečným a nežádoucím signálem největší. Odstup signálu od šumu by měl být alespoň 50 dB.

2.2.10 Velikost přeslechu

Měří se mezi jednotlivými kanály zesilovače. Vybraný kanál zesilovače se vybudí a měří se výstupní napětí druhého kanálu, které by mělo být co nejmenší. Poměr těchto napětí se uvádí v dB.

2.2.11 Přebuditelnost

Určuje, jaké maximální napětí je možné přivést na vstup zesilovače, aby zkreslení výstupního signálu nepřekročilo maximální přijatelnou hodnotu. Uvádí v poměru ke vstupnímu napětí, při kterém zesilovač dodá udávaný jmenovitý výkon.

2.2.12 Zesílení

Napěťové zesílení je definováno jako poměr výstupního a vstupního napětí, tento poměr se zpravidla udává v decibelech. Napěťový zisk zesilovač v dB lze vypočítat podle vztahu (2.7), kde U_1 je efektivní hodnota vstupního napětí a U_2 efektivní hodnota výstupního napětí. Stejným způsobem lze definovat proudové zesílení. Pro výkonové zesílení platí vztah (2.8), kde P_1 je efektivní hodnota vstupního výkonu a P_2 efektivní hodnota výstupního výkonu.

$$A_{U \text{ dB}} = 20 \cdot \log\left(\frac{U_2}{U_1}\right) \quad [\text{dB}] \quad (2.7)$$

$$A_{P \text{ dB}} = 10 \cdot \log\left(\frac{P_2}{P_1}\right) \quad [\text{dB}] \quad (2.8)$$

Hodnota zesílení by měla být v celém kmitočtovém rozsahu zesilovače co nejvíce vyrovnaná (ideálně konstantní) z důvodu věrné reprodukce.

2.2.13 Účinnost

Účinnost je poměr mezi výkonem dodaným zesilovačem do zátěže (P_Z) a výkonem odebraným z napájecího zdroje (P_0) (2.9). Pro některé aplikace je účinnost zesilovače jedním z jeho nejdůležitějších parametrů, a to zejména při napájení zesilovače z baterie. Je určena převážně třídou, ve které je zesilovač realizován. Účinnost určuje, jak velké nároky má zesilovač na chlazení. Pokud můžeme při realizaci zesilovače použít menší chladič a zároveň napájecí zdroj menšího výkonu, bude to mít pozitivní dopad na celkové rozměry zesilovače, jeho hmotnost i cenu.

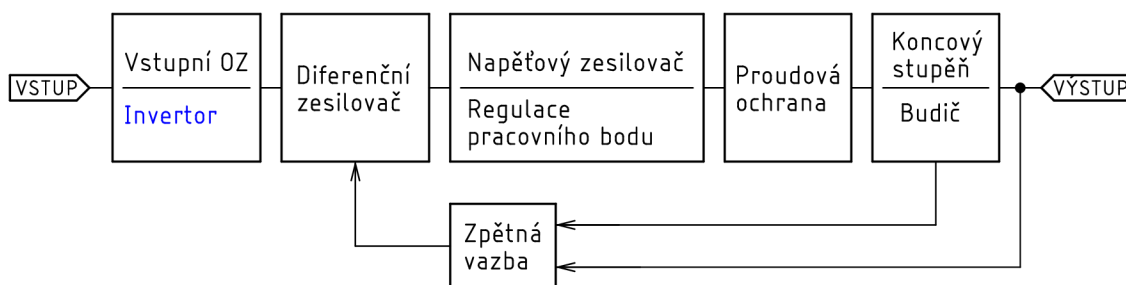
$$\eta = \frac{P_0}{P_Z} \cdot 100 \quad [\%] \quad (2.9)$$

3. POPIS A NÁVRH ZAPOJENÍ KONCOVÉHO ZESILOVAČE

V této kapitole bude vysvětlen princip funkce a zapojení koncového zesilovače ve třídě AB, který bude schopen dodat výstupní výkon 400 W do zátěže 4 Ω, a to při co nejnižším zkreslení signálu. Schéma zapojení vychází z převzatého schématu [3] a jedná se o upravené zapojení původního zesilovače Leach [1], které bylo upraveno pro vyšší výstupní výkon. Některé prodávané profesionální zesilovače používají velmi podobné zapojení tomu, které je tu probráno. Nejprve je vhodné rozdělit si zesilovač na jednotlivé funkční bloky a to z důvodu přehlednosti. Zapojení napájecího zdroje a ostatních pomocných obvodů bude probráno v samostatné kapitole.

3.1 Blokové schéma koncového zesilovače

Na Obr. 3.1 je vyobrazeno blokové schéma koncového zesilovače. Nejprve je vstupní signál přiveden na vstupní impedanční oddělovač s operačním zesilovačem. Následuje diferenciální zesilovač, druhý stupeň a nakonec koncový stupeň. Dále jsou zde obvody nastavení pracovního bodu a zpětná vazba, která určuje zesílení a zajišťuje funkčnost celého zesilovače. Součástky ve schématu zapojení jsou číslovány tak, aby bylo patrné, ke které části zesilovače náleží.



Obr. 3.1 Blokové schéma zapojení koncového zesilovače

Výpočet potřebného napájecího napětí koncového stupně při výstupním výkonu 400 W na zátěži 4 Ω je následující. Minimální velikost napájecího napětí (U_Z) je maximální hodnota napětí (U_{OUTmax}) na zátěži. Z Ohmova zákona lze vypočítat potřebnou hodnotu efektivního napětí (U_{OUT}) na zátěži (R_Z) pro daný výkon. Maximální hodnotu napětí lze z efektivní hodnoty harmonického napětí vypočítat podle (3.5).

$$P_{OUT} = \frac{U_{OUT}^2}{R_Z} \rightarrow U_Z = \sqrt{P_{OUT} \cdot R_Z} = \sqrt{400 \cdot 4} = 40 \text{ V} \quad (3.1)$$

$$U_{OUTmax} = U \cdot \sqrt{2} \approx U \cdot 1,41 = 40 \cdot 1,41 = 56,57 \text{ V} \quad (3.2)$$

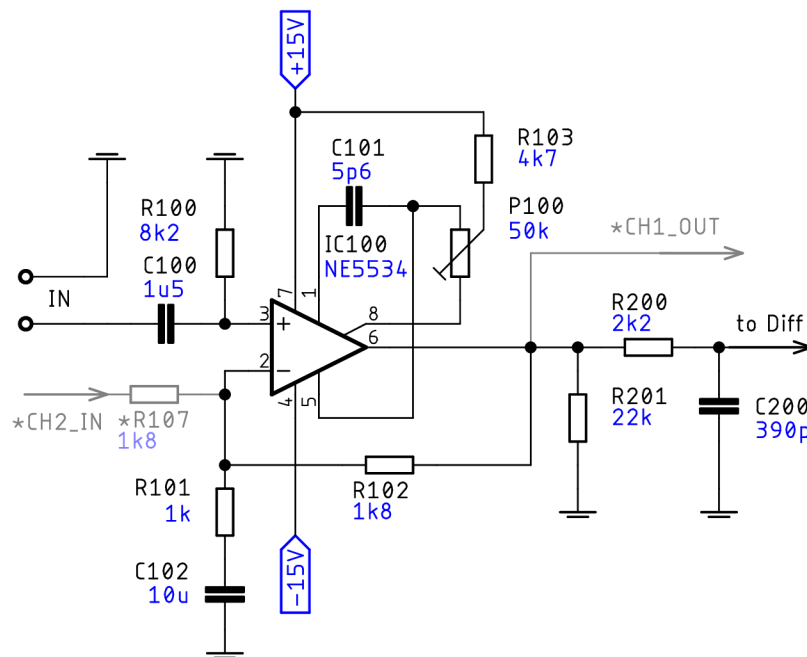
Pokud by byl úbytek na koncových tranzistorech nulový, stačilo by napájecí napětí $\pm 57 \text{ V}$. To by ovšem musel mít zesilovač účinnost 100 %. Očekávaná účinnost zesilovače ve třídě AB se pohybuje kolem 60 %, z čehož lze odhadnout, že potřebná velikost napájecího napětí zesilovače je ± 75 až $\pm 80 \text{ V}$. Jelikož se jedná o relativně

velké napětí, je potřeba při návrhu a výběru součástek postupovat obezřetně. Proud odebíraný z napájecího zdroje pro dva kanály zesilovače bude přibližně:

$$I_Z = \frac{P_{OUT}}{U_{OUT}} = \frac{400}{40} = 10 \text{ A.} \quad (3.3)$$

3.2 Vstupní obvody

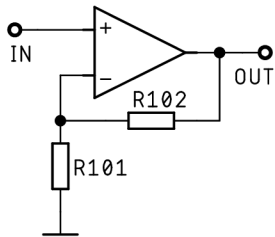
Na vstupu zesilovače je použit operační zesilovač, přičemž všechny ostatní části zesilovače jsou tvořeny pouze pomocí diskrétních součástek. Operační zesilovač má zde funkci impedančního oddělovače a zároveň zajišťuje dostatečné před zesílení signálu pro diferenční zesilovač. Vzhledem k velkému výstupnímu výkonu (velké napájecí napětí) koncového zesilovače je předzesilovač s operačním zesilovačem napájen z pomocného zdroje symetrického napětí $\pm 15 \text{ V}$. V případě napájení z hlavního zdroje pro koncový zesilovač by bylo nutné použít stabilizátor dimenzovaný na dostatečně velký ztrátový výkon, který by navíc ohříval desku plošných spojů a součástky kolem sebe. Schéma zapojení vstupního bloku je vyobrazeno na Obr. 3.2. Části ve schématu označené šedě (*) se uplatní pouze při můstkovém zapojení zesilovače. Následuje popis funkce a účel jednotlivých součástek.



Obr. 3.2 Schéma zapojení vstupního bloku zesilovače

3.2.1 Popis funkce vstupního bloku

Základem vstupního bloku je neinverující zapojení s operačním zesilovačem. Zesílení OZ je stanoveno rezistory R_{101} a R_{102} , které jsou zapojeny na jeho invertujícím vstupu. Lze ho vypočítat jako poměr odporů těchto rezistorů a přičtením konstanty jedna podle vzorce (3.4), kde je napěťové zesílení označeno A_U a jeho hodnota je v tomto případě 2,8, což je přibližně 9 dB (3.5).



$$A_U = \frac{R_{102}}{R_{101}} + 1 = \frac{1800}{1000} + 1 = 2,8 [-] \quad (3.4)$$

$$A_{UdB} = 20 \cdot \log\left(\frac{U_2}{U_1}\right) = 20 \cdot \log(2,8) = 8,94 \text{ dB} \quad (3.5)$$

Pokud by se jednalo čistě o impedanční oddělovač, bylo by jeho zesílení rovno jedné. Vyšší zesílení je zde nastaveno proto, aby celkové zesílení koncového zesilovače mohlo být nižší, což má pozitivní vliv na jeho vlastnosti.

Kondenzátor C_{102} zapojený sériově s R_{101} na zem je zde z důvodu stejnosměrného oddělení invertujícího vstupu. Aby zesilovač neměl útlum na nízkých kmitočtech, musí být jeho hodnota dostatečně velká, protože pokud bude hodnota jeho reaktance pro nejnižší přenášené kmitočty nezanedbatelná, uplatní se sériově společně s rezistorem R_{101} a zesílení OZ se sníží. To lze dokázat, pokud rovnici (3.4) modifikujeme a k čistě reálné hodnotě rezistoru R_{101} přičteme hodnotu reaktance kondenzátoru C_{102} . Pak dostaneme rovnici (3.6):

$$A_{UdB} = 20 \cdot \log\left(\frac{R_{102}}{R_{101} + X_{C102}} + 1\right), \quad [\text{dB}] \quad (3.6)$$

kde X_{C102} je modul reaktance kondenzátoru při frekvenci f .

$$X_{C102} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{102}} \quad [\Omega] \quad (3.7)$$

Dosazením rovnice (3.7) do (3.6) a vyjádřením C_{102} dostaneme vztah:

$$C_{102} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{DM}} \cdot \frac{1}{\frac{R_{102}}{10^{\frac{A_{UdB}}{20}} - 1} - R_{101}}, \quad [\mu\text{F}] \quad (3.8)$$

pro pokles zesílení A_U z 9 dB na hodnotu ne menší než 6 dB (maximální pokles o 3 dB) při frekvenci $f_{DM} = 20$ Hz musí být kapacita kondenzátoru alespoň:

$$C_{102} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20} \cdot \frac{1}{\frac{1800}{10^{\frac{6}{20}} - 1} - 1000} = 9,84 \mu\text{F} \quad (3.9)$$

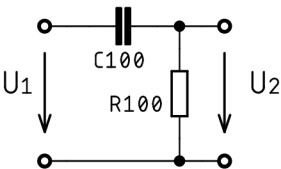
Bude zde tedy použit kondenzátor s kapacitou 10 μF , vzhledem k velikosti kapacity se nabízí použit elektrolytický kondenzátor, ovšem z důvodu jeho nevhodných vlastností pro tento účel poslouží lépe svitkový kondenzátor, který má o něco větší rozměry.

Další částí vstupního obvodu je vstupní RC článek složený z rezistoru R_{100} a kondenzátoru C_{100} . Rezistor R_{100} snižuje vstupní odpor operačního zesilovače, tak aby rušivé signály na vstupu zesilovače nebyly zesíleny. Jeho druhá funkce je zamezit nabíjení vstupního kondenzátoru přes operační zesilovač, což by vedlo k napět'ovému offsetu na výstupu a následně selhání zesilovače [2]. Tento offset může být až:

$$U_{OFFS} = \frac{I_B}{C_{100}} \cdot A_U = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{10^{-6}} \cdot 2,8 = 5,6 \text{ V/s}, \quad (3.10)$$

kde I_B je vstupní proud OZ, který má u použitého typu NE5534 velikost až 2 μA . Je tedy jasné, že k selhání zesilovače by v kritickém případě mohlo dojít velmi rychle.

Kondenzátor C_{100} odděluje stejnosměrnou složku vstupního signálu. Tento kondenzátor musí mít tak velkou kapacitu, aby horní propust tvořená společně s rezistorem R_{100} měla dostatečně nízkou mezní frekvenci, tak aby mohly být zesíleny i nejnižší kmitočty audio signálu. Jeho potřebná velikost je:

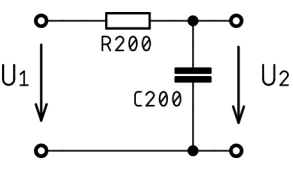


$$C_{100} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{DM} \cdot R_{100}} \quad (3.11)$$

$$C_{100 \text{ min}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 8200} = 0,97 \text{ uF}.$$

Pro dosažení co nejlepších vlastností zesilovače je zde nutné použít foliový kondenzátor stejně jako v případě C_{102} . Vzhledem k tomu, že tento vstupní obvod se uplatní společně s filtrem tvořeným kondenzátorem C_{102} bude výsledná dolní mezní frekvence zesilovače vyšší, protože útlumy jednotlivých článků se sečtou. Z tohoto důvodu byl zvolen kondenzátor s kapacitou 1,5 μF . Pokud by byly použity součástky s vypočtenými hodnotami, byl by na frekvenci 20 Hz útlum 6 dB, přesná hodnota mezní frekvence byla zjištěna simulací.

Nyní se přesuneme na výstup operačního zesilovače, kde se nachází součástky R_{200} , R_{201} a C_{200} . Rezistor R_{201} tvoří zátěž operačního zesilovače. Kondenzátor C_{200} a rezistor R_{200} tvoří filtr typu dolní propust, jehož mezní frekvenci f_{HM} lze vypočítat:



$$f_{HM} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{200} \cdot C_{200}} \quad (3.12)$$

$$f_{HM} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2200 \cdot 390 \cdot 10^{-12}} = 185,5 \text{ kHz}.$$

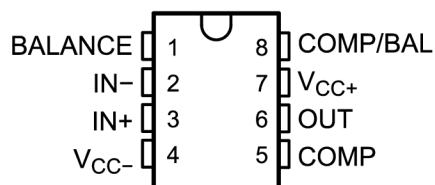
Tento RC článek zajišťuje to, aby zesilovač nezesiloval signály, které nepatří do audio pásma. Jedná se o parazitní signály, které se dostanou na vstup zesilovače a mohly by ovlivnit stabilitu zesilovače. Zároveň musí být mezní frekvence této dolní propusti dostatečně vysoká, aby zesilovač zesílil i vstupní signály, které nejsou čistě harmonické. Například obdélníkový signál lze s určitou přesností rozložit na několik harmonických signálů.

Kondenzátor C_{101} zajišťuje externí frekvenční kompenzaci operačního zesilovače, a tím zlepšuje chování a zajišťuje stabilitu OZ na vyšších kmitočtech. Rezistor R_{103} společně s trimrem P_{100} umožňují nastavení stejnosměrného napětíového offsetu na výstupu operačního zesilovače. Tímto způsobem lze vynulovat stejnosměrné napětí na výstupu celého zesilovače, které by jinak bylo nenulové. Nenulová velikost napětí na výstupu může být způsobena nedokonalým párováním tranzistorů nebo jejich nestejnou teplotní závislostí. Trimr je více otáčkový, což zajišťuje precizní nastavení offsetu. Rezistor $*R_{107}$ je osazen pouze na jednom ze dvou kanálů zesilovače a umožňuje provozovat operační zesilovač na vstupu i v invertujícím zapojení.

Výběr operačního zesilovače a některé jeho parametry

Jak již bylo v předchozím textu zmíněno, pro vstupní zesilovač byl vybrán nízkošumový OZ typu NE5534 s nízkým harmonickým zkreslením, který je i podle výrobce (Texas Instruments) vhodný do audio předzesilovačů. Jeho hlavní výhodou je bezproblémová dostupnost a nízká cena. Další výhodou je možnost nastavení stejnosměrného napětíového offsetu na výstupu OZ, přičemž toto nastavení se provádí kladným stejnosměrným napětím mezi vývody 1 (BALANCE) a 8 (COMP/BAL). Kondenzátor externí frekvenční kompenzace se připojuje mezi vývody 5 (COMP) a 8 (COMP/BAL).

Zvolil jsem osmi vývodové pouzdro DIP8 (Dual In Line Plastic Package) pro vývodovou montáž, které bude umístěno v patici a lze tedy operační zesilovač kdykoliv vyměnit.



Obr. 3.3 Zapojení vývodů OZ NE5534 v pouzdře DIP8 (pohled shora) [5]

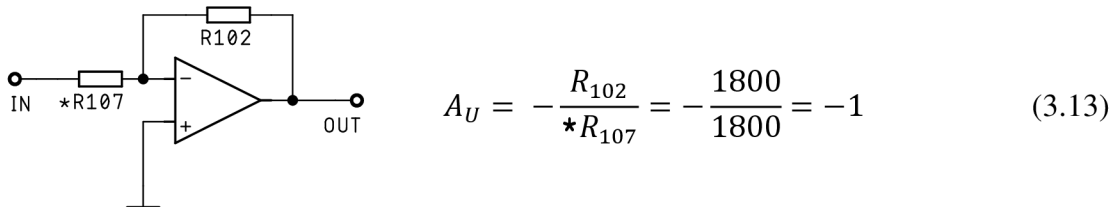
Některé vybrané parametry tohoto operačního zesilovače jsou uvedeny v následující tabulce. Jedná se o typické hodnoty z katalogu výrobce [5].

Tabulka 3.1 Vybrané parametry OZ NE5534

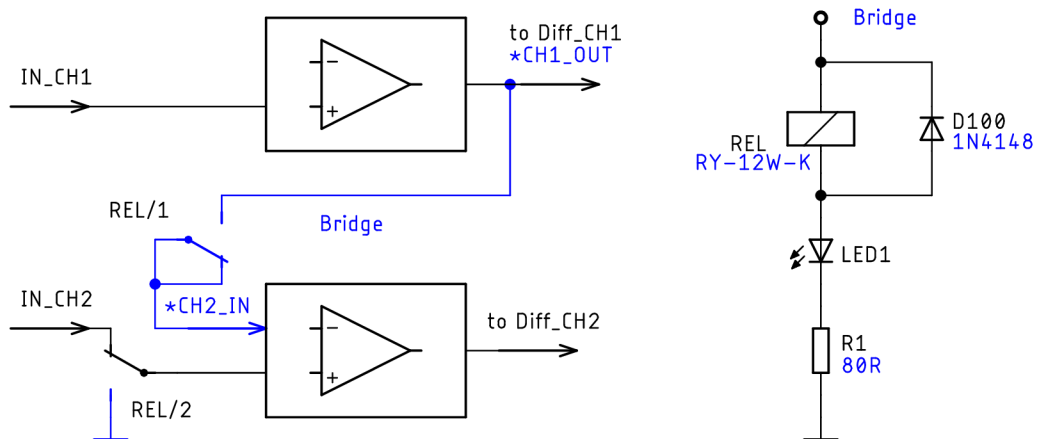
Parametr	Označení	Hodnota	Jednotka
Maximální napájecí napětí	$\pm V_{CC}$	± 22	V
Napájecí proud odebíraný ze zdroje	I_{CC}	4	mA
Rozsah vstupního napětí	V_{ICR}	± 13	V
Šířka pásma pro jednotkový zisk	B_1	10	MHz
Vstupní odpor	r_i	100	k Ω
Rychlost přeběhu	SR	13	V/ μ s
Ekvivalentní vstupní šumové napětí	V_n	4	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Činitel potlačení souhlasných napětí	CMMR	100	dB

Invertor fáze pro můstkové zapojení

Inverze signálu v případě zapojení dvou koncových zesilovačů do můstku je realizována pomocí jejich vstupních bloků. Principiální schéma zapojení je naznačeno na Obr. 3.4. Důležitou roli zde hraje rezistor $*R_{107}$, který, jak již bylo zmíněno, umožňuje provozovat OZ na vstupu i v invertujícím zapojení. Zesílení OZ pak bude rovno:



Vstupní signál je přiveden na vstupní blok zesilovače prvního kanálu. Výstup tohoto bloku je připojen přes rezistor $*R_{107}$ na invertující vstup operačního zesilovače, zatímco jeho neinvertující vstup je uzemněn. Vstup druhého kanálu je z bezpečnostních důvodů úplně oddělen od vstupního bloku.



Obr. 3.4 Princip inverze signálu při zapojení dvou konc. zes. do můstku

Přepínání mezi režimy stereo a můstek je realizováno pomocí relé s dvojitou přepínacích kontaktů (DPDT), které může být ovládáno spínačem nebo spínacím tranzistorem. Dioda D_{100} chrání spínací prvek před přepětím při rozepínání cívky relé, LED_1 signalizuje zvolený režim a také společně s rezistorem R_1 zajišťuje úbytek napětí, tak velký, aby cívka relé se jmenovitým napětím 12 V mohla být spínána napětím 15 V z pomocného zdroje (U_{NAP}). Použité relé Fujitsu RY-12W-K má udávaný odpor cívky 960Ω (R_{REL}), při použití červené LED s úbytkem napětí 2 V musí být odpor rezistoru R_1 : (nejprve je potřebné vypočítat velikost proudu cívkou relé)

$$I_{REL} = \frac{U_{REL}}{R_{REL}} = \frac{12}{960} = 12,5 \text{ mA} \quad (3.14)$$

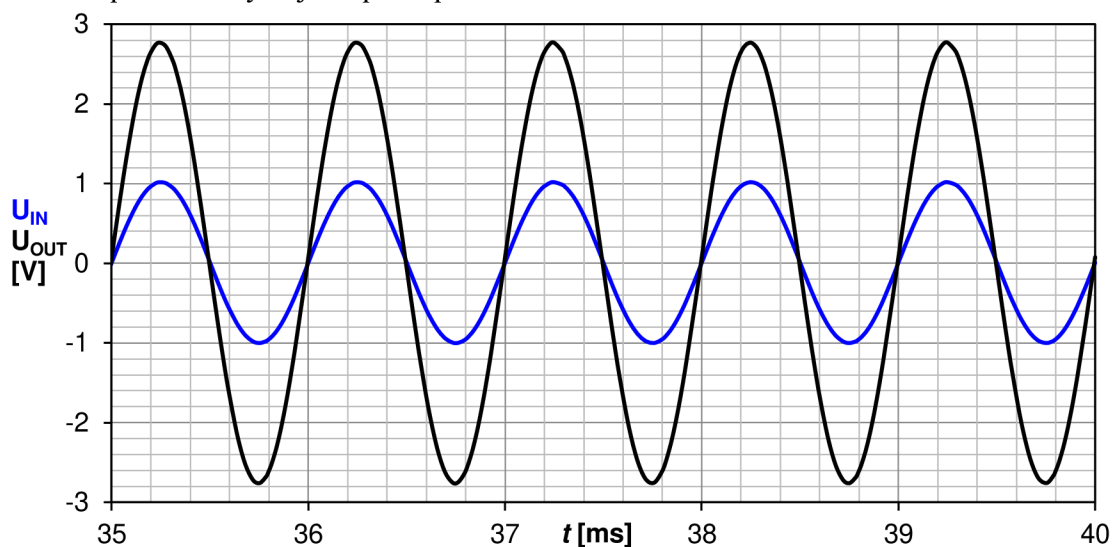
$$R_1 = \frac{U_{NAP} - U_{REL} - U_{LED}}{I_{REL}} = \frac{15 - 12 - 2}{12,5 \cdot 10^{-3}} = 80 \Omega \quad (3.15)$$

3.2.2 Simulace vstupních obvodů

V této kapitole se nacházejí výstupy ze simulačního programu PSpice, ve kterém jsem ověřoval funkčnost jednotlivých zapojení i celého funkčního celku.

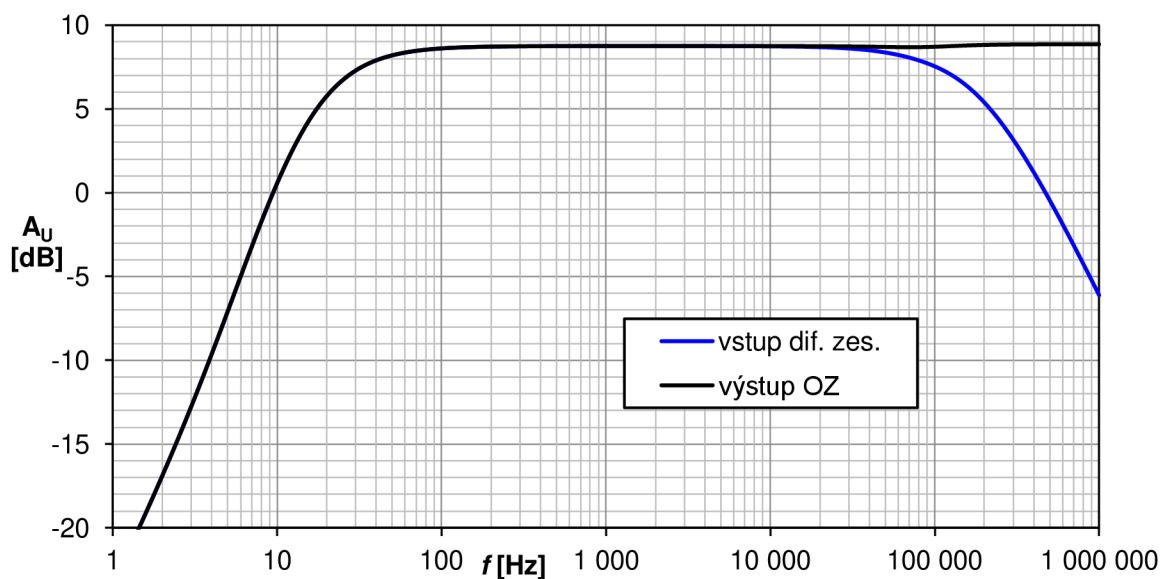
Časová analýza vstupního bloku

Z analýzy v časové oblasti (Obr. 3.5) jsem zjistil, že při vstupním napětí o amplitudě 1 V je na výstupu operačního zesilovače napětí o amplitudě 2,8 V, což odpovídá předchozím předpokladům. Časové průběhy tohoto napětí byly zachyceny až po ustálení přechodových jevů při zapnutí.



Obr. 3.5 Časová analýza vstupního obvodu

Frekvenční analýza



Obr. 3.6 Analýza vstupního bloku ve frekvenční oblasti

Pomocí vyhodnocovacích funkcí programu PSpice byly zjištěny mezní frekvence a hodnota zesílení v decibelech byla odečtena kurzory z (Obr. 3.6). Hodnoty zjištěné ze simulace odpovídají vypočteným hodnotám.

Tabulka 3.2 Výsledky simulace 1

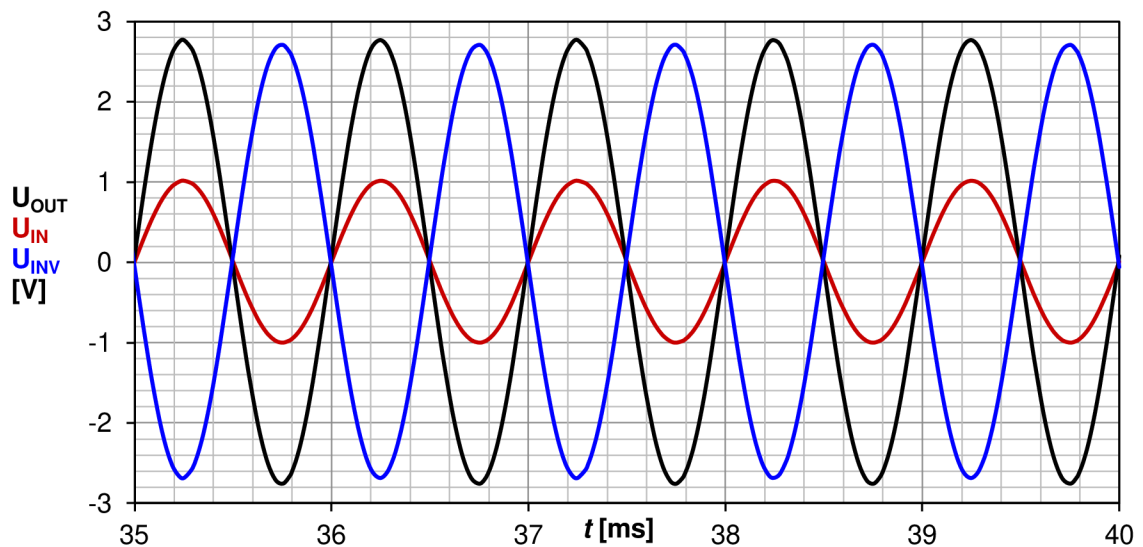
Název	označení	simulace	vypočteno	jednotka
Dolní mezní frekvence	f_{DM}	20,4	~20	Hz
Horní mezní frekvence	f_{HM}	184,3	185,5	kHz
Zesílení v propustném pásmu	A_U	8,75	8,94	dB

Odběr ze zdroje

Stejnou analýzou pracovního bodu byl zjištěn klidový odběr operačního zesilovače 4 mA z obou napájecích hladin, tato hodnota se shoduje s katalogovou hodnotou od výrobce.

Invertor fáze

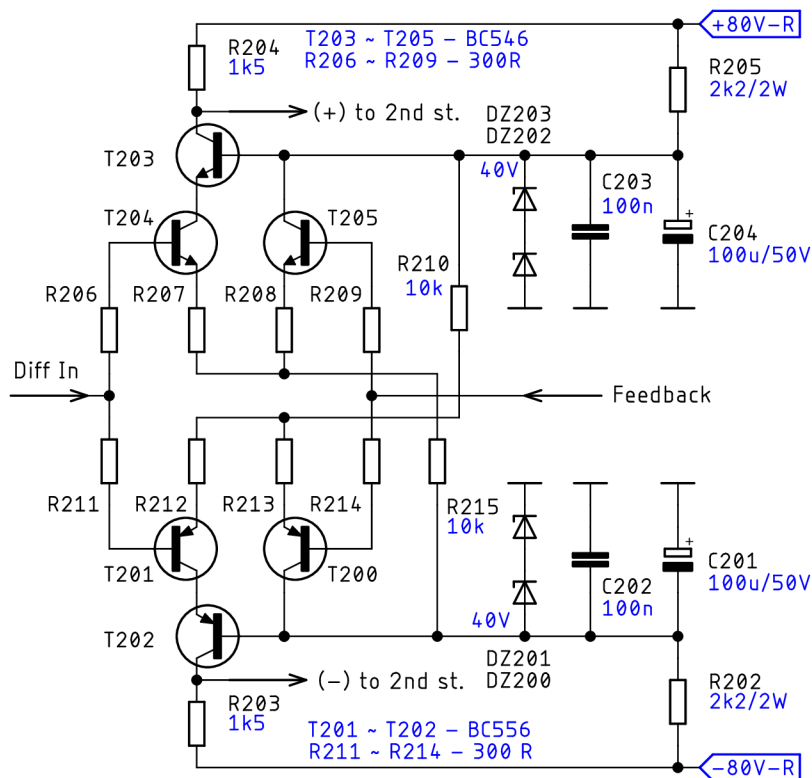
Simulace invertoru fáze pro buzení dvou zesilovačů do můstku dokázala jeho funkčnost. Výstupní napětí z vstupního bloku druhého zesilovače má stejný průběh (U_{INV}), ale je fázově posunutý o 180° (Obr. 3.7).



Obr. 3.7 Časová analýza invertoru fáze

3.3 Diferenční zesilovač

Nyní se dostáváme k nepostradatelnému funkčnímu bloku, kterým je vstupní diferenční zesilovač. Jeho úkolem je vybudit další napěťové stupně zesilovače podobně jako tomu je uvnitř struktury operačního zesilovače, kde je na vstupu použit taktéž diferenční zesilovač. Rozdílové zesilovače odečtou vstupní a zpětnovazební signály, čímž vznikne rozdílový signál, který řídí následující stupně v zesilovači. Na Obr. 3.8 je vyobrazeno schéma zapojení symetrického diferenčního zesilovače použitého v konstrukci tohoto koncového audio zesilovače.



Obr. 3.8 Schéma zapojení diferenčního zesilovače

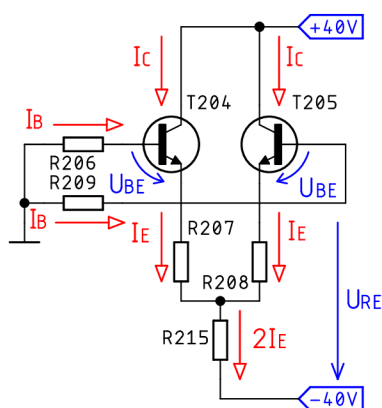
Tranzistory T_{200} , T_{201} , T_{204} a T_{205} tvoří vstupní komplementární diferenční část. Výstupní signál z předchozího bloku je přiveden na báze tranzistorů T_{201} a T_{204} přes rezistory R_{206} a R_{211} . Zpětnovazební signál z výstupu zesilovače je přiveden na báze T_{200} a T_{205} . Kolektorové proudy tranzistorů T_{201} a T_{204} představují rozdílový signál, který je přes tranzistory T_{202} a T_{203} přiveden na zatěžovací rezistory R_{203} a R_{204} , kde vytvoří odpovídající napětí (body (+) a (-) ve schématu). Vzhledem k tomu, že tranzistory T_{201} a T_{202} jsou zapojeny v sérii, sníží se tím napětí, kterým budou namáhány (toto platí analogicky i pro T_{203} a T_{204}).

Zenerovy diody (ZD) DZ_{200} až DZ_{203} jsou zdrojem napětí 40 V pro regulaci klidového proudu rozdílových zesilovačů. V každé větvi jsou zapojeny dvě zenerovy diody sériově a to ze dvou důvodů. Při zapojení dvou zenerových diod do série máme možnost nastavit velikost jejich napětí symetricky, a to tak, že diody proměříme a vhodně zvolíme nejvhodnější kombinaci tak, aby rozdíl napětí na každé dvojici diod byl co nejmenší. Pokud by rozdíl napětí zenerových diod záporné a kladné napájecí větve byl nezanedbatelný, diferenční stupeň by nebyl symetricky vyvážen, což by znamenalo napěťový offset na výstupu celého zesilovače. Druhým důvodem, proč je v každé větvi

použita dvojice ZD, je jejich dostatečné výkonové dimenzování a to vzhledem k jejich velkému napětí. Kondenzátory paralelně se ZD zajišťují stabilitu napětí na ZD a zároveň pro střídavý signál uzemňují báze tranzistorů T_{202} a T_{203} .

Rezistory R_{210} a R_{215} nastavují klidový proud příslušného páru tranzistorů, přičemž zjednodušený postup výpočtu klidového proudu tranzistorů T_{204} a T_{205} je proveden pomocí vztahů (3.16) – (3.24). Úbytek napětí na přechodu báze – emitor (U_{BE}) na tranzistoru T_{203} byl zanedbán a tranzistory T_{204} a T_{205} jsou považovány za dokonale totožné.

Výpočet proudu I_C pro T_{204} je tedy následující. Kolektorový proud je násobkem proudového zesilovacího činitele tranzistoru a jeho proudu do báze.



$$I_C = I_B \cdot \beta \quad [\text{mA}] \quad (3.16)$$

Pro proud do báze platí:

$$I_B = \frac{U_B - U_{BE} - U_{RE}}{R_B}, \quad \text{kde } R_B = R_{206}. \quad [\text{mA}] \quad (3.17)$$

Emitorový proud je roven:

$$I_E = I_B \cdot (\beta + 1). \quad [\text{mA}] \quad (3.18)$$

Napětí U_{RE} je součtem napětí na rezistorech R_{215} a R_{207} , a protože rezistorem R_{215} teče emitorový proud I_E obou tranzistorů, napětí na něm bude dvojnásobné.

$$U_{RE} = R_{215} \cdot I_E \cdot 2 + R_{207} \cdot I_E = I_E \cdot (2 \cdot R_{215} + R_{207}) \quad [\text{V}] \quad (3.19)$$

$$U_{RE} = I_B \cdot (\beta + 1) \cdot (2 \cdot R_{215} + R_{207}) \quad [\text{V}] \quad (3.20)$$

Napětí U_{RE} dosadíme do vztahu pro výpočet proudu I_B , ze kterého pak vyjádříme I_B .

$$I_B = \frac{U_B - U_{BE} - I_B \cdot (\beta + 1) \cdot (2 \cdot R_{215} + R_{207})}{R_{206}} \quad [\mu\text{A}] \quad (3.21)$$

$$I_B = \frac{U_B - U_{BE}}{R_{206} + (\beta + 1) \cdot (2 \cdot R_{215} + R_{207})} \quad [\mu\text{A}] \quad (3.22)$$

Úbytek napětí na přechodu báze – emitor (U_{BE}) budeme uvažovat 0,7 V, proudový zesilovací β činitel zvolíme 200.

$$I_B = \frac{0 - (-39,3)}{300 + (200 + 1) \cdot (2 \cdot 10000 + 300)} = 9,631 \mu\text{A} \quad (3.23)$$

Proud kolektorem každého z tranzistorů je tedy 1,93 mA.

$$I_C = I_B \cdot \beta = 200 \cdot 9,631 \cdot 10^{-6} = 1,93 \text{ mA} \quad (3.24)$$

Tento proud a rezistory R_{207} , R_{208} , R_{212} a R_{213} nastavují zesílení diferenčního zesilovače, v případě jejich vynechání by měl zesilovač moc velké zesílení, což by

mohlo způsobit nestabilitu a mělo by to negativní vliv na jeho vlastnosti. Napěťové zesílení diferenčního stupně přibližně 2, což bylo ověřeno simulací v programu PSpice.

Zbývající rezistory R_{202} a R_{205} omezují proud zenerovými diodami, aby nedošlo k jejich zničení. Musí jimi protékat proud takový, aby pokryl odběr samotných tranzistorů a zároveň zajistil spolehlivou funkci ZD. Pro správnou funkci bude s dostatečnou rezervou stačit proud $I_R = 20$ mA. Velikost rezistorů tedy bude:

$$R_{202} = R_{205} = \frac{U_{NAP} - U_{ZD}}{I_R} = \frac{80 - 40}{0,02} = 2 \text{ k}\Omega, \quad (3.25)$$

kde napětí U_{NAP} je maximální hodnota napájecího napětí a U_{ZD} je součet napětí zenerových diod v jedné větvi. Zvolíme nejbližší vyšší hodnotu z řady E12, což je 2,2 k Ω . Hodnota proudu protékající rezistory tedy klesne na:

$$I_R = \frac{U_{NAP} - U_{ZD}}{R_{202}} = \frac{80 - 40}{2200} = 18,2 \text{ mA}. \quad (3.26)$$

Na těchto rezistorech bude ztrátový výkon přibližně:

$$P_{R202} = P_{R205} = U_R \cdot I_R = 40 \cdot 0,0182 = 727 \text{ mW}. \quad (3.27)$$

Ve skutečnosti bude tento ztrátový výkon o něco nižší, protože hodnota rezistorů je větší. Z hlediska lepšího rozptýlení tepla z rezistoru do okolí byly zvoleny rezistory s maximálním ztrátovým výkonem 2 W. Ztrátový výkon na zenerových diodách bude:

$$P_{DZ20*} = U_{ZD} \cdot (I_R - 3 \cdot I_C) = 20 \cdot (18,2 - 3 \cdot 1,93) \cdot 10^{-3} = 496 \text{ mW}. \quad (3.28)$$

Proud odebíraný z tohoto zdroje má hodnotu trojnásobku kolektorového proudu tranzistorů (u kladného napětí jsou to T_{200} , T_{201} a T_{205}), protože tranzistory T_{202} a T_{203} jsou připojeny přímo na hlavní napájecí napětí. Zvolil jsem taktéž zenerovy diody s maximálním ztrátovým výkonem 2 W, ale v tomto případě postačí i ZD dimenzované na 1 W.

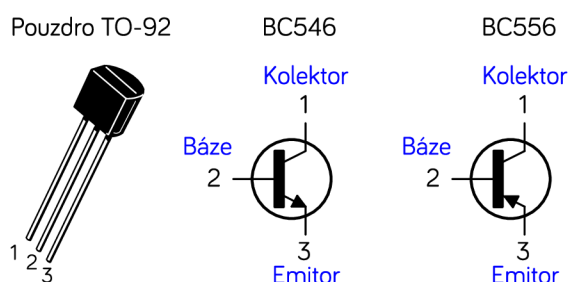
Na závěr je nutno dodat že v původním zdroji [3] se nachází několik chyb, které byly při návrhu zjištěny a opraveny, a to především podle [1]. U diferenčního zesilovače byly prohozeny rezistory mnou označené ve schématech jako R_{204} a R_{205} (R_{202} a R_{203}).

Tranzistory použité v diferenčním zesilovači

Vzhledem k velkému napájecímu napětí celého koncového zesilovače zde musí být použity tranzistory s dostatečně velkým napětím kolektor – emitor (U_{CE}). I z hlediska ostatních parametrů k tomuto účelu postačí běžně dostupné tranzistory BC546 (NPN) a BC 556 (PNP). Zvolil jsem tranzistory v běžném vývodovém provedení v pouzdře TO-92, které bylo v tomto případě při návrhu desky plošných spojů výhodnější. Zapojení vývodů použitých tranzistorů v tomto pouzdře je vyobrazeno na Obr. 3.9. Je vhodné tranzistory spárovat podle proudového zesilovacího činitele, a to z důvodu, aby bylo dosaženo co nejnižšího stejnosměrného napěťového offsetu na výstupu celého zesilovače. V následující tabulce (Tabulka 3.3) jsou uvedeny některé parametry použitých tranzistorů.

Tabulka 3.3 Vybrané parametry tranzistorů BC546 [6] a BC556 [7]

Parametr	Označení	BC546	BC556	Jedn.
Maximální napětí kolektor – emitor	V_{CEO}	65	- 65	V
Maximální napětí kolektor – báze	V_{CBO}	80	- 80	V
Maximální napětí emitor – báze	V_{EBO}	6	- 5	V
Maximální trvalý proud kolektorem	I_C	100	- 100	mA
Maximální ztrátový výkon	P_D	625	625	mW
Proudový zesilovací činitel ($I_C = 2$ mA)	h_{FE}	110 - 450	180 - 460	-
Saturační napětí báze – emitor	$U_{BE(SAT)}$	700	- 700	mV



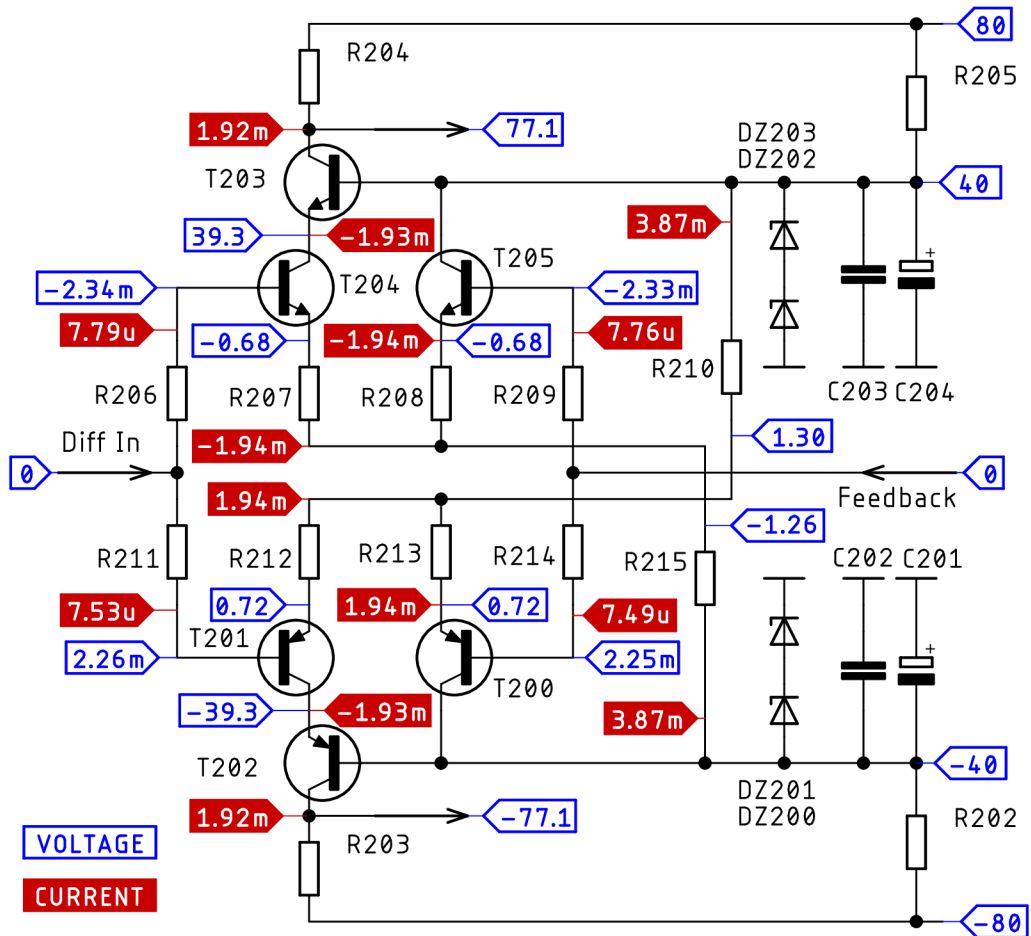
Obr. 3.9 Zapojení vývodů tranzistorů BC546 a BC556 v pouzdře TO-92 [6], [7]

3.3.1 Simulace diferenčního zesilovače

Pomocí simulací obvodu diferenčního zesilovače jsem ověřoval nastavení pracovního bodu a napěťové zesílení.

Stejnoseměrná analýza

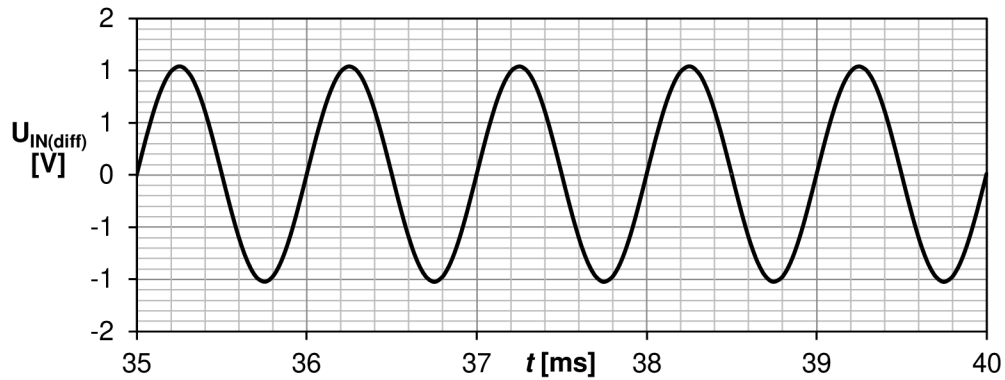
Výsledky stejnosměrné analýzy diferenčního zesilovače v klidovém stavu jsou vyobrazeny na Obr. 3.10, kde jsou **modře** vyznačena napětí v jednotlivých uzlech a **červeně** protékající proudy v daném bodě. Obvod byl analyzován v klidovém stavu, což znamená, že na obou vstupech diferenčního zesilovače je nulové napětí. Výsledné proudy a napětí odpovídají předchozím výpočtům a předpokladům.



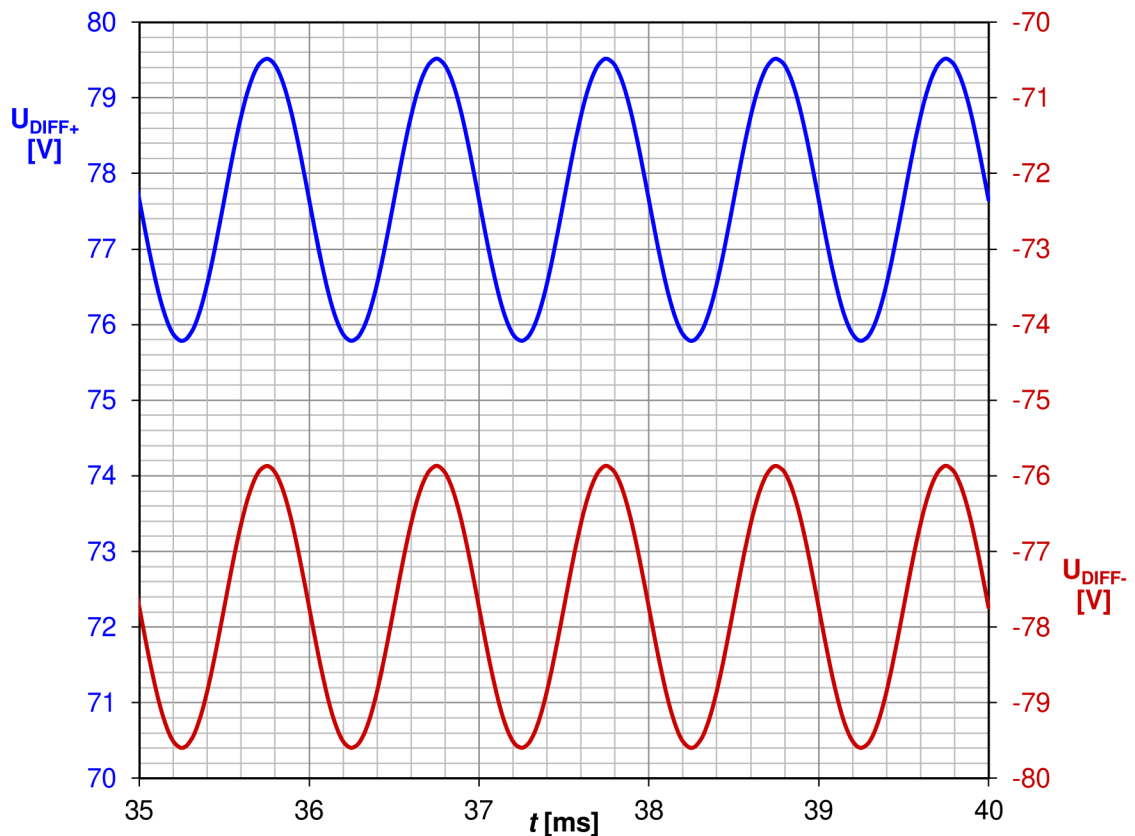
Obr. 3.10 Stejnoseměrná analýza klidového pracovního bodu DZ.

Časová analýza

Na Obr. 3.11 je zobrazen vstupní signál diferenzního zesilovače, výstupní signál z obou větví diferenzního zesilovače je zobrazen na Obr. 3.12. Jedná se o průběhy po ustálení přechodových jevů při zapnutí. Po odečtení maximálních hodnot napětí z grafů jsem zjistil napěťové zesílení, které je přibližně 1,8.



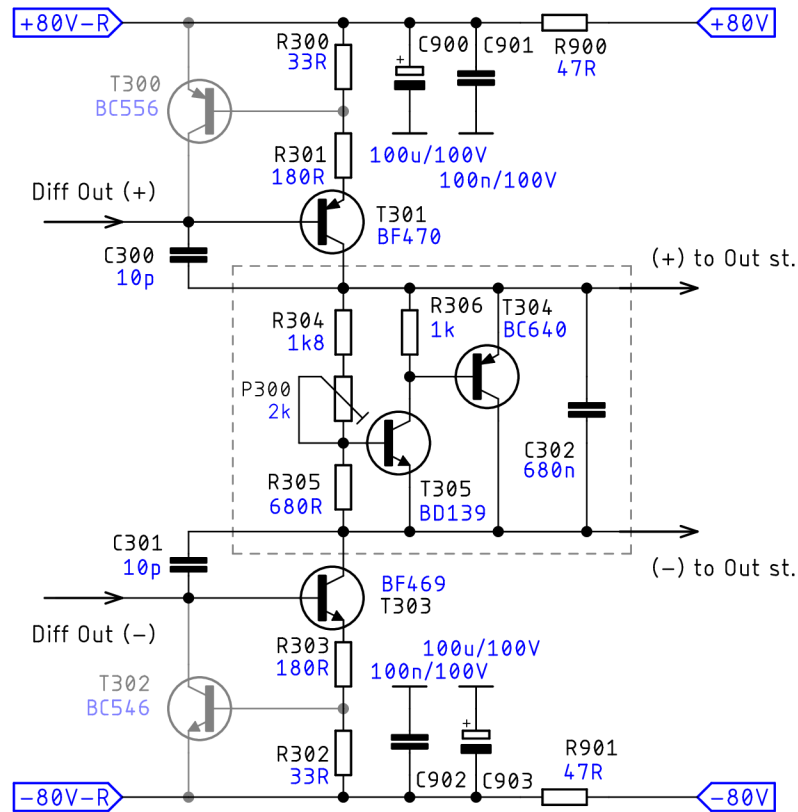
Obr. 3.11 Vstupní signál diferenzního zesilovače



Obr. 3.12 Kladný a záporný výstupní signál diferenzního zesilovače

3.4 Napět'ový zesilovač a obvod regulace klidového proudu

Napět'ový zesilovač má za úkol zesílit signál z diferenčního zesilovače na takovou úroveň, aby následující stupeň zesilovače mohl provést pouze proudové zesílení. Jedná se tedy o napět'ové zesílení signálu z jednotek voltů na desítky voltů. Schéma zapojení napět'ového zesilovače společně s obvodem nastavení klidového proudu je zobrazeno na Obr. 3.13.



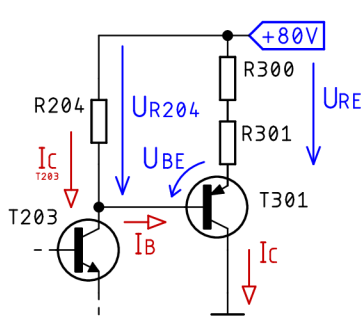
Obr. 3.13 Schéma zapojení napět'ového zesilovače

Komplementární pár tranzistorů T_{301} a T_{303} v zapojení se společným emitorem zesilují signál přivedený z diferenčního zesilovače, tak aby bylo možné vybudit koncový stupeň. Tranzistory T_{300} a T_{302} (ve schématu vyznačeny šedě) je možné v klidovém stavu zanedbat, protože jsou součástí ochrany zesilovače a v klidovém stavu jsou tedy uzavřeny. Přerušovanou čarou ve schématu je vyznačen obvod nastavení klidového proudu koncových tranzistorů. Tento obvod nastavuje stejnosměrný rozdíl napětí mezi oběma výstupy z napět'ového zesilovače.

Stejnoseměrné výstupní napětí z diferenčního stupně a rezistory R_{300} a R_{301} nastavují klidový proud tranzistoru T_{301} (toto platí analogicky i pro R_{302} , R_{303} a T_{303}) pokud jsou předchozí obvody symetricky nastaveny. Pokud by obvod neměl nastaven pracovní bod souměrně, byla by velikost napětí na tranzistorech T_{301} a T_{303} rozdílná.

Výpočet klidového proudu tranzistoru T_{301} je popsán vztahy (3.29) – (3.38), kde je zanedbáno napětí vytvářené obvodem nastavení klidového proudu, což znamená, že napětí na kolektoru tohoto tranzistoru budeme považovat za nulové. Ve skutečnosti bude tedy proud kolektorem (I_C) tohoto tranzistoru o něco menší v závislosti na nastaveném klidovém proudu. Zjednodušené schéma zapojení pro výpočty je znázorněno na Obr. 3.14.

Proud kolektorem tranzistoru T_{203} z diferenčního zesilovače je zároveň proud rezistorem R_{204} , z čehož můžeme vypočítat úbytek napětí na tomto rezistoru:



Obr. 3.14 Zjednodušené schéma pro výpočty

$$U_{R204} = R_{204} \cdot I_{C(T203)} \quad [\text{V}] \quad (3.29)$$

$$U_{R204} = 1500 \cdot 1,92 \cdot 10^{-3} = 2,88 \text{ V} \quad (3.30)$$

Emitorový proud je roven:

$$I_E = I_B \cdot (\beta + 1). \quad [\text{mA}] \quad (3.31)$$

Pro proud do báze platí:

$$I_B = \frac{U_B - U_{BE} - U_{RE}}{R_B}. \quad [\text{mA}] \quad (3.32)$$

Proud kolektorem bipolárního tranzistoru je dán vztahem:

$$I_C = I_B \cdot \beta. \quad [\text{mA}] \quad (3.33)$$

Napětí U_{RE} je součtem napětí na rezistorech R_{300} a R_{301} .

$$U_{RE} = R_{300} \cdot I_E + R_{301} \cdot I_E = I_E \cdot (R_{300} + R_{301}) \quad [\text{V}] \quad (3.34)$$

$$U_{RE} = I_B \cdot (\beta + 1) \cdot (R_{300} + R_{301}) \quad [\text{V}] \quad (3.35)$$

Napětí U_{RE} dosadíme do vztahu pro výpočet proudu I_B , ze kterého pak vyjádříme I_B , který dosadíme do vztahu (3.31). Dostaneme vztah pro výpočet proudu kolektorem:

$$I_B = \frac{U_B - U_{BE} - I_B \cdot (\beta + 1) \cdot (R_{215} + R_{207})}{R_B} \quad [\mu\text{A}] \quad (3.36)$$

$$I_C = \frac{\beta \cdot (U_B - U_{BE})}{R_B + (\beta + 1) \cdot (R_{300} + R_{301})} \quad [\text{mA}] \quad (3.37)$$

Rezistor v bázi zde není, čehož plyne, že $R_B = 0 \Omega$. Úbytek napětí na přechodu báze – emitor (U_{BE}) budeme uvažovat 0,7 V, minimální proudový zesilovací β činitel pro použitý tranzistor je 50, ovšem na velikost kolektorového proudu v tomto případě nemá velký vliv. Proud kolektorem tranzistoru je tedy 10,03 mA.

$$I_C = \frac{50 \cdot (2,88 - 0,7)}{(50 + 1) \cdot (180 + 33)} = 10,03 \text{ mA} \quad (3.38)$$

Přibližně stejný proud poteče i tranzistorem T_{303} v záporné větvi napěťového zesilovače.

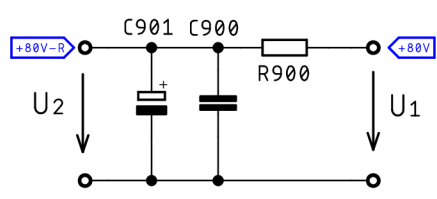
Střídavý signál z výstupů obou větví napěťového zesilovače je ve fázi, stejně jako u diferenčního zesilovače. Když se výstupní napětí z diferenčního zesilovače zvýší, tak se sníží proud tranzistorem T_{301} a zvýší proud tranzistorem T_{303} , což vyvolá snížení napětí na výstupu napěťového zesilovače. Toto je patrné i ze schématu na Obr. 3.13 po rozboru pracovního bodu zesilovače. Pro opačnou změnu napětí se obvod bude chovat přesně naopak. Střídavá složka výstupního napětí z napěťového zesilovače je tedy

v obou větvích shodná, výstupní napětí se liší pouze stejnosměrným napětovým offsetem, který je daný obvodem nastavení klidového proudu.

Vzhledem k tomu, že vstupní odpor následujícího bloku je určen pouze proudem do báze budících tranzistorů, lze předpokládat, že je dostatečně velký a napětový zesilovač pracuje téměř naprázdno. Zesílení napětového zesilovače tedy nabývá velkých hodnot a závisí na odporu kolektor – emitor tranzistorů T_{301} a T_{303} a proudovém zesilovacím činiteli budících tranzistorů.

Kondenzátory C_{300} a C_{301} mají za úkol frekvenčně kompenzovat zesilovač, a k jejich hodnotě se připočítá i kapacita mezi kolektorem a bází tranzistorů T_{301} a T_{303} a uplatní se společně s emitorovými rezistory v diferenčním zesilovači.

Rezistory R_{900} , R_{901} společně s kondenzátory $C_{900} - C_{903}$ tvoří filtr typu dolní propust a jsou zde použity proto, aby zvlnění napájecího napětí pro napětový a diferenční zesilovač bylo co nejmenší. Mezní frekvence tohoto filtru je:



$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{900} \cdot (C_{900} + C_{901})} \quad (3.39)$$

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 47 \cdot 100,1 \cdot 10^{-6}} = 33,7 \text{ Hz.}$$

Kondenzátory $C_{900} - C_{903}$ musí být dimenzovány na dostatečně velké napětí. Při napájecím napětí maximálně 80 V je vhodné zvolit kondenzátory na napětí alespoň 100 V, a to jak elektrolytické tak i keramické kondenzátory, ze kterých je filtr složen.

Tranzistory použité v napěťovém zesilovači

Tranzistory použité v napěťovém zesilovači musí s dostatečnou rezervou snést celý rozdíl napájecího napětí, což je 160 V. Tomuto zadání vyhoví komplementární tranzistory BF469 a BF470, které jsou navrženy pro vysoko napěťové aplikace. Původně jsou určeny pro video zesilovače, ovšem je ověřeno, že jsou vhodné i pro použití v napěťových zesilovačích audio zesilovačů. Tyto tranzistory se vyrábějí v pouzdře TO-126 k upevnění na chladič (Obr. 3.15). Teoretický klidový ztrátový výkon na těchto tranzistorech bude:

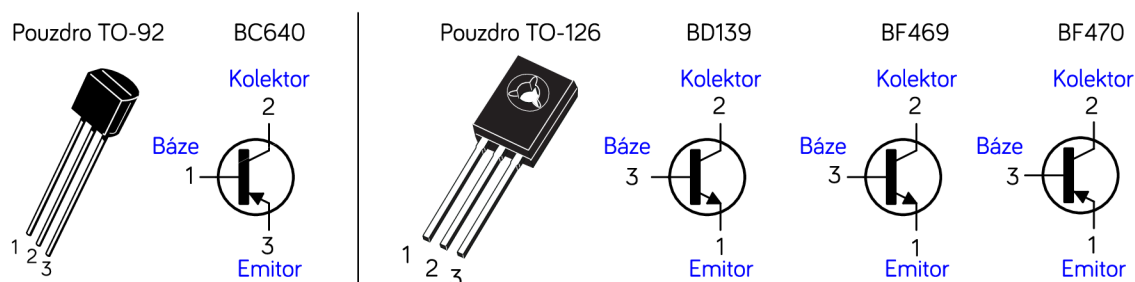
$$P_Z = U_{NAP+} \cdot I_C = 80 \cdot 10,03 \cdot 10^{-3} = 802,4 \text{ mW.} \quad (3.40)$$

Tento ztrátový výkon lze s určitou přesností považovat za ztrátový výkon i při provozu zesilovače, z čehož plyne, že použité tranzistory budou vyžadovat chladič menších rozměrů. Druhou možností je tranzistory připevnit na chladič společně s koncovými tranzistory.

Tabulka 3.4 Vybrané parametry tranzistorů BF469 [8] a BF470 [9]

Parametr	Označení	BF469	BF470	Jednotka
Maximální napětí kolektor – emitor	V_{CEO}	250	– 250	V
Maximální napětí kolektor – báze	V_{CBO}	250	– 250	V
Maximální napětí emitor – báze	V_{EBO}	5	– 5	V
Maximální trvalý proud kolektorem	I_C	50	– 50	mA
Maximální ztrátový výkon	P_{TOT}	1,8	1,8	W
Minimální proudový zesilovací činitel	h_{FE}	50	50	-

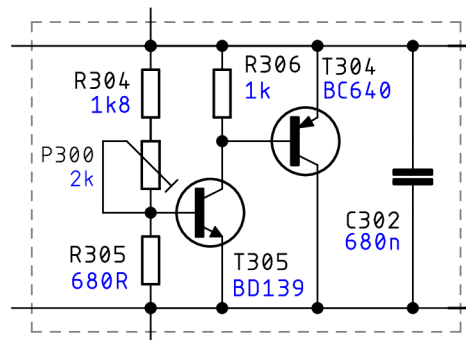
Na Obr. 3.15 jsou zobrazeny pouzdra tranzistorů použitých v napěťovém zesilovači a obvodu regulace klidového proudu společně s jejich zapojením vývodů.



Obr. 3.15 Tranzistory použité v napěťovém zesilovači a jejich pouzdra ([8] – [11])

3.4.1 Obvod regulace klidového proudu

Klidový proud tranzistorů T_{301} a T_{303} protéká tímto obvodem, který má zajistit takové předpětí pro koncové tranzistory, aby zesilovač pracoval ve třídě AB. Jeho schéma zapojení vyjmuté z Obr. 3.13 je zobrazeno na Obr. 3.16. Tranzistor T_{304} je zde zapojen jako regulátor stejnosměrného napětí řízený tranzistorem T_{305} , který je umístěn na chladiči společně s koncovými tranzistory ($T_{400} - T_{409}$). Tím je zajištěna stabilizace klidového proudu (I_Q) koncových tranzistorů i po zahřátí jejich chladiče ztrátovým výkonem. Pokud by zde nebyla použita žádná stabilizace klidového proudu, zvyšoval by se s teplotou a mohlo by dojít k poškození koncových tranzistorů.



Obr. 3.16 Schéma zapojení obvodu regulace I_Q

Princip funkce je zřejmý z Obr. 3.16. Koncové tranzistory se zahřívají jejich ztrátovým výkonem, čímž se zvětšuje jejich kolektorový proud. Vzhledem k tomu, že tranzistor T_{305} (BD139) je umístěn na chladiči společně s koncovými tranzistory, se zvedne i jeho kolektorový proud. Tím více pootevře tranzistor T_{304} (BC640), který sníží rozdíl napětí na výstupech napěťového zesilovače a tím pádem klesne i proud koncových tranzistorů.

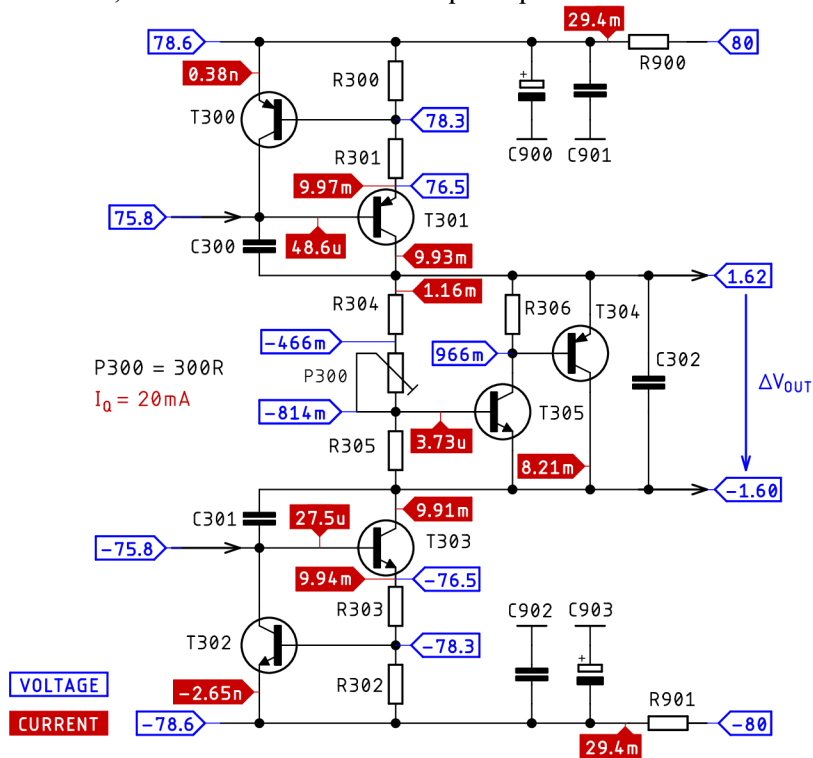
Trimrem P_{300} se nastavuje klidový proud koncových tranzistorů. Princip tohoto nastavení je podobný jako u stabilizace klidového proudu. Je zde použit více otáčkový trimr, a to z důvodu precizního nastavení I_Q , které by bylo jinak téměř skokové. Napětí a proudy v obvodu pro různé nastavení trimru P_{300} jsou ukázány v simulacích obvodu.

3.4.2 Simulace napět'ového zesilovače

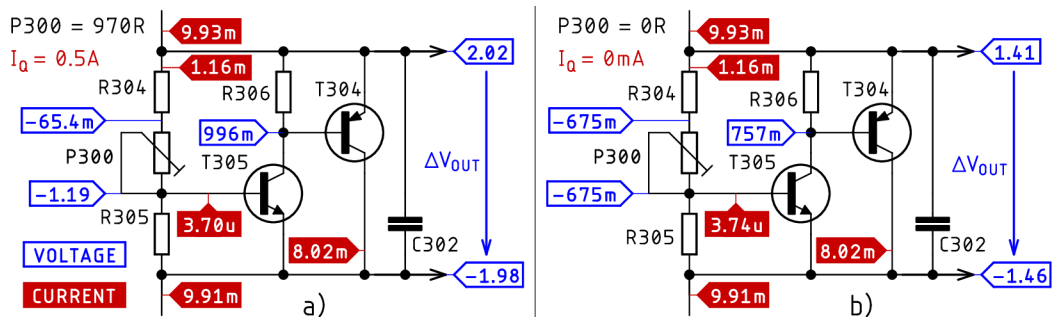
Stejnosměrná analýza

Na Obr. 3.17 jsou zobrazeny proudy a napětí v obvodu pro klidový proud koncových tranzistorů (I_Q) 20 mA (podle odhadu by tento proud měl být dostačující pro potlačení přechodového zkreslení), což znamená, že nastavená hodnota odporu na trimru P300 je 300 Ω . Tomuto proudu odpovídá offset výstupního napětí napět'ového zesilovače přibližně $\pm 1,6$ V v obou větvích. Proudů tranzistorů T301 a T303 odpovídají přibližným výpočtům. Je zde také vidět, že ochranné tranzistory T300 a T302 se v klidovém stavu neuplatní (teče jimi zanedbatelný proud). Dále je zde vidět napět'ový úbytek na rezistorech R900 a R901, který činí přibližně 1,6 V při proudu 29,4 mA.

Změna rozdílu výstupních napětí (ΔV_{OUT}) napět'ového zesilovače při změně nastavení klidového proudu koncových tranzistorů je ukázána na Obr. 3.18. Z těchto simulací je také vidět, že malá změna tohoto napětí způsobí velkou změnu I_Q .



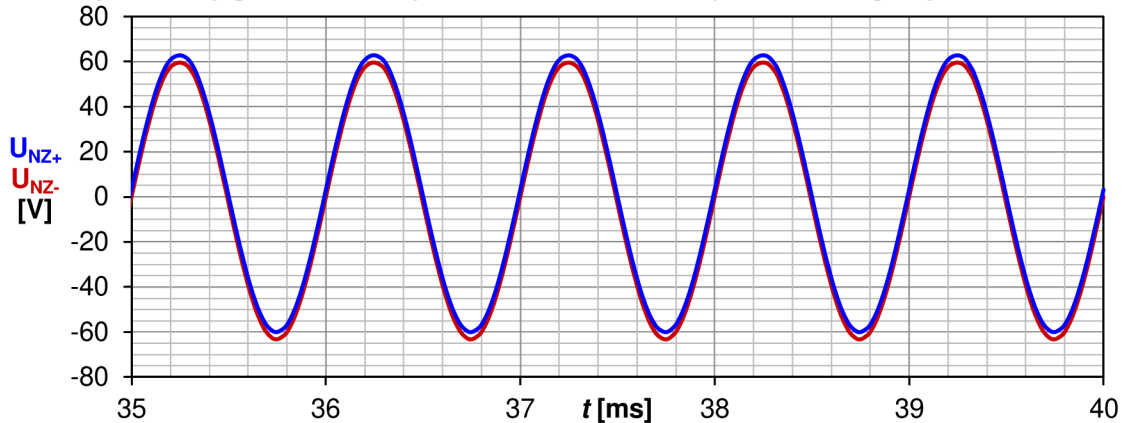
Obr. 3.17 Stejnosemna analýza napět'ového zesilovače



Obr. 3.18 Stejnosemna analýza obvodu regulace klidového proudu koncových tranzistorů pro nastavení a) $I_Q = 500$ mA b) $I_Q = 0$ mA

Analýza v časové oblasti

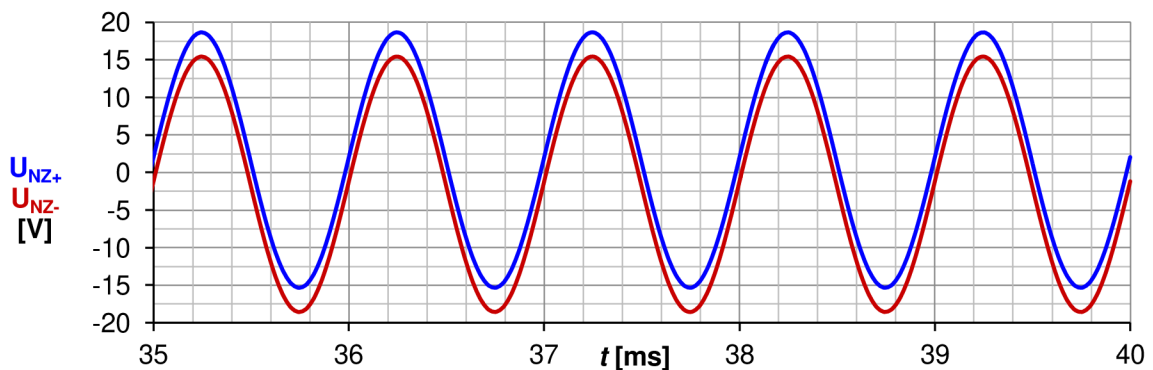
Časový průběh výstupního napětí z napěťového zesilovače (NZ) je zobrazen na Obr. 3.19, a to pro nastavený klidový proud koncových tranzistorů 20 mA. Celý zesilovač je buzen vstupním signálem o amplitudě 1 V (V_{IN}). Je vidět, že průběh napětí v závislosti na čase je stejný pro oba dva výstupy, s výjimkou stejnosměrného offsetu, který nastavuje klidový proud koncových tranzistorů. Celkový rozkmit napětí je 60 V.



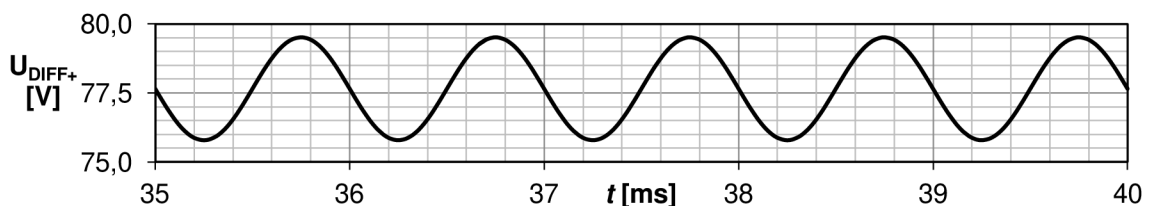
Obr. 3.19 Časová analýza napěťového zesilovače pro $I_Q = 20$ mA ($V_{IN} = 1$ V)

Obr. 3.20 ukazuje výstupní napětí napěťového zesilovače pro vstupní napětí diferenčního stupně 1 V ($V_{IN(diff)}$). Výstupní napětí diferenčního stupně pak odpovídá simulacím v kapitole 3.3.1 na Obr. 3.12. Pro přehlednost je na Obr. 3.21 uvedeno znovu výstupní napětí jedné (kladné) větve diferenčního zesilovače (DZ). Při porovnání výstupních napětí z DZ a NZ je vidět že jsou vzájemně posunutá o 180°. Stejnosečná složka signálu je více viditelná, protože amplituda signálu je menší. Zároveň z nich lze určit napěťové zesílení napěťového zesilovače, které je rovno:

$$A_U = \frac{U_{NZ+}}{U_{DIFF+}} = \frac{16,85}{1,82} = 9,26. \quad (3.41)$$



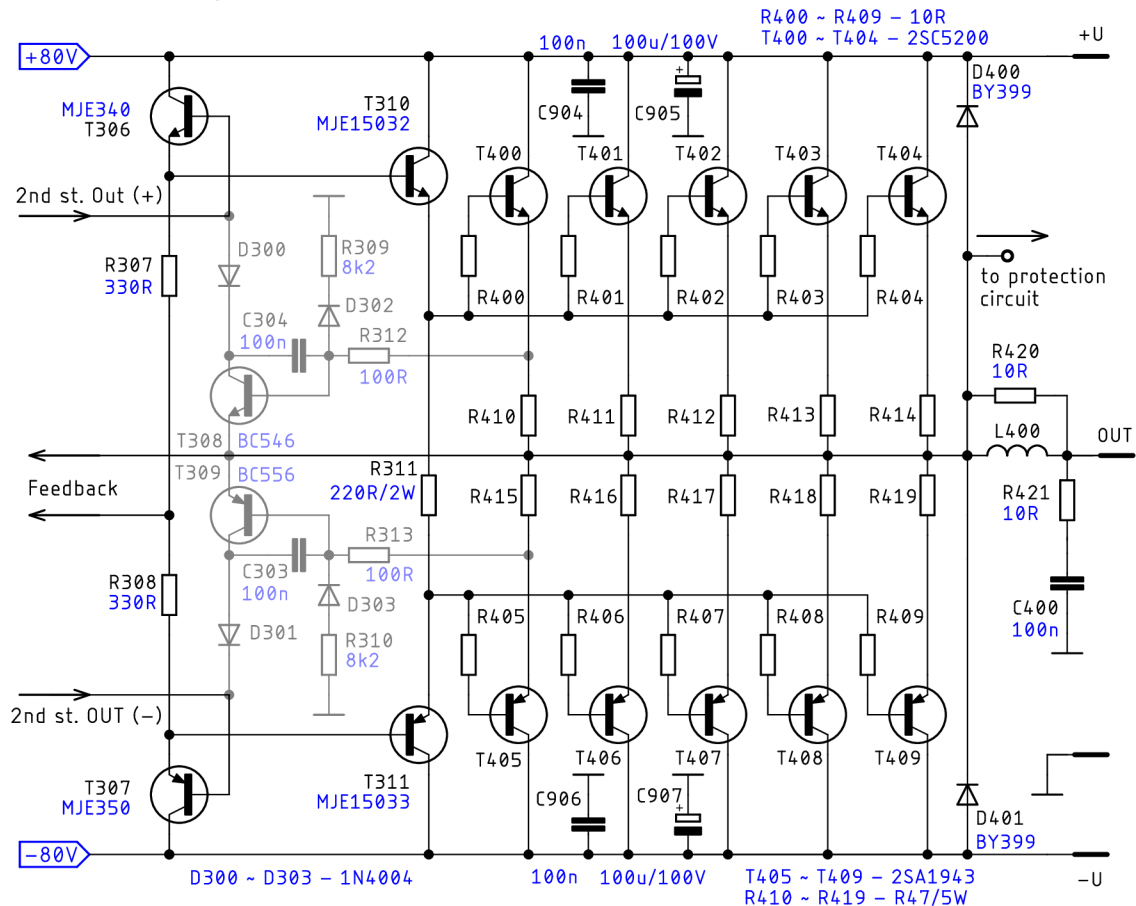
Obr. 3.20 Časová analýza napěťového zesilovače pro $I_Q = 20$ mA ($V_{IN(diff)} = 1$ V)



Obr. 3.21 Výstupní napětí diferenčního z. pro jeho vstupní napětí $V_{IN(diff)} = 1$ V

3.5 Koncový stupeň

Poslední blok zesilovače má za úkol proudově zesílit výstup z napěťového zesilovače. Je zde použito třístupňové zapojení se společným kolektorem, které využívá komplementární tranzistory v pro jednotlivé větve (Obr. 3.22). Šedě v tomto schématu jsou označeny obvody zajišťující proudovou ochranu koncových tranzistorů. Tranzistory jsou v každé větvi zapojeny do tzv. Darlingtonova zapojení. Vzhledem k velikosti proudu, který musí být dodán do zátěže o velikosti $4\ \Omega$ pro výkon $400\ \text{W}$, je zde použito pět paralelních párů koncových tranzistorů, čemuž musí být přizpůsobeny i budící tranzistory.



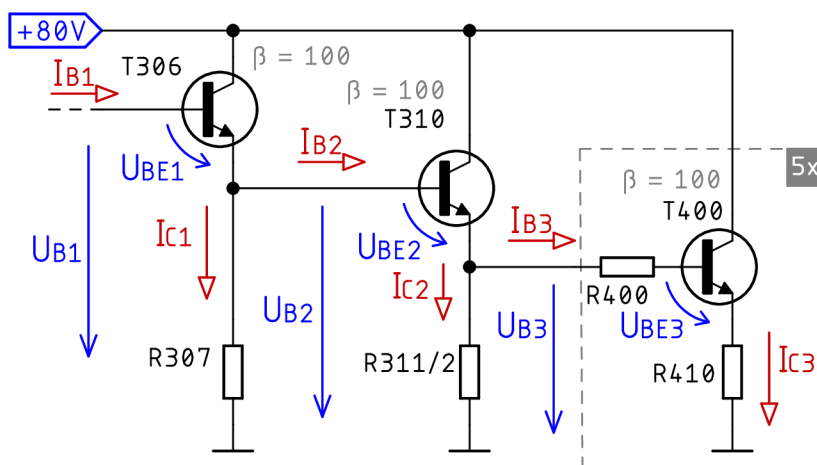
Obr. 3.22 Schéma zapojení koncového stupně

Výstupní tranzistory $T_{400} - T_{404}$ dodávají proud do reproduktoru v době trvání kladného výstupního signálu, zatímco tranzistory $T_{405} - T_{409}$ jsou uzavřeny. Totéž platí inverzně i pro záporné signály. Jak již bylo zmíněno v předchozí kapitole, koncové tranzistory pracují ve třídě AB, klidový proud je nastaven napěťovým offsetem z výstupu napěťového zesilovače přes budící tranzistory a emitorové rezistory R_{400} až R_{419} . Tyto rezistory zároveň zajišťují vyvážené rozložení proudů tekoucích výstupními tranzistory. Emitorové rezistory R_{410} a R_{415} mají zároveň funkci snímačů proudu pro ochranný obvod.

Proudové zesílení koncového stupně zesilovače musí být dostatečně velké, aby nebyl zatěžován napěťový zesilovač a zároveň byl zesilovač schopný dodat požadovaný proud do zátěže. Napěťové zesílení tohoto stupně je přibližně rovno jedné, což plyne

z jeho konstrukce. Při pohledu na výstupní napětí z napěťového zesilovače je zřejmé, že větší zesílení není potřebné.

Tranzistory T_{306} , T_{307} , T_{310} a T_{311} jsou budící tranzistory, které pracují ve třídě A, a to z důvodu co nejnižšího zkreslení. Tranzistory T_{310} a T_{311} musí dodat dostatek proudu pro vybudění koncových tranzistorů. Klidový pracovní bod budících tranzistorů je nastaven obvodem regulace klidového proudu v napěťovém zesilovači a rezistory R_{307} , R_{308} a R_{311} . Schéma zapojení pro přibližný výpočet pracovního bodu pro klidový proud koncových tranzistorů 20 mA je zobrazeno na Obr. 3.23.



Obr. 3.23 Schéma pro přibližný výpočet pracovního bodu koncového zesilovače

Podle vzorce (3.37) vyjádřeného v předchozí kapitole lze vypočítat proud kolektorem tranzistoru. Z tohoto vzorce lze vyjádřit napětí na bázi (U_B) pro zvolený proud kolektorem (I_C).

$$I_{C3} = \frac{\beta \cdot (U_{B3} - U_{BE3})}{R_{400} + (\beta + 1) \cdot (R_{410})} \quad [\text{mA}] \quad (3.37)$$

$$U_B = \frac{I_{C3}}{\beta} \cdot [R_{400} + (\beta + 1) \cdot R_{410}] + U_{BE3} \quad [\text{mV}] \quad (3.42)$$

Pro malé proudy kolektorem (desítky mA) je proudový zesilovací činitel koncových tranzistorů $\beta = 100$ a napětí $U_{BE3} = 0,55$ V. Po dosažení zjistíme potřebné napětí na bázi tranzistorů:

$$U_B = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{100} \cdot [10 + (100 + 1) \cdot 0,47] + 0,55 = 561 \text{ mV}. \quad (3.43)$$

Proud do báze pro pět koncových tranzistorů bude roven:

$$5 \cdot I_{B3} = 5 \cdot \frac{I_{C3}}{\beta} = 5 \cdot \frac{0,020}{100} = 1 \text{ mA.} \quad (3.44)$$

Celkový proud kolektorem tranzistoru T₃₁₀ tedy bude:

$$I_{C2} = \frac{U_{B3}}{0,5 \cdot R_{311}} + 5 \cdot I_{B3} = \frac{0,561}{0,5 \cdot 220} + 1 \cdot 10^{-3} = 6,1 \text{ mA.} \quad (3.45)$$

Z tohoto proudu lze znovu vypočítat potřebné napětí na bázi tranzistoru T₃₁₀ (U_{B2}). Pro tento proud kolektorem je proudový zesilovací činitel tranzistoru T₃₁₀ $\beta = 100$ a napětí $U_{BE2} = 0,55 \text{ V.}$ ($R_B = 0$)

$$U_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} \cdot [(\beta + 1) \cdot R_{311} \cdot 0,5] + U_{BE2} \quad [\text{V}] \quad (3.46)$$

$$U_{B2} = \frac{6,1 \cdot 10^{-3}}{100} \cdot [(100 + 1) \cdot 0,5 \cdot 220] + 0,55 = 1,23 \text{ V} \quad (3.47)$$

Proud kolektorem tranzistoru T₃₀₆ tedy bude mít velikost:

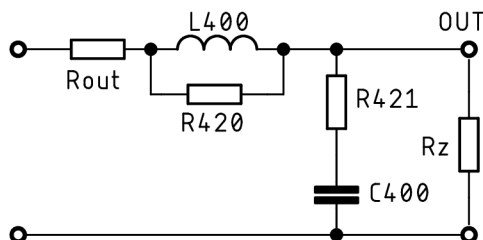
$$I_{C1} = \frac{U_{B2}}{R_{307}} + I_{B2} = \frac{U_{B2}}{R_{307}} + \frac{I_{C2}}{\beta} = \frac{1,23}{330} + \frac{6,1 \cdot 10^{-3}}{100} = 3,79 \text{ mA.} \quad (3.48)$$

Napětí na bázi tranzistoru T₃₀₆ tedy musí být: (pro $U_{BE} = 0,55 \text{ V}$ a $\beta = 100$)

$$U_{B1} = \frac{3,79 \cdot 10^{-3}}{100} \cdot [(100 + 1) \cdot 330] + 0,55 = 1,81 \text{ V} \quad (3.49)$$

V předchozí kapitole (Obr. 3.17) bylo zjištěno simulací, že velikost tohoto napětí pro klidový proud $I_Q = 20 \text{ mA}$ je přibližně 1,62 V. Rozdíl těchto napětí pravděpodobně způsobuje rozdílná velikost napětí U_{BE} , které nelze z katalogu těchto tranzistorů pro malé proudy I_C odečíst. Zároveň velikost proudových zesilovacích činitelů tranzistorů má na předchozí výpočty minimální vliv.

Schéma zapojení výstupního filtru je zobrazeno na Obr. 3.24. Vzduchová cívka L_{400} namotaná na tělese rezistoru R_{420} (dimenzovaného na ztrátový výkon 5 W) tvoří dolní propust společně s reálnou složkou impedance reproduktoru a zabraňuje výskytu vysokofrekvenčních signálů nepříslušících audio signálu na zátěži. Pro audio signál je cívka malé indukčnosti zkratem. Velikost indukčnosti této cívky je přibližně $0,4 \mu\text{H}$. Prakticky se jedná od 10 závitů smaltovaného drátu na průměru 10 mm. Průřez tohoto drátu musí být odpovídající protékajícímu proudu.



Obr. 3.24 Schéma zapojení výstupního filtru

Rezistor R_{421} a kondenzátor C_{400} tvoří tzv. Boucherotův člen, který zabraňuje oscilacím zesilovače na vyšších frekvencích a zároveň pomáhá kompenzovat induktivní charakter reproduktoru. Při měření zesilovače na vyšších frekvencích je potřeba si dát pozor na jeho zničení a to zejména u kondenzátoru C_{400} .

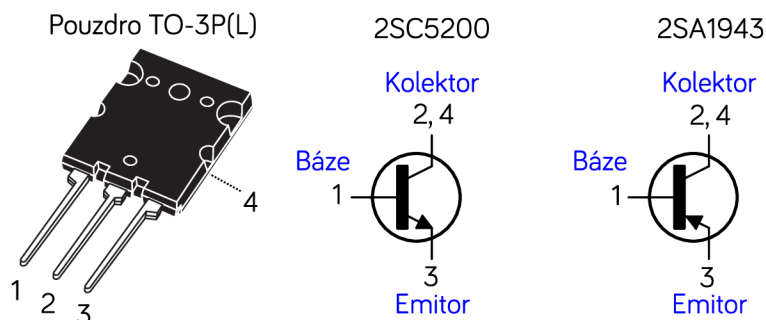
Výběr tranzistorů v koncovém stupni

Jak již bylo zmíněno v úvodu této kapitoly, k dosažení takto velkého výstupního výkonu je zapotřebí použít několik tranzistorů paralelně spojených přes emitorové rezistory. Výkonu 400 W na rezistivní zátěži odpovídá hodnota efektivního napětí na zátěži 40 V a jí protékající proud 10 A. Při použití pěti párů koncových tranzistorů to znamená, že jeden pár tranzistorů musí do zátěže dodat efektivní proud o velikosti 2 A.

Tato hodnota proudu se zdá nevelká, ovšem společně s touto hodnotou proudu je potřeba zohlednit celkové napájecí napětí obou větví, které je 160 V, a to s dostatečnou rezervou. Při výběru tranzistorů z výkonového hlediska je také potřeba zohlednit jejich oblast bezpečného provozu (SOAr).

V tomto stupni jsou použity jako koncové tranzistory komplementární typy 2SC5200 ($T_{400} - T_{404}$) a 2SA1943 ($T_{405} - T_{409}$). Jedná se o rozšířené typy tranzistorů, často používaných v zesilovačích o výkonu stovek W i v profesionální technice.

Tyto tranzistory byly navrženy firmou Toshiba, a to speciálně pro použití v audio zesilovačích. Jejich pouzdra se zapojením vývodu jsou zobrazeny na Obr. 3.25, jejich vybrané parametry jsou uvedeny v následující tabulce (Tabulka 3.5).



Obr. 3.25 Pouzdro a zapojení vývodů koncových tranzistorů [12], [13]

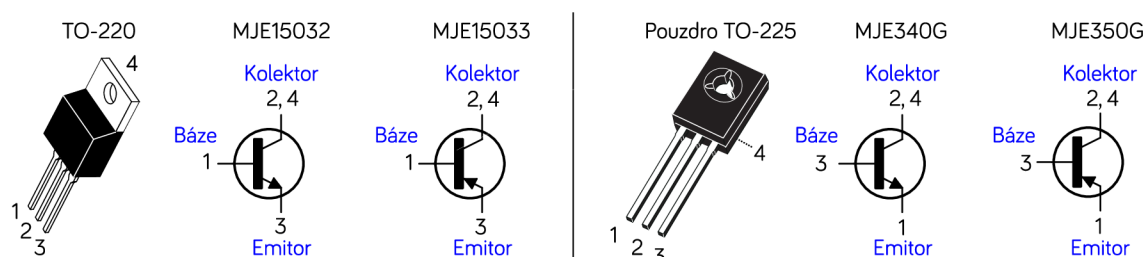
Tabulka 3.5 Vybrané parametry koncových tranzistorů [12], [13]

Parametr	Ozn.	2SC5200(O)	2SA1943(O)	Jedn.
Maximální napětí kolektor – emitor	V_{CEO}	230	– 230	V
Maximální napětí kolektor – báze	V_{CBO}	230	– 230	V
Maximální napětí emitor – báze	V_{EBO}	5	– 5	V
Maximální trvalý proud kolektorem	I_C	15	– 15	A
Maximální ztrátový výkon	P_C	150		W
Maximální teplota přechodu	T_j	150		°C
Minimální proudový zesilovací činitel (DC)	$I_C = 1 \text{ A}$	80		-
	$I_C = 7 \text{ A}$	35		-
Tranzitní frekvence	f_T	30		MHz

Při velkých kolektorových proudech koncových tranzistorů klesne jejich proudový zesilovací činitel a proud potřebný do báze je mnohem větší než v klidovém stavu. Proto je potřeba zajistit, aby byly budící tranzistory dimenzovány na dostatečný proud. Pokud by proudový zesilovací činitel β měl hodnotu 35, pro proud kolektorem 2 A každého z pěti tranzistorů (I_C) je velikost proudu do bází těchto tranzistorů celkem:

$$I_{BC} = 5 \cdot \frac{I_C}{\beta} = 5 \cdot \frac{2}{35} = 286 \text{ mA.} \quad (3.50)$$

Při daném napájecím napětí se jedná o proud značné velikosti, a proto je potřeba na buzení koncových tranzistorů použít další výkonové tranzistory. V tomto zapojení je použit komplementární pár tranzistorů MJE15032 (T_{310}) a MJE15033 (T_{311}). Tyto tranzistory se taktéž používají v audio zesilovačích nižších výkonů jako koncové tranzistory. Jedná se o tranzistory v pouzdře TO-220, jak je naznačeno na Obr. 3.26. Některé jejich parametry jsou uvedeny v tabulce (Tabulka 3.6).



Obr. 3.26 Zapojení vývodů tranzistorů MJE1503x v pouzdře TO-220 [14], [15], [16]

Tyto tranzistory jsou buzeny vysokonapěťovými tranzistory pro střední výkony MJE340 (T_{306}) a MJE350 (T_{307}), jedná se taktéž o komplementární pár. Jdou dodávány v plastovém pouzdře TO-225 pro připevnění na chladič (Obr. 3.26). V následující tabulce jsou uvedeny některé jejich parametry.

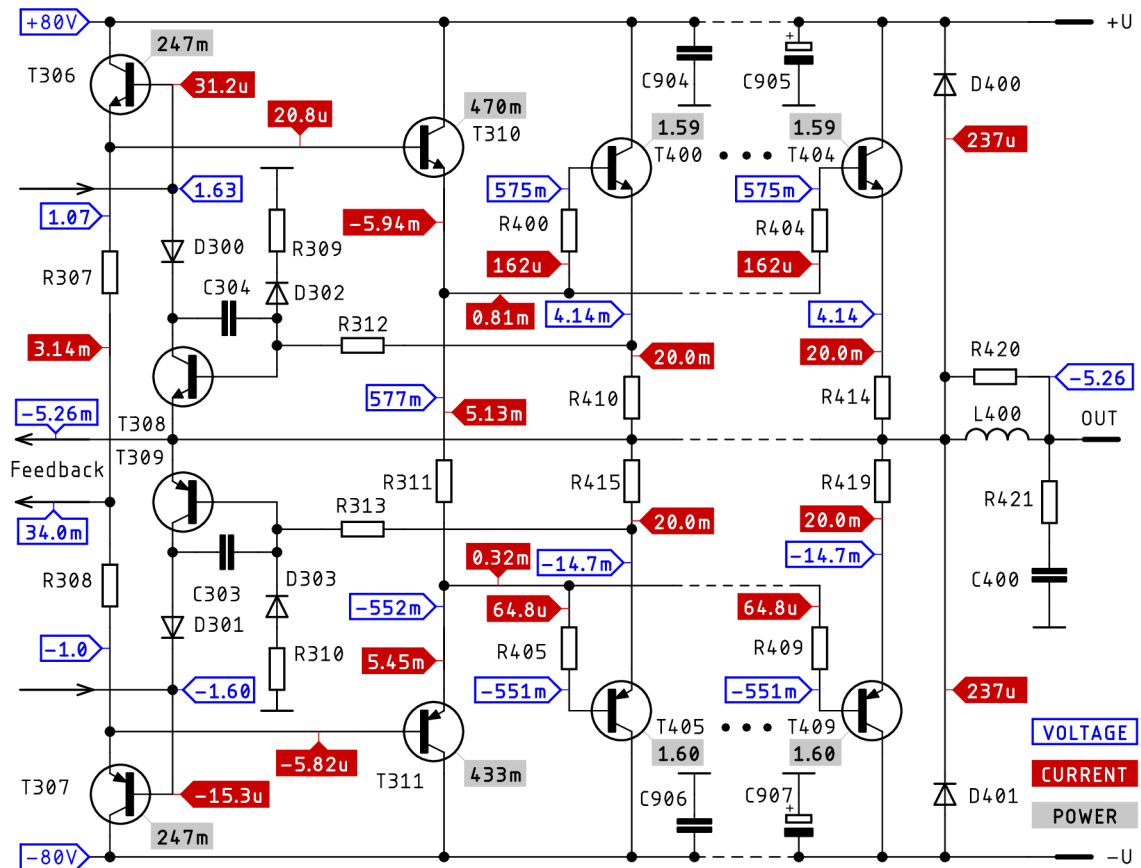
Tabulka 3.6 Vybrané parametry budících tranzistorů [14], [15], [16]

Parametr		Ozn.	MJE15032	MJE15033	Jedn.
Maximální napětí kolektor – emitor		V_{CEO}	250	– 250	V
Maximální napětí kolektor – báze		V_{CBO}	250	– 250	V
Maximální napětí emitor – báze		V_{EBO}	5	– 5	V
Maximální trvalý proud kolektorem		I_C	8	– 8	A
Maximální ztrátový výkon		P_C	50		W
Maximální teplota přechodu		T_j	150		°C
Minimální proudový zesilovací činitel (DC)	$I_C = 0,5 \text{ A}$	h_{FE}	70		-
	$I_C = 1,0 \text{ A}$		50		-
Tranzitní frekvence		f_T	30		MHz
Parametr		Ozn.	MJE340	MJE350	Jedn.
Maximální napětí kolektor – emitor		V_{CEO}	300	– 300	V
Maximální napětí emitor – báze		V_{EBO}	3	– 3	V
Maximální trvalý proud kolektorem		I_C	500	– 500	mA
Maximální ztrátový výkon		P_C	20		W
Maximální teplota přechodu		T_j	150		°C
Minimální proudový zesilovací činitel (DC)	$I_C = 50 \text{ mA}$	h_{FE}	min 30		-
			max 240		-

3.5.1 Simulace koncového stupně

Stejnoseměrná analýza

Na Obr. 3.27 jsou zobrazeny výsledky stejnosměrné analýzy koncového stupně, napětí jsou vyznačena **modře**, proudy **červeně** a ztrátové výkony **šedě** (pouze u tranzistorů). Pro zjednodušení jsou zde vynechány prostřední tři páry koncových tranzistorů (T₄₀₁ – T₄₀₃ a T₄₀₆ – T₄₀₈). Tato konkrétní simulace byla provedena pro klidový proud koncových tranzistorů 20 mA. Ochranným obvodem v tomto stavu protékají proudy o velikosti maximálně jednotek nA a nemá tedy na funkci koncového stupně vliv, proto zde nejsou pro přehlednost proudy tímto obvodem uvedeny.

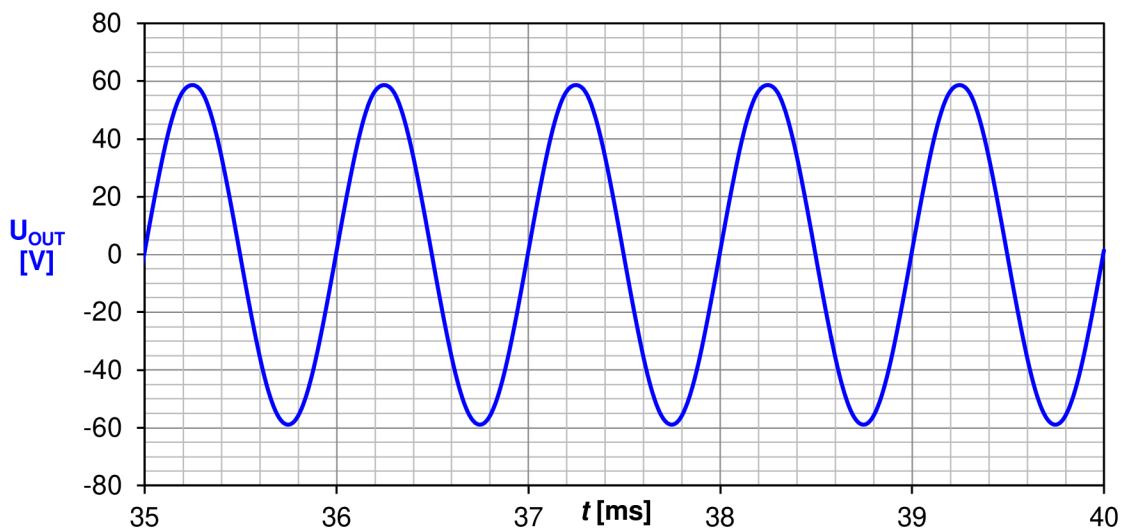


Obr. 3.27 Stejnoseměrná analýza koncového stupně

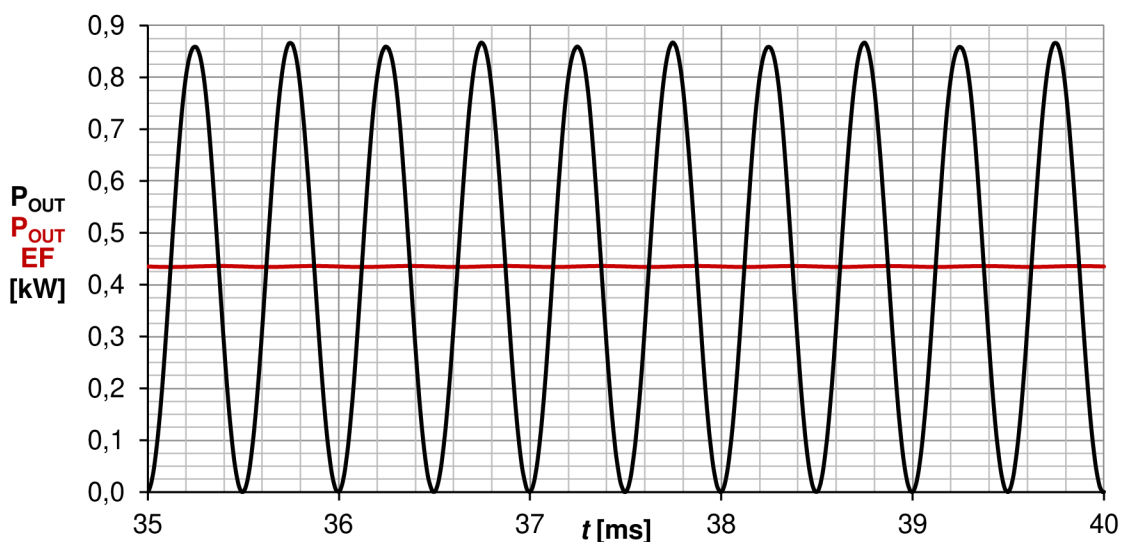
Proudy a napětí v kladné větvi obvodu odpovídají přibližným výpočtům. Dále bylo touto simulací zjištěno, že ztrátový výkon na každém koncovém tranzistoru v klidovém stavu je 1,6 W a na budících tranzistorech T₃₁₀ a T₃₁₁ mezi 0,4 – 0,5 W.

Časová analýza

Výstupní napětí celého zesilovače při amplitudě vstupního napětí $U_{IN} = 1\text{ V}$ a frekvenci tohoto napětí 1 kHz je zobrazeno na Obr. 3.28. Amplituda výstupního napětí koncového stupně zesilovače má velikost 58 V, což odpovídá napětíovému zesílení 58. Výstupní výkon zesilovače při stejném vstupním napětí na zátěži $4\ \Omega$ je zobrazen na Obr. 3.29, kde je vyznačena efektivní hodnota tohoto výkonu, což je 435 W. Z těchto simulací bylo také zjištěno, že k dosažení požadovaného výkonu 400 W postačí napájecí napětí koncového zesilovače $\pm 75\text{ V}$.

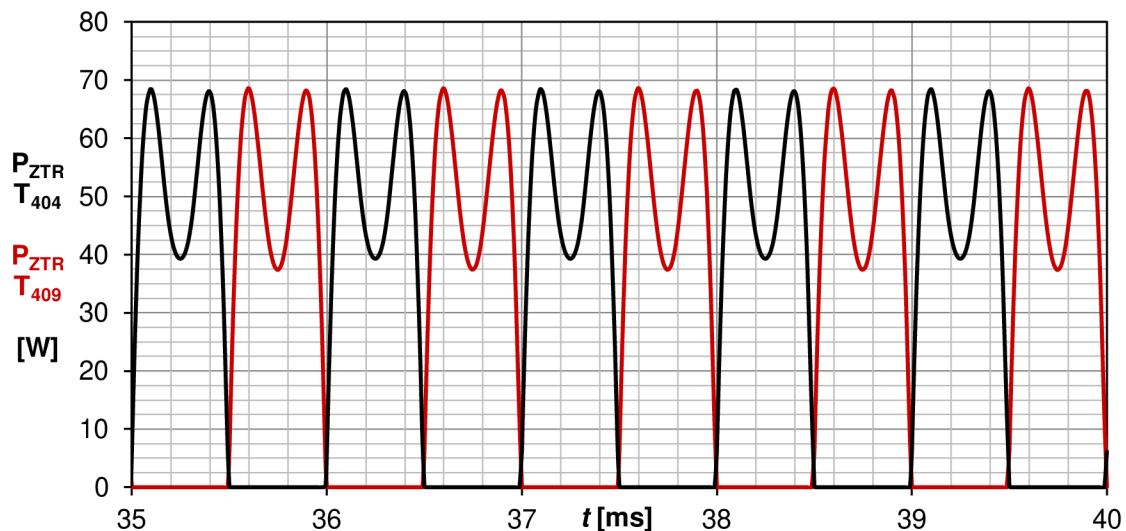


Obr. 3.28 Výstupní napětí celého zesilovače ($U_{IN} = 2\text{ V}_{PP}$, $f_{IN} = 1\text{ kHz}$)



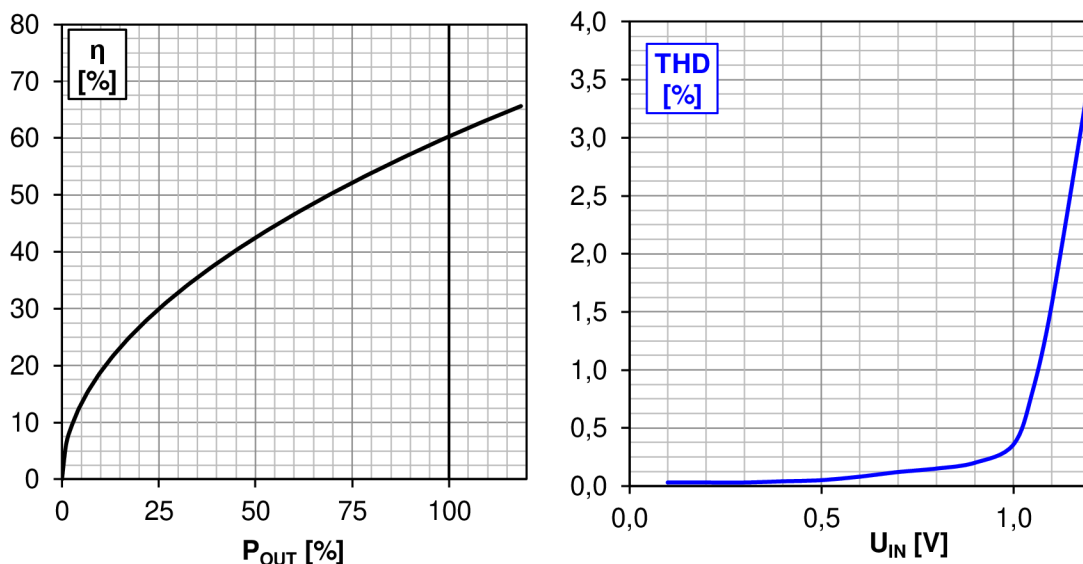
Obr. 3.29 Výkon na zátěži $4\ \Omega$ při buzení zesilovače napětí 1 V při frekvenci 1 kHz

Ztrátové výkonu na jednom páru koncových tranzistorů při maximálním vybuzení zesilovače ($U_{IN} = 1,05\text{ V}$), kdy není výstupní signál viditelně zkreslený, jsou zobrazeny na Obr. 3.30. Pro jeden pár koncových tranzistorů je hodnota efektivního ztrátového výkonu 49,7 W (248,6 W pro všechny koncové tranzistory).

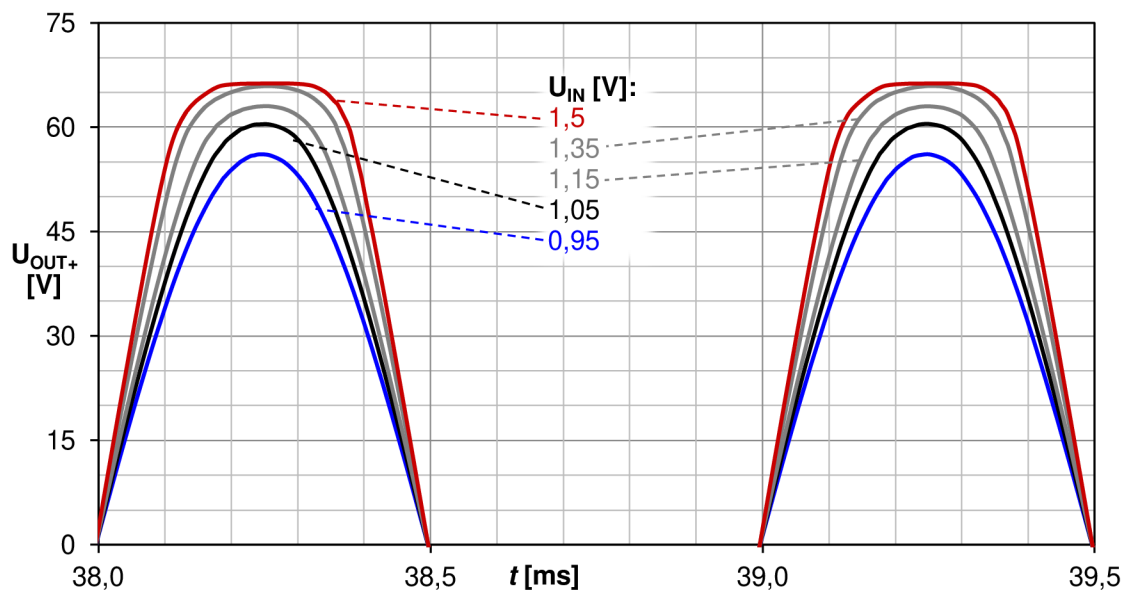


Obr. 3.30 Ztrátový výkon na jednom páru koncových tranzistorů pro maximální vybuzení zesilovače (nezkreslený výstupní signál)

Závislost účinnosti zesilovače na relativním výstupním výkonu ukazuje Obr. 3.31, kde byl pro vstupní napětí zesilovače 0 – 1,05 V (s krokem 0,1 V) zjištěn výstupní výkon na zátěži 4 Ω a příslušná účinnost. Hodnota výstupního výkonu je udána v procentech oproti výkonu 400 W. Pro tento výkon dosahuje zesilovač účinnosti 60 %, při maximálním vybuzení pro nezkreslený výstupní signál je to 65 %, a to při výstupním výkonu 474 W. Obr. 3.31 zároveň zobrazuje závislost harmonického zkreslení výstupního napětí na velikosti amplitudy vstupního napětí s krokem 0,1 V. Tvarové zkreslení výstupního napětí zesilovače při jeho přebuzení je patrné z Obr. 3.32, kde černý průběh značí mez, kdy výstupní signál zesilovače ještě není ztlačen.



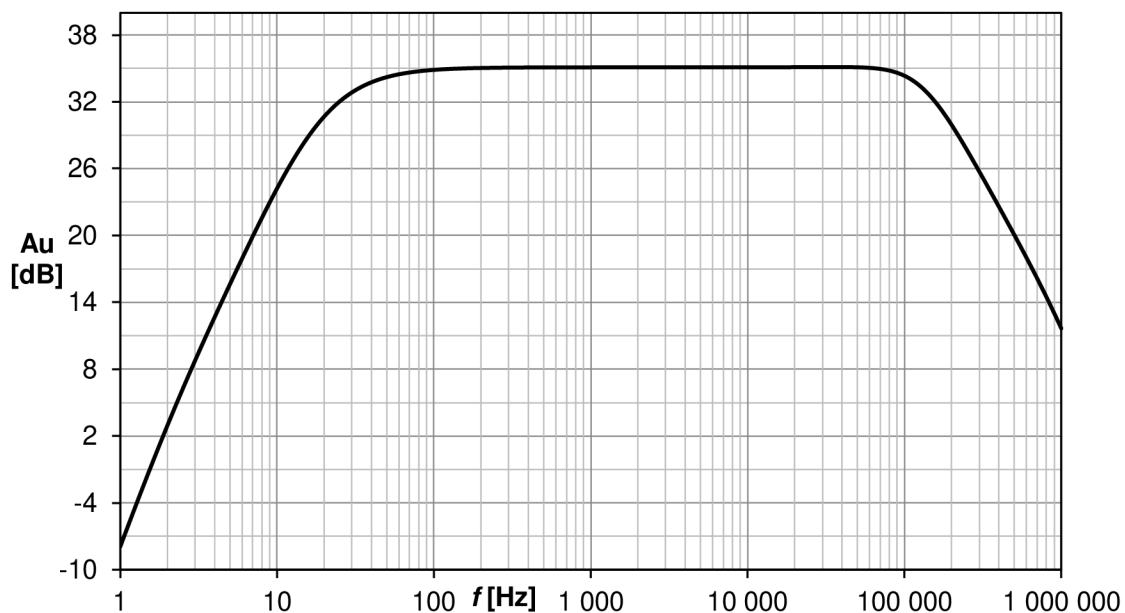
Obr. 3.31 Závislost účinnosti zesilovače na relativním výstupním výkonu a závislost harmonického zkr. výstupního napětí zesilovače na vstupním napětí ($f_{IN} = 1$ kHz)



Obr. 3.32 Výstupní napětí zesilovače pro různé velikosti budicího napětí (pouze horní půlplna signálu)

Frekvenční analýza celého zesilovače

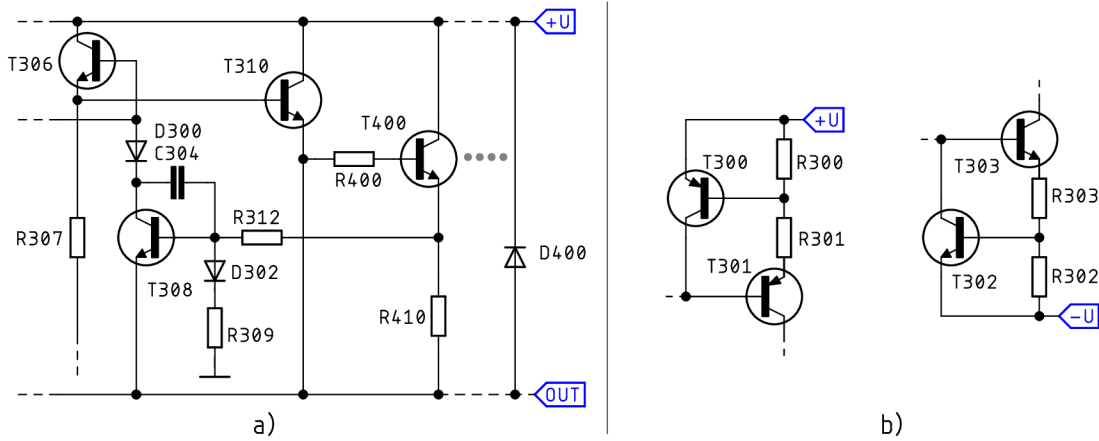
Dolní mezní frekvence (f_{DM}) a horní mezní frekvence (f_{HM}) celého zesilovače jsou 25,4 Hz a 154,5 kHz. Tyto hodnoty byly odečteny měřicí funkcí v programu PSpice a to pro útlum 3 dB. Celá frekvenční charakteristika zesilovače je zobrazena na Obr. 3.33. Zesílení o velikosti 35 dB je v celé šířce přenášeného pásma konstantní.



Obr. 3.33 Frekvenční charakteristika celého zesilovače pro $U_{IN} = 1 \text{ V}$

3.6 Ochrany zesilovače

Ochrany zesilovače jsou zde z důvodu kritického přebuzení zesilovače nebo selhání některé z jeho součástí a jejich úkolem je zabránit zničení zesilovače. Zjednodušená schémata zapojení ochranných obvodů jsou na Obr. 3.34.



Obr. 3.34 Ochranné obvody koncového zesilovače

Tranzistor T_{308} , který je v klidovém stavu uzavřený, sleduje napětí na emitorovém rezistoru koncového tranzistoru T_{400} (Obr. 3.34 a)) a při překročení proudu tímto rezistorem (R_{410}) se začne otevírat. To nastane tehdy, pokud napětí na emitorovém rezistoru stoupne nad velikost napětí U_{BE} tohoto tranzistoru a zároveň může přes rezistor R_{312} protékat dodatečný proud k otevření tranzistoru. Tento jev způsobí snížení vstupního napětí na bázi budícího tranzistoru T_{306} , čímž klesne proud všemi následujícími tranzistory. Diody D_{300} a D_{302} směřují signál tam, kam je potřeba.

Kondenzátor C_{304} zpožďuje reakci tohoto obvodu, aby nedošlo k aktivaci impulsem signálu. Pokud se při aktivaci proudové ochrany dostane tranzistor T_{308} do saturačního režimu, dojde k připojení kolektoru tranzistoru z napěťového stupně (T_{301}) téměř na výstup celého zesilovače, a v tomto případě by se mohl tento tranzistor zničit. Jeho ochrana je zajištěna tranzistorem (T_{300}), který se v tomto případě začne otevírat a přivře tranzistor T_{301} . Výňatek ze schématu napěťového zesilovače je zobrazen na Obr. 3.34 b). Toto platí analogicky i pro ochranný obvod v záporné větvi zesilovače.

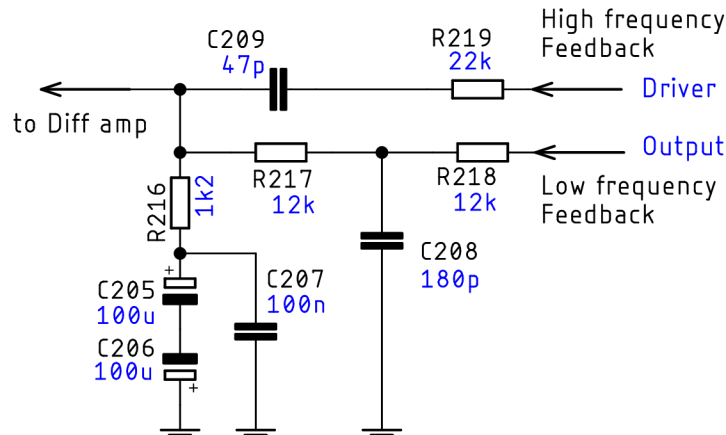
Proudová ochrana je nastavena na proud přibližně 1,5 A jedním tranzistorem, což společně s tím, že každý tranzistor v každé větvi zesilovače zesiluje pouze jednu půlvlnu signálu je dostačující.

Diody D_{400} a D_{401} (někdy nazývané jako rekuperační) zapojené v nepropustném směru jsou rychlé diody, které chrání koncové tranzistory před přepětím, které může vyprodukovat induktivní zátěž (například frekvenční výhybka v reproduktorové soustavě) podobně jako tomu je například při spínání cívky relé. V případě napěťové špičky opačné polaroty na výstupu zesilovače jí tyto diody svedou do příslušné větve napájecího napětí.

Jsou zde použity rychlé diody typu BY399 v pouzdře DO27 s dostatečným proudovým i napěťovým dimenzováním.

3.7 Zpětnovazební obvody

Zpětná vazba přivedená do invertujícího vstupu diferenčního zesilovače je odebrána jak z výstupu celého zesilovače, tak z budícího stupně (Obr. 3.35). Kondenzátory C_{208} a C_{209} se chovají pro audio signál jako rozpojený obvod, zatímco paralelní kombinace kondenzátoru C_{207} s kondenzátory C_{205} a C_{206} se chová jako zkrat. Zpětná vazba je tedy odebrána z výstupu celého zesilovače.



Obr. 3.35 Schéma zapojení zpětnovazebního obvodu

Pro signály o frekvenci větší než přibližně 140 kHz představují kondenzátory C_{208} a C_{209} zkrat a zpětná vazba je odebrána z budícího stupně zesilovač. Toto řešení zajišťuje větší stabilitu zesilovače a zvětšuje jeho odolnost proti jeho rozkmitání. Pro stejnosměrné napětí na výstupu zesilovače se kondenzátory v sérii s rezistorem R_{216} neuplatní, z čehož plyne, že zesilovač má stejnosměrné zesílení rovno jedné. Toto přispívá k větší stabilitě pracovního bodu.

Zesílení celého koncového stupně (A_{UKS}) pro signály v audio pásmu je rovno převrácené hodnotě dělicího poměru rezistorů ve zpětné vazbě:

$$A_{UKS} = \frac{R_{217} + R_{218} + R_{216}}{R_{216}} = \frac{2 \cdot 12 + 1,2}{1,2} = 21. \quad [-] \quad (3.51)$$

Zesílení celého zesilovače lze vypočítat podle (3.52), kde $A_{UOZ} = 2,8$ je napěťové zesílení vstupního bloku s operačním zesilovačem, které bylo vypočítáno v kapitole 3.2.

$$A_U = A_{UOZ} \cdot A_{UKS} = 21 \cdot 2,8 = 58,8 \quad [-] \quad (3.52)$$

$$A_{U \text{ dB}} = 20 \cdot \log(A_U) = 20 \cdot \log(58,8) = 35,4 \text{ dB} \quad (3.53)$$

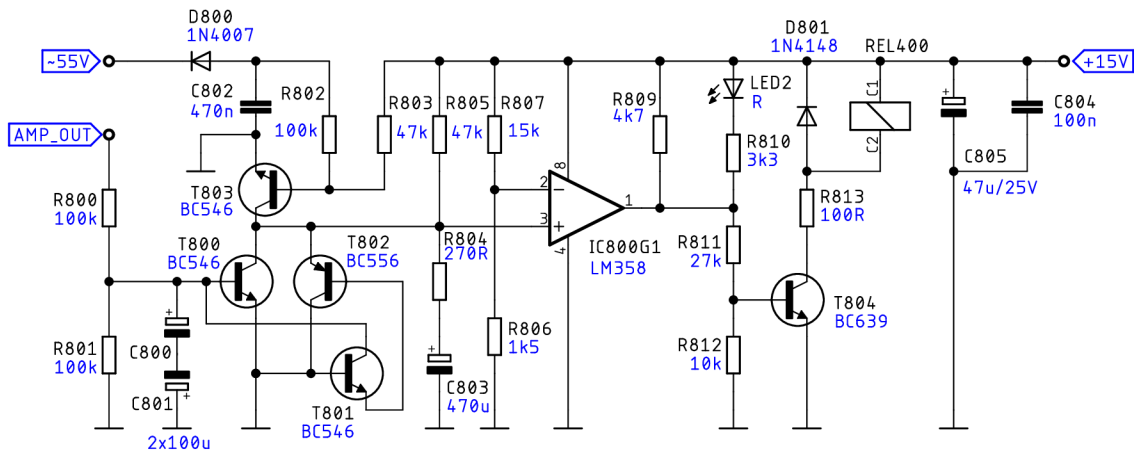
Velikost tohoto zesílení odpovídá tomu, co bylo zjištěno v simulaci koncového stupně v programu PSpice v kapitole 3.5.1.

3.8 Obvod ochrany reproduktorů

Ochrana reproduktorů má za úkol odpojit reproduktory, aby nedošlo k jejich zničení, pokud se na výstupu zesilovače objeví stejnosměrné napětí. Druhou funkcí tohoto obvodu je opožděné připojení a okamžité odpojení reproduktorů při zapnutí/vypnutí zesilovače. Reprodukter tedy nebude připojen v době, kdy v obvodu probíhají přechodové jevy, a to jak při vypnutí, tak při zapnutí zesilovače. Schéma zapojení ochrany reproduktorů je zobrazeno na Obr. 3.36. Operační zesilovač je zde zapojen jako komparátor, který porovnává referenční napětí na jeho invertujícím vstupu s napětím na jeho neinvertujícím vstupu. Referenční napětí je rovno:

$$U_{ref} = U_{nap} \cdot \frac{R_{806}}{R_{807} + R_{806}} = 15 \cdot \frac{1,5}{15 + 1,5} = 1,36 \text{ V.} \quad (3.54)$$

Tímto komparátorem je ovládán tranzistor T_{804} spínající cívku relé a zároveň signalizační LED. Dioda D_{801} chrání tranzistor T_{804} před napětovými špičkami při rozepínání cívky relé. Toto relé musí být dimenzováno s dostatečnou rezervou na výstupní proudy a napětí ze zesilovače.



Obr. 3.36 Schéma zapojení ochrany reproduktorů

Výstup zesilovače je připojen přes odporový dělič na bázi tranzistoru T_{800} , pokud se jedná o střídavý signál je sveden pře kondenzátory C_{800} a C_{900} na zem a neuplatní se. Jestliže se na výstupu zesilovače nachází kladné stejnosměrné napětí, tak dojde k otevření tranzistoru T_{800} , který vybijí kondenzátor C_{803} a zkratuje neinvertující vstup OZ na zem, čímž dojde k překlapaní komparátoru na nízkou úroveň, což skrze spínací tranzistor způsobí rozepnutí relé a odpojení reproduktoru. Stejný princip platí i pro přítomnost záporného stejnosměrného napětí na výstupu zesilovače, pouze s tím rozdílem, že uzemnění invertujícího vstupu OZ je provedeno tranzistorem T_{802} skrze tranzistor T_{801} .

Část obvodu starající se o zpožděné připojení reproduktoru a jeho okamžité odpojení v závislosti na síťovém napětí je složena ze součástek T_{803} , R_{802} , R_{803} , D_{800} a C_{802} . Dioda D_{800} propouští pouze zápornou složku střídavého napětí ze sekundárního vinutí hlavního transformátoru, kterou filtruje kondenzátor C_{802} , čímž vznikne záporné stejnosměrné napětí. Toto záporné napětí drží tranzistor přes rezistor R_{802} uzavřený, což umožňuje při zapnutí zesilovače nabít kondenzátoru C_{803} . Při vypnutí síťového napájení zesilovače už není tranzistor T_{803} držen v uzavřeném stavu, dojde k vybití C_{803}

a následnému překlopení komparátoru na nulovou úroveň. Tato změna způsobí odepnutí reproduktoru.

Dobu zpožděného připojení reproduktoru (t_{ON}) lze vypočítat, pokud ze vztahu (3.55) pro přechodový jev vyjádříme čas (ostatní proměnné jsou známy). K překlopení komparátoru dojde tehdy, když napětí na kondenzátoru C_{803} překročí referenční napětí ($U_{ref} = 1,36 \text{ V}$) stanovené rezistory na invertujícím vstupu OZ.

$$U_{ref} = U_{C803} = U_{nap} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad [\text{V}] \quad (3.55)$$

Časová konstanta τ je dána rezistory R_{804} , R_{805} a kapacitou kondenzátoru C_{803} ($470 \mu\text{F}$):

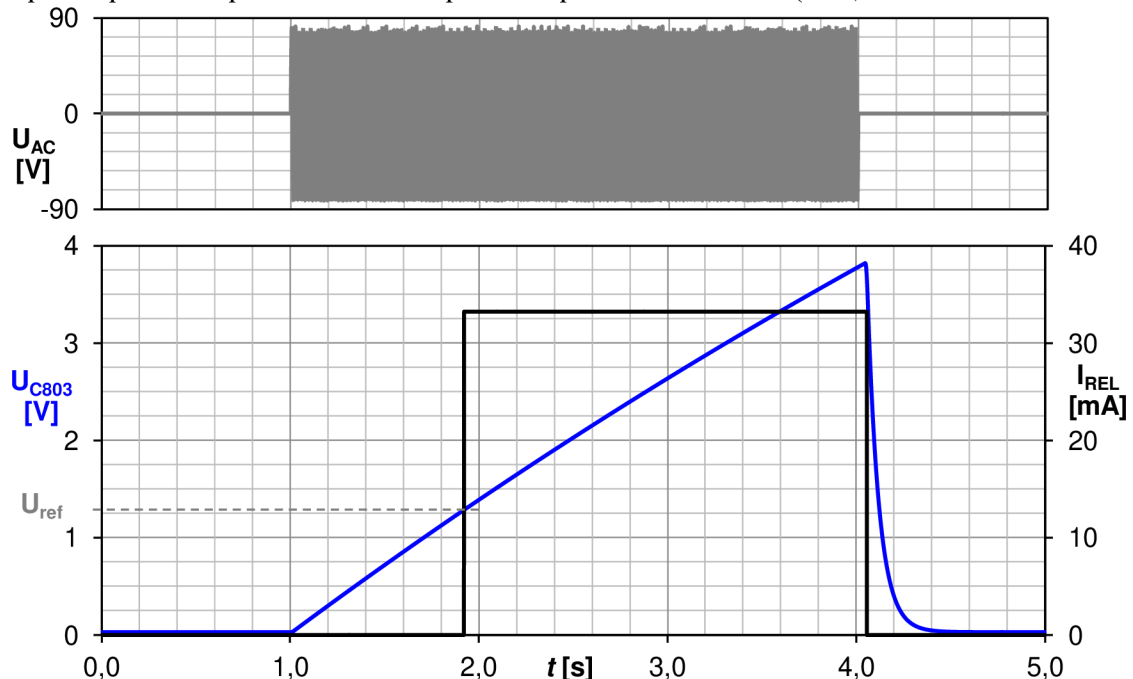
$$\tau = (R_{805} + R_{804}) \cdot C_{803} = 47270 \cdot 470 \cdot 10^{-6} = 22,2 \text{ s.} \quad (3.56)$$

Reproduktor tedy bude připojen za dobu od zapnutí zesilovače:

$$t_{ON} = -\tau \cdot \ln\left(-\frac{U_{ref}}{U_{nap}} + 1\right) = -22,2 \cdot \ln\left(-\frac{1,36}{15} + 1\right) = 2,11 \text{ s.} \quad (3.57)$$

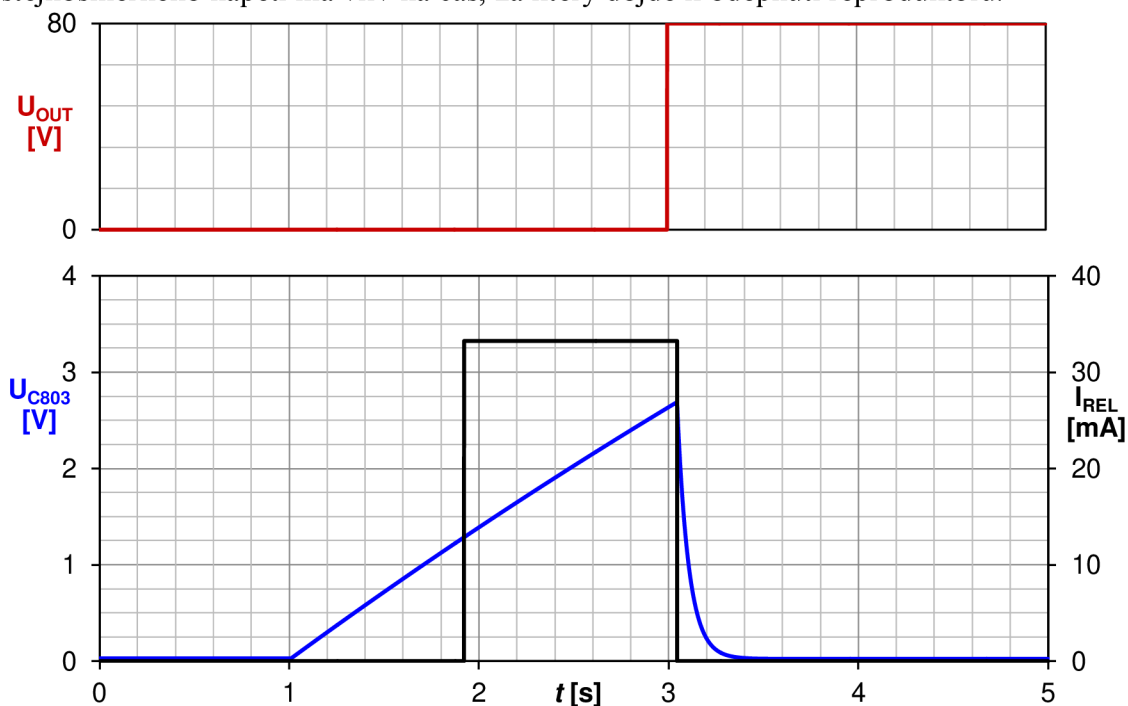
3.8.1 Simulace ochrany reproduktorů

Na Obr. 3.37 je zobrazena reakce ochranného obvodu při připojení a odpojení zesilovače ze sítě. Ze zobrazených průběhů je patrné, že po přivedení střídavého napětí ($U_{AC} = 55 \text{ V}$) ze sekundárního vinutí transformátoru na diodu D_{800} se začne nabíjet kondenzátor (U_{C803}). Při dosažení referenčního napětí na tomto kondenzátoru dojde k překlopení komparátoru a začne protékat proud cívkou relé (I_{REL}).



Obr. 3.37 Reakce ochranného obvodu při připojení a odpojení zesilovače ze sítě

Reakci ochranného obvodu na stejnosměrná napětí na výstupu zesilovače (U_{OUT}) ukazuje Obr. 3.38. Jak je uvedeno v tabulce (Tabulka 3.7) velikost tohoto stejnosměrného napětí má vliv na čas, za který dojde k odepnutí reproduktoru.



Obr. 3.38 Reakce ochranného obvodu při přítomnosti DC napětí na výstupu zesilovače

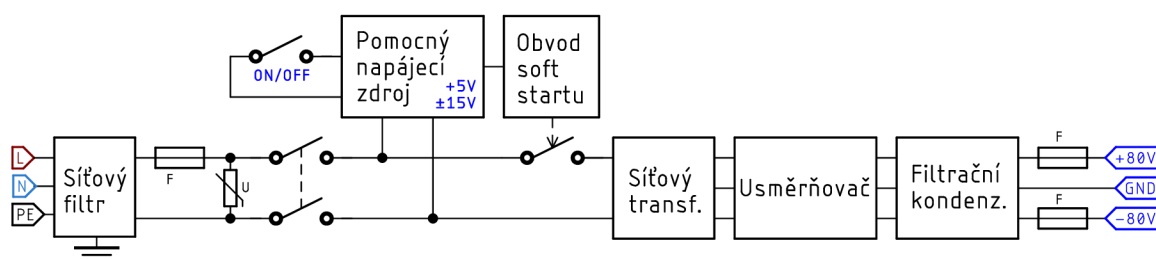
Tabulka 3.7 Doby zpoždění připnutí a odepnutí reproduktoru zjištěné simulací obvodu

Měřený parametr		Ozn.	Hodnota	Jedn.
Zpoždění připojení reproduktoru	$C_{803} = 100 \mu\text{F}$	t_{ON}	0,425	s
	$C_{803} = 220 \mu\text{F}$		0,921	
	$C_{803} = 470 \mu\text{F}$		1,956	
Zpoždění odpojení reproduktoru při odpojení ze sítě		t_{OFF_AC}	56	ms
Zpoždění odpojení reproduktoru při stejnosměrném napětí na výstupu zes.	$U_{OUT} = 80 \text{ V}$	t_{OFF_DC}	44	ms
	$U_{OUT} = 40 \text{ V}$		90	

Vypočtená doba (3.57) zpožděného připojení reproduktoru přibližně odpovídá době zjištěné simulací obvodu, která je vyznačena v tabulce (Tabulka 3.7). Do celkového návrhu byly zvoleny hodnoty součástek odpovídající právě této době zpoždění.

4. POPIS A NÁVRH NAPÁJECÍHO ZDROJE

Obvod napájecího zdroje zajišťuje všechna potřebná napětí s dostatečnou výkonovou rezervou pro bezchybnou funkci celého zařízení. Napájecí zdroj je doplněn o obvod softstartu, a to z důvodu potlačení proudového nárazu při zapnutí celého zařízení. Důležitou součástí zdrojové části zařízení jsou pojistky, které v případě poruchy či neočekávaného chování odpojí zdroj napětí od postiženého bloku. Blokové schéma napájecího zdroje je naznačeno na Obr. 4.1. Síťové napětí je připojeno přes konektor IEC60320 s filtrem, který potlačuje nežádoucí vysokofrekvenční složky v napájecím napětí. Následuje tavná pojistka a vypínač umístěný na zadním panelu rozepínající oba síťové vodiče. Na přední panel přístroje je vyveden spínač pomocného napájecího zdroje, který uvádí do provozu celé zařízení.



Obr. 4.1 Blokové schéma napájecího zdroje

Celé schéma zapojení napájecího zdroje je uvedeno v příloze 10.

4.1 Hlavní napájecí zdroj ± 80 V

Obr. 4.2 ukazuje zapojení zdroje hlavního napájecího napětí pro koncový zesilovač. Hlavní transformátor má dvě sekundární vinutí s napětím $U_{\text{sec}} = 55$ V, z nichž každé je dimenzováno na proud $I_{\text{sec}} = 10$ A. Celkový výkon, který musí být tento transformátor schopný dodat tedy je:

$$P_{\text{MTR}} = 2 \cdot U_{\text{sec}} \cdot I_{\text{sec}} = 2 \cdot 55 \cdot 10 = 1100 \text{ VA} . \quad (4.1)$$

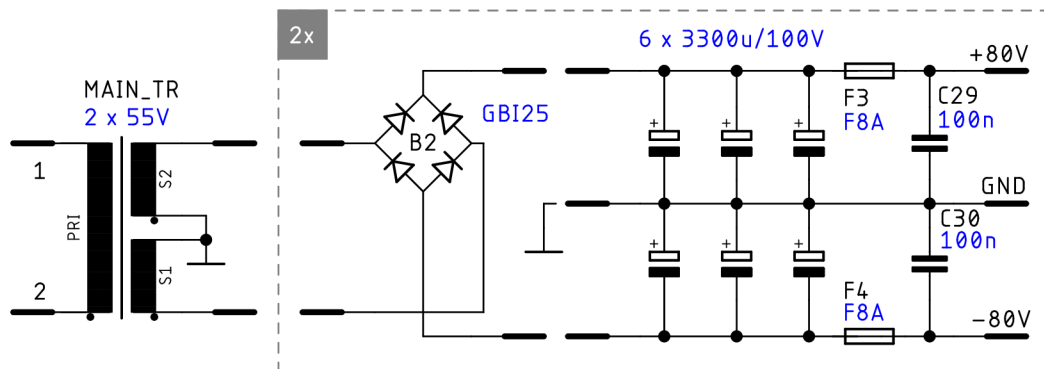
Pro takto vysoký výkon má přijatelné rozměry pouze toroidní transformátor. Dále následuje usměrňovač s Graetzovým můstkem a filtrační kondenzátory, a to pro každý kanál odděleně. Použité usměrňovací můstky (B2) jsou typu GBI25 s minimálním závěrným napětím 200 V, dodávané v plochém plastovém pouzdře pro umístění na chladič. Velikost napětí na filtračních kondenzátorech lze dopočítat podle (4.2), kde U_{Rf} je úbytek napětí na diodě usměrňovače v propustném směru.

$$U_{\text{C}} = \sqrt{2} \cdot (U_{\text{sec}} - U_{\text{Rf}}) = \sqrt{2} \cdot (55 - 1,1) = 76 \text{ V} \quad (4.2)$$

Toto napětí je dle výsledků simulací uvedených v kapitole 3.5.1 dostačující. Při zvlnění k_{ZV} maximálně 5 % musí být kapacita filtračních kondenzátorů v jedné napájecí větvi pro jeden kanál zesilovače minimálně:

$$C_{\text{min}} = \frac{60 \cdot (I_{\text{sec}} \cdot 0,5)}{2 \cdot f \cdot k_{\text{ZV}} \cdot U_{\text{C}}} = \frac{60 \cdot 5}{2 \cdot 50 \cdot 5 \cdot 76} = 7895 \text{ } \mu\text{F} . \quad (4.3)$$

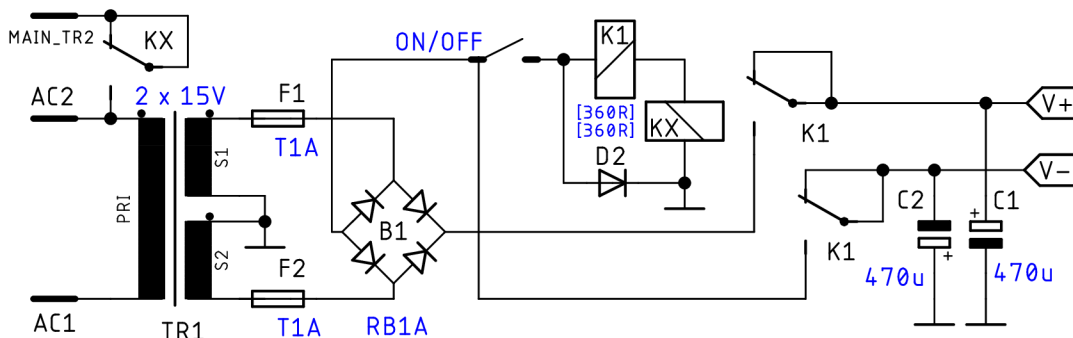
Z důvodu výhodných rozměrů jsem zvolil trojici kondenzátorů o kapacitě 3300 μF na napětí 100 V v každé napájecí větvi, celkem je tedy použito 12 těchto kondenzátorů. Výstup z každé napájecí větve je jistěn rychlou tavnou pojistkou se jmenovitým proudem 8 A.



Obr. 4.2 Schéma zapojení zdroje hlavního napájecího napětí $\pm 80\text{ V}$

4.2 Pomocný napájecí zdroj

Tato část napájecího obvodu (Obr. 4.3) zajišťuje napájecí napětí pro vstupní obvody s operačními zesilovači, obvod softstartu, indikátor vybuzení a ovládací relé. Napětí ze síťového transformátoru je jistěno dvojicí pojistek (F_1 a F_2) pro každé vinutí a usměrněno. Použitý síťový transformátor (TR_1) s výkonem 12 VA má dvojici sekundárních vinutí o jmenovitém napětí 15 V, zatížitelných proudem maximálně 400 mA. Jedná se o zalitý transformátor pro zapájení do desky plošných spojů. Usměrněným napětím ze záporné napájecí větve je spínačem na čelním panelu spínáno relé (K_1), které připojí kladné i záporné napájecí napětí do následujících obvodů. Dále je tímto spínačem sepnuto relé (K_X), spínající nulový vodič k hlavnímu transformátoru.



Obr. 4.3 Zjednodušené schéma zapojení pomocného zdroje

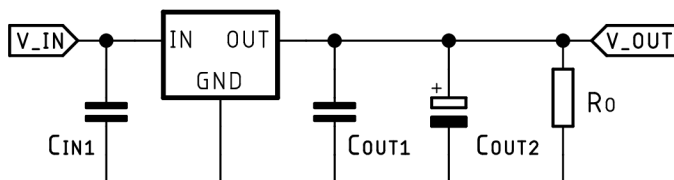
Záporné i kladné napětí je z filtračních kondenzátorů (C_1 a C_2) přivedeno na stabilizátory, které snižují toto napětí na potřebnou hodnotu. Absolutní velikost těchto napětí je:

$$U_{V \min} = (U_{\text{sec}} - U_{Rf}) \cdot \sqrt{2} = (15 - 1) \cdot \sqrt{2} = 19,74 \text{ V}, \quad (4.4)$$

toto napětí bude ovšem větší, protože se dá předpokládat, že výstupní napětí síťového transformátoru má jmenovitou hodnotu 15 V při zatížení jmenovitým proudem

400 mA. Při zatížení tohoto transformátoru proudem nižším, než jmenovitým bude toto napětí vyšší.

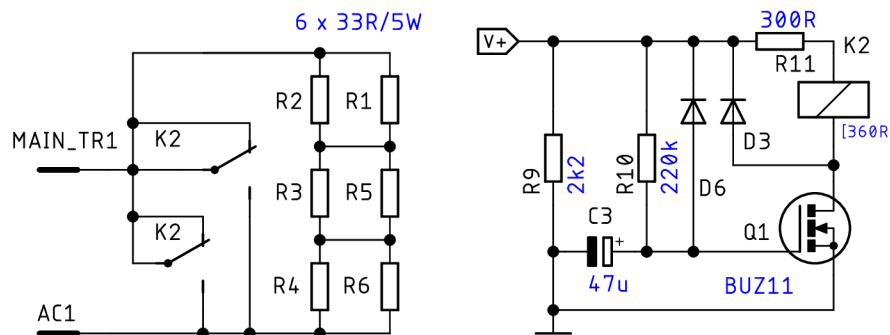
Potřebné hodnoty napájecích napětí pro pomocné obvody jsou ± 15 V a $+ 5$ V. Tyto napětí jsou získána pomocí lineárních třívývodových stabilizátorů typu 7805, 7815 a 7915. Jejich typické zapojení je znázorněno na Obr. 4.4. Rezistor R_0 zajišťuje minimální klidový proud nutný pro korektní funkci stabilizátoru.



Obr. 4.4 Použité zapojení tří vývodového stabilizátoru 78xx, 79xx [17]

4.3 Obvod softstartu

Z důvodu použití toroidního transformátoru velkého výkonu a relativně velké filtrační kapacity je nutné omezit proudový náraz při zapnutí celého zařízení. Zároveň je tímto způsobem zajištěna ochrana hlavních usměrňovacích můstků. Toho je dosaženo tak, že po zapnutí zařízení je primární vinutí hlavního toroidního transformátoru připojeno sériově s rezistory ($R_1 - R_6$) omezujícími tekoucí proud. Po uplynutí krátké doby (přibližně 1 s) od zapnutí jsou rezistory přemostěny sepnutím relé (K_2). Tento časový interval je odměřen pomocí jednoduchého časovacího obvodu (Obr. 4.5) s unipolárním tranzistorem (N-MOSFET).



Obr. 4.5 Schéma zapojení obvodu softstartu

Použitý tranzistor BUZ11(Q_1) má dle katalogového listu prahové napětí $U_{GS(th)}$ typicky 3 V. Gate tranzistoru je připojen na kondenzátor C_3 nabíjený přes rezistor R_{10} z napájecího napětí. V okamžiku, kdy napětí na kondenzátoru překročí prahové napětí $U_{GS(th)}$ dojde k otevření tranzistoru a cívkou relé začne protékat proud, což vyvolá jeho sepnutí. Dioda D_6 společně s rezistorem R_9 zajišťují vybití kondenzátoru po odpojení napájení obvodu. Dioda D_3 chrání tranzistor Q_1 před napěťovými špičkami při rozepínání cívky relé. Protože cívka použitého relé je navržena na jmenovité napětí 12 V, je s ní do série zařazen rezistor R_{11} , který zajišťuje úbytek napětí o takové velikosti, aby nedošlo ke zničení cívky relé při napájení tohoto obvodu napětím přibližně 20 V. Silová část relé má dvojici přepínacích kontaktů (DPDT), z nichž každý má zatížitelnost 8 A při 250 V střídavého spínaného napětí. Oba dva kontakty jsou

zapojeny z důvodu bezpečnosti a spolehlivosti paralelně. Dobu, za kterou dojde k sepnutí relé lze přibližně vypočítat podle následujících vztahů (4.5) a (4.6).

Časová konstanta τ_S je dána rezistorem R_{10} a kapacitou kondenzátoru C_3 :

$$\tau_S = R_{10} \cdot C_3 = 220 \cdot 10^3 \cdot 47 \cdot 10^{-6} = 10,34 \text{ s.} \quad (4.5)$$

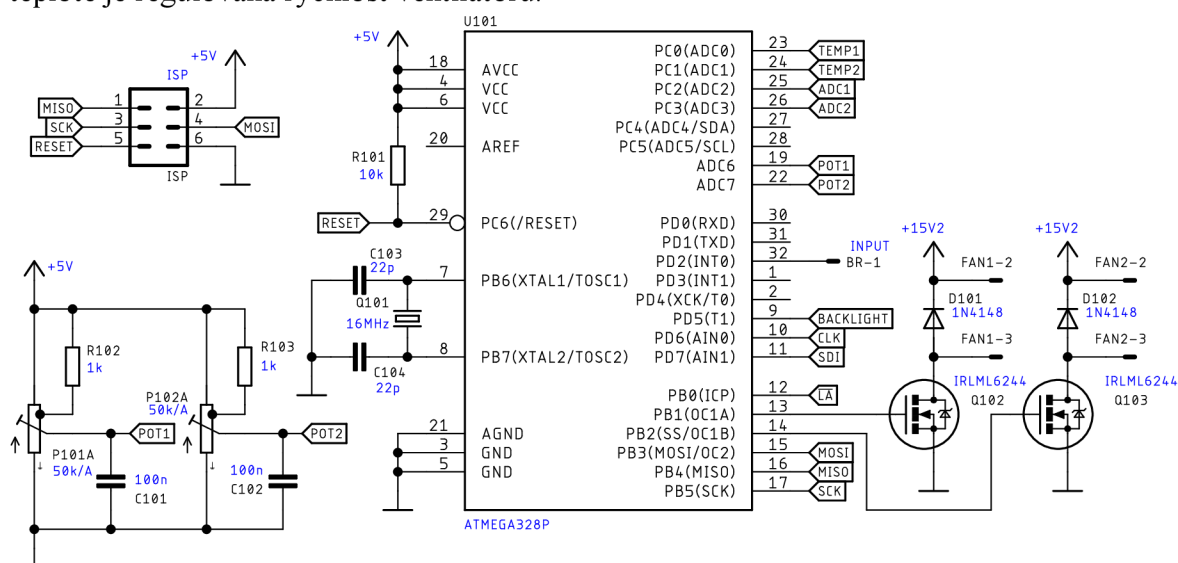
Tranzistor Q_1 tedy sepne za dobu t_S :

$$t_S = -\tau_S \cdot \ln\left(-\frac{U_{GS(th)}}{U_{V \min}} + 1\right) = -10,34 \cdot \ln\left(-\frac{3}{19,7} + 1\right) = 1,7 \text{ s.} \quad (4.6)$$

5. POMOCNÉ OBVODY

5.1 Indikátor vybuzení a řízení ventilátorů

Indikátor vybuzení zobrazuje úroveň výstupního signálu ze zesilovače pro každý kanál zvlášť. V závislosti na velikosti výstupního napětí z koncového zesilovače je řízeno celkem 22 LED na kanál. Aktuálně nastavená úroveň hlasitosti je pak zobrazována dalšími 22 LED pro každý kanál. Použité potenciometry pro regulaci mají právě 22 pevně definovaných poloh, přičemž oba potenciometry mají dvojici drah. První odporová dráha je využita k regulaci hlasitosti, zatímco druhá je použita k zajištění aktuální pozice pomocí mikrokontroléru (Obr. 5.1). Ke snímání teploty chladičů je použita dvojice převodníků teploty na napětí LM35, v závislosti na zjištěné teplotě je regulována rychlost ventilátorů.



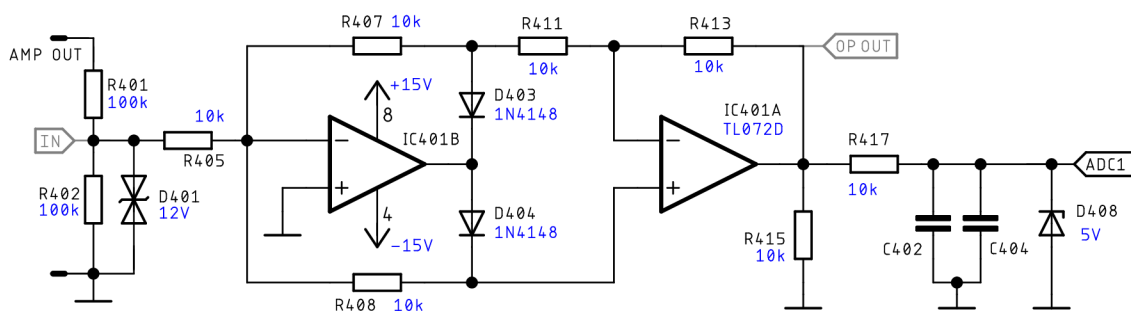
Obr. 5.1 Schéma zapojení indikátoru vybuzení - část s mikrokontrolérem

5.1.1 Obvod zpracovávající výstupní signál ze zesilovače

Výstupní signál z koncového stupně zesilovače je potřeba pro zpracování A/D převodníkem mikrokontroléru nejprve upravit. Schéma obvodu zpracovávající tento signál je zobrazeno na Obr. 5.2. Jedná se o operační usměrňovač doplněný o výstupní filtr typu dolní propust. Transil D₄₀₂ omezuje signál v případě přebuzení a zenerova dioda D₄₀₈ chrání vstup mikrokontroléru. Při zohlednění vstupního odporu operačního usměrňovače je výstupní signál z koncového zesilovače zmenšen přibližně 12 krát:

$$K_{in} = \frac{R_{402} || R_{405}}{R_{401} + R_{402} || R_{405}} = \frac{9,09}{100 + 9,09} = 0,082. \quad (5.1)$$

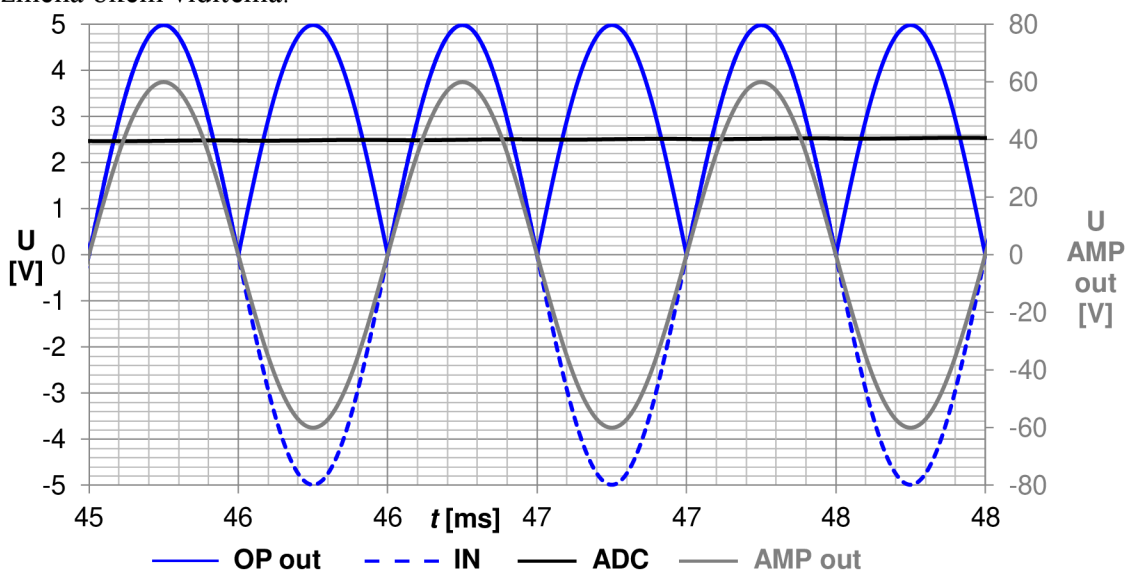
Tento dělicí poměr je vyhovující pro vstupní napětí o amplitudě maximálně 60 V, což odpovídá výkonu 453 W na zátěži 4 Ω.



Obr. 5.2 Obvod zpracovávající výstupního signálu ze zesilovače (C_{402} , $C_{404} = 680$ nF)

5.1.2 Simulace obvodu zpracovávajícího signál ze zesilovače

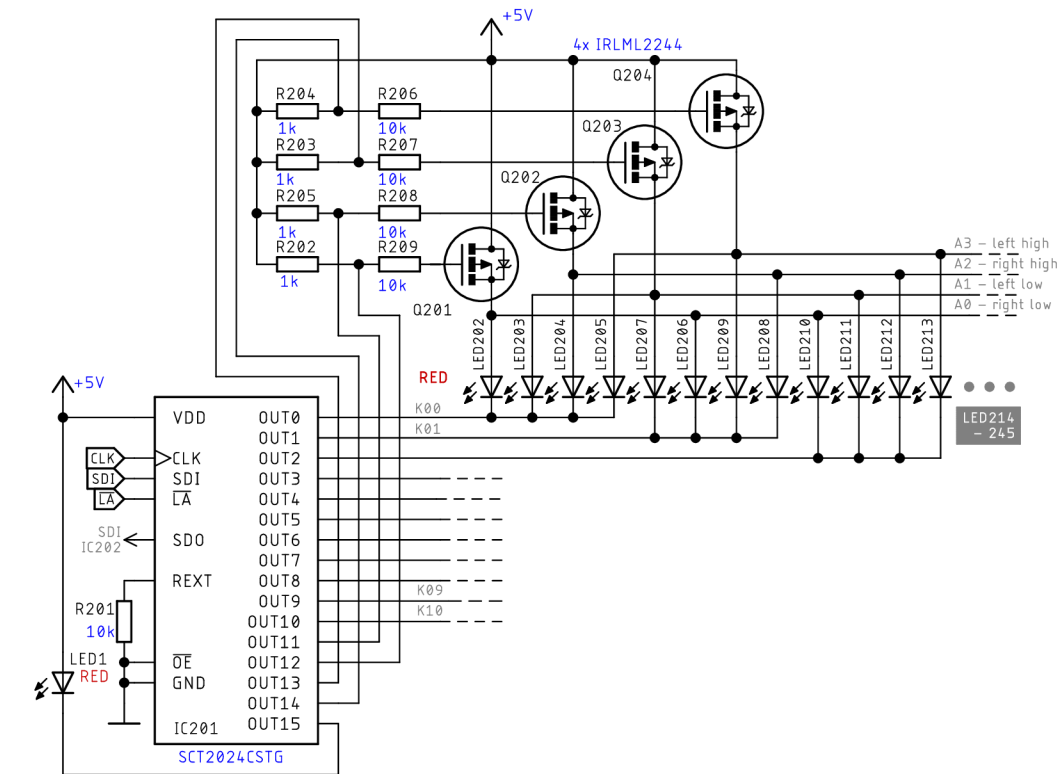
Ověření funkčnosti tohoto obvodu jsem provedl v programu PSpice pro vstupní signál o frekvenci 1 kHz. Časová konstanta výstupního filtru je zvolena tak, aby byla změna okem viditelná.



Obr. 5.3 Průběhy napětí na vstupu a výstupu testovaného obvodu

5.1.3 Obvod řízení LED

K řízení LED pomocí mikrokontroléru je použita dvojice LED driverů a osm tranzistorů typu P-MOSFET. Zjednodušené schéma zapojení pro řízení 44 červených LED je vyobrazeno na Obr. 5.4. Použitý driver SCT2024 (IC_{201}) má 16 proudových výstupů, z nichž 12 řídí katody LED. Konstantní proud je nastavitelný externím rezistorem R_{201} [18]. Anody LED jsou řízeny tranzistory $Q_{201} - Q_{204}$, pro jejichž řízení jsou využity zbývající 4 výstupy driveru. Driver pracuje na principu posuvného registru a je tedy řízen sériově. Mikrokontrolérem nasouvaná vstupní data jsou přivedena na sériový vstup SDI prvního posuvného registru (IC_{201}), jehož sériový výstup SDO je přiveden na vstup SDI druhého posuvného registru (IC_{202}). Význam jednotlivých nasouvaných bitů do posuvných registrů je znázorněn v tabulce 5.1. LED1 a LED2 slouží k indikaci přebuzení zesilovače, při kterém dochází ke zkreslení výstupního signálu.



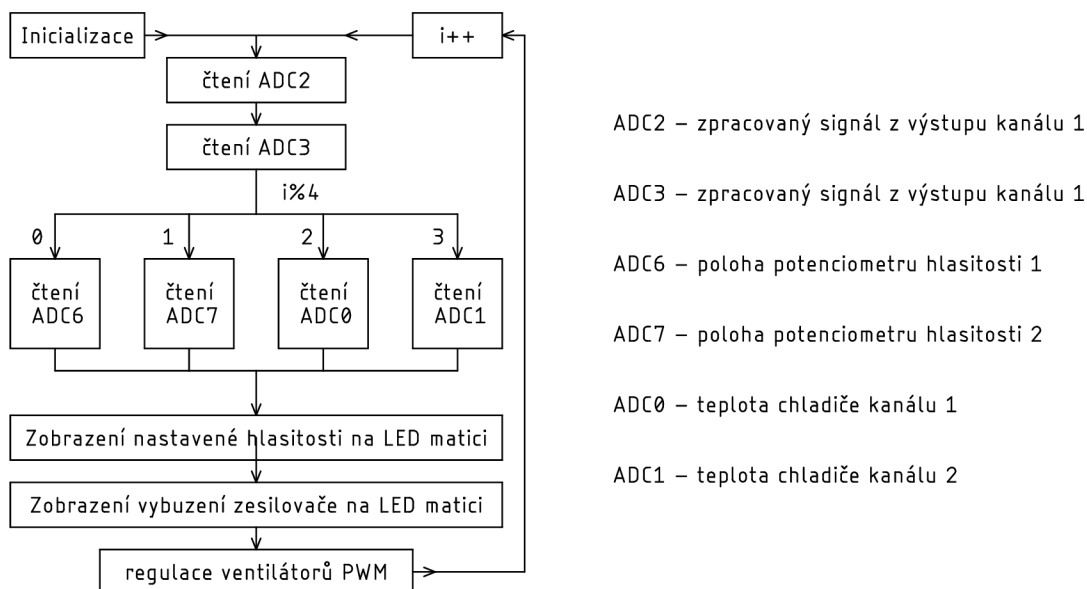
Obr. 5.4 Zjednodušené schéma zapojení řízení LED

Tabulka 5.1 Význam bitů nasouváných do posuvných registrů (R – červená; W – bílá)

bit	31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16
	R00	R01	R02	R03	R04	R05	R06	R07	R08	R09	R10	RA0	RA1	RA2	RA3	LED1
Ozn. ve sch	MSB	K01	K02	K03	K04	K05	K06	K07	K08	K09	K10 (LED242-245)	A2 (right HIGH)	A0 (right LOW)	A2 (left LOW)	A3 (left HIGH)	LEFT CH
	KATODA											ANODA			KAT.	
bit	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
	W00	W01	W02	W03	W04	W05	W06	W07	W08	W09	W10	WA0	WA1	WA2	WA3	LED2
Ozn. ve sch	LED302-305	LED342-345	right LOW	right HIGH	left LOW	left HIGH	RIGHT CH
	KATODA											ANODA			KAT.	
																LSB

5.1.4 Stručný popis programu pro mikrokontrolér

Vzhledem k tomu, že indikátor vybuzení není hlavním předmětem této práce, bude zde uveden pouze stručný popis obslužného programu. Program pro mikrokontrolér Atmega328P je napsán v jazyce C. Diagram popisující chování programu znázorňuje Obr. 5.5. Nejprve je provedena inicializace jednotlivých vstupů a výstupů mikrokontroléru. Pak již program cyklicky opakuje sled jednotlivých úkonů.



Obr. 5.5 Stavový diagram

Během každého probíhajícího cyklu je pomocí A/D převodníku čtena napěťová úroveň z výstupu obvodu, který zpracovává signál z výstupu koncového zesilovače, a to pro oba kanály. Následně je jednou za čtyři cykly programu zjištěna A/D převodníkem napěťová úroveň nesoucí jednu z následujících informací: poloha potenciometru na levém nebo pravém kanálu zesilovače nebo teplota chladiče jednoho z kanálů. Na základě informace o nastavené poloze potenciometru jsou řízeny bílé LED a velikost signálu na výstupu zesilovače indikují červené LED. Dále jsou pomocí PWM přes tranzistory Q_{103} a Q_{103} řízeny ventilátory zajišťující průtok vzduchu přístrojovou skříní.

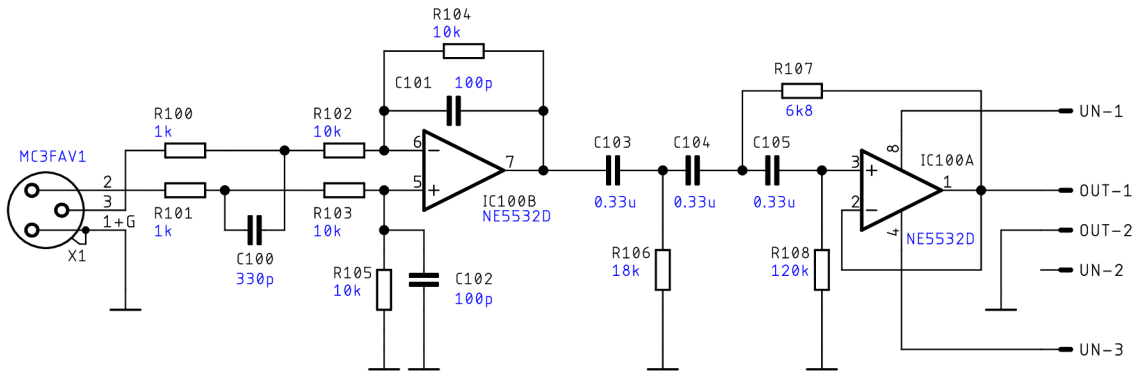
Na desce plošných spojů je konektor ISP rozhraní pro naprogramování procesoru. Použité nastavení programovatelných propojek mikrokontroléru je uvedeno v následující tabulce (Tabulka 5.2).

Tabulka 5.2 Nastavení fuse bitů u Atmega328P

fuse	value
Low	0xFF
High	0xDE
Extended	0x05

5.2 Vstupní člen zesilovače

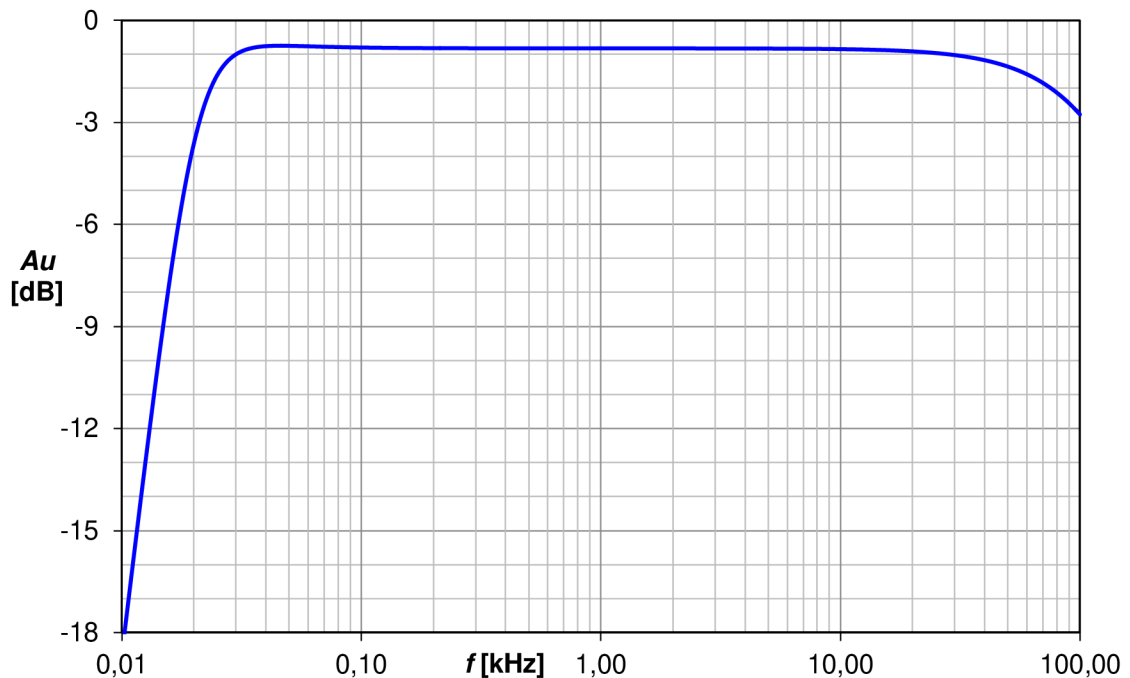
Vstupní člen zesilovače se skládá z desymetrizačního členu a subsonického filtru. Desymetrizační člen má za úkol převést vstupní rozdílový signál na signál nesymetrický. K tomu je použito jednoduché zapojení s operačním zesilovačem. Subsonický filtr, jak už je patrné z jeho názvu, zajišťuje, aby na vstupu koncového zesilovače nebyly přítomné signály o kmitočtech pod audio pásmem (nižší než 20 Hz). Jedná se o aktivní horní propust třetího řádu.



Obr. 5.6 Schéma zapojení vstupního členu zesilovače

5.2.1 Simulace vstupního členu

Na Obr. 5.7 je frekvenční charakteristika vstupního členu ověřující funkčnost subsonického filtru.



Obr. 5.7 Frekvenční charakteristika subsonického filtru (útlum o 3 dB na 19,8 Hz)

6. CHLAZENÍ

6.1 Koncový zesilovač

Při výstupním výkonu P_{OUT} 400 W předpokládané účinnosti zesilovače přibližně $\eta = 65 \%$ bude ztrátový výkon P_{ZTR} na koncových tranzistorech:

$$P_{ZTR} = P_{OUT} \cdot \left(\frac{100}{\eta [\%]} - 1 \right) = 400 \cdot \left(\frac{100}{65} - 1 \right) = 215,4 \text{ W.} \quad (6.1)$$

Podle výsledků ze simulací je tento ztrátový výkon maximálně 255 W. Je tedy potřeba zajistit adekvátní chlazení.

Tabulka 6.1 Seznam použitých symbolů

Ozn.	Hodn.	Jedn.	Název
ϑ_{jmax}	100	°C	maximální teplota přechodu
ϑ_a	50	°C	teplota okolí
R_{ϑ}		K/W	celkový tepelný odpor
$R_{\vartheta jc}$	0,83	K/W	tep. odpor přechod – pouzdro
$R_{\vartheta i}$	0,4	K/W	tep. odpor izolační podložky
$R_{\vartheta s}$	0,1	K/W	tep. odpor podložka – pouzdro (vč. teplovodivé pasty)
$R_{\vartheta sa}$	1,4	K/W/100 mm	měrný tep. odpor použitého chladiče

Maximální tepelný odpor pro uchlazení koncových tranzistorů je:

$$R_{\vartheta} \leq \frac{\vartheta_{jmax} - \vartheta_a}{P_{max}} = \frac{100 - 50}{215} = 0,233 \text{ K/W.} \quad (6.2)$$

Tepelný odpor přechodu z čipu tranzistoru na chladič je pro všech deset (n_{TR}) tranzistorů celkem:

$$R_{\vartheta c} = \frac{R_{\vartheta jc} + R_{\vartheta i} + 2 \cdot R_{\vartheta s}}{n_{TR}} = \frac{0,83 + 0,4 + 0,2}{10} = 0,143 \text{ K/W.} \quad (6.3)$$

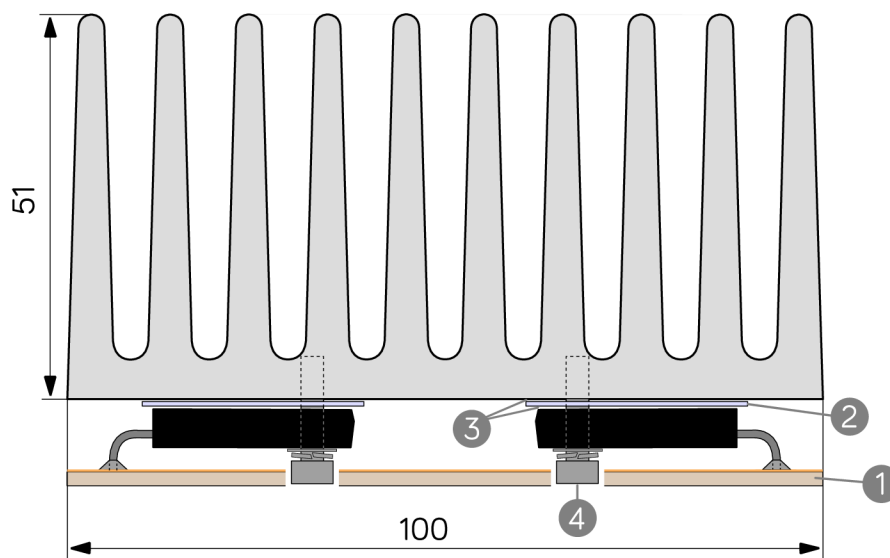
Tepelný odpor použitého chladiče o délce (l_{hs}) 240 mm je:

$$R_{\vartheta hs} = R_{\vartheta sa} \cdot \frac{100}{l_{hs}} = 1,4 \cdot \frac{100}{240} = 0,583 \text{ K/W.} \quad (6.4)$$

Chlazení musí být dimenzované tak, aby platila následující nerovnost, což v tomto případě neplatí, a proto musí být použito aktivní chlazení pomocí ventilátoru, který sníží tepelný odpor chladiče přibližně 5 – 10 x.

$$(R_{\theta} - R_{\theta c}) \leq R_{\theta hs} \quad (6.5)$$

Detail upevnění koncových tranzistorů společně a výkres použitého chladiče je zobrazen na následující ilustraci. Každý kanál zesilovače je řešen jako oddělený celek s vlastním 80 mm ventilátorem. Výkres chladiče s jednotlivými vrtanými otvory je umístěn v příloze.



Obr. 6.1 Upevnění koncových tranzistorů na použitý chladič

- ① deska plošných spojů, ② izolační slídová podložka,
- ③ teplovodivá pasta, ④ šroub M3 a podložky

6.1.1 Chlazení prvků napájecího zdroje

Na každém z obou usměrňovacích můstků hlavního napájecího napětí vzniká výkonová ztráta přibližně:

$$P_{ZR} = U_{Rf} \cdot I_R = 1 \cdot 10 = 10 \text{ W}, \quad (6.6)$$

kde U_{Rf} je úbytek napětí na diodě usměrňovače v propustném směru a I_R proud usměrňovacím můstkem. Z tohoto důvodu je usměrňovač pro každý kanál umístěn na chladiči spolu s koncovým zesilovačem.

Stabilizátory pomocných napájecích napětí v napájecím zdroji vyžadují taktéž pozornost z hlediska chlazení. Pokud budeme uvažovat usměrněné a vyfiltrované napětí z pomocného transformátoru o velikosti $\pm 20 \text{ V}$ (U_V), tak výkonové ztráty na jednotlivých stabilizátorech budou:

$$P_{Z\ 7x15} = (U_V - U_{stab}) \cdot I_{out} = (20 - 15) \cdot 0,1 = 0,5\ \text{W a} \quad (6.7)$$

$$P_{Z\ 7805} = (U_V - U_{stab}) \cdot I_{out} = (20 - 5) \cdot 0,1 = 1,5\ \text{W}, \quad (6.8)$$

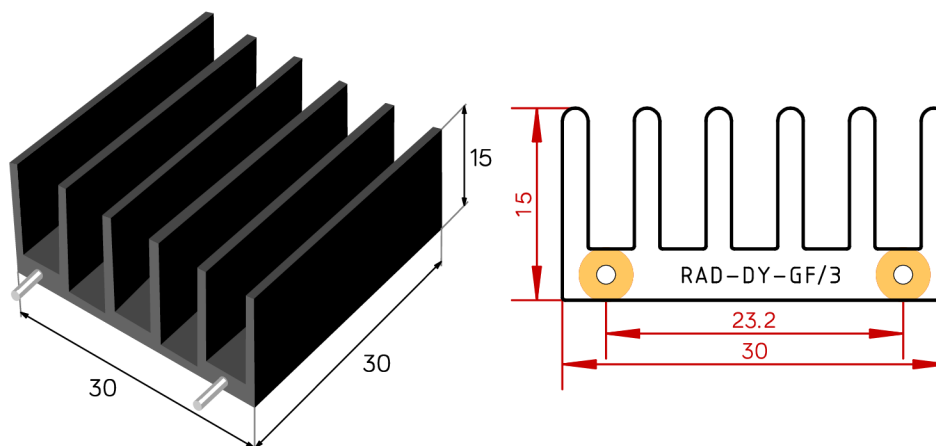
kde I_{out} je maximální výstupní proud odebíraný z daného stabilizátoru. Maximální tepelný odpor pro uchazení stabilizátorů 7815 a 7915 je:

$$R_{\vartheta\ 7x15} \leq \frac{\vartheta_{jmax} - \vartheta_a}{P_{Z\ 7x15}} = \frac{100 - 50}{0,5} = 100\ \text{K/W}, \quad (6.9)$$

dle katalogového listu výrobce [17] by v tomto případě nemusel být použit chladič. Pro zachování nižších teplot je zde použit chladič menší velikosti do desky plošných spojů s tepelným odporem 8,8 K/W, který je zobrazen na Obr. 6.2.

$$R_{\vartheta\ 7805} \leq \frac{\vartheta_{jmax} - \vartheta_a}{P_{max}} = \frac{100 - 50}{1,5} = 33,3\ \text{K/W}. \quad (6.10)$$

Vzhledem k tomu, že tepelný odpor přechod – pouzdro je u tohoto obvodu 5 K/W, musí být tepelný odpor chladiče a přechodu na chladič maximálně 28,33 K/W. I zde lze tedy použít chladič s tepelným odporem 8,8 K/W jako v případě ostatních stabilizátorů.

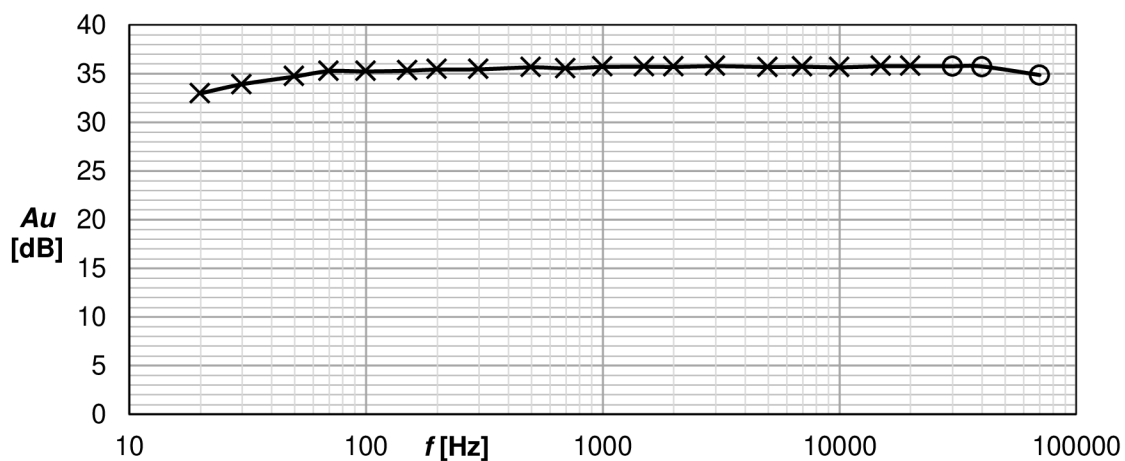


Obr. 6.2 Chladič použitý k chlazení stabilizátorů

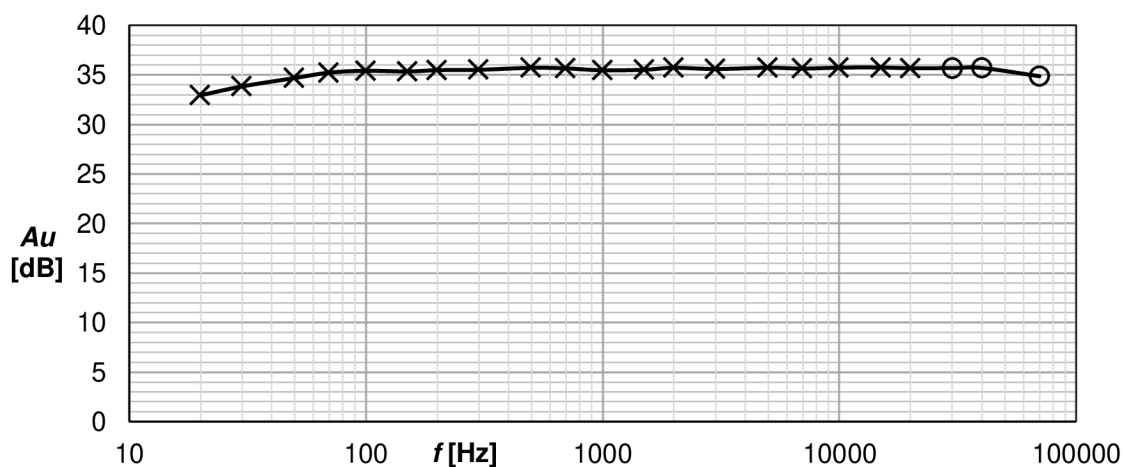
7. MĚŘENÍ PARAMETRŮ A CHARAKTERISTIK

7.1 Koncový zesilovač – frekvenční charakteristiky

Frekvenční charakteristiky koncového zesilovače odpovídají simulacím a zároveň ukazují, že zesilovač přenáší s dostatečnou rezervou celé audio pásmo. V rozsahu měřených kmitočtů od 20 Hz do 70 kHz nelze určit dolní ani horní mezní kmitočty. Při vyšších výkonech, pro kmitočty větší, než 10 kHz je potřeba si dát pozor, aby nedošlo ke zničení Boucherotova členu na výstupu zesilovače. Na těchto frekvencích je impedance kondenzátoru C_{400} natolik nízká, že při větším vybudnění zesilovače dojde k jeho zničení ztrátovým výkonem, který na něm vznikne. Z tohoto důvodu je nutné ho při měření buď odpojit, nebo snížit amplitudu vstupního signálu do zesilovače. Frekvenční charakteristiky obou kanálů byly měřeny za shodných podmínek. Vstupní napětí bylo zvoleno $1,2 V_{PP}$, a to z důvodu snížení ztrátového výkonu na zatěžovacím rezistoru. Při napětěovém zesílení koncového stupně 35 dB odpovídá tomuto vstupnímu napětí výkon přibližně 160 W na zátěži o velikosti 4Ω . Frekvenční charakteristiky obou kanálů jsou shodné až na velmi malé rozdíly.



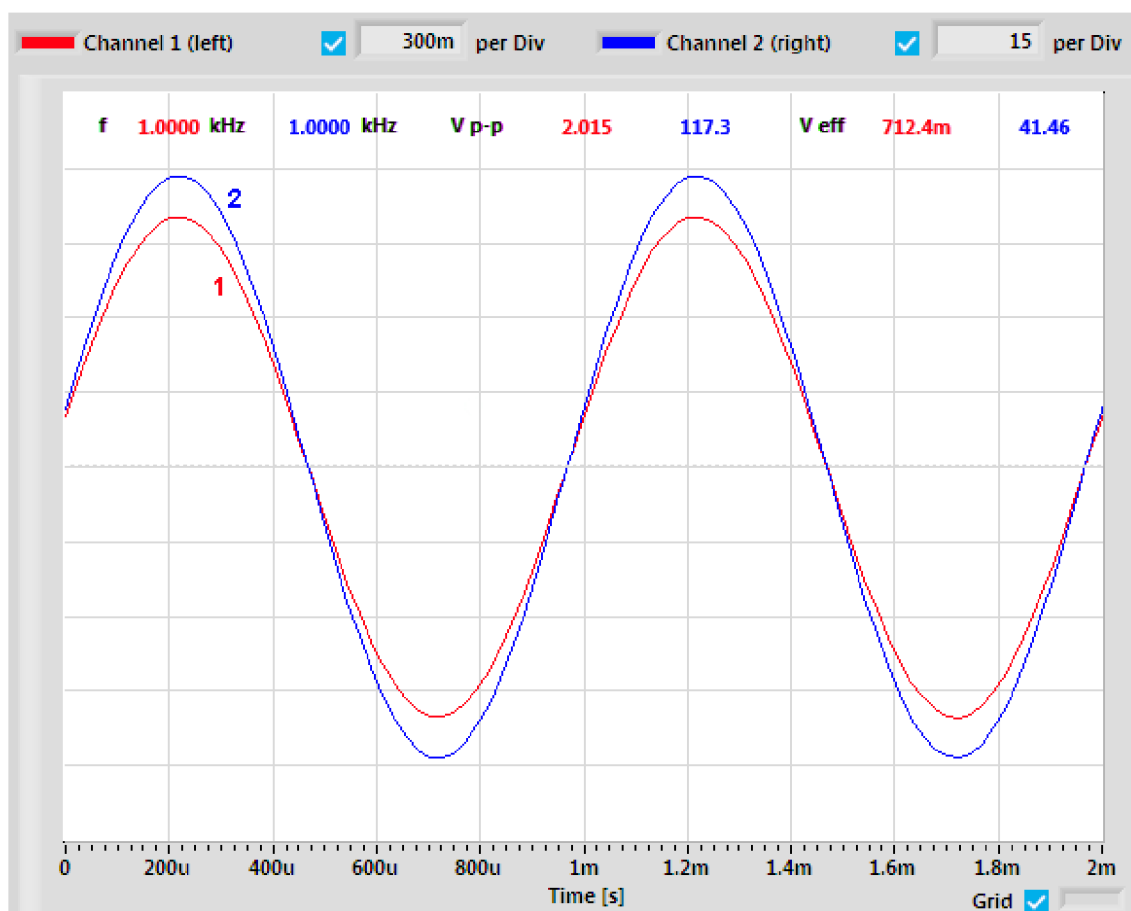
Obr. 7.1 Frekvenční charakteristika levého kanálu koncového zesilovače



Obr. 7.2 Frekvenční charakteristika pravého kanálu koncového zesilovače

7.2 Koncový zesilovač – výstupní výkon a THD

Na Obr. 7.3 zachycen snímek obrazovky osciloskopu při měření výstupního výkonu koncového zesilovače. Sinusové napětí o frekvenci 1 kHz je přivedeno na vstup zesilovače a kanál 1 osciloskopu. Výstupní napětí na zátěži připojené k výstupu zesilovače je měřeno kanálem 2 osciloskopu. Měření bylo provedeno za stejných podmínek na obou kanálech zesilovače se stejnými výsledky, z tohoto důvodu jsou zde uvedeny změřené parametry uvedeny pouze pro levý kanál.



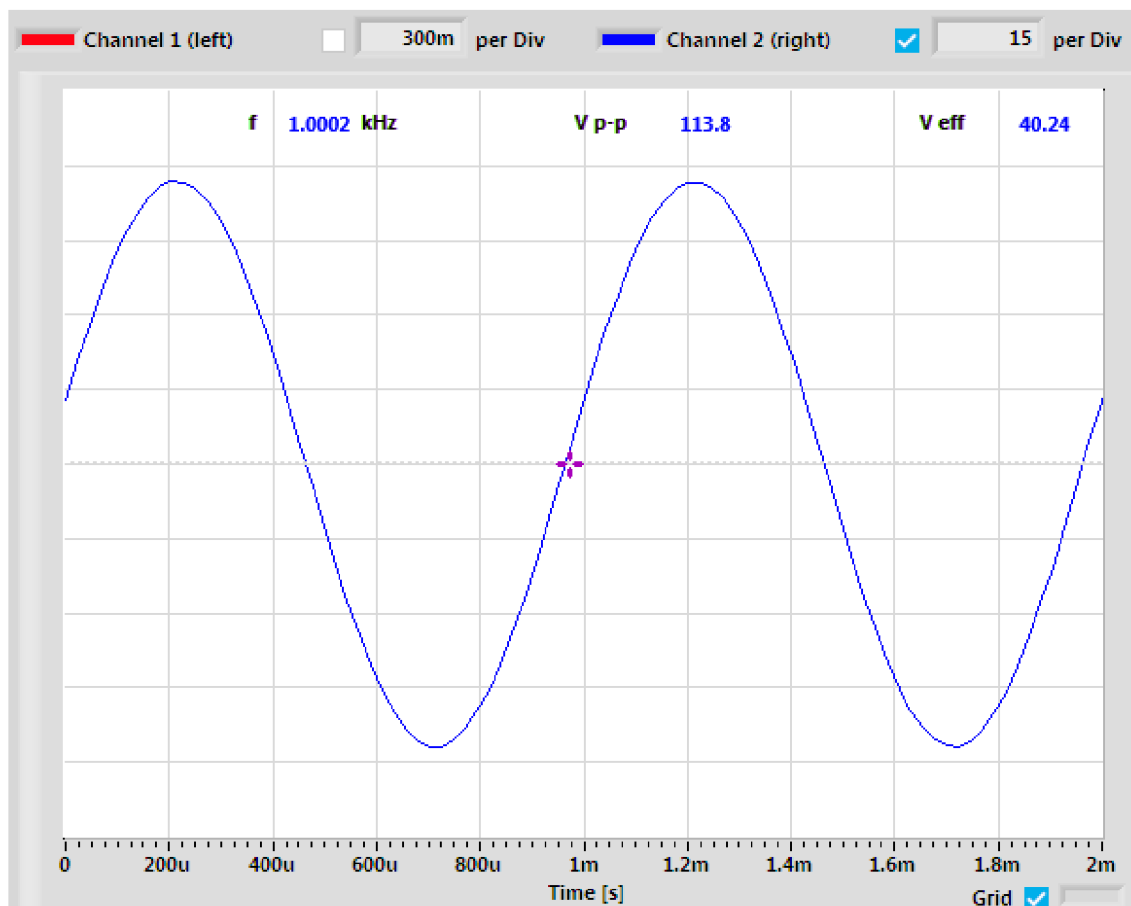
Obr. 7.3 Měření výstupního výkonu na zátěži 3,9 Ω

Výstupní výkon byl měřen na odporové zátěži složené ze čtveřice rezistorů 3,9 Ω / 100 W zapojených sérioparalelně. Výstupní výkon lze tedy dopočítat podle vztahu (7.1). Při daném vstupním napětí, kdy ještě nebyl výstupní signál viditelně zkreslen (THD = 0,5 %), bylo dosaženo výkonu 440,7 W.

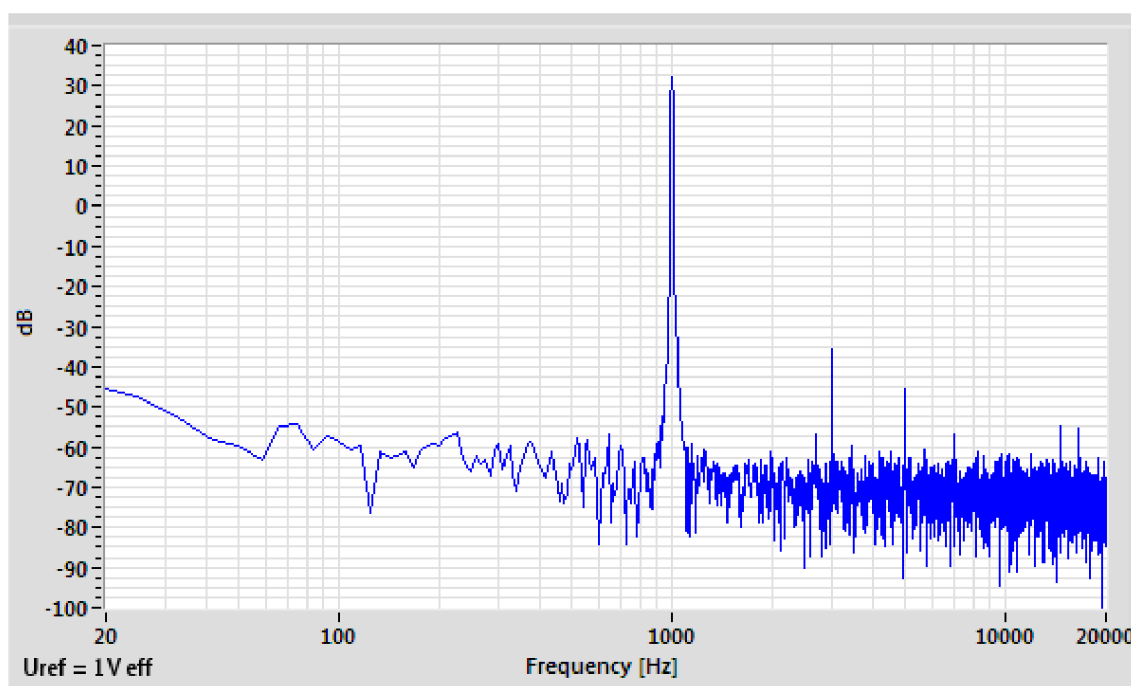
$$P_{OUT} = \frac{U_{OUT}^2}{R_Z} = \frac{41,46^2}{3,9} = 440,7 \text{ W} \quad (7.1)$$

Změřené napájecí napětí koncového stupně při tomto měření bylo ± 79 V.

Pro výstupní výkon 400 W (Obr. 7.4) bylo změřeno harmonické zkreslení 0,04 %, spektrum signálu na výstupu zesilovače je zachyceno na Obr. 7.5.

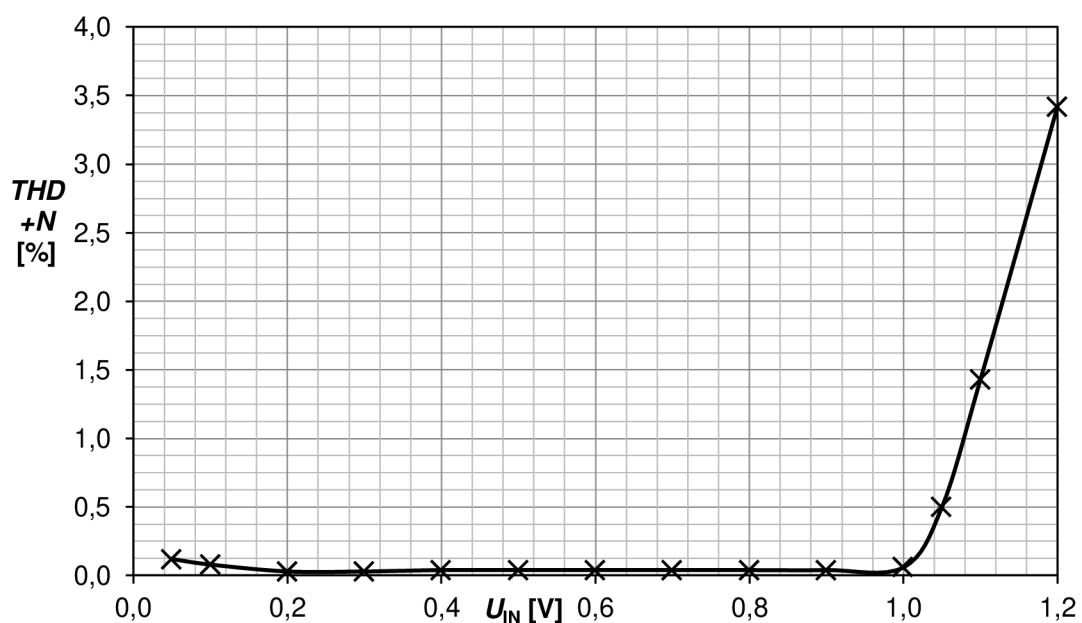


Obr. 7.4 Časový průběh napětí na výstupu zesilovače při výstupním výkonu 400 W/4 Ω



Obr. 7.5 Spektrum signálu na výstupu zesilovače při výstupním výkonu 400 W/4 Ω

Graf na Obr. 7.6 zobrazuje změřenou závislost harmonického zkreslení výstupního signálu ze zesilovače na velikosti amplitudy vstupního napětí.



Obr. 7.6 Závislost THD+N na amplitudě vstupního napětí zesilovače (levý kanál)

Tabulka 7.1 Porovnání výsledků simulací s naměřenými hodnotami

Název	označení	simulace	změřeno	jednotka	
Dolní mezní frekvence	f_{DM}	20,4	~18	Hz	
Horní mezní frekvence	f_{HM}	184,3	> 70	kHz	
Napěťové zesílení ($f = 1$ kHz)	A_U	35	35,5	dB	
Výstupní výkon ($U_{IN} = 2$ V _{PP} , $R_Z = 4$ Ω , $f = 1$ kHz)	P_{OUT}	435	440,7	W	
	THD	0,36	0,5	%	
Harmonické zkreslení ($P_{OUT} = 400$ W, $f = 1$ kHz)	THD	0,20	0,04	%	
Účinnost	$P_{OUT} = 28,3$ W	15,4	15,3		
	$P_{OUT} = 113,1$ W	η	32	31,4	%
	$P_{OUT} = 452,7$ W		62,7	61,5	

8. ZÁVĚR

V teoretické části bakalářské práce byly uvedeny zásadní teoretické poznatky týkající se problematiky nízkofrekvenčních audio zesilovačů, společně s hlavními parametry určujícími jejich kvalitu a vlastnosti.

Dále byla ověřena teoretická funkčnost vybraného zapojení koncového zesilovače a provedeny změny u některých použitých součástek. Hlavní náplní práce byla simulace jednotlivých částí zesilovače i celého funkčního celku v simulačním programu PSpice, tak jak bylo zmíněno v úvodu. Tyto simulace zahrnují analýzu klidových pracovních bodů, časové analýzy a rovněž zkoumání chování obvodu ve frekvenční oblasti. Výsledky jednotlivých simulací byly srovnány s výsledky dosaženými zjednodušenými výpočty a teoretickými předpoklady. Při srovnání těchto výsledků došlo k jejich shodě, většinou s minimální odchylkou.

Bylo potvrzeno, že dané zapojení koncového zesilovače je schopno dodat výkon 400 W do zátěže 4Ω s dostatečnou rezervou. Konkrétní hodnota teoreticky dosažitelného výstupního výkonu jednoho kanálu zesilovače je 435 W při napájecím napětí ± 75 V. Zesílení celého zesilovače je 35 dB, což znamená, že pro požadovaný výstupní výkon je nutno budit zesilovač napětím o amplitudě 1 V. Přenášené pásmo zesilovače pro pokles zesílení o 3 dB je 25,4 Hz až 154,5 kHz.

Analýza obvodu ochrany reproduktorů ukazuje, že tento obvod splňuje předpoklady pro správnou funkci.

Ze všech získaných poznatků byly stanoveny požadavky, které je třeba zohlednit při návrhu desky plošných spojů. Návrh jednostranné desky plošných spojů pro budoucí zhotovení funkčního vzorku zesilovače byl proveden v programu EAGLE, přičemž bylo dosaženo poměrně kompaktních rozměrů pro zesilovač dané třídy a výkonu. Výsledný motiv desky plošných spojů je přiložen v příloze.

Dalším cílem práce byl návrh napájecího zdroje včetně obvodu soft startu pro dvoukanalový zesilovač a doplnění tohoto celku o indikátory vybuzení, správu chladicího systému a vstupní člen.

Na zhotoveném a oživeném koncovém zesilovači bylo ověřeno nastavení pracovního bodu a provedeno měření jeho parametrů. Z hlediska výstupního výkonu bylo zadání splněno, koncový stupně je schopen dodat výstupní výkon 440 W do zátěže $3,9 \Omega$, a to při napájecím napětí přibližně ± 79 V. Frekvenční charakteristiky byly měřené v rozsahu kmitočtů 20 Hz – 70 kHz, avšak v tomto rozsahu nebyl zjištěn ani jeden z mezních kmitočtů pro pokles zisku o 3 dB. Dolní mezní kmitočet pro tento útlum se nachází těsně pod nejnižší měřenou hodnotou 20 Hz. U obou kanálů zesilovače jsou frekvenční charakteristiky totožné až na malé rozdíly. Velikost harmonického zkreslení pro výstupní výkon 400 W na zátěži $3,9 \Omega$ je 0,04%, což je hodnota nižší než zjištěná simulací.

Celé zhotovené zařízení je zabudováno do přístrojové skříně 19" systému výšky 2U o rozměrech 433 x 88 x 300 mm. Zadání bakalářské práce se tak podařilo bezesbýtku splnit.

Literatura

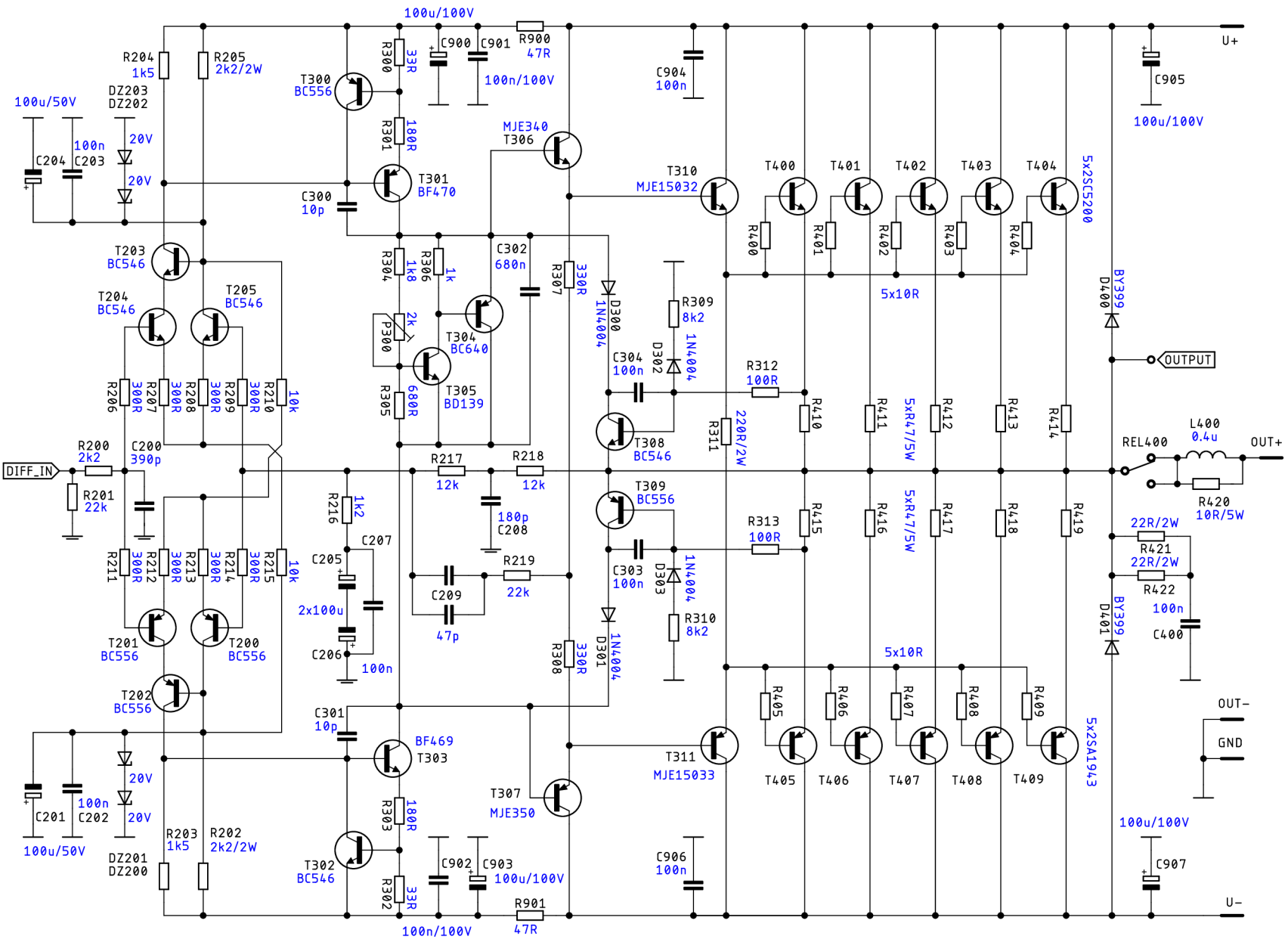
- [1] LEACH, W. Marshall, Professor. *Leach Amp plans - part 1* [online]. Georgia Institute of Technology, 2000 [cit. 2018-11-16]. Dostupné z: <http://leachlegacy.ece.gatech.edu/lowtim/>
- [2] KITCHIN, Charles. *If All Else Fails, Read This Article. Avoid Common Problems When Designing Amplifier Circuits* [online]. [cit. 2018-11-16]. Dostupné z: <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/common-problems-when-designing-amplifier-circuits.html>
- [3] *Zosilnovace.eu* [online]. [cit. 2018-11-16]. Dostupné z: <http://zosilnovace.eu/index.htm>
- [4] ROHITBD. Block diagram of a basic switching or PWM (class-D) amplifier. In: *Wikipedia* [online]. 7 .6. 2006 [cit. 2018-11-11]. Dostupné z: <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=3219218>
- [5] TEXAS INSTRUMENTS. *NE5534x, SA5534x Low-Noise Operational Amplifiers: Datasheet* [online]. 2014 [cit. 2018-11-17]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ne5534.pdf>
- [6] ON SEMICONDUCTOR. BC546, BC547, BC548 Amplifier Transistors datasheet. <https://www.onsemi.com/> [online]. 6. 2012 [cit. 2018-11-23]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/BC546-D.PDF>
- [7] ON SEMICONDUCTOR. BC556, BC557, BC558 Amplifier Transistors datasheet. <https://www.onsemi.com/> [online]. 3. 2007 [cit. 2018-11-23]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/BC556B-D.PDF>
- [8] PHILIPS. BF469; BF471 NPN high-voltage transistors. *PCP audio* [online]. 9. 12. 1996 [cit. 2018-11-23]. Dostupné z: https://www.pcpaudio.com/pcpfiles/transistores/BF469_471.pdf
- [9] PHILIPS. BF470; BF472 PNP high-voltage transistors. *Jaromír Buček - elektronické součástky* [online]. 9. 12. 1996 [cit. 2018-11-23]. Dostupné z: <https://www.bucek.name/pdf/bf470,472.pdf>

- [10] ST MICROELECTRONICS. BD135 - BD136 BD139 - BD140 Complementary low voltage transistor. *STMicroelectronics* [online]. 5. 2008 [cit. 2018-11-23]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/bd139.pdf>
- [11] ON SEMICONDUCTOR. BC640-016G High Current Transistors. *ON SEMICONDUCTOR* [online]. 6. 2011 [cit. 2018-11-23]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/BC640-D.PDF>
- [12] TOSHIBA. 2SC5200 Transistor. *Toshiba* [online]. 1. 2016 [cit. 2018-11-23]. Dostupné z: <https://toshiba.semicon-storage.com/info/docget.jsp?did=20668&prodName=2SC5200>
- [13] TOSHIBA. 2SA1943 Transistor. *Toshiba* [online]. 1. 2016 [cit. 2018-11-23]. Dostupné z: <https://toshiba.semicon-storage.com/info/docget.jsp?did=20427&prodName=2SA1943>
- [14] ON SEMICONDUCTOR. MJE15032 (NPN), MJE15033 (PNP) Complementary Silicon Plastic Power Transistors. *ON SEMICONDUCTOR* [online]. 12. 2014 [cit. 2018-11-23]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJE15032-D.PDF>
- [15] ON SEMICONDUCTOR. MJE340G Plastic Medium-Power NPN Silicon Transistor. *ON SEMICONDUCTOR* [online]. 2. 2017 [cit. 2018-11-23]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJE340-D.PDF>
- [16] ON SEMICONDUCTOR. MJE350G Plastic Medium-Power PNP Silicon Transistor. *ON SEMICONDUCTOR* [online]. 2. 2017 [cit. 2018-11-23]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJE350-D.PDF>
- [17] L78xx datasheet: Positive voltage regulator ICs. *STMicroelectronics* [online]. 9.2018 [cit. 2019-05-11]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/l78.pdf>
- [18] SCT2024 DataSheet - StarChips Technology Inc.: 16-bit Serial-In/Parallel-Out Constant Current LED Driver. *StarChips Technology* [online]. 5.2011 [cit. 2019-05-11]. Dostupné z: http://www.starchips.com.tw/pdf/datasheet/SCT2024V01_03.pdf

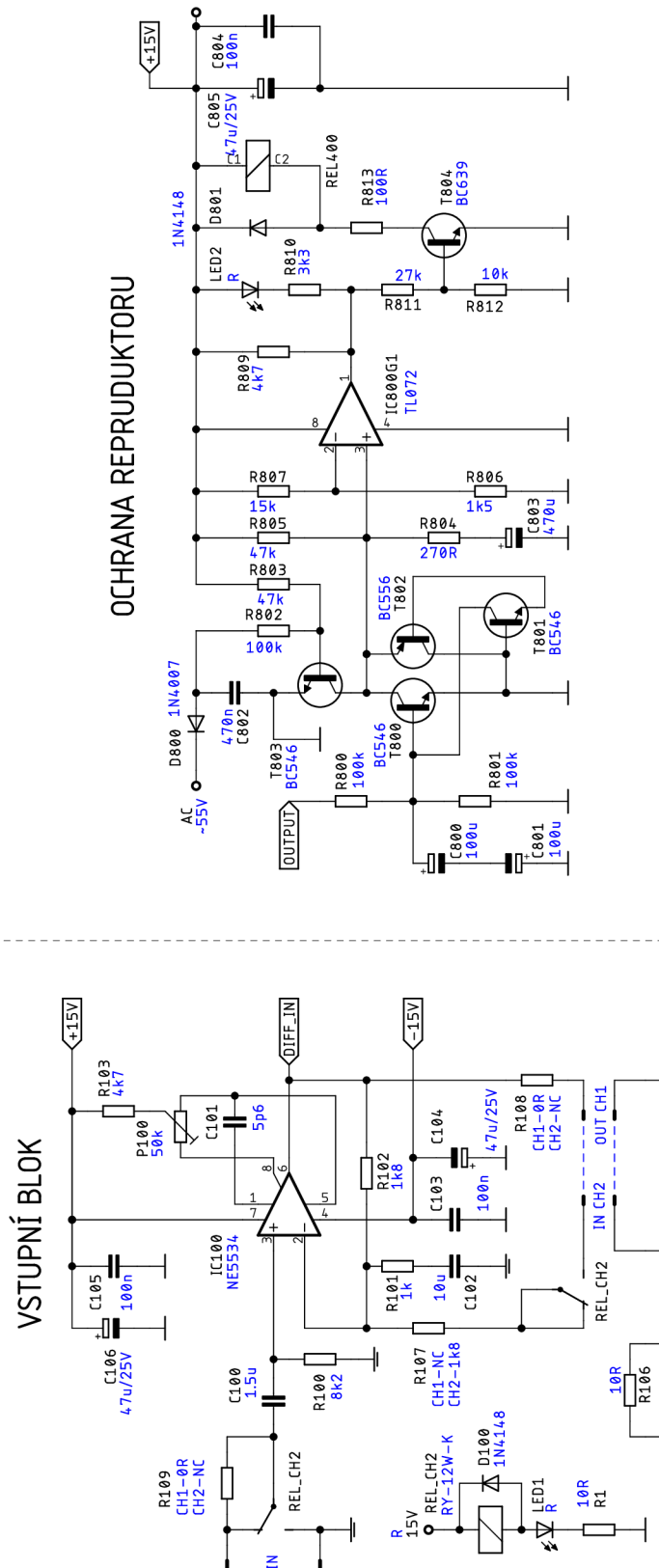
Seznam příloh

Příloha 1 - Schéma zapojení koncového zesilovače.....	86
Příloha 2 - Schéma zapojení vstupního bloku a obvodu ochrany reproduktorů	87
Příloha 3 - Motiv desky plošných spojů koncového zesilovače (1:1)	88
Příloha 4 - Osazovací plán desky plošných spojů koncového zesilovače – strana součástek	89
Příloha 5 - Osazovací plán desky plošných spojů koncového zesilovače – strana spojů.....	90
Příloha 6 - Schéma zapojení indikátoru vybuzení	91
Příloha 7 - Schéma zapojení indikátoru vybuzení	92
Příloha 8 - Osazovací plán desek plošných spojů indikátoru vybuzení – strana spojů (bottom).....	93
Příloha 9 - Osazovací plán desek plošných spojů indikátoru vybuzení – strana součástek (top).....	94
Příloha 10 - Schéma zapojení zdrojové části	95
Příloha 11 - Osazovací plán DPS zdrojové části 1	96
Příloha 12 - Osazovací plán DPS zdrojové části 2	97
Příloha 13 - Osazovací plán DPS vstupního filtru	98
Příloha 14 - Vrtací předloha pro chladič k. z.	99
Příloha 15 - Fotografie zhotoveného zařízení	100

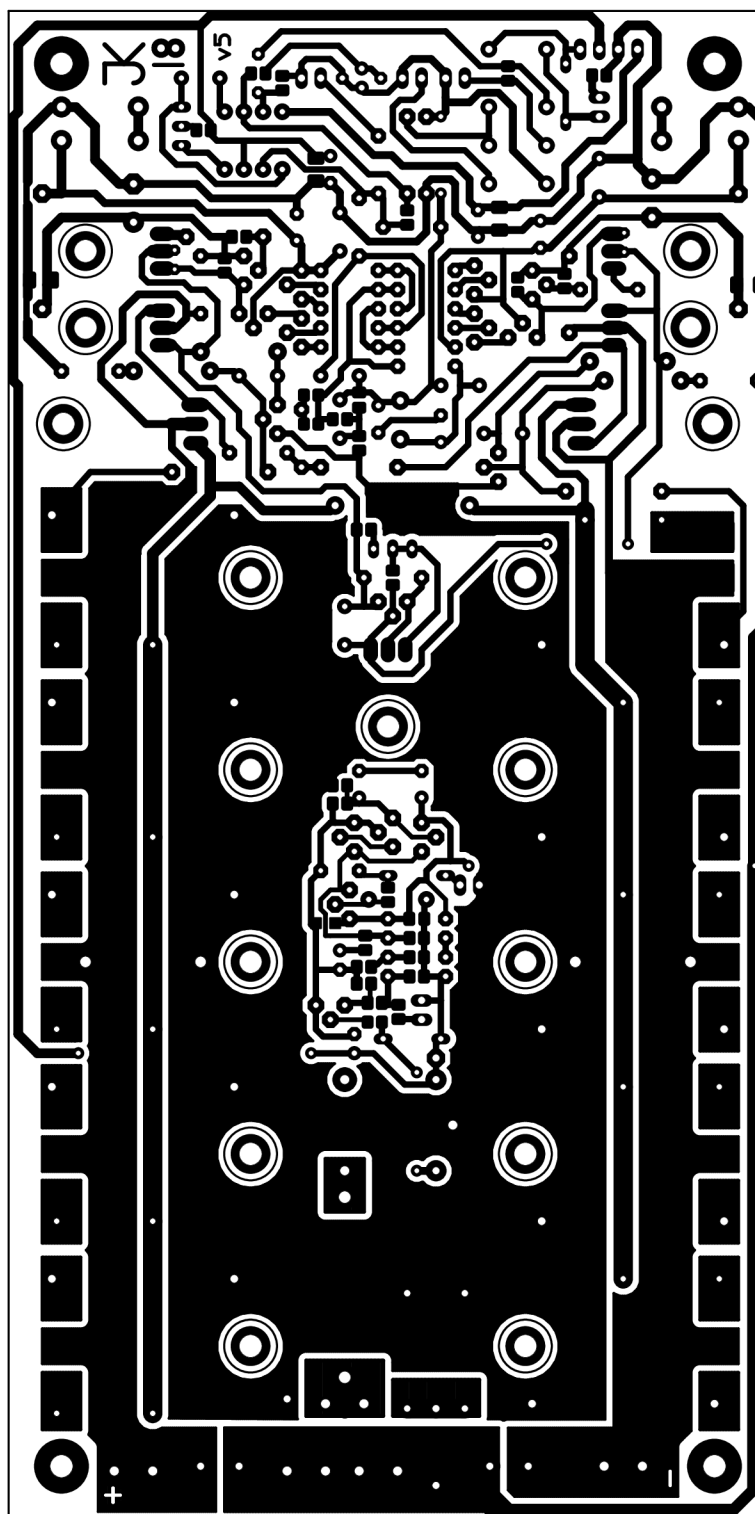
Příloha I - Schéma zapojení koncového zesilovače



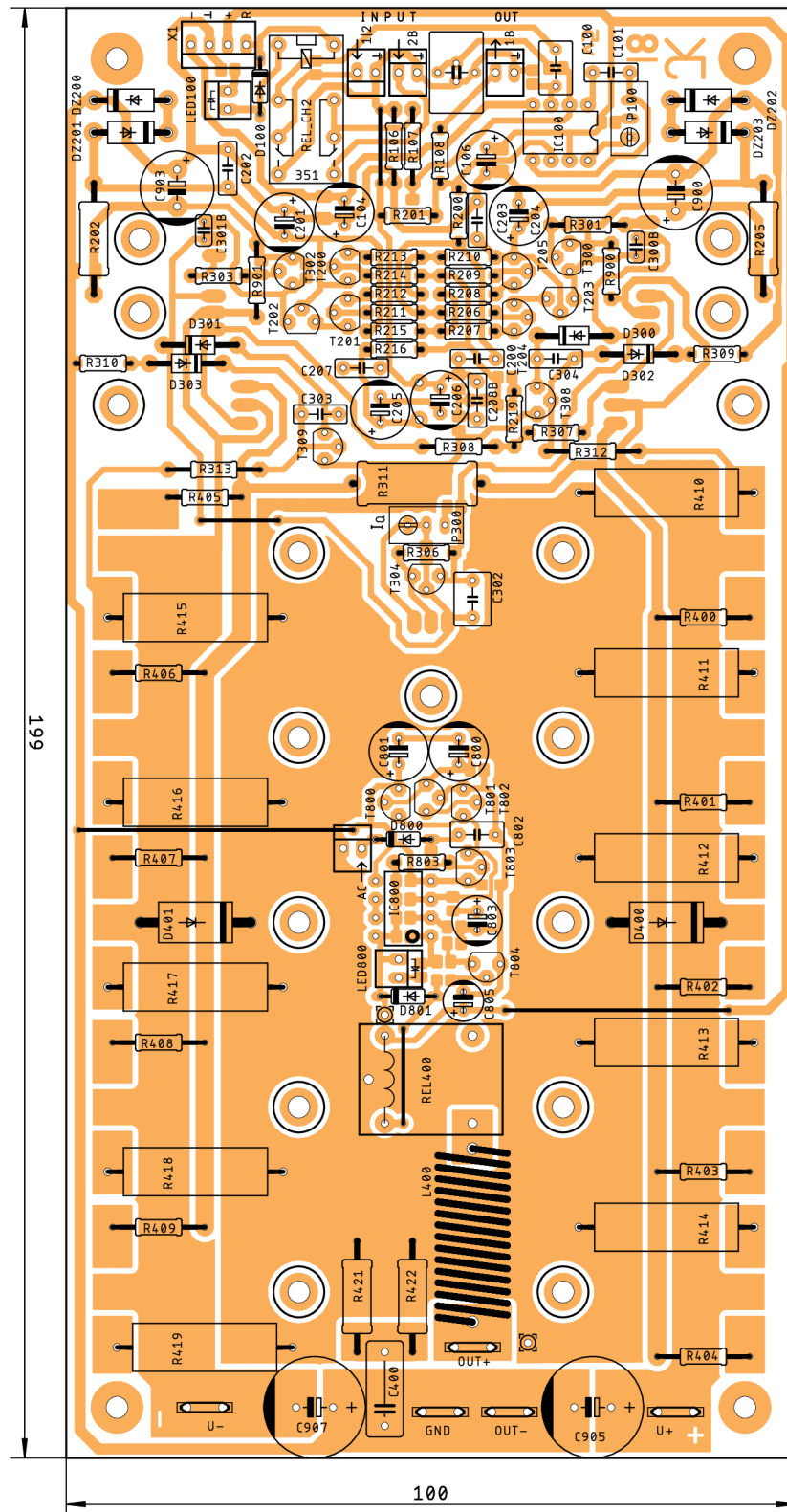
Příloha 2 - Schéma zapojení vstupního bloku a obvodu ochrany reproduktorů



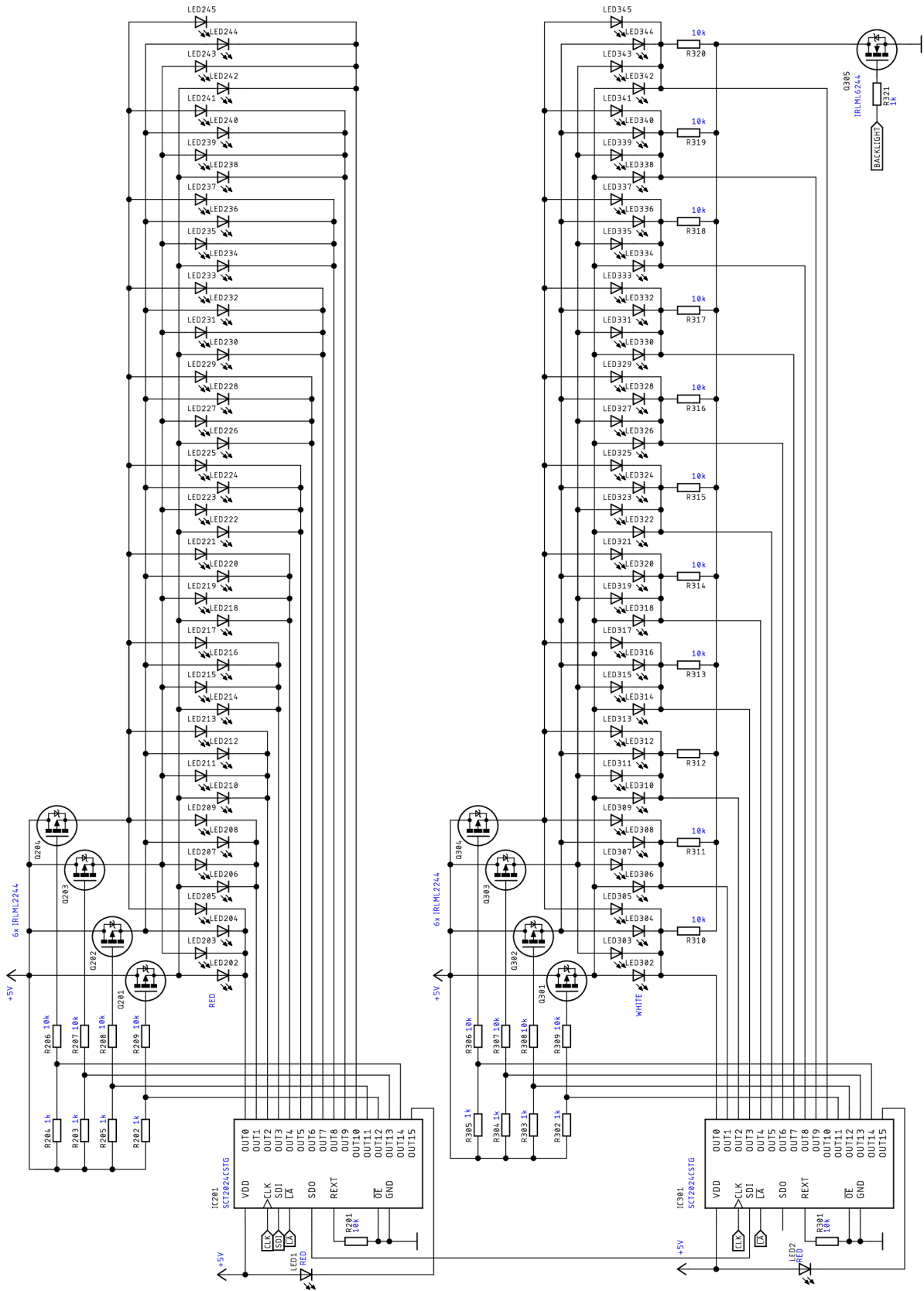
Příloha 3 - Motiv desky plošných spojů koncového zesilovače (1:1)



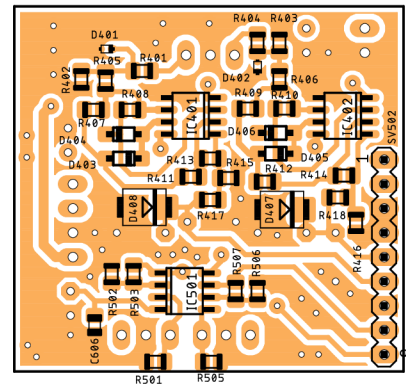
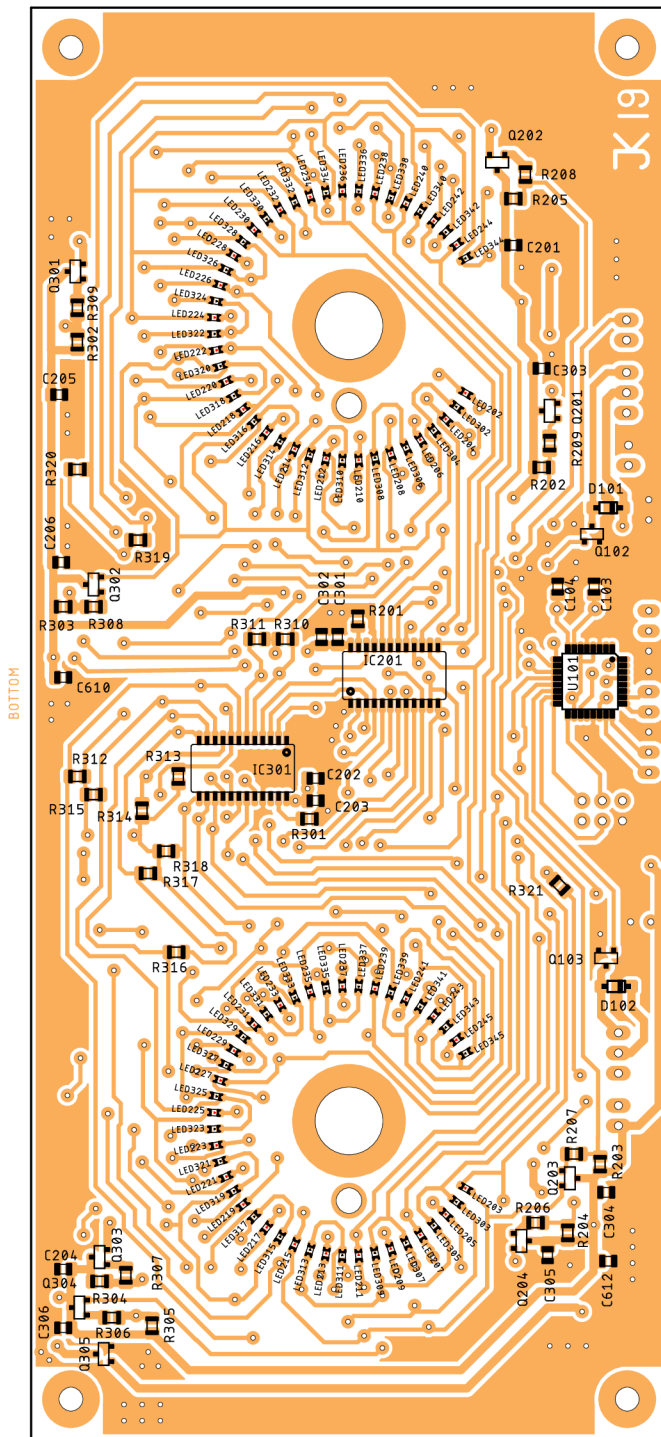
Příloha 4 - Osazovací plán desky plošných spojů koncového zesilovače – strana součástek



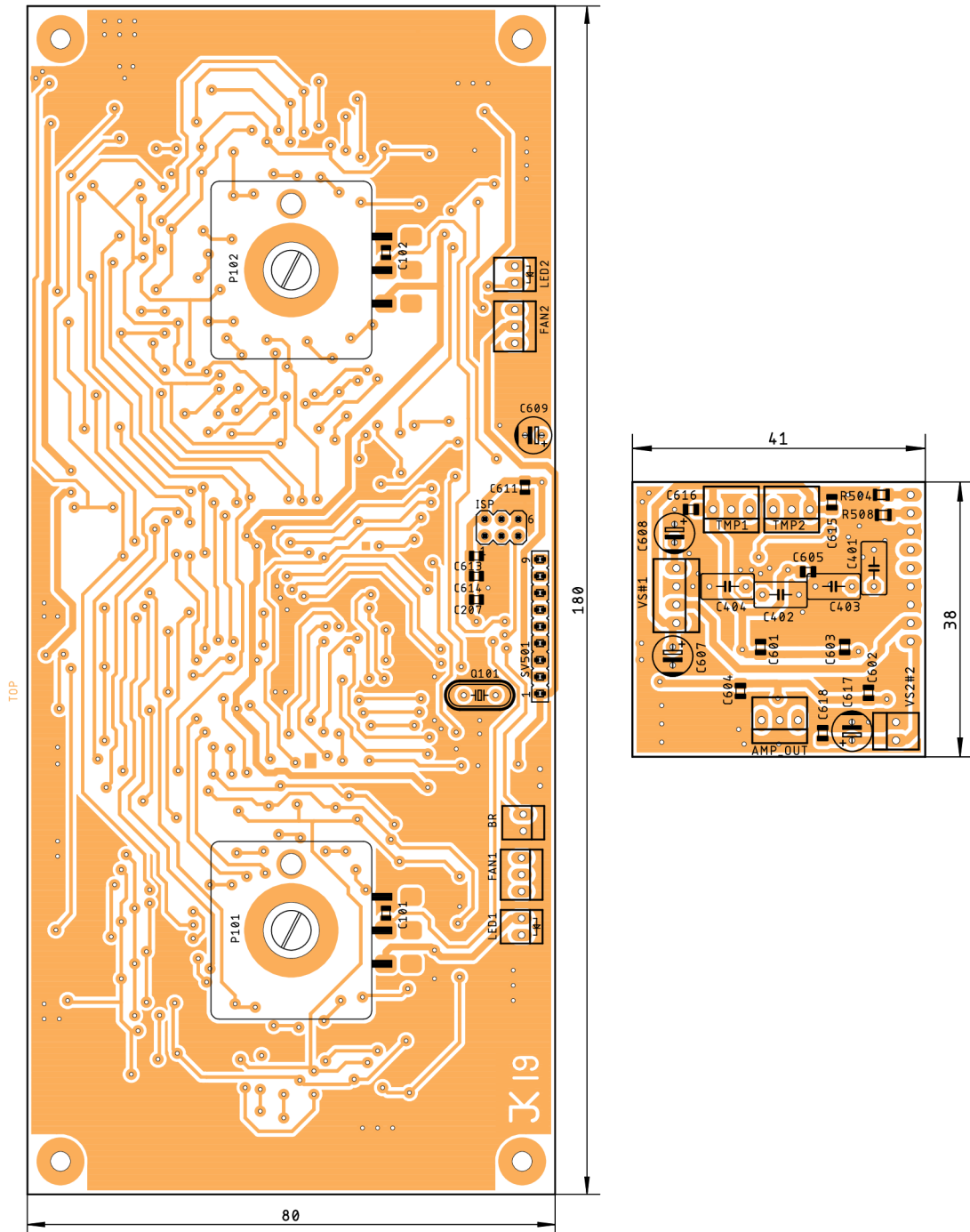
Příloha 7 - Schéma zapojení indikátoru vybuzení



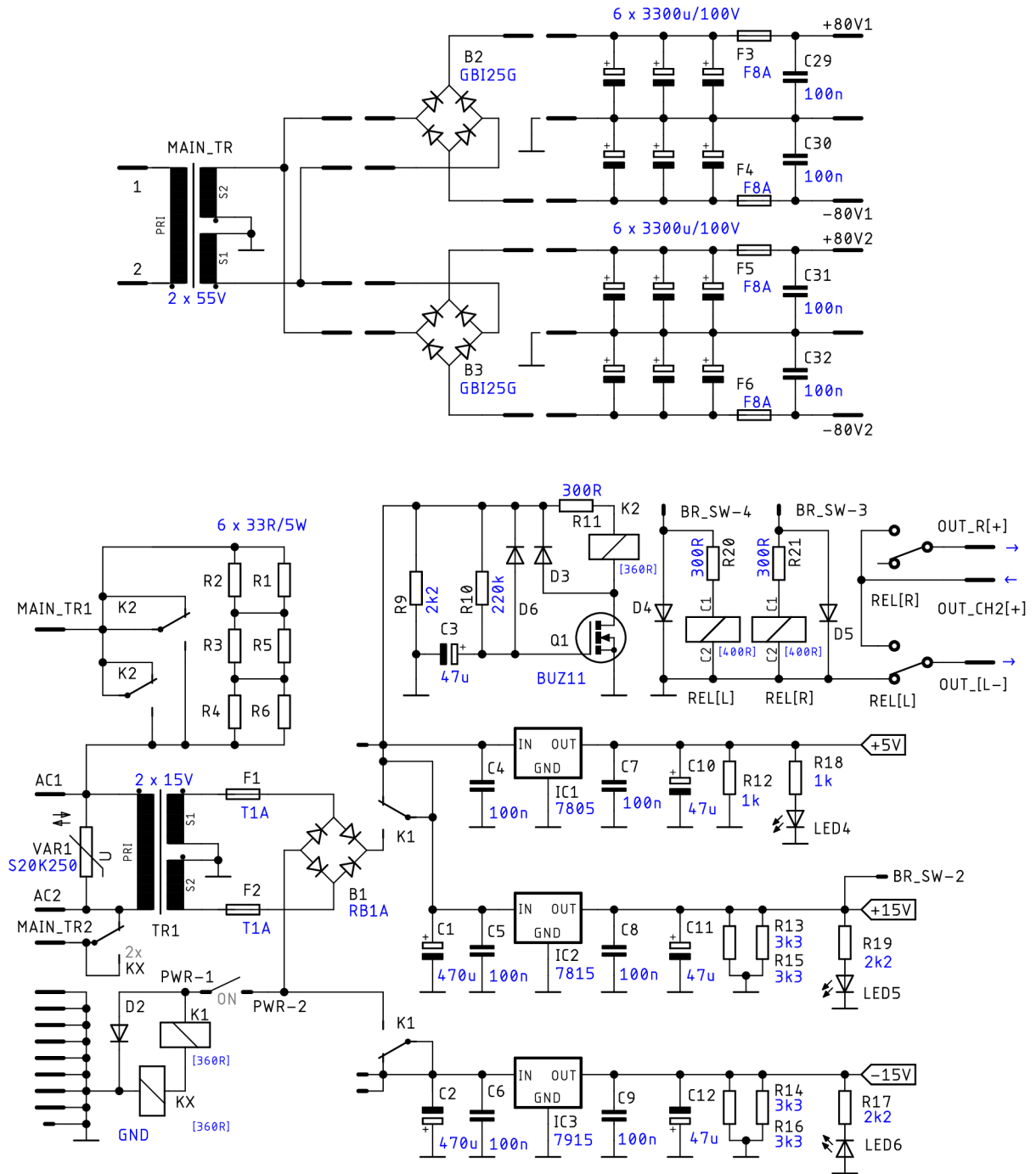
Příloha 8 - Osazovací plán desek plošných spojů indikátoru vybuzení – strana spojů (bottom)



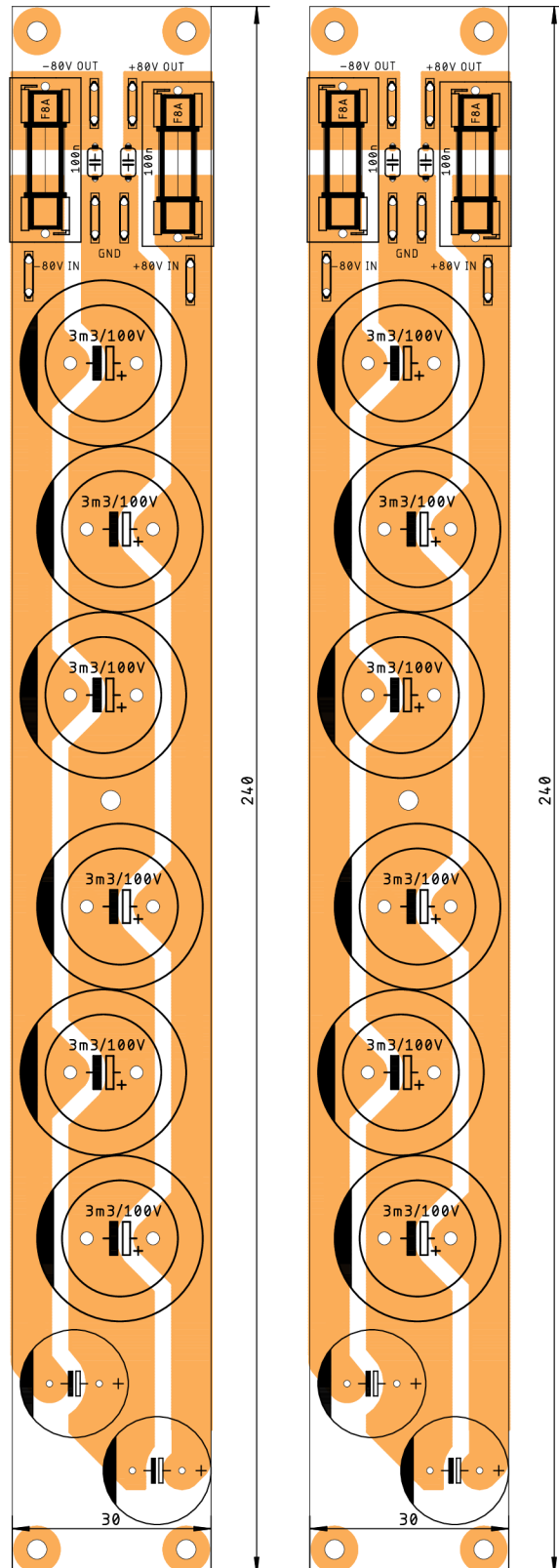
Příloha 9 - Osazovací plán desek plošných spojů indikátoru vybuzení – strana součástek (top)



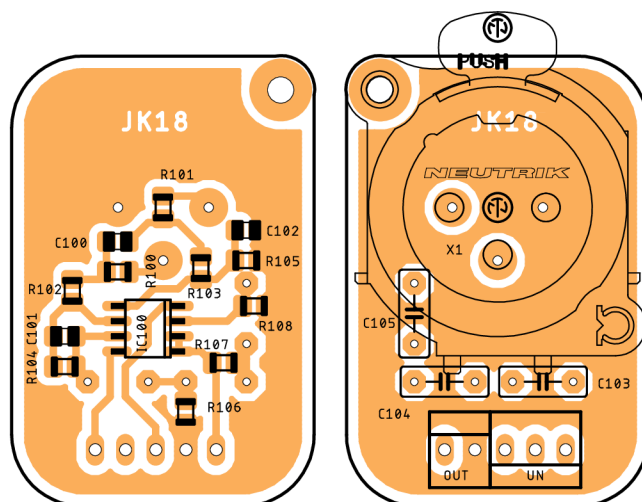
Příloha 10 - Schéma zapojení zdrojové části



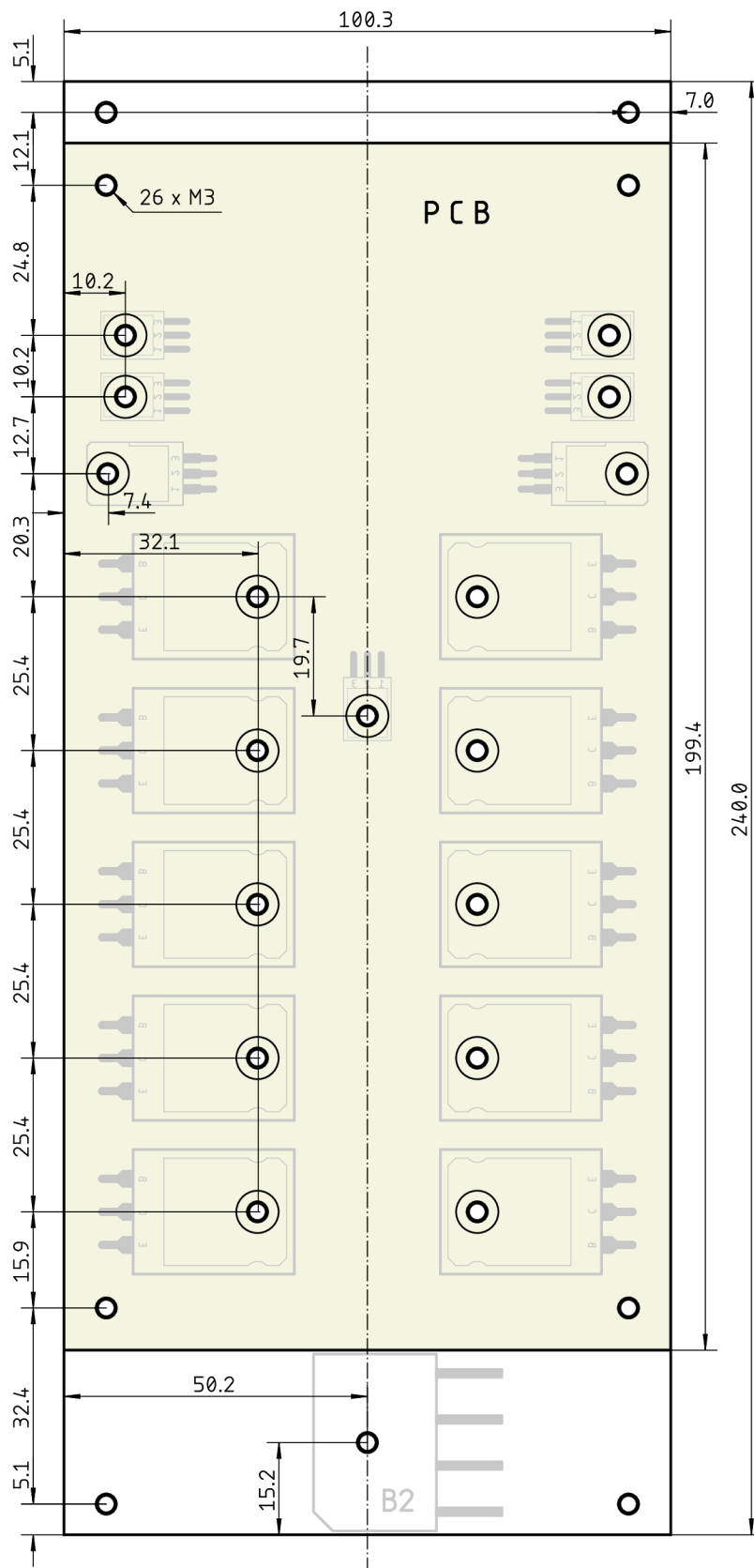
Příloha 12 - Osazovací plán DPS zdrojové části 2



Příloha 13 - Osazovací plán DPS vstupního filtru

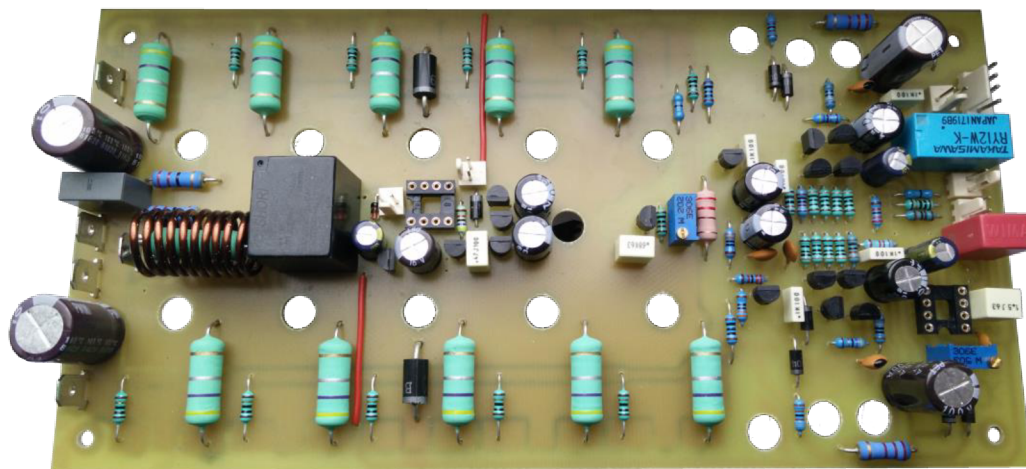


Příloha 14 - Vrtací předloha pro chladič k. z.



Příloha 15 - Fotografie zhotoveného zařízení

;



Obr. 8.1 Osazená DPS koncového zesilovače



Obr. 8.2 Pohled na přední panel a uspořádání jednotlivých prvků ve škríní