

Bakalářská práce



České  
vysoké  
učení technické  
v Praze

**F3**

Fakulta elektrotechnická  
Katedra teorie obvodů

## Precizní výkonový audio zesilovač ve třídě AB

**Petr Brázdil**

Vedoucí práce: Doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka  
Květen 2019



## I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Brázdil** Jméno: **Petr** Osobní číslo: **466233**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Zadávací katedra/ústav: **Katedra teorie obvodů**  
Studijní program: **Elektronika a komunikace**

## II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

**Precizní výkonový audio zesilovač ve třídě AB**

Název bakalářské práce anglicky:

**A-class Power Audio-amplifier**

Pokyny pro vypracování:

Proveďte rešerši zapojení výkonových audio-zesilovačů a porovnejte jejich parametry. Navrhněte zapojení zesilovače s IO LME49811, zvolte vhodné koncové tranzistory vyřešte teplotní stabilizaci. Navrhněte i řešení proudové a teplotní ochrany zesilovače. Navrhněte desku plošných spojů a funkci zesilovače ověřte realizací funkčního vzorku celkového zapojení. Na funkčním vzorku proveďte měření parametrů zesilovače, které v závěru zhodnotíte.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Douglas Self: Audio Power Amplifier Design Handbook, Elsevier Science, Third edition 2002, ISBN 0 7506 56360
- [2] Cordell Bob: Designing Audio Power Amplifiers, Mc Graw Hill 2011, ISBN: 978-0-07-164025-1
- [3] Mike Renardson's Audio Design: <http://www.renardson-audio.com/>
- [4] Aplikační poznámky a datasheety Texas Instruments, Vishay, Analog Devices, Linear Technology

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:


**doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka, katedra teorie obvodů FEL**


Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

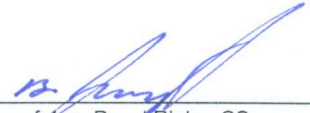
Datum zadání bakalářské práce: **11.02.2019**

Termín odevzdání bakalářské práce: \_\_\_\_\_

Platnost zadání bakalářské práce: **20.09.2020**

  
doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka  
podpis vedoucí(ho) práce

  
doc. Ing. Radoslav Bortel, Ph.D.  
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

  
prof. Ing. Pavel Řípka, CSc.  
podpis děkana(ky)

## III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Student bere na vědomí, že je povinen vypracovat bakalářskou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v bakalářské práci.

13.3.2019  
Datum převzetí zadání

Brázdil  
Podpis studenta



## Poděkování

Chtěl bych zde poděkovat vedoucímu bakalářské práce Doc. Dr. Ing. Jiřímu Hospodkovi za poskytnutí cenných rad a zkušeností při osobních konzultacích.

## Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího práce, a že jsem uvedl veškerou použitou literaturu.

V Praze, 23. května 2019

## Abstrakt

Tato práce je zaměřena na návrh a realizaci výkonového zesilovače ve třídě AB za pomoci integrovaného budiče LME49811. Je zde řešena problematika teplotní stabilizace koncových tranzistorů, chlazení, teplotní ochrany, proudového omezení a stejnosměrné složky na výstupu zesilovače. Zároveň je návrh zaměřen i na provoz zesilovače v proudovém režimu buzení. V poslední řadě jsou zhodnoceny výsledky měření funkčního vzorku zesilovače.

**Klíčová slova:** zesilovač ve třídě AB, integrovaný budič LME49811, teplotní stabilizace, teplotní ochrana, chlazení,  $U_{BE}$  násobič, DC servo, ThermalTrak tranzistory

**Vedoucí práce:** Doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka

## Abstract

This thesis is focused on design and realization of class AB audio power amplifier with integrated driver LME49811. Problems with thermal stabilization of the output stage transistors, cooling, thermal protection, current limiting and DC component on the output are solved here. This design is also focused on the current-drive mode. Then the functional prototype is measured and the obtained results are discussed.

**Keywords:** class AB audio power amplifier, integrated driver LME49811, thermal stabilization, thermal protection, cooling,  $U_{BE}$  multiplier, DC servo, ThermalTrak transistors

**Title translation:** AB-class Power Audio-amplifier

# Obsah

Úvod	1	Měření zesilovače	
<b>Část I</b>		<b>9 Signálové parametry zesilovače</b>	<b>41</b>
<b>Obecný přehled</b>		9.1 Modulová a fázová charakteristika	41
<b>1 Trendy v návrzích výkonových audio zesilovačů</b>		9.2 Harmonické zkreslení THD . . . . .	44
		9.3 Odstup signálu od šumu SNR ..	47
		9.4 Rychlost přeběhu SR . . . . .	48
		9.5 Stejnoseměrná složka . . . . .	49
		<b>10 Měření ochranných prvků zesilovače</b>	<b>51</b>
		10.1 Teplotní stabilita . . . . .	51
		10.2 Oměřování teplotního senzoru .	52
		10.3 Hodnota mezního proudu . . . . .	53
		<b>Závěr</b>	<b>55</b>
		<b>Literatura</b>	<b>57</b>
<b>Část II</b>			
<b>Návrh zesilovače</b>			
<b>2 Integrovaný budič LME49811</b>	<b>11</b>		
2.1 Popis budiče LME49811 . . . . .	11		
2.2 Způsoby zapojení budiče LME49811 v samotném zesilovači .	11		
<b>3 Vstupní část zesilovače</b>	<b>15</b>		
3.1 Vstupní filtr . . . . .	15		
<b>4 Výstupní část zesilovače</b>	<b>17</b>		
4.1 Zapojení koncových tranzistorů .	18		
4.2 $U_{BE}$ násobič . . . . .	18		
4.3 Proudové omezení . . . . .	19		
4.4 Zobelův článek . . . . .	20		
<b>5 DC servo</b>	<b>21</b>		
5.1 Stejnoseměrná složka . . . . .	21		
5.2 Návrh DC serva . . . . .	23		
5.3 Napájení DC serva . . . . .	25		
<b>6 Chlazení</b>	<b>27</b>		
6.1 Ztrátový výkon koncových tranzistorů . . . . .	27		
6.2 Volba chladiče . . . . .	30		
6.3 Chlazení budiče LME49811 . . . . .	31		
<b>7 Teplotní ochrana</b>	<b>33</b>		
7.1 Teplotní senzor LM60 . . . . .	33		
7.2 Zapojení teplotní ochrany . . . . .	34		
7.3 Napájení teplotní ochrany . . . . .	35		
<b>8 Deska plošných spojů</b>	<b>37</b>		
<b>Část III</b>			

## Obrázky

2.1 Blokové schéma zapojení budiče LME49811 v režimu napětového buzení . . . . .	12
2.2 Blokové schéma zapojení budiče LME49811 v režimu proudového buzení . . . . .	12
3.1 Schéma zapojení vstupního filtru	15
3.2 Modulová a fázová charakteristika při napětovém režimu buzení . . . . .	16
3.3 Modulová a fázová charakteristika při proudovém režimu buzení . . . . .	16
4.1 Schéma zapojení výstupní části zesilovače . . . . .	17
5.1 Modelové schéma zapojení pro popis DC parametrů budiče LME49811 . . . . .	21
5.2 Schéma zapojení DC serva při napětovém buzení . . . . .	23
5.3 Schéma zapojení DC serva při proudovém buzení . . . . .	24
5.4 Schéma zapojení symetrického napájení DC serva . . . . .	25
6.1 Ilustrační schéma pro výpočet ztrátového výkonu koncového tranzistoru . . . . .	27
6.2 Ztrátový výkon tranzistoru v závislosti na amplitudě výstupního napětí ( $ Z  = 4 \Omega$ ) . . . . .	29
6.3 Ztrátový výkon tranzistoru v závislosti na amplitudě výstupního napětí ( $ Z  = 8 \Omega$ ) . . . . .	29
6.4 Náhradní schéma pro tepelný přenos . . . . .	30
7.1 Způsob instalace teplotního senzoru . . . . .	34
7.2 Schéma zapojení tepelné ochrany	34
7.3 Schéma zapojení napájení teplotní ochrany . . . . .	35
8.1 Ukázka 3D modelu osazené desky plošných spojů v programu Altium Designer . . . . .	38
9.1 Rezonanční špičky při měření v režimu proudového buzení . . . . .	41
9.2 Modulová a fázová charakteristika při režimu napětového buzení a zátěži $4 \Omega$ . . . . .	42
9.3 Modulová a fázová charakteristika při režimu napětového buzení a zátěži $8 \Omega$ . . . . .	43
9.4 Modulová a fázová charakteristika při režimu proudového buzení a zátěži $4 \Omega$ . . . . .	43
9.5 Modulová a fázová charakteristika při režimu proudového buzení a zátěži $8 \Omega$ . . . . .	44
9.6 Harmonické zkreslení <i>THD</i> při napětovém režimu buzení a zátěži $4 \Omega$ . . . . .	45
9.7 Harmonické zkreslení <i>THD</i> při napětovém režimu buzení a zátěži $8 \Omega$ . . . . .	45
9.8 Harmonické zkreslení <i>THD</i> v proudovém režimu buzení a zátěži $4 \Omega$ . . . . .	46
9.9 Harmonické zkreslení <i>THD</i> při proudovém režimu buzení a zátěži $8 \Omega$ . . . . .	46
9.10 Průběh harmonické zkreslení <i>THD</i> v závislosti na výstupním výkonu . . . . .	47
9.11 Odstup signálu od šumu <i>SNR</i> v závislosti na frekvenci . . . . .	48
9.12 Měření náběžné hrany výstupního signálu . . . . .	49
10.1 Snímek koncového tranzistoru pořízený termokamerou . . . . .	52
10.2 Průběh amplitudy výstupního proudu v závislosti na vstupním buzení . . . . .	53



## Tabulky

1.1 Vybrané parametry zesilovačů třídy AB z diskretních součástek .....	5
1.2 Vybrané parametry integrovaných zesilovačů třídy AB .....	6
1.3 Vybrané parametry integrovaných budičů .....	6
1.4 Vybrané parametry zesilovačů třídy D .....	7
1.5 Vybrané parametry zesilovačů třídy T .....	7
1.6 Vybrané parametry zesilovačů třídy H .....	7
10.1 Hodnoty získané při měření teplotní stability .....	51





## Úvod

Vývoj v oblasti zesilovačů ve třídě D způsobuje, že se tyto zesilovače stávají silnou konkurencí pro zesilovače ve třídě AB. Hlavními důvody jsou účinnost a malé rozměry. Přesto se zde stále najdou nadšenci do audio elektroniky, kteří na ryze analogové zesilovače nedají dopustit.

Cílem této práce je tedy precizní návrh výkonového audio zesilovače ve třídě AB. Součástí návrhu je použití integrovaného budiče LME49811. Hlavní předností tohoto budiče je velmi nízké harmonické zkreslení. Návrh navíc zahrnuje možnost provozovat zesilovač v režimu napětového a proudového buzení. Dále je v této práci řešena problematika teplotní stability, teplotní ochrany a proudového omezení. Nakonec je cílem provést měření parametrů funkčního vzorku zesilovače.

V první části této práce je provedena rešerše výkonových audio zesilovačů. Jsou zde uvedeny vybrané parametry představitelů jednotlivých tříd. V závěru rešerše je zmíněn koncept zapojení zesilovače v režimu proudového buzení.

Další rozsáhlejší část práce je zaměřena na návrh samotného zesilovače. V prvních třech kapitolách jsou popsány jednotlivé sekce zesilovače, které se podílejí na zpracování signálu. Mezi ně patří integrovaný budič LME49811, vstupní filtr, zapojení koncových tranzistorů,  $U_{BE}$  násobič a Zobelův článek. Navíc je zde popsáno zapojení proudového omezení. Další kapitoly jsou zaměřeny na návrh DC serva, chlazení, teplotní ochrany a desky plošných spojů.

V poslední části této práce jsou uvedeny výsledky měření funkčního vzorku zesilovače. Nejprve jsou změřeny signálové parametry. Mezi tyto parametry patří například modulová a fázová charakteristika, harmonické zkreslení, odstup signálu od šumu, atd. V poslední řadě jsou uvedeny výsledky měření teplotní stability, teplotního senzoru, který je součástí teplotní ochrany, a proudového omezení.





## **Část I**

### **Obecný přehled**



# Kapitola 1

## Trendy v návrzích výkonových audio zesilovačů

### 1.1 Zesilovače třídy AB z diskretních součástek

Konstrukce výkonných audio zesilovačů třídy AB pouze z diskretních součástek je pro některé nadšence do audio elektroniky stále lákavou záležitostí. Není překvapením, že se tyto konstrukce mnohdy vyrovnají masově vyráběným zesilovačům. Nicméně k dosažení těchto cílů je zapotřebí mít rozsáhlé znalosti z oblasti návrhu výkonových zesilovačů [2].

Mezi jedny z představitelů patří například zesilovače od českého konstruktéra Pavla Dudka. V tabulce 1.1 jsou uvedeny vybrané parametry těchto zesilovačů.

**Tabulka 1.1:** Vybrané parametry zesilovačů třídy AB z diskretních součástek

Typ	$P_{výst.}$ [W]	$THD$ [%]	$SNR$ [dB]
DPA380	2 x 200	< 0,002	> 124
DPA220	2 x 100	< 0,003	> 119
DPA880	2 x 400	< 0,02	> 120

### 1.2 Integrované zesilovače třídy AB

V poslední době se častěji objevují návrhy využívající integrovaných výkonných zesilovačů třídy AB.

Jejich hlavní výhodou je zmenšení rozměrů výsledného zapojení audio zesilovače. Lze tak například jednoduše konstruovat vícekanálové audio zesilovače na společné desce plošných spojů. Zbylé části zapojení audio zesilovače mohou být tvořeny obvody pro úpravu signálu.

Jako reprezentanti této kategorie zesilovačů byly zvoleny integrované obvody od společnosti Texas Instruments a STMicroelectronics [6][7]. V tabulce 1.2 jsou uvedeny vybrané parametry.

**Tabulka 1.2:** Vybrané parametry integrovaných zesilovačů třídy AB

Typ	$P_{výst.}$ [W]	$THD + N$ [%]	$PSRR$ [dB]	$SR$ [V/ $\mu$ s]
LM1875	30	0,015	95	8
LM3886	68	0,03	120	19
LM3875	56	0,06	120	11
LM4780	2 x 60	0,03	85	19
TDA2050	32	0,02	45	8
TDA7294	100	0,005	75	10
TDA2030	14	0,1	50	-

Zajímavým kompromisem mezi integrovanými zesilovači a zesilovači z diskretních součástek jsou tzv. integrované budiče koncových tranzistorů. Představitelé těchto integrovaných obvodů jsou LME49810, LME49830 a LME49811 od společnosti Texas Instruments [6]. Jejich hlavní předností je velice nízké zkreslení (v řádech desetitisícin procent). Díky tomu, že koncové tranzistory nejsou integrovány ve společném pouzdře, pracují tyto budiče v relativně neměnných teplotních podmínkách. Vhodným návrhem koncových tranzistorů lze docílit podstatně vyšších výstupních výkonů než v případě výše zmíněných integrovaných zesilovačů. V tabulce 1.3 jsou opět uvedeny vybrané parametry těchto integrovaných budičů.

**Tabulka 1.3:** Vybrané parametry integrovaných budičů

Typ	$P_{výst.}$ [W]	$THD + N$ [%]	$I_{výst.}$ [mA]	$SR$ [V/ $\mu$ s]
LME49811	500	0,00035	9	17
LME49810	300	0,0007	60	50
LME49830	300	0,0006	56	39

### 1.3 Zesilovače ve třídě D

Zesilovače ve třídě D začínají výrazně konkurovat zesilovačům ve třídě AB. Hlavními důvody jsou podstatně vyšší efektivita a malé rozměry. Díky vývoji v této oblasti jsou tyto zesilovače schopné dosahovat nízkého zkreslení.

Princip funkce je postaven na pulzně šířkové modulaci obdélníkového signálu, kde modulujícím signálem je akustický signál. Koncové tranzistory pracují ve spínaném režimu a nevzniká na nich velká výkonová ztráta. Tím pádem je možné integrovat koncové tranzistory do společného pouzdra s řídicí logikou. Celé zapojení audio zesilovače tak může být výrazně menší než v případě AB zesilovačů.

V tabulce 1.4 jsou uvedeny vybrané parametry zesilovačů ve třídě D od společnosti Texas Instruments, Analog Devices a STMicroelectronics [6][8][7].



**Tabulka 1.4:** Vybrané parametry zesilovačů třídy D

Typ	$P_{výst.}$ [W]	$THD$ [%]	$SNR$ [dB]	$\eta$ [%]
TAS5630B	2 x 300	0,03	> 100	88
TDA7498	2 x 100	0,1	-	90
SSM3525	30	0,004	85	92
TPA3250	2 x 70	0,005	112	92

## 1.4 Zesilovače ve třídě T

Zesilovače ve třídě T jsou obchodní značkou společnosti Tripath, které pracují na podobném principu jako zesilovače třídy D.

Tyto zesilovače však využívají Digital Power Processing neboli výkonové číslicové zpracování. V tabulce 1.5 jsou uvedeny vybrané parametry těchto zesilovačů [9][10][11].

**Tabulka 1.5:** Vybrané parametry zesilovačů třídy T

Typ	$P_{výst.}$ [W]	$THD + N$ [%]	$SNR$ [dB]	$\eta$ [%]
TA2020	2 x 20	0,03	99	88
TA2024	2 x 15	0,03	98	90
TA2050	2 x 50	0,03	103	92

## 1.5 Zesilovače ve třídě H

Zesilovače ve třídě H jsou obdobou zesilovačů ve třídě AB. Avšak tyto zesilovače využívají proměnného napájecího napětí. Tím je zajištěna vyšší efektivita. Oproti zesilovačům ve třídě G je zde napájecí napětí měněno spojitě.

V tabulce 1.6 jsou vybrané parametry zesilovačů ve třídě H od společnosti Dynacord a QSC [12][13].

**Tabulka 1.6:** Vybrané parametry zesilovačů třídy H

Typ	$P_{výst.}$ [W]	$THD$ [%]	$SNR$ [dB]	$\eta$ [%]
L3600FD	2 x 1800	< 0,05	> 109	80
QSX RMX 2450a	2400	< 0,03	100	-

## 1.6 Zesilovače v režimu proudového buzení

U elektrodynamických reproduktorů je síla, kterou je vychylována membrána, přímo úměrná budicímu proudu. V případě konvenčních zesilovačů v režimu napětového buzení může tato skutečnost způsobovat problém.

Tyto zesilovače se totiž chovají jako řízené zdroje napětí, které na svém výstupu vytvářejí napětově zesílenou repliku vstupního signálu, bez ohledu na výstupní proud. Průběh výstupního proudu je tak závislý na vlastnostech pohyblivé cívky uvnitř reproduktoru.

Řešením tohoto problému jsou zesilovače pracující v režimu proudového buzení. Tyto zesilovače mají charakter řízeného zdroje proudu. Díky tomu lze zajistit správný průběh budicího proudu, bez ohledu na vlastnosti vnitřní struktury elektrodynamického reproduktoru.

Na univerzitě v Essexu byla provedena měření a simulace, které prokázali lepší vlastnosti těchto zesilovačů oproti zesilovačům v napětovém režimu buzení. Například na frekvenci 100 Hz bylo naměřeno potlačení druhé harmonické složky o 9,5 dB, třetí harmonické složky o 3,2 dB a čtvrté harmonické složky též o 3,2 dB. Při měření intermodulačního zkreslení bylo zjištěno potlačení produktů třetího řádu v průměru o 6 dB [3].



## Část II

### Návrh zesilovače



## Kapitola 2

### Integrovaný budič LME49811

Jádrem celého audio zesilovače je integrovaný budič LME49811 od společnosti Texas Instruments. Tato kapitola je zaměřena na základní popis budiče LME49811 a způsob zapojení v samotném zesilovači.

#### 2.1 Popis budiče LME49811

Jedná se o budič koncových tranzistorů integrovaný do pouzdra NDN0015A. Nové monofonní provedení budiče LME49810 s patnácti nesymetricky uspořádanými vývody [14].

Budič LME49811 lze symetricky napájet v rozsahu od  $\pm 20$  V do  $\pm 100$  V. V tomto případě je celý zesilovač, tedy i budič, napájen symetrickým napětím  $\pm 50$  V. Za těchto podmínek dosahuje budič LME49811 harmonického zkreslení  $THD + N = 0,00055\%$ , zesílení v otevřené smyčce 120 dB, doby přeběhu  $16$  V/ $\mu$ s a efektivní hodnoty výstupního napětí 33 V, viz. [14].<sup>1)</sup>

Integrovaný budič LME49811 lze uplatnit v široké škále aplikací. Od návrhu profesionální audio techniky, kytarových zesilovačů, výkonných subwooferů až po vysokonapěťové průmyslové aplikace [14].

#### 2.2 Způsoby zapojení budiče LME49811 v samotném zesilovači

Základní způsob zapojení je znázorněn na obrázku 2.1. V tomto zapojení se výstup zesilovače chová jako řízený napěťový zdroj. Jde tedy o režim napěťového buzení.

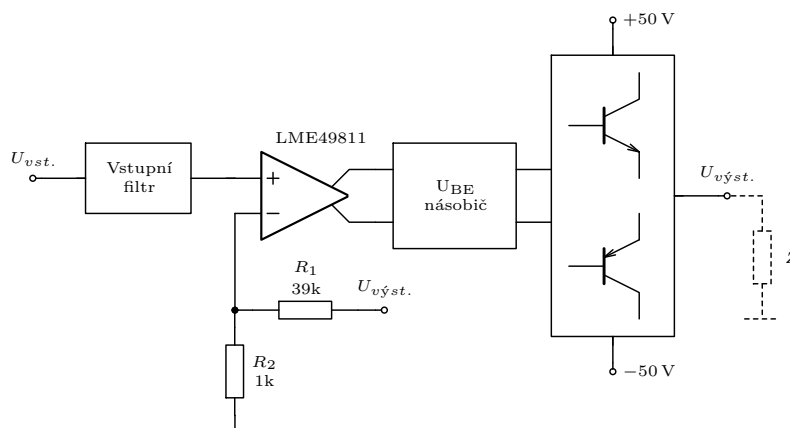
Celé zapojení lze rozdělit na tři části: vstupní část, výstupní část a zpětnou vazbu. Ve vstupní části prochází signál  $U_{vst.}$  filtrem, který omezuje frekvenční spektrum. Poté je signál přiveden na neinvertující vstup budiče LME49811. Výstupní část je tvořena tzv.  $U_{BE}$  násobičem a koncovými tranzistory. Zapojení  $U_{BE}$  násobiče slouží k nastavení klidového proudu koncových tranzistorů a k jejich teplotní stabilizaci. Koncové tranzistory zajišťují výkonné buzení do zátěže  $Z$ . Předpokládaný výstupní výkon je 200 W do zátěže

<sup>1)</sup>Další technické parametry a specifikace integrovaného budiče LME49811 budou postupně zmiňovány v následujících kapitolách.

$|Z| = 4\ \Omega$  a  $100\ \text{W}$  do zátěže  $|Z| = 8\ \Omega$ . Signál  $U_{v\acute{y}st.}$  na výstupu zesilovače je přiveden na invertující vstup budiče LME49811 přes zpětnovazební smyčku. Ta je tvořena odporovým děličem rezistorů  $R_1$  a  $R_2$ . Pro zesílení v uzavřené zpětnovazební smyčce bude platit

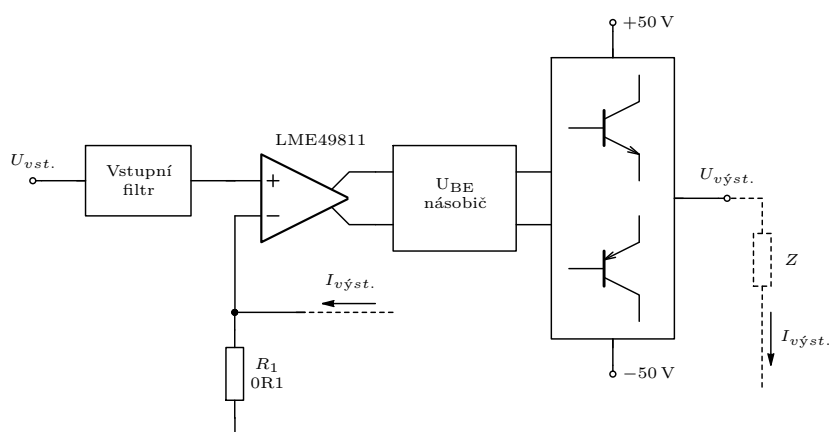
$$A = 1 + \frac{R_1}{R_2}, \quad (2.1)$$

kde po dosazení vychází  $A = 40$ .



**Obrázek 2.1:** Blokové schéma zapojení budiče LME49811 v režimu napětového buzení

Další varianta zapojení je uvedena na obrázku 2.2. Zde se jedná o zapojení v režimu proudového buzení. Výstup zesilovače má charakter řízeného proudového zdroje.



**Obrázek 2.2:** Blokové schéma zapojení budiče LME49811 v režimu proudového buzení

Vstupní a výstupní část je shodná s předchozím zapojením. Změnou je použití proudové zpětné vazby. Ta je založena na snímání výstupního proudu  $I_{výst.}$  buzeného do zátěže  $Z$ . K tomu slouží snímací rezistor  $R_1$ . Průchodem proudu  $I_{výst.}$  vzniká na rezistoru  $R_1$  úbytek napětí, který je přiveden na invertující vstup budiče LME49811. Za tímto účelem byl použit rezistor s velmi nízkou parazitní indukčností. V propustném pásmu bude pro výstupní proud platit převodní poměr

$$I_{výst.} = \frac{U_{vst.}}{R_1}. \quad (2.2)$$





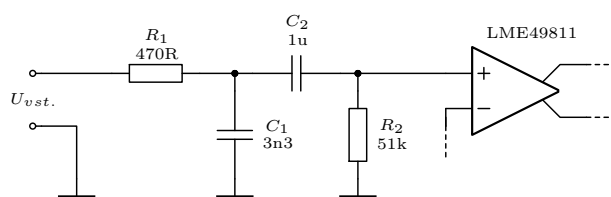
## Kapitola 3

### Vstupní část zesilovače

V této krátké kapitole bude popsáno zapojení na vstup zesilovače.

#### 3.1 Vstupní filtr

Vstupní filtr slouží k omezení frekvenčního spektra vstupního signálu. Zároveň musí bezpečně propouštět akustické pásmo, tzn. frekvence 20 Hz až 20 kHz. Na obrázku 3.1 je znázorněno zapojení filtru.



Obrázek 3.1: Schéma zapojení vstupního filtru

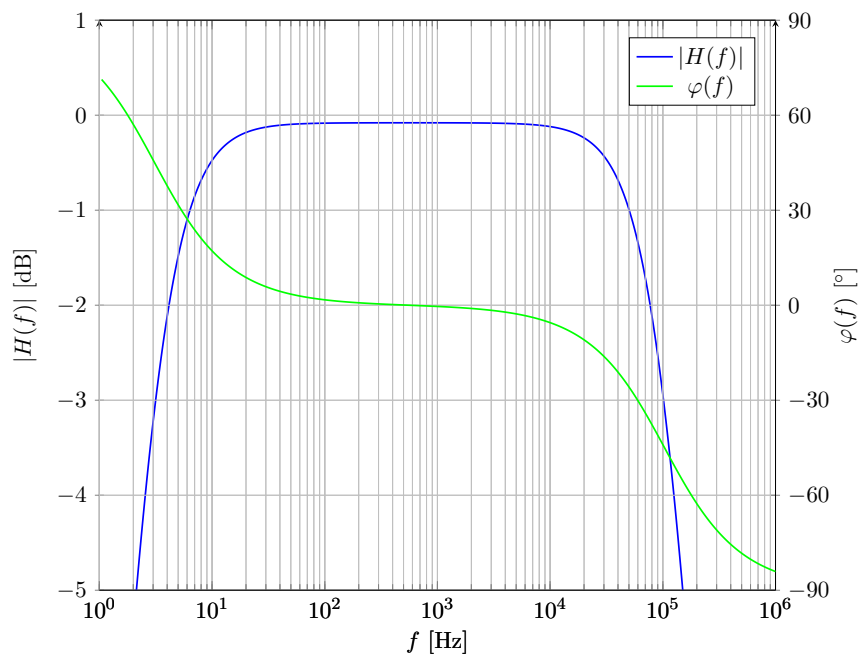
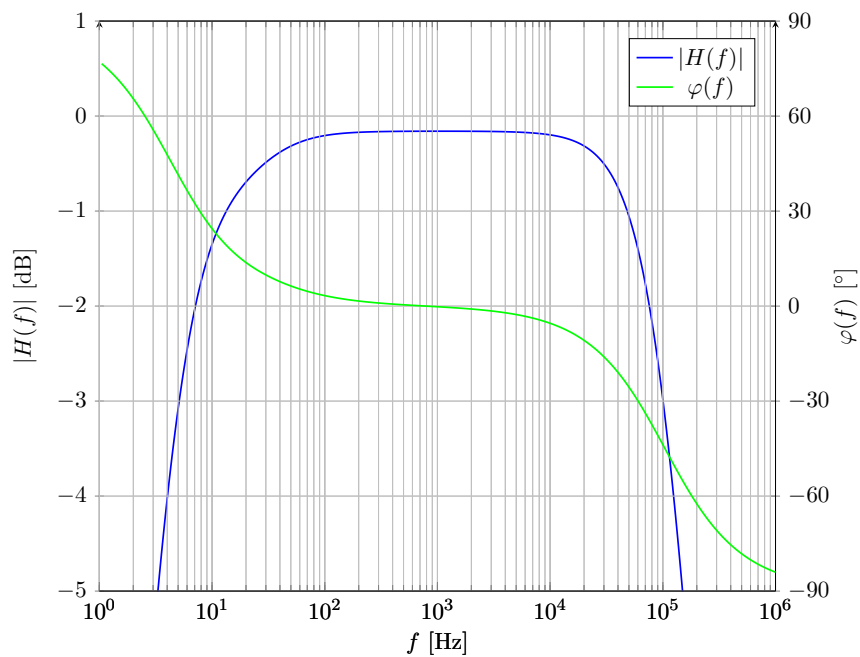
Rezistor  $R_1$  a kondenzátor  $C_1$  tvoří dolní propust. Jejím úkolem je omezit průchod vysokofrekvenčních rádiových signálů. Zlomový kmitočet je v tomto případě 102 kHz. Dále následuje horní propust, kterou tvoří kondenzátor  $C_2$  a rezistor  $R_2$ . Její význam je zabránit průchodu stejnosměrné složky na vstup budiče LME49811. Zlomový kmitočet je přibližně 3 Hz.

Za pomoci programu GEEC byla provedena AC analýza filtru. Na obrázku 3.2 je zobrazena modulová a fázová charakteristika.

Při provozu zesilovače v proudovém režimu se lehce změní charakter filtru. Důvodem je přivedení výstupu DC serva na neinvertující vstup budiče LME49811. <sup>1)</sup> To má za následek omezení přenosu ze strany dolních kmitočtů. Za tímto účelem byla opět provedena AC analýza. Výsledek analýzy je na obrázku 3.3.<sup>2)</sup>

<sup>1)</sup>Detailní popis zapojení DC serva je v kapitole 5.2 *Návrh DC serva*.

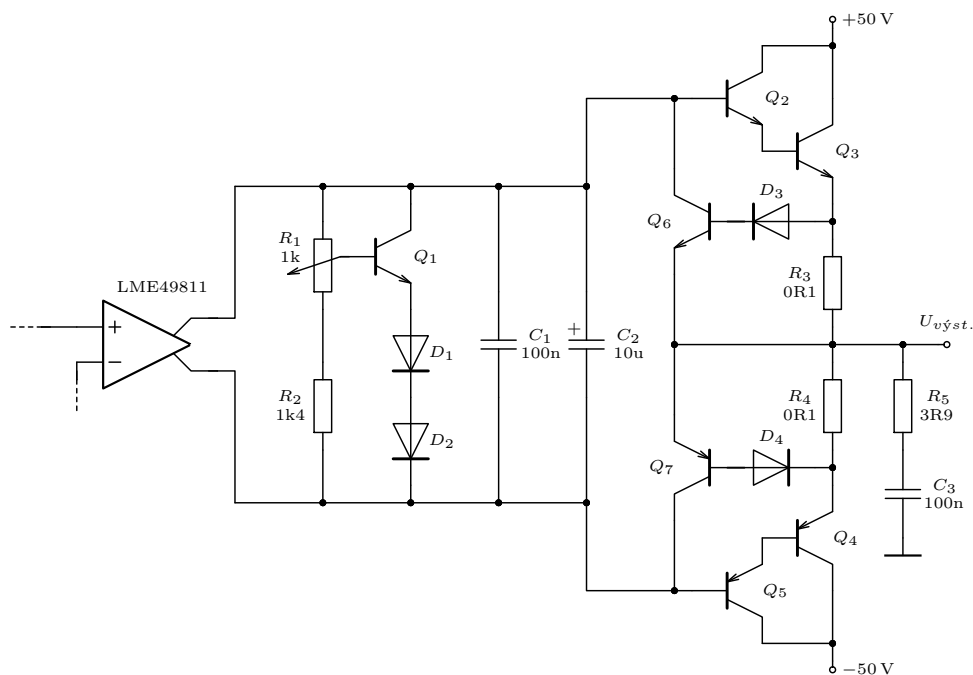
<sup>2)</sup>Při této analýze byla uvažována pouze stejnosměrná složka na výstupu DC serva.

**Obrázek 3.2:** Modulová a fázová charakteristika při napěťovém režimu buzení**Obrázek 3.3:** Modulová a fázová charakteristika při proudovém režimu buzení

## Kapitola 4

### Výstupní část zesilovače

Z hlediska návrh je výstupní část zesilovače relativně náročná. Tato část je zodpovědná za správné buzení do zátěže. V této části zapojení se vyskytují vysoké hodnoty proudů, napětí a výkonových ztrát. Vzniká zde problém s teplotní stabilitou vlivem ohřevu polovodičových součástek. Zároveň je kladen důraz na co nejmenší zkreslení a kvalitu výstupního signálu [1].



Obrázek 4.1: Schéma zapojení výstupní části zesilovače

## 4.1 Zapojení koncových tranzistorů

Koncové tranzistory mají výrazný vliv na celkový výkon zesilovače. Díky nim lze budít do zátěže proud a napětí z napájecího zdroje. V tomto případě jsou tranzistory v zapojení tzv. komplementárního emitorového sledovače. Na obrázku 4.1 je reprezentován tranzistory  $Q_2, Q_3, Q_4, Q_5$  a rezistory  $R_3, R_4$ .

V případě kladného výstupního napětí jsou otevřeny tranzistory  $Q_2$  a  $Q_3$ . Zátěž je tedy buzena z kladné napájecí větve. Naopak při záporném výstupním napětí jsou otevřeny tranzistory  $Q_4$  a  $Q_5$ . Tím je proud zátěže odváděn do záporné napájecí větve. Tento princip funkce je typický pro zesilovače třídy B. Zároveň protéká oběma větvemi klidový proud, který je zase charakteristický pro zesilovače ve třídě A [1].

Jako hlavní výkonové tranzistory  $Q_3$  a  $Q_4$  byly použity bipolární tranzistory NJL3281D a NJL1302D. Tyto tranzistory patří do rodiny ThermalTrak.<sup>1)</sup> Jejich maximální trvalý proud je 15 A a maximální výkonová ztráta 200 W [16].

Rezistory  $R_3$  a  $R_4$  mají význam z hlediska teplotní stability a proudového omezení.<sup>2)</sup> Při jejich volbě byl kladen důraz na nízkou parazitní indukčnost. Vysoká hodnota indukčnosti má vliv na přechodové zkreslení [1]. Dalším důležitým parametrem je maximální ztrátový výkon. Hodnota ztrátového výkonu může, při buzení do zátěže  $4\ \Omega$ , dosáhnout až 5 W.

Dvojice tranzistorů  $Q_2$  a  $Q_3$ , resp.  $Q_4$  a  $Q_5$ , tvoří tzv. Darlingtonovo zapojení. Toto zapojení zvyšuje celkové proudové zesílení a vstupní impedanci. Integrovaný budič LME49811 by jinak nebyl schopný budít samotné výkonové tranzistory. V zapojení byly použity bipolární tranzistory FZT458 a FZT558. Odhad celkového proudového zesílení je přibližně  $\beta_{celk.} = 10000$ . V případě zátěže  $4\ \Omega$  na výstupu je vstupní odpor Darlingtonova zapojení  $40\ \text{k}\Omega$ . Při kolektorovém proudu tranzistorů  $Q_3$  a  $Q_4$  nad 7 A může celkové proudové zesílení poklesnout až na hodnotu  $\beta_{celk.} = 7000$ . Vstupní odpor pak bude  $28\ \text{k}\Omega$ .

## 4.2 $U_{BE}$ násobič

U zesilovačů ve třídě AB je třeba brát v úvahu tzv. přechodové zkreslení. K tomuto zkreslení dochází při průchodu signálu nulou nebo při nízkých úrovních signálu. Zdrojem zkreslení jsou koncové tranzistory. Přechodové zkreslení je možné potlačit nastavením optimálního klidového proudu. Pro bipolární tranzistory je to přibližně 120 mA [1]. Dalším problémem je teplotní stabilita koncových tranzistorů.

Zapojení, které je schopno řešit oba tyto problémy, se nazývá  $U_{BE}$  násobič. Na obrázku 4.1 je tvořen tranzistorem  $Q_1$ , rezistorem  $R_2$ , odporovým trimrem  $R_1$ , diodami  $D_1, D_2$  a kondenzátory  $C_1, C_2$ .

Tímto zapojením lze jednoduše nastavit klidový proud koncových tranzistorů. Mezi bázemi tranzistorů  $Q_2$  a  $Q_5$  udržuje konstantní hodnotu napětí.

<sup>1)</sup>Výhody těchto tranzistorů budou specifikovány v kapitole 4.2  $U_{BE}$  násobič.

<sup>2)</sup>Popis proudového omezení v kapitole 4.3 Proudové omezení.

Pro toto napětí by mělo platit  $4U_{BE} + 24\text{ mV}$ , kde  $U_{BE}$  je napětí přechodu báze-emitor v propustném směru a  $24\text{ mV}$  je celkový úbytek napětí na emitorových rezistorech. Za předpokladu, že  $U_{BE} \approx 600\text{ mV}$ , je proud procházející odporovým trimrem  $R_1$  a rezistorem  $R_2$  přibližně  $1\text{ mA}$ . V případě, že by byl odporový trimr nahrazen rezistorem, byla by jeho hodnota odporu  $600\ \Omega$  a rezistor  $R_2$  by měl odpor  $1,8\text{ k}\Omega$ . Nicméně pro snazší a přesnější nastavení klidového proudu koncových tranzistorů byla zvolena varianta s odporovým trimrem.

Další funkcí  $U_{BE}$  násobiče je teplotní stabilita. Za tímto účelem se tranzistor  $Q_1$  instaluje na chladič společně s koncovými tranzistory. Avšak tento koncept je relativně neefektivní. Tranzistor  $Q_1$  totiž nereaguje přímo na změnu teploty koncových, nýbrž na změnu teploty chladiče [1].

V kapitole 4.1 *Zapojení koncových tranzistorů* bylo zmíněno použití výkonových ThermalTrak tranzistorů. Tyto tranzistory se vyznačují tím, že je do jejich pouzdra integrována dioda. Tím lze velice přesně a v reálném čase sledovat teplotu těchto tranzistorů. V zapojení na obrázku 4.1 jsou diody označeny  $D_1$  a  $D_2$ . Zvýší-li se teplota koncových tranzistorů, sníží se přechodové napětí diod v propustném směru. Zároveň se zvětší bázový proud a tranzistoru  $Q_1$  se více otevře. Ve výsledku to způsobí snížení napětí na  $U_{BE}$  násobiči a omezení buzení koncových tranzistorů. Tak je zjištěna stabilita klidového proudu.

## 4.3 Proudové omezení

Při návrh zesilovače je třeba uvažovat i některé extrémní případy, ke kterým může v provozu zesilovače dojít.

Jedním z těchto případů je zkrat na výstupu zesilovače. Nejvíce jsou v takovém případě ohroženy koncové tranzistory. Úbytek napětí na tranzistorech by v případě zkratu odpovídal přibližně hodnotě napájecího napětí, tedy  $50\text{ V}$ . Ve spojení se zkratovým proudem se pracovní bod obou tranzistorů dostává mimo bezpečnou provozní oblast [1].

Jedním z možných řešení je proudové omezení. V tomto případě bylo použito relativně jednoduchého zapojení proudové zpětné vazby, tvořené diodami  $D_3$ ,  $D_4$  a bipolárními tranzistory  $Q_6$  a  $Q_7$ , viz. obrázek 4.1. Princip funkce je založen na sledování úbytku napětí na rezistorech  $R_3$  a  $R_4$ , které je přímo úměrné protékajícímu emitorovému proudu. Pro jednodušší popis se lze zaměřit na vrchní větev komplementárního zapojení.

V případě, že úbytek napětí na rezistoru  $R_3$  dosáhne hodnoty rovné součtu prahových napětí diody  $D_3$  a PN přechodu báze-emitor, začne se tranzistor  $Q_6$  otevírat. Měřením byla získána hodnota prahového napětí na diodě  $510\text{ mV}$  a na přechodu báze-emitor  $712\text{ mV}$ . Úbytek napětí, při kterém by tedy mělo docházet k proudovému omezování, je  $1,22\text{ V}$ .

To odpovídá proudu  $12,2\text{ A}$ .<sup>3)</sup> Překročení této hodnoty proudu způsobí,

<sup>3)</sup>Na tuto hodnotu proudového omezení je třeba nahlížet, jako na hrubý odhad. Více v kapitole 10.3 *Hodnota mezního proudu*.

že se tranzistor  $Q_6$  více otevře a začne odebírat větší část budícího proudu z výstupu budiče LME49811. Je důležité, pro správnou činnost zapojení, aby byl výstup budiče proudově omezen [1]. V katalogu je uvedena hodnota výstupního proudu při zkratu 8 mA [14]. Tím je zaručeno, že od určité hodnoty emitorového proudu nebude Darlingtonovo zapojení schopné poskytnout větší proud. Většina budícího proudu bude odváděna tranzistorem  $Q_6$ . Obdobným způsobem pracuje i proudové omezení ve spodní větvi komplementárního zapojení.

Bohužel proudové omezení není úplným řešením v případě zkratu na výstupu. Při proudu 12,2 A a úbytku napětí 50 V vzniká na tranzistoru výkonová ztráta 610 W. V takové situaci není prakticky možné tranzistor uchládit. Proudové omezení je tedy výhodné pouze při krátkodobém zkratu. Řešením v případě dlouhodobého zatížení zkratovým proudem je teplotní ochrana, viz. 7 *Teplotní ochrana*.

## 4.4 Zobelův článek

U zapojení emitorového sledovače je třeba brát ohled na možnou nestabilitu. K té dochází například vlivem nízké proudové zátěže při vyšších kmitočtech nebo vlivem kapacitní zátěže. Zejména kapacitní zátěž může způsobit destabilizaci zpětnovazebné smyčky. Z těchto důvodů je na výstup zesilovače přidáno zapojení, které umožňuje impedanční přizpůsobení [1].

V tomto případě byl použit tzv. Zobelův článek. Ten sestává ze sériové kombinace rezistorů  $R_5$  a  $C_3$ , viz. obrázek 4.1. Článek je připojen paralelně k výstupu zesilovače. Pro vyšší frekvence se toto zapojení chová, jako ohmická zátěž [1].

Při volbě součástek bylo zohledněno výkonové namáhání rezistoru  $R_5$ . Uvážíme-li na výstupu zesilovače sinusový signál s frekvencí 20 kHz, bude kapacitní reaktance kondenzátoru  $C_3$  přibližně  $80 \Omega$ . Při amplitudě signálu 40 V bude výkonová ztráta na rezistoru  $R_5$  zhruba 434 mW. Přesto byl zvolen rezistor s vyšší nominální hodnotou výkonu, a to 3 W. Důvodem, je možný výskyt vysoce výkonných ultrasonických oscilací [1].

## Kapitola 5

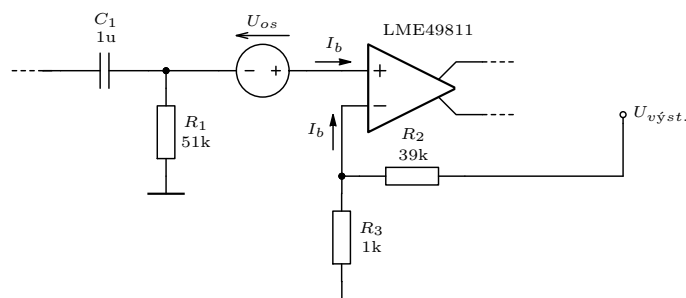
### DC servo

Při zpracovávání akustického signálu se zesilovač pohybuje v omezeném frekvenčním pásmu od 20 Hz do 20 kHz. Stejnosečná složka z hlediska informace nemá na výstupu zesilovače význam. Proto je vhodné zaměřit se na to, co je zdrojem této složky, a jakým způsobem tuto složku efektivně eliminovat.

#### 5.1 Stejnosečná složka

Jedním ze zdrojů stejnosečné složky může být například vstupní signál. Avšak vstupní filtr, který omezuje šířku pásma zpracovávaného signálu, brání průchodu stejnosečné složky. Nezbývá než hledat zdroje stejnosečné složky v samotném zapojení.

Parametry, které se nejvýznamněji podílejí na velikosti stejnosečné složky, jsou vstupní napěťová nesymetrie a vstupní klidové proudy. Na obrázku 5.1 je modelové zapojení s budičem LME49811.



**Obrázek 5.1:** Modelové schéma zapojení pro popis DC parametrů budiče LME49811

Vstupní napěťová nesymetrie představuje hodnotu napětí, kterou je třeba přivést na vstup budiče LME49811 k docílení nulového napětí na výstupu. Nesymetrie je způsobena nerovnováhou mezi vstupními tranzistory [4]. Na obrázku 5.1 je reprezentována zdrojem stejnosečného napětí  $U_{os}$ . Některé typy integrovaných obvodů umožňují externí kompenzaci napěťové nesymetrie pomocí odporového trimru, případně interním zapojením tzv. autozero loop [4]. Nicméně budič LME49811 mezi tyto integrované obvody nepatří. Navíc

manuální kompenzace odporovým trimrem není příliš efektivní z důvodu tzv. teplotního driftu. Ten způsobuje změnu napěťové nesymetrie v závislosti na teplotě.

Vstupní klidové proudy  $I_b$ , viz. obrázek 5.1, jsou zapříčiněny báзовými proudy tranzistorů ve vstupní struktuře budiče [4]. Jejich vliv lze omezit v případě, že jsou zvoleny hodnoty rezistorů  $R_1$ ,  $R_2$  a  $R_3$  tak, aby platilo

$$R_1 = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}. \quad (5.1)$$

V takovém případě by průchodem vstupních klidových proudů vznikala na obou vstupech budiče LME49811 shodný úbytek napětí vůči zemi a výsledný rozdíl by byl roven nule. Tato podmínka však nevyhovuje některým nárokům při návrhu zesilovače. Jedná se zejména o vstupní impedanci zesilovače a šumové vlastnosti zpětnovazební smyčky. Pro docílení vyšší vstupní impedance se zpravidla volí hodnota rezistoru  $R_1$  řádově desítky až stovky kiloohmů, v tomto případě 51 k $\Omega$ . Vyšší odpor rezistoru  $R_1$  zároveň umožňuje použít kondenzátor  $C_1$  s menší kapacitou. Naopak odpor zpětnovazebních rezistorů je vhodné volit řádově desítky kiloohmů a nižší. Zpětná vazba pak vykazuje lepší šumové vlastnosti [1]. Zároveň musí platit, že

$$R_3 = \frac{R_2}{A - 1}, \quad (5.2)$$

kde  $A = 40$  a  $R_2 = 39 \text{ k}\Omega$ . To znamená, že  $R_3$  se musí rovnat 1 k $\Omega$ . Pro splnění výše zmíněné podmínky (2.2) je nutné, aby se  $R_1$  rovnalo přibližně 1 k $\Omega$ . To je ovšem v rozporu s požadavkem pro vyšší vstupní impedanci.

V katalogu integrovaného budiče LME49811 je uvedena maximální hodnota vstupní napěťové nesymetrie 3 mV a vstupních klidových proudů 100 nA [14]. Hodnota stejnosměrné složky na výstupu zesilovače tedy může dosáhnout až 320 mV.<sup>1)</sup>

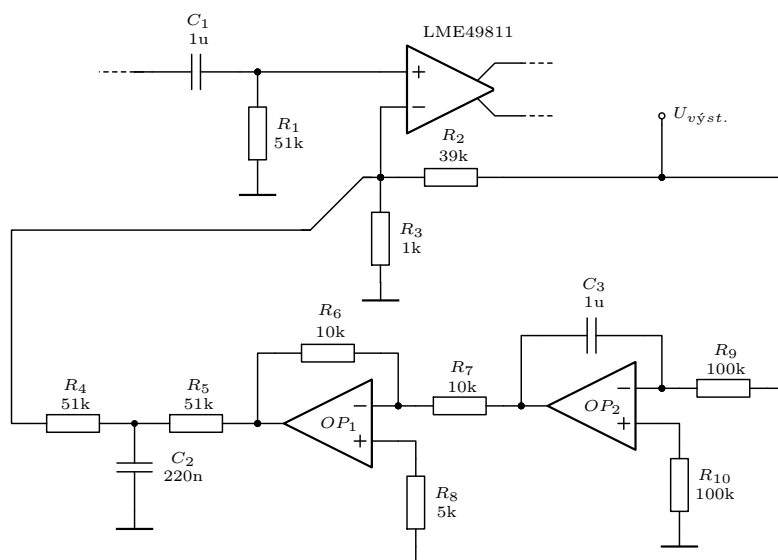
---

<sup>1)</sup>Takto lze určit hodnotu stejnosměrné složky pouze pro režim napěťového buzení. V případě proudového buzení se situace komplikuje, neboť záleží na impedanci zátěže připojené na výstupu.



## 5.2 Návrh DC serva

Jednou z možností, jak se zbavit stejnosměrné složky na výstupu zesilovače, je použití tzv. DC serva. Jde o celkem jednoduché zapojení, které umožňuje extrahovat stejnosměrnou složku z výstupního signálu, následně ji zesílit a přivést do uzlu zpětnovazební smyčky integrovaného budiče LME49811 [1].



Obrázek 5.2: Schéma zapojení DC serva při napětovém buzení

Na obrázku 5.2 je schéma zapojení DC serva implementovaného v zapojení zesilovače. Výstupní napětí  $U_{výst.}$  je přivedeno na vstup integrátoru, který sestává z rezistoru  $R_9$ , kondenzátoru  $C_3$  a operačního zesilovače  $OP_2$ . V případě, že je stejnosměrná složka výstupního signálu nenulová, začne se kondenzátor  $C_3$  nabíjet konstantním proudem, jehož hodnota je

$$I_{C_3} = \frac{U_{DC}}{R_9}, \quad (5.3)$$

kde  $U_{DC}$  představuje stejnosměrnou složku. To vede k lineárnímu růstu napětí na kondenzátoru. Napětí roste tak dlouho, dokud není stejnosměrná složka na výstupu nulová.<sup>2)</sup> Časová konstanta integrátoru byla zvolena 100 ms, to odpovídá zlomovému kmitočtu zhruba 1,59 Hz.

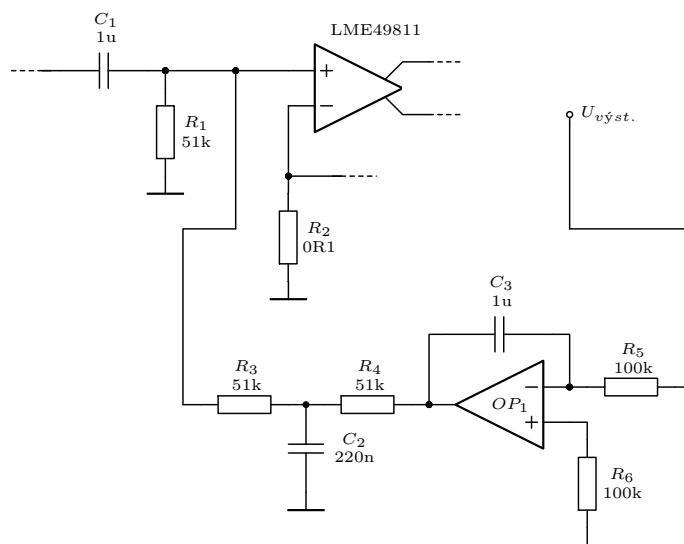
Vzhledem k tomu, že integrátor posouvá fázi o 180°, je na jeho výstup zapojen invertor. Ten posune fázi o dalších 180°, čímž celé zapojení zachová fázi. Invertor je tvořen rezistory  $R_6$ ,  $R_7$  a operačním zesilovačem  $OP_1$ .

Integrátor obsažený v DC servu nemusí vždy pracovat ideálně ve všech frekvencích. Může tedy docházet k prosakování výstupního signálu přes DC servo do zpětnovazební smyčky. Zároveň je třeba brát v potaz šum a zkreslení způsobené samotným DC servem. Problém lze vyřešit zapojením pasivního filtru typu dolní propust [1]. Mezi zpětnovazebním uzlem a výstupem invertoru

<sup>2)</sup>Pokud ovšem nedojde k saturaci  $OP_2$ .

je vložen útlumový člunek, skládající se z rezistorů  $R_3$  a  $R_4$ , jehož střed je přes kondenzátor  $C_2$  přiveden k zemi. Útlumový člunek má za úkol zmírnit vliv DC serva. Útlum člunku je pro stejnosměrnou složku 40 dB. Dvojice  $R_4$  a  $C_2$  zároveň tvoří filtr typu dolní propust se zlomovým kmitočtem 14,2 Hz.

Popsané zapojení DC serva je určeno pro provoz zesilovače v režimu napětového buzení. Při proudovém režimu je nevýhodou velmi nízká hodnota odporu snímacího rezistoru ve zpětné vazbě. V takovém případě by útlumový člunek na výstupu DC serva dosáhl útlumu 120 dB. Příliš velký útlum je nežádoucí, neboť vede k saturaci operačních zesilovačů. V proudovém režimu je tedy zapotřebí modifikovat zapojení DC serva.<sup>3)</sup> Na obrázku 5.3 je tato nová konfigurace znázorněna. Zásadní změnou je přivedení výstupu DC serva na neinvertující vstup budiče LME49811. Výsledný útlum útlumového člunku je 10 dB. Další změnou je vyjmutí invertoru pro zachování záporné zpětné vazby.



**Obrázek 5.3:** Schéma zapojení DC serva při proudovém buzení

Při návrhu byl kladen důraz na kvalitu použitých součástek. Zejména u operačních zesilovačů  $OP_1$  a  $OP_2$ . Jejich DC parametry hrají významnou roli ve výsledné velikosti stejnosměrné složky na výstupu zesilovače [1]. Použit byl integrovaný obvod OP2177, který obsahuje dvojici operačních zesilovačů. Ty se vyznačují velmi nízkou napětovou nesymetrií  $< 60 \mu\text{V}$  a vstupními klidovými proudy  $< 2 \text{ nA}$  [15]. Neinvertující vstupy obou operačních zesilovačů jsou navíc připojeny k zemi přes rezistory  $R_8$  a  $R_{10}$ .<sup>4)</sup> Díky tomu je zvýšena odolnost zapojení vůči vstupním klidovým proudům.

Dalšími náročnými komponenty jsou kondenzátory  $C_2$  a  $C_3$ , u kterých jsou požadovány dobré šumové vlastnosti [1]. Za tímto účelem byly zvoleny fóliové kondenzátory.

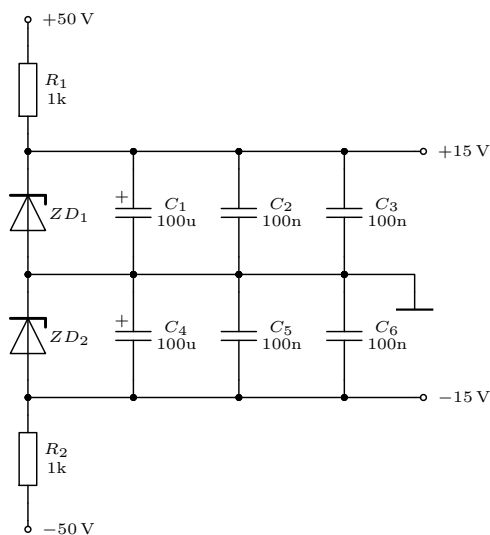
<sup>3)</sup> Modifikaci lze provést za pomoci mechanických propojek.

<sup>4)</sup> V případě proudového režimu přes rezistor  $R_6$ .

## 5.3 Napájení DC serva

Operační zesilovače jsou napájeny symetrickým napětím  $\pm 15\text{ V}$ , které poskytuje dvojice parametrických stabilizátorů se Zenerovou diodou, viz. obrázek 5.4.

Kondenzátory  $C_3$  a  $C_6$  jsou na desce plošných spojů umístěny v těsné blízkosti integrovaného obvodu OP2177. Zenerovy diody  $ZD_1$  a  $ZD_2$  byly použity 1SMA5929BT3G se Zenerovým napětím  $15\text{ V}$ .



**Obrázek 5.4:** Schéma zapojení symetrického napájení DC serva



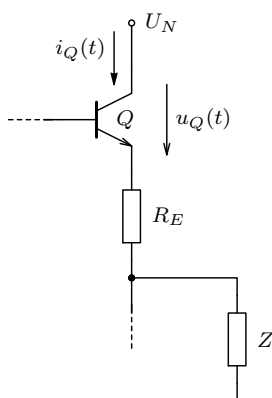
## Kapitola 6

### Chlazení

Zesilovače třídy AB se vyznačují ne příliš vysokou účinností. To se projevuje výraznou výkonovou ztrátou, která se přeměňuje na teplo. Je tedy nezbytné efektivně toto teplo odvádět a zajistit, aby nedocházelo k přehřívání jednotlivých součástí [1].

#### 6.1 Ztrátový výkon koncových tranzistorů

Nejvíce jsou z hlediska výkonu namáhány koncové tranzistory. Pro zvolení vhodného chladiče je zapotřebí znát maximální ztrátový výkon, který se může při provozu zesilovače na těchto tranzistorech vyskytnout.



**Obrázek 6.1:** Ilustrační schéma pro výpočet ztrátového výkonu koncového tranzistoru

Výpočet ztrátového výkonu tranzistorů je poněkud komplikovanější oproti výpočtu výkonu například na výstupní zátěži. Problém spočívá v tom, že průběh napětí na tranzistorech je v protifázi s průběhem proudu, který tranzistory protéká. Čím větší proud je třeba budit do výstupní zátěže, tím více se musí tranzistory otevřít. Jinými slovy se zvýší jejich vodivost a sníží úbytek napětí. Navíc se oba průběhy mění v závislosti na amplitudě výstupního napětí.

V následujících krocích bude popsán výpočet maximálního ztrátového výkonu na tranzistoru ve vrchní části komplementárního zapojení, viz. obrá-

zek 6.1. <sup>1)</sup> Při výpočtu bude uvažován sinusový průběh napětí na výstupu zesilovače a zátěž s reálnou hodnotou impedance. Nejprve je třeba vyjádřit funkce popisující okamžité hodnoty proudu a napětí v závislosti na čase a výstupní amplitudě. Pro napětí bude platit

$$u_Q(t, U_Z) = \begin{cases} U_N - \left(\frac{R_E}{|Z|} + 1\right) U_Z \sin(\omega t) & \text{pro } t \in \langle nT, nT + T/2 \rangle \\ U_N & \text{jinak} \end{cases}, \quad (6.1)$$

kde  $U_N$  je napájecí napětí,  $R_E$  odpor emitorového rezistoru,  $|Z|$  výstupní impedance,  $U_Z$  amplituda napětí na výstupu,  $\omega$  úhlový kmitočet,  $T$  perioda výstupního signálu a  $n$  liché celé číslo. Pro proud bude platit

$$i_Q(t, U_Z) = \begin{cases} \frac{U_Z}{|Z|} \sin(\omega t) & \text{pro } t \in \langle nT, nT + T/2 \rangle \\ I_0 & \text{jinak} \end{cases}, \quad (6.2)$$

kde  $I_0$  je klidový proud. <sup>2)</sup> Při odvozování těchto funkcí byl zanedbán klidový proud v lichých půlperiodách. <sup>3)</sup>

V další kroku bude proveden výpočet střední hodnoty výkonu za jednu periodu výstupního signálu:

$$P_Q(U_Z) = \frac{1}{T} \int_0^T p_Q(t, U_Z) dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_Q(t, U_Z) \cdot i_Q(t, U_Z) dt, \quad (6.3)$$

$$P_Q(U_Z) = \frac{U_N U_Z}{\pi |Z|} - \left(\frac{R_E}{|Z|} + 1\right) \frac{U_Z^2}{4|Z|} + \frac{1}{2} U_N I_0. \quad (6.4)$$

Výsledkem je funkce popisující závislost střední hodnoty ztrátového výkonu na amplitudě výstupního napětí. Z předpisu funkce lze usoudit, že se jedná o konkávní parabolu. Provedeme derivaci této funkce podle  $U_Z$  a výsledek položíme rovno nule

$$\frac{dP_Q(U_Z)}{dU_Z} = \frac{U_N}{\pi |Z|} - \left(\frac{R_E}{|Z|} + 1\right) \frac{U_Z}{2|Z|} = 0. \quad (6.5)$$

Z rovnice vyjádříme  $U_Z$

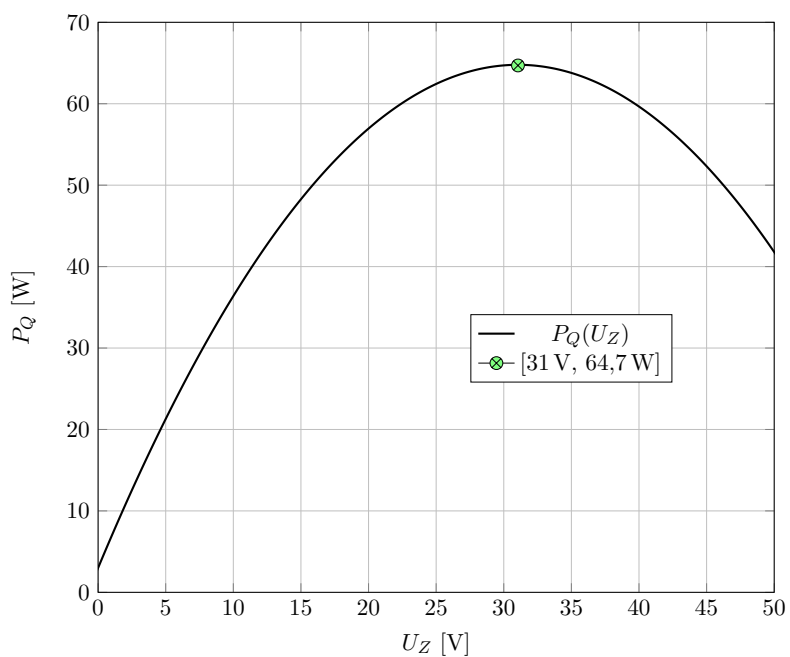
$$U_Z = \frac{2U_N}{\pi \left(\frac{R_E}{|Z|} + 1\right)}. \quad (6.6)$$

Dosazením získáme amplitudu výstupního napětí, při které je ztrátový výkon největší. V případě, že je  $U_N = 50 \text{ V}$ ,  $R_E = 0,1 \Omega$ ,  $|Z| = 4 \Omega$ , bude  $U_Z = 31 \text{ V}$ . Po dosazení do rovnice (6.4) vyjde maximální ztrátový výkon tranzistoru  $64,7 \text{ W}$ . Pro  $|Z| = 8 \Omega$  bude  $P_Q = 34,3 \text{ W}$ . Na obrázcích 6.2 a 6.3 jsou grafy funkce  $P_Q(U_Z)$  pro obě hodnoty výstupní impedance.

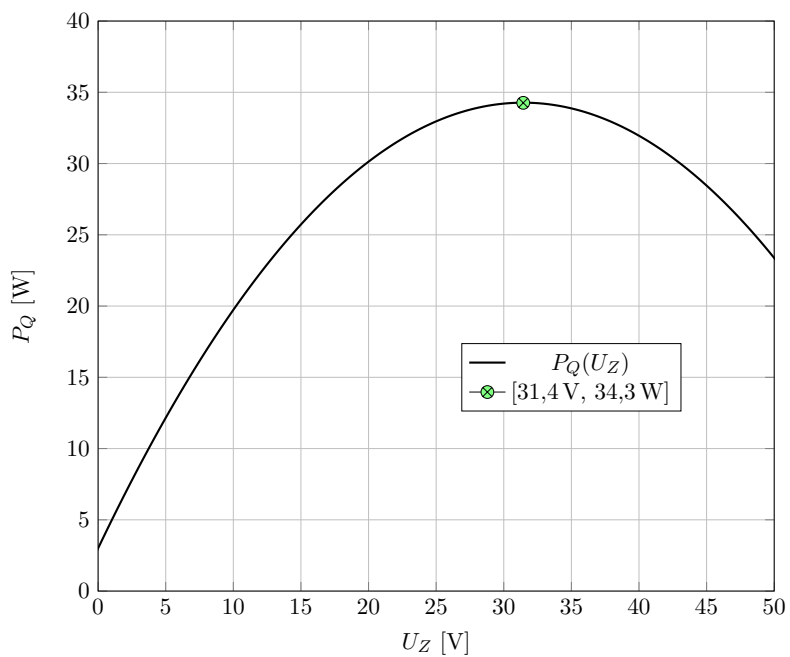
<sup>1)</sup>Analogicky lze odvodit maximální ztrátový výkon pro tranzistor ve spodní části komplementárního zapojení.

<sup>2)</sup>Klidový proud  $I_0 = 120 \text{ mA}$ .

<sup>3)</sup>Zahrnutím klidového proudu v lichých půlperiodách by se zbytečně zkomplikoval celý výpočet. Toto zanedbání nebude mít na výslednou hodnotu ztrátového výkonu velký vliv.



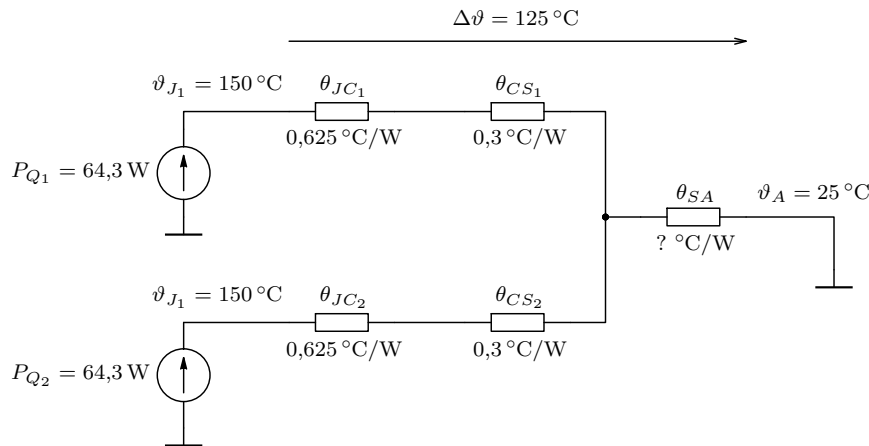
**Obrázek 6.2:** Ztrátový výkon tranzistoru v závislosti na amplitudě výstupního napětí ( $|Z| = 4 \Omega$ )



**Obrázek 6.3:** Ztrátový výkon tranzistoru v závislosti na amplitudě výstupního napětí ( $|Z| = 8 \Omega$ )

## 6.2 Volba chladiče

V momentě, kdy je známa hodnota maximálního ztrátového výkonu koncových tranzistorů, lze přistoupit k určení vhodného chladiče. Při analýze tepelného přenosu lze využít analogie s elektrickým obvodem [1]. Na obrázku 6.4 je znázorněno náhradní schéma, které popisuje přenos tepla v případě dvou koncových tranzistorů instalovaných na chladiči.



Obrázek 6.4: Náhradní schéma pro tepelný přenos

Proudové zdroje  $P_{Q_1}$  a  $P_{Q_2}$  představují zdroje tepelného toku, který je generován koncovými tranzistory. Rezistory symbolizují tepelné odpory jednotlivých částí, které se na přenosu tepla podílejí.<sup>4)</sup>

Cílem je vypočítat hodnotu tepelného odporu chladiče. Při výpočtu bude uvažován maximální hodnotu ztrátového výkonu na tranzistorech,<sup>5)</sup> teplotu tranzistorů  $\vartheta_{J_1} = \vartheta_{J_2} = 150\text{ °C}$  a teplotu okolí  $\vartheta_A = 25\text{ °C}$ .

Z obvodové analýzy lze odvodit rovnice:

$$\vartheta_{J_1} = (\theta_{JC_1} + \theta_{CS_1}) P_{Q_1} + (P_{Q_1} + P_{Q_2}) \theta_{SA} + \vartheta_A, \quad (6.7)$$

$$\vartheta_{J_2} = (\theta_{JC_2} + \theta_{CS_2}) P_{Q_2} + (P_{Q_1} + P_{Q_2}) \theta_{SA} + \vartheta_A. \quad (6.8)$$

Úpravou rovnic dostáváme rovnici pro výpočet tepelného odporu chladiče

$$\theta_{SA} = \frac{2\Delta\vartheta - (\theta_{JC_1} + \theta_{CS_1}) P_{Q_1} - (\theta_{JC_2} + \theta_{CS_2}) P_{Q_2}}{2(P_{Q_1} + P_{Q_2})}. \quad (6.9)$$

Po dosazení do rovnice vyjde  $\theta_{SA} = 0,51\text{ °C/W}$ . Tento výsledek je třeba uvažovat, jako mezní hodnotu tepelného odporu. V případě vyšší hodnoty tepelného odporu může dojít k překročení maximální povolené teploty na tranzistorech.

<sup>4)</sup>  $\theta_{JC_1}$  a  $\theta_{JC_2}$  jsou tepelné odpory tranzistorových pouzder,  $\theta_{CS_1}$  a  $\theta_{CS_2}$  jsou tepelné odpory izolačních podložek a  $\theta_{SA}$  je tepelný odpor chladiče.

<sup>5)</sup> Maximální ztrátový výkon při výstupní impedanci  $|Z| = 4\ \Omega$ , viz. 6.1 Ztrátový výkon koncových tranzistorů.



V tomto případě byl zvolen aktivní chladič Arctic Cooling Silencer 64 Ultra TC s tepelným odporem  $0,29\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$  [18]. Po zpětném dosazení do rovnice (6.7), resp. (6.8), vychází teplota tranzistoru při maximálním zatížení přibližně  $122\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

## 6.3 Chlazení budiče LME49811

Další komponentou, která vyžaduje dostatečný odvod tepla je integrovaný budič LME49811.

V „play“ módu odebírá kladná napájecí větev proud  $I_{CC} = 17\text{ mA}$  a záporná  $I_{EE} = 19\text{ mA}$ .<sup>6)</sup> Hodnoty proudů jsou konstantní bez ohledu na amplitudu vstupního signálu. To výrazně ulehčuje výpočet maximálního ztrátového výkonu [14]. V případě symetrického napájecího napětí  $\pm 50\text{ V}$  se tento výkon blíží  $2\text{ W}$ .

Bez použití chladiče je celkový tepelný odpor  $\theta_{JA} = 73\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . Za těchto podmínek by teplota pouzdra dosáhla hodnoty přes  $150\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Naštěstí má budič LME49811 ve svém pouzdře integrovanou teplotní ochranu, která je schopna v takovém případě vypnout. K opětovnému spuštění dojde, když teplota poklesne na  $145\text{ }^{\circ}\text{C}$ . To ovšem způsobí, že se budič LME49811 zacyklí a teplota se bude pohybovat mezi  $145\text{ }^{\circ}\text{C}$  a  $150\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Aby za normálního provozu nedocházelo k aktivaci teplotní ochrany, nezbývá než pouzdro budiče instalovat na chladič [14].

Pro mezní hodnotu tepelného odporu chladiče bude platit

$$\theta_{SA} = \frac{\vartheta_{J_{MAX}} - \vartheta_A}{P_{MAX}} - (\theta_{JC} + \theta_{CS}), \quad (6.10)$$

kde  $\vartheta_{J_{MAX}} = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,  $\vartheta_A = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,  $P_{MAX} = 2\text{ W}$ ,  $\theta_{JC} = 4\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$  a  $\theta_{CS} = 0\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ .<sup>7)</sup> Po dosazení vyjde  $\theta_{SA} = 58,5\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . V tomto případě byl zvolen pasivní chladič RA-T2X-25E s tepelným odporem  $4,8\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$  [19]. Za těchto podmínek lze docílit provozní teploty přibližně  $43\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

<sup>6)</sup>Tyto hodnoty proudů jsou v katalogu uvedeny jako limitní, viz. [14].

<sup>7)</sup>Zde nebylo použito izolační podložky mezi pouzdrem budiče LME49811 a chladičem.



## Kapitola 7

### Teplotní ochrana

V kapitole 6 *Chlazení* byla navržena vhodná forma chlazení koncových tranzistorů. Z analýzy přenosu tepla byla odhadnuta jejich maximální provozní teplota 122 °C. Přesto lze očekávat případy, kdy teplota koncových tranzistorů tuto hodnotu překročí. Může například dojít k dlouhodobému zkratu na výstupu, při kterém dosahuje ztrátový výkon na tranzistorech hodnoty až 610 W, nebo se jednoduše zvýší teplota prostředí. Bylo tedy nutné přistoupit k návrhu teplotní ochrany.

#### 7.1 Teplotní senzor LM60

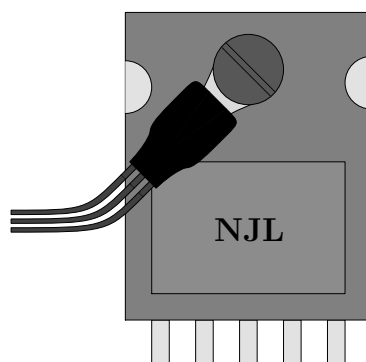
Pro měření teploty koncových tranzistorů byl zvolen integrovaný obvod LM60. Jede o analogový teplotní senzor navržený v bipolární technologii. Princip funkce je založen na tzv. delta  $U_{BE}$  technologii dvou tranzistorů v diferenciálním zapojení [20].

Teplotní senzor LM60 je schopný měřit v rozsahu teplot od  $-40\text{ °C}$  do  $+125\text{ °C}$ . Výstup senzoru je tvořen tzv. emitorovým sledovačem ve třídě A. Výstupní napětí je lineárně závislé na teplotě. Tato závislost je popsána rovnicí

$$U_O = 6,25 \cdot \vartheta + 424, \quad (7.1)$$

kde  $U_O$  je výstupní napětí v milivoltech a  $\vartheta$  je měřená teplota ve stupních Celsia. Senzor lze napájet v rozsahu od 2,7 V do 10 V. Díky napětovému offsetu 424 mV je senzor schopný měřit záporné teploty bez nutnosti záporného napájecího napětí. Klidový proud senzoru je 110  $\mu\text{A}$  [20].

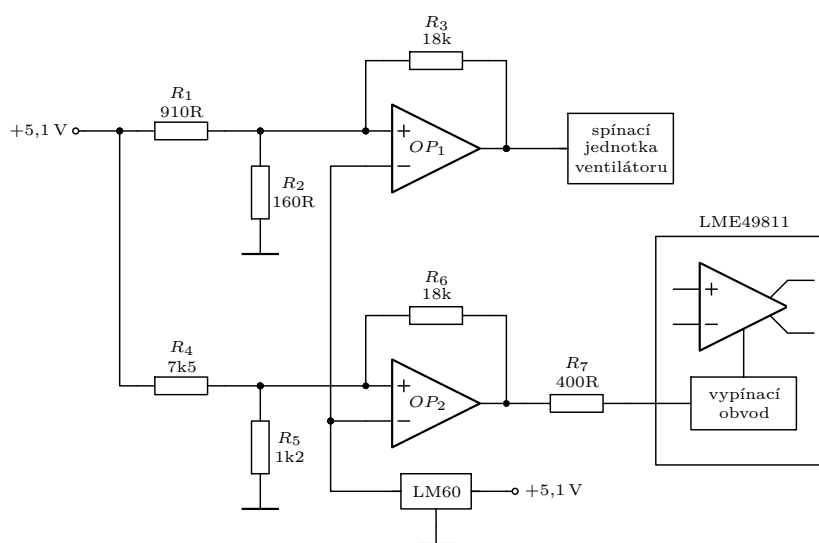
Teplotní senzor je instalován přímo na pouzdro jednoho z koncových tranzistorů. Pouzdro senzoru bylo zvoleno TO-92. Toto pouzdro samozřejmě není uzpůsobeno k mechanické instalaci. Za tímto účelem byl senzor umístěn do objímky kabelového oka. Tak lze senzor jednoduše umístit na pouzdro tranzistoru pomocí šroubku, kterým je tranzistor připevněn k chladiči. Na objímku kabelového oka byla navíc navlíknuta smršťovací izolační trubička, aby pouzdro senzoru nevypadlo. Na obrázku 7.1 je ilustruje způsob instalace teplotního senzoru.



Obrázek 7.1: Způsob instalace teplotního senzoru

## 7.2 Zapojení teplotní ochrany

Obvod teplotní ochrany sestává ze dvou navzájem nezávislých částí. Obě tyto části jsou jednoduchá komparační zapojení s hysterezí. Jako komparační prvky byly použity operační zesilovače. Ty jsou umístěny ve společném pouzdře integrovaného obvodu LM2904-N. Na obrázku 7.2 je schéma zapojení teplotní ochrany.



Obrázek 7.2: Schéma zapojení tepelné ochrany

Zapojení ve vrchní části schématu je zodpovědné za přepínání mezi pasivním a aktivním chlazením koncových tranzistorů. Po spuštění samotného zesilovače je na výstupu operačního zesilovače  $OP_1$  nenulové kladné napětí 3,6 V [21]. Pro spínací jednotku ventilátoru to představuje vypnutý stav. Koncové tranzistory jsou tedy chlazeny pasivně. Dosáhne-li napětí na výstupu teplotního senzoru LM60 hodnoty 800 mV, dojde k překlopení a na výstupu  $OP_1$  se objeví nulové napětí. Ventilátor je spouštěn a koncové tranzistory jsou chlazeny aktivně. Návrat k pasivnímu chlazení nastane v případě, že napětí na výstup senzoru

klesne pod hodnotu 755 mV.<sup>1)</sup>

Stejným způsobem pracuje i spodní část zapojení. Ta má ovšem na starost vypnutí integrovaného budiče LME49811 v případě překročení maximální provozní teploty koncových tranzistorů. K vypnutí dochází v momentě, kdy napětí na výstupu teplotního senzoru dosáhne hodnoty 950 mV. Klesne-li toto napětí pod hodnotu 650 mV, dojde k opětovnému spuštění. Aby tento ochranný mechanismus správně pracoval, musí být splněny podmínky dané vypínacím obvodem v budiči LME49811. Je-li vypínací obvod napájen proudem v rozsahu od 1 mA do 2 mA, budič LME49811 je v „play” módu. V případě, že napájecí proud klesne pod 1 mA, budič LME49811 se přepne do „mute” módu. Z katalogu pro LME49811 byl použit výpočet pro rezistor  $R_7$ , přes který je vypínací obvod napájen

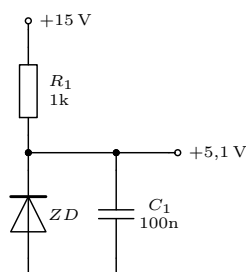
$$R_7 = \frac{U_N - 2,9}{I_N}, \quad (7.2)$$

kde  $U_N$  je napájecí napětí +5,1 V a  $I_N$  je napájecí proud 1,5 mA [14].

## 7.3 Napájení teplotní ochrany

Celé zapojení teplotní ochrany včetně senzoru LM60 je napájeno parametrickým stabilizátorem se Zenerovou diodou.

Zenerova dioda  $ZD$  byla použita MMSZ5231BT1G se Zenerovým napětím 5,1 V. Napětí +15 V na vstupu stabilizátoru je přiveden z kladné větve symetrického napájení DC serva, viz. 5.3 *Napájení DC serva*.



Obrázek 7.3: Schéma zapojení napájení teplotní ochrany

<sup>1)</sup>Tyto hodnoty napětí byly získány při zátěžovém měření zesilovače, viz. kapitola 10.2 *Oměřování teplotního senzoru*.



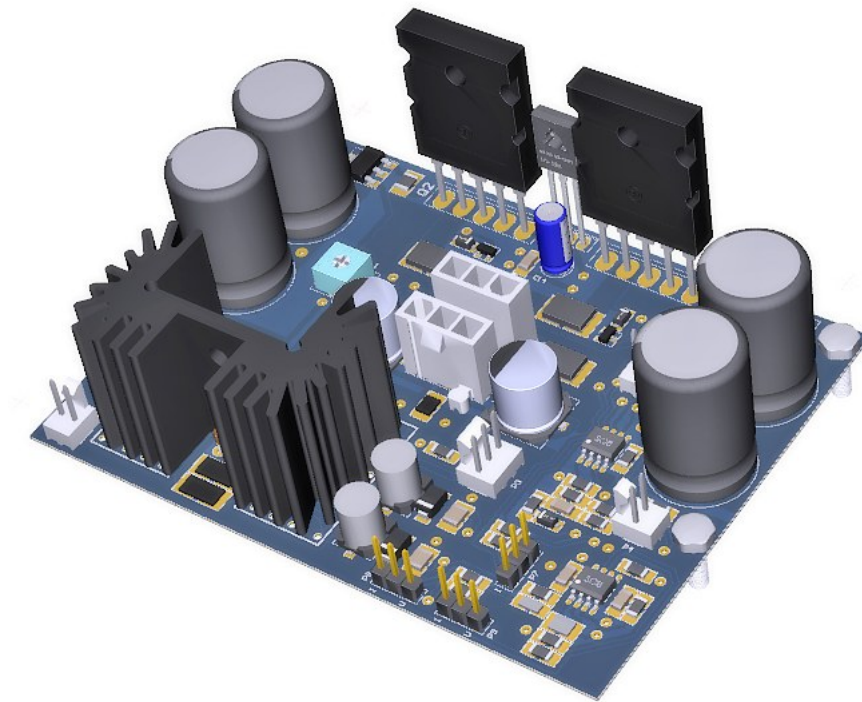
## Kapitola 8

### Deska plošných spojů

Při návrhu desky plošných spojů byl kladen důraz především na správnou topologii zemnicích smyček. I na dostatečně vodivém měděném vodiči mohou při průchodu velkého proudu vznikat znatelné úbytky napětí. To pak může zapříčinit zkreslení signálu. Tento problém lze vyřešit rozdělením zemí na signálovou a výkonovou zem [1].

V tomto případě byla použita topologie ve tvaru hvězdy. Všechny zemnicí smyčky se tak nezávisle na sobě sbíhají v jednom referenčním bodě. Deska plošných spojů byla rozdělena na dvě části: nízkovýkonovou a výkonovou. Tím se jednoznačně vymezili oblasti pro signálovou a výkonovou zem. Uprostřed desky na hranici těchto oblastí byl umístěn napájecí bod celého zapojení. Díky tomu bylo možné jednoduše sjednotit zemnicí smyčky z obou oblastí v jednom místě. Zároveň to umožnilo snazší distribuce napájecího napětí.

Další podmínkou při návrhu desky plošných spojů bylo docílení co nejmenších rozměrů celého zapojení. Za tímto účelem byly ve velké míře použity SMD součástky. Výsledné rozměry desky jsou 100 x 70 mm. Po osazení je celková výška 25 mm. Na obrázku 8.1 je zobrazen 3D model osazené desky plošných spojů vygenerovaný v programu Altium Designer.



**Obrázek 8.1:** Ukázka 3D modelu osazené desky plošných spojů v programu Altium Designer





## Část III

### Měření zesilovače



## Kapitola 9

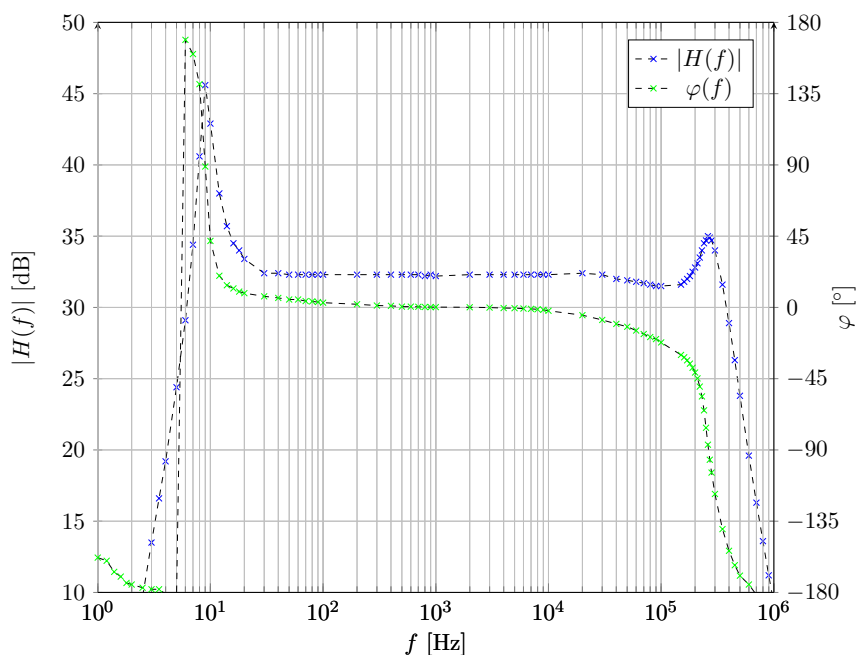
### Signálové parametry zesilovače

#### 9.1 Modulová a fázová charakteristika

Modulová a fázová charakteristika jsou základními prostředky pro popis závislosti zesilovače na frekvenci.

Při prvotním oměřování byla zjištěna rezonance v režimu proudového buzení. Na obrázku 9.1 je znázorněna modulová a fázová charakteristika při výstupní ohmické zátěži  $4\Omega$ . Na frekvenci 10 Hz vzniká výrazná špička v modulové charakteristice. Zároveň zde dochází k prudké změně fáze. Tato rezonance je zapříčiněna nedostatečným útlumem ve zpětnovazební smyčce DC serva. Za tímto účelem byla zvýšena hodnota odporu rezistoru v RC článku DC serva na  $1\text{ M}\Omega$ .

Další rezonanční špička vzniká na frekvenci zhruba 250 kHz. Tato rezonance je pravděpodobně zapříčiněna zlomovým kmitočtem budiče LME49811.

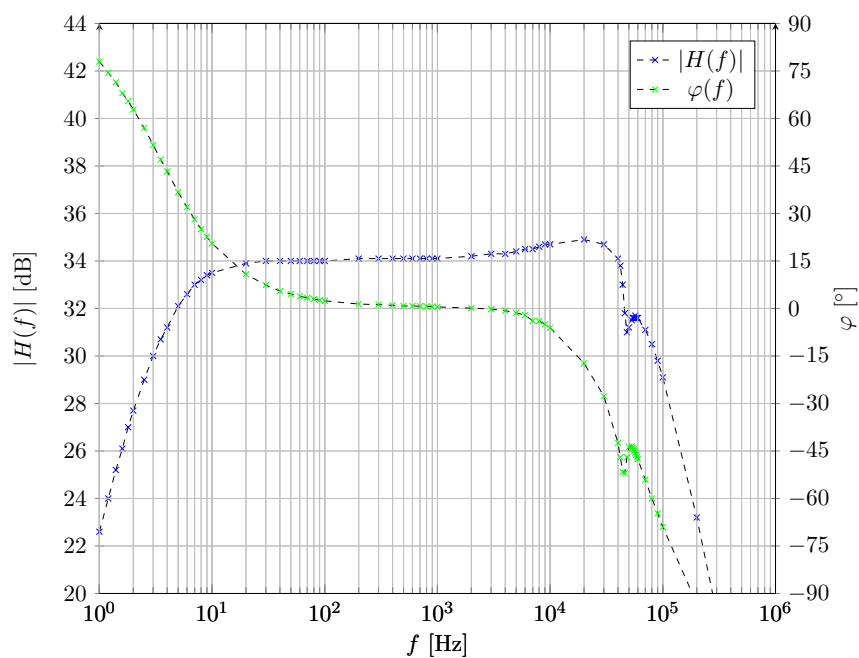


Obrázek 9.1: Rezonanční špičky při měření v režimu proudového buzení

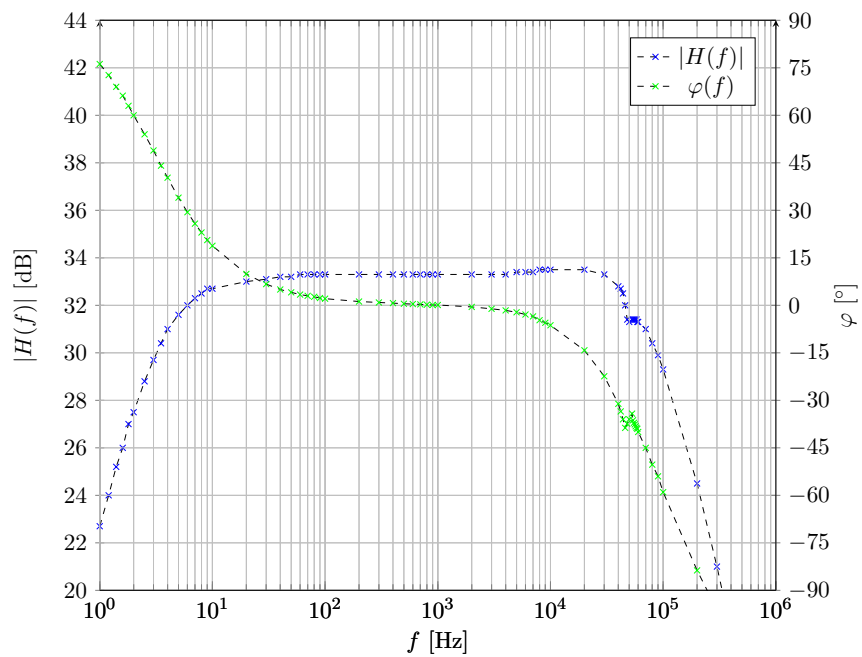
Po výše zmíněné změně v zapojení bylo možné provést kompletní měření modulové a fázové charakteristiky. K měření byl použit analyzátor HP 3575A. Zesilovač byl buzen z generátoru Wave Factory WF1946B.

Na obrázcích 9.2 a 9.3 jsou změřené charakteristiky pro ohmickou zátěž  $4\ \Omega$  a  $8\ \Omega$  při režimu napětového buzení. V obou případech je dolní mezní kmitočet přibližně 3,5 Hz. Horní mezní kmitočet v případě  $4\ \Omega$  je 70 kHz a při zátěži  $8\ \Omega$  je 90 kHz.

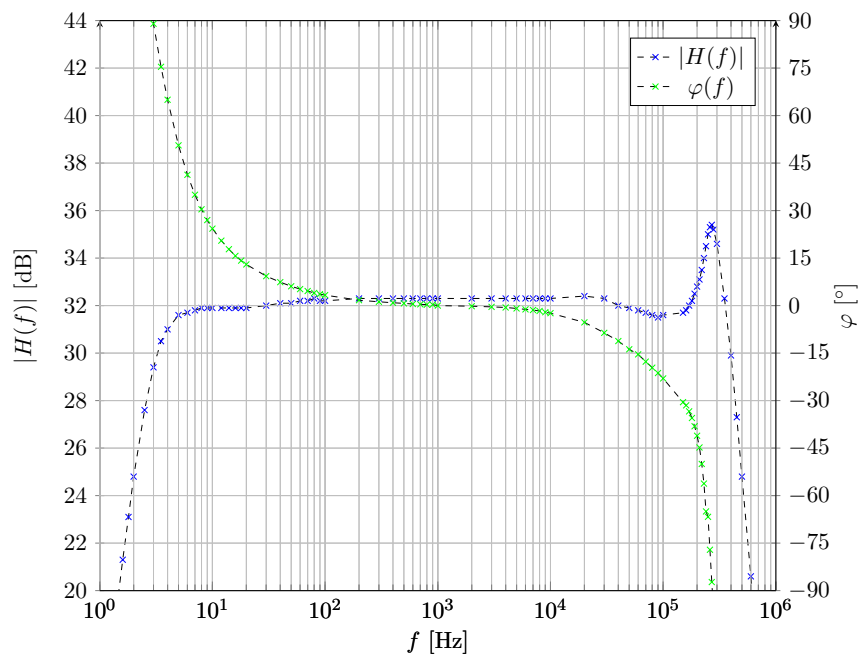
Na obrázcích 9.4 a 9.5 jsou charakteristiky změřené při režimu proudového buzení, opět pro dvě rozdílné výstupní zátěže. V případě zátěže  $8\ \Omega$  se mírně projevuje rezonance v oblasti nižších kmitočetů. To je zapříčiněno vyšším zesílením zesilovače než v případě zátěže  $4\ \Omega$ . Dolní mezní kmitočet je v obou případech přibližně 3 Hz. Horní mezní kmitočet je přibližně 400 kHz při zátěži  $4\ \Omega$  a 300 kHz při zátěži  $8\ \Omega$ .



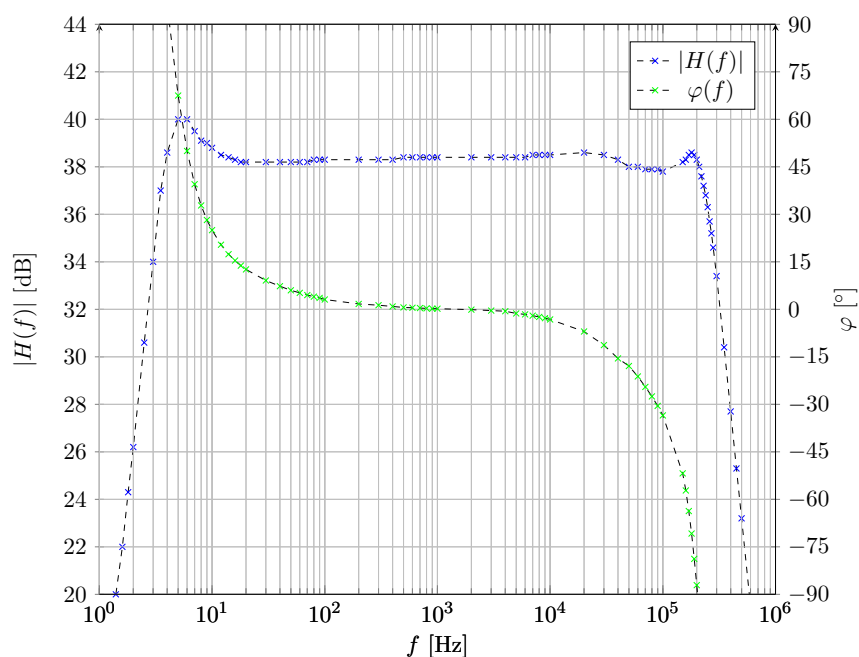
**Obrázek 9.2:** Modulová a fázová charakteristika při režimu napětového buzení a zátěži  $4\ \Omega$



**Obrázek 9.3:** Modulová a fázová charakteristika při režimu napětového buzení a zátěži  $8 \Omega$



**Obrázek 9.4:** Modulová a fázová charakteristika při režimu proudového buzení a zátěži  $4 \Omega$



**Obrázek 9.5:** Modulová a fázová charakteristika při režimu proudového buzení a zátěži  $8 \Omega$

## 9.2 Harmonické zkreslení THD

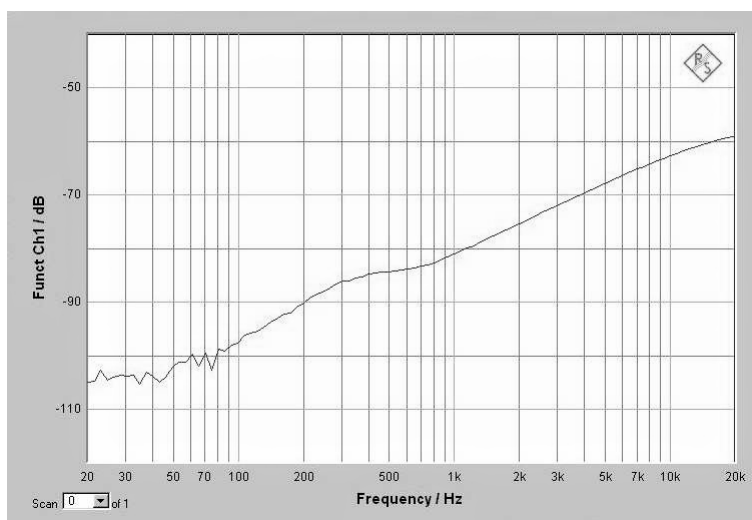
Harmonické zkreslení *THD* (Total Harmonic Distortion) je definováno jako poměr součtu výkonů vyšších harmonických frekvencí ku výkonu základní harmonické frekvenci.

K měření zkreslení byl použit audio analyzátor R&S UPV. Analyzátor byl připojen na výstup zesilovače a vstup byl buzen interním generátorem. Šířka pásma analyzátoru byla nastavena na 80 kHz.

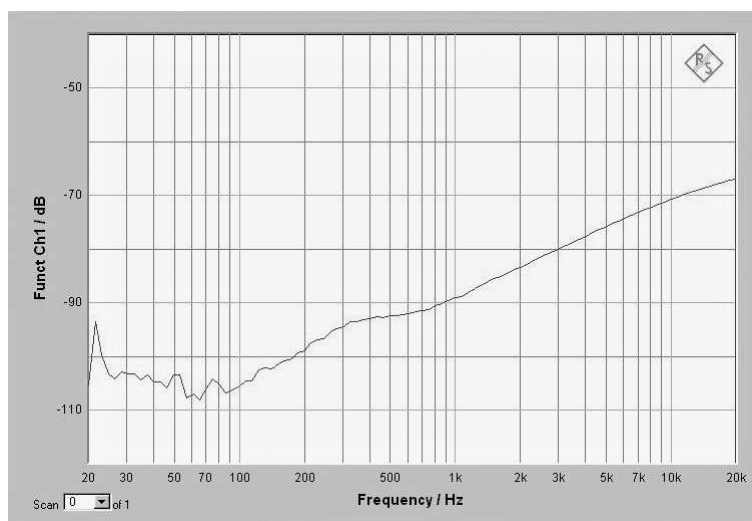
V první části bylo změřeno zkreslení v závislosti na frekvenci při výkonu 1 W na výstupní zátěži. Použita byla ohmická zátěž  $4 \Omega$  a  $8 \Omega$ . Měření bylo provedeno při napěťovém i proudovém režimu buzení. Na obrázcích 9.6 až 9.9 jsou zobrazeny záznamy z analyzátoru.

Ve všech případech je patrné rostoucí zkreslení společně s frekvencí. V případě proudového režimu navíc dochází k prudkému nárůstu zkreslení až do frekvence zhruba 300 Hz. Poté nastává pokles zkreslení a od frekvence zhruba 2 kHz je průběh podobný napěťovému režimu.

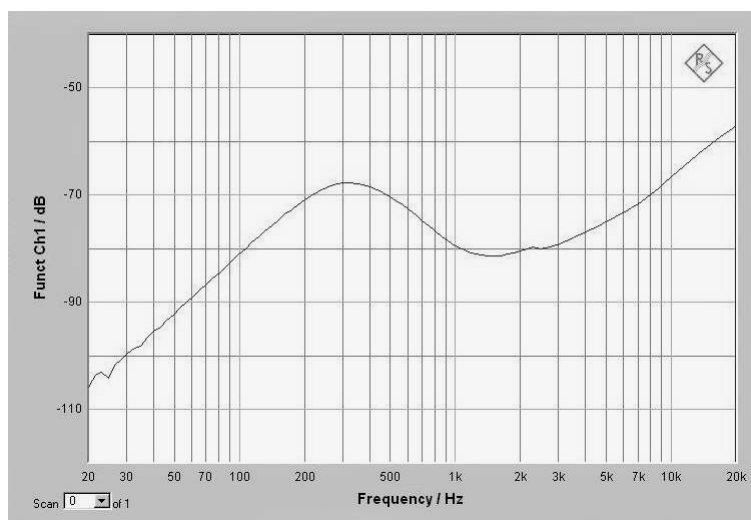
Tyto průběhy zkreslení jsou samozřejmě znepokojující. Jejich zdrojem bude pravděpodobně způsob zapojení koncových tranzistorů. Budící tranzistory v Darlingtonově zapojení nejspíš nemají v hodně nastavený pracovní bod. Dalším důvodem může být nelinearita použité umělé zátěže.



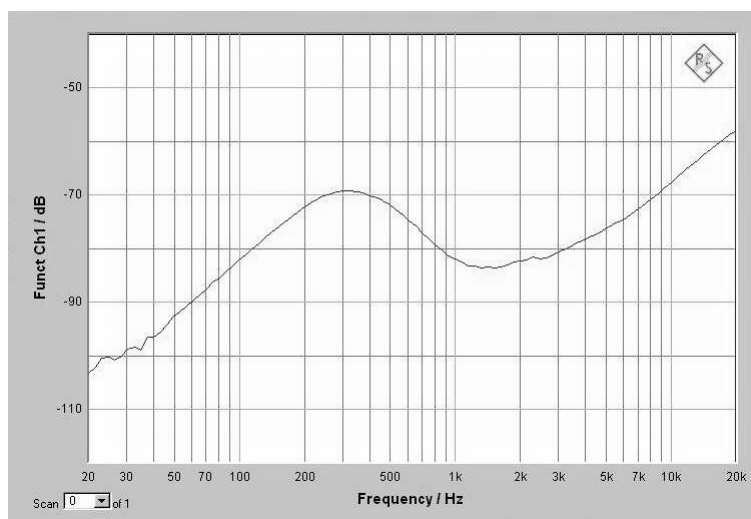
**Obrázek 9.6:** Harmonické zkreslení *THD* při napětovém režimu buzení a zátěži  $4 \Omega$



**Obrázek 9.7:** Harmonické zkreslení *THD* při napětovém režimu buzení a zátěži  $8 \Omega$



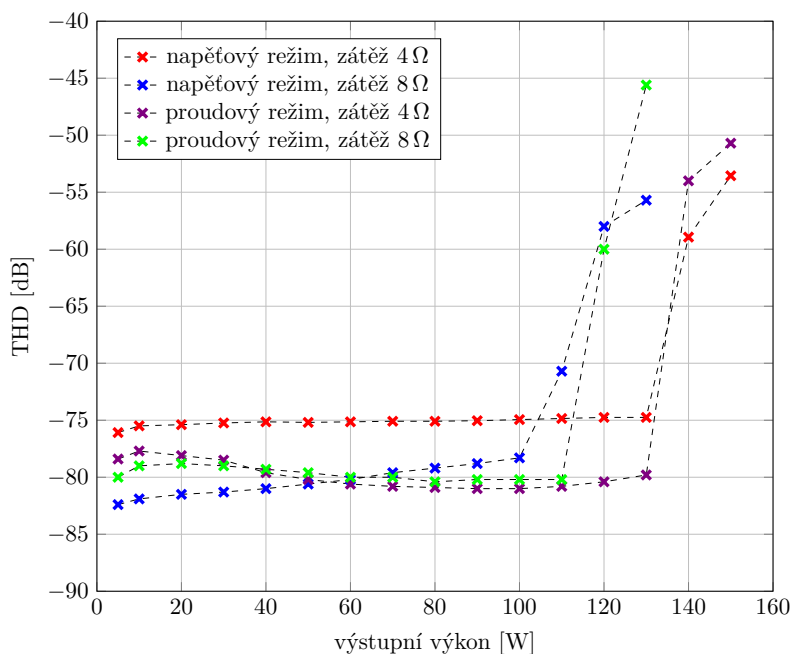
**Obrázek 9.8:** Harmonické zkreslení *THD* v proudovém režimu buzení a zátěži  $4\ \Omega$



**Obrázek 9.9:** Harmonické zkreslení *THD* při proudovém režimu buzení a zátěži  $8\ \Omega$



V druhé části bylo provedeno měření zkreslení v závislosti na výstupním výkonu zesilovače při kmitočtu 1 kHz. Na obrázku 9.10 je tato závislost znázorněna pro jednotlivé kombinace. Z naměřených průběhů vyplývá, že bez výraznějšího zkreslení lze zesilovač provozovat do 130 W výstupního výkonu při zátěži 4 Ω a do 110 W při zátěži 8 Ω.



**Obrázek 9.10:** Průběh harmonické zkreslení  $THD$  v závislosti na výstupním výkonu

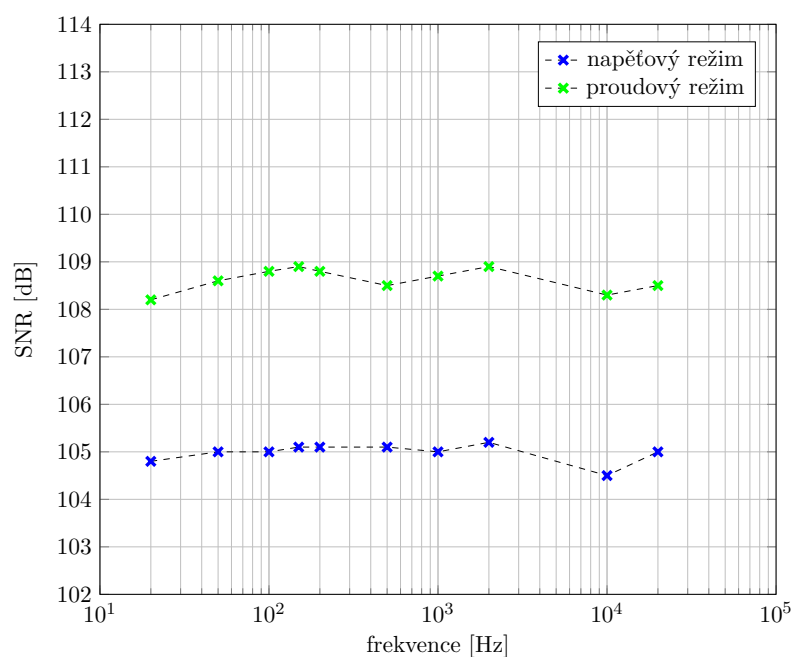
## 9.3 Odstup signálu od šumu SNR

Odstup signálu od šumu  $SNR$  (Signal to Noise Ratio) je definováno jako

$$SNR = 10 \log \left( \frac{P_S}{P_N} \right), \quad (9.1)$$

kde  $P_S$  je výkon signálu a  $P_N$  je výkon šumu.

K měření byl použit audio analyzátor R&S UPV. Šířka pásma byla nastavena na 22 kHz. Při měření byl výkon na výstupní zátěži 150 W. Na obrázku 9.11 jsou znázorněny dva průběhy  $SNR$  v závislosti na frekvenci. Oba průběhy jsou relativně konstantní v celém akustickém pásmu. V případě napětového režimu buzení je  $SNR$  přibližně 105 dB a v případě proudového režimu 108,5 dB.



Obrázek 9.11: Odstup signálu od šumu  $SNR$  v závislosti na frekvenci

## 9.4 Rychlost přeběhu $SR$

Rychlost přeběhu  $SR$  (Slew Rate) zesilovače lze definovat jako

$$SR = \max \left\{ \frac{\Delta U_{výst.}}{\Delta t} \right\}, \quad (9.2)$$

kde  $\Delta U_{výst.}$  je změna výstupního napětí a  $\Delta t$  je časová změna.

Při měření rychlosti přeběhu byl zesilovač buzen z generátoru Wave Factory WF1946B obdélkovým signálem s frekvencí 20 kHz.<sup>1)</sup> Amplituda budicího signálu byla nastavena tak, aby se na výstupu objevil průběh s napětím „špička-špička“ 55,5 V. Za pomoci kurzorů osciloskopu R&S RTH1002 byla změřena náběžná hrana. Na obrázku 9.12 je zobrazen záznam z osciloskopu. Hodnota  $\Delta U_{výst.}$  je v tomto případě 44,55 V a  $\Delta t$  je 3,3  $\mu$ s. Z toho vyplývá, že rychlost přeběhu zesilovače je 13,5 V/ $\mu$ s.

<sup>1)</sup>Generátor byl připojen za vstupním filtrem zesilovače.



Obrázek 9.12: Měření náběžné hrany výstupního signálu

## 9.5 Stejnosemřná složka

V kapitole 5 *DC servo* bylo popsána problematika stejnosemřné složky na výstupu zesilovače. Zároveň zde byl popsán návrh DC serva, které je schopné tuto složku potlačit.

Na výstupu zesilovače bylo provedeno měření stejnosemřného napětí v klidovém stavu zesilovače (tzn. bez buzení). Za pomoci multimetru RIGOL DM3064 byla naměřena hodnota přibližně 100 μV.



# Kapitola 10

## Měření ochranných prvků zesilovače

### 10.1 Teplotní stabilita

V kapitola 4.2  $U_{BE}$  násobič byl zmíněn mechanismus k zajištění stability koncových tranzistorů. Bylo zde využito diod integrovaných ve výkonových tranzistorech z rodiny ThermalTrak.

K měření stability byla použita termokamera Fluke Ti100 a multimetr RIGOL DM3064 a generátor Wave Factory WF1946B. Měřenými veličinami byl klidový proud  $I_0$  koncových tranzistorů, napětí  $U_{BE}$  na  $U_{BE}$  násobiči, teplota koncových tranzistorů  $\vartheta_Q$  a teplota chladiče  $\vartheta_{HS}$ . Měření probíhalo v režimu pasivního chlazení.

V prvním kroku bylo provedeno měření v klidovém stavu zesilovače. Následně byl zesilovač vybuzen z generátoru. Ve chvíli, kdy teplota tranzistorů dosáhla hodnoty 140 °C a teplota chladiče 100 °C, bylo provedeno další měření.<sup>1)</sup> V posledním kroku bylo odpojeno buzení ze vstupu zesilovače a byly opět odečteny měřené hodnoty.

V tabulce 10.1 jsou uvedeny naměřené hodnoty v jednotlivých krocích. Z naměřených hodnot je vidět, že klidový proud se při ohřátí na 120 °C změnil o 73 mA. Zároveň došlo i k poklesu napětí na  $U_{BE}$ . Za těchto podmínek lze říct, že jsou koncové tranzistory teplotně stabilizovány.

**Tabulka 10.1:** Hodnoty získané při měření teplotní stability

krok	$I_0$ [A]	$U_{BE}$ [V]	$\vartheta_Q$ [°C]	$\vartheta_{HS}$ [°C]
1	122	2,39	38	30
2	–	1,76	140	100
3	195	1,83	120	100

<sup>1)</sup>Klidový proud nebylo možné za těchto podmínek měřit.

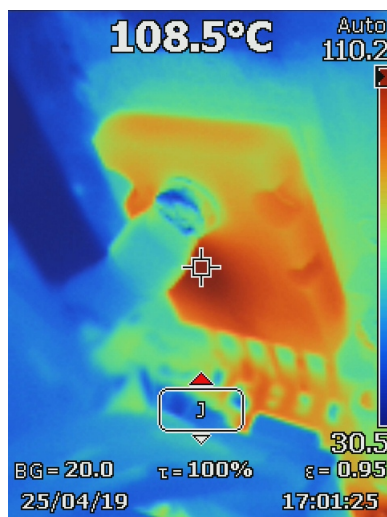
## 10.2 Oměřování teplotního senzoru

Pro správnou funkci teplotní ochrany bylo zapotřebí provést měření teplotního senzoru LM60, viz. kapitola 7 *Teplotní ochrana*. Protože pouzdro senzor není v přímém kontaktu s pouzdem koncového tranzistoru, nelze hodnoty výstupního napětí získat za pomoci rovnice (7.1).

V první kroku bylo provedeno měření za účelem získání hodnot výstupního napětí, při kterém by mělo docházet k přepínání mezi pasivní a aktivním režimem chlazení. K měření byla použita termokamera Fluke Ti100 pro sledování teploty koncového tranzistoru, multimetr RIGOL DM3064 k měření výstupního napětí senzoru, generátor Wave Factory WF1946B a ohmická zátěž s odporem  $4\ \Omega$ .

Protože zde dochází ke zpoždění vlivem tepelné setrvačnosti, bylo zapotřebí provést měření při prudkém zatížení koncových tranzistorů. Na výstupu zesilovače byl skokově vybuzen sinusový signál s amplitudou  $31\ \text{V}$ .<sup>2)</sup> Ve chvíli, kdy teplota koncových tranzistorů dosáhla  $120\ \text{°C}$ , bylo manuálně spuštěno aktivní chlazení. Zároveň byla odečtena hodnota výstupního napětí senzoru  $800\ \text{mV}$ . Po spuštění aktivního chlazení se teplota koncových tranzistorů ustálila zhruba na hodnotě  $109\ \text{°C}$ . Na obrázku 10.1 je tento stav zaznamenán. Poté byl výstupní výkon zesilovače snížen na  $50\ \text{W}$ . Teplota tranzistorů se zde ustálila na hodnotě  $95\ \text{°C}$  a na výstupu senzoru bylo změřeno napětí  $755\ \text{mV}$ .

Hodnota výstupního napětí, při které by mělo dojít k vypnutí budiče LME49811 byla zvolena (na základě výše naměřených hodnot)  $950\ \text{mV}$ . Pro opětovné sepnutí budiče byla zvolena hodnota  $650\ \text{mV}$ , při níž je teplota tranzistorů přibližně  $60\ \text{°C}$ .



**Obrázek 10.1:** Snímek koncového tranzistoru pořízený termokamerou

<sup>2)</sup>Při této amplitudě dochází k největší výkonové ztrátě na koncových tranzistorech, viz. 6.1 *Ztrátový výkon koncových tranzistorů*.

## 10.3 Hodnota mezního proudu

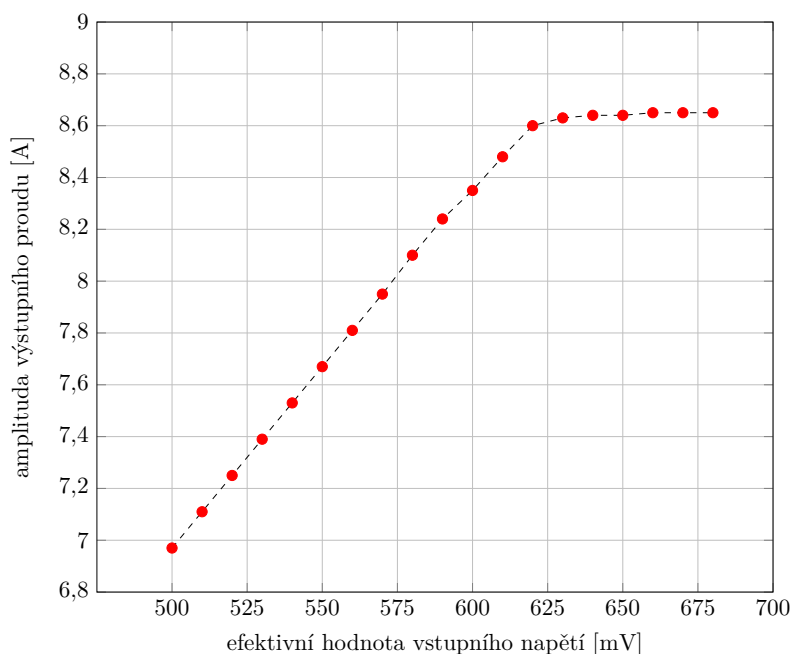
V kapitole 4.3 *Proudové omezení* byl proveden odhad mezního proudu 12,2 A. Jednalo se však o hrubý odhad.

Při odhadu byly použity hodnoty přechodových napětí změřené multimetrem RIGOL DM3064. Ten k měření využívá zdroj proudu s jmenovitým hodnotou proudu 1 mA. Bázový proud tranzistorů  $Q_6$  a  $Q_7$  v zapojení proudového omezení (viz. obrázek 4.1) bude při mezním proudu podstatně nižší než 1 mA. Tím pádem i přechodová napětí budou při mezním proudu nižší.

Dalším důvodem nepřesnosti odhadu je teplotní závislost součástek v zapojení proudového omezení. Ty jsou na desce plošných spojů umístěny v blízkosti koncových tranzistorů a emitorových odporů. Při provozu zesilovače dochází k ohřevu desky, a tím pádem i k ohřevu těchto součástek. Termokamerou bylo zjištěna, že teplota v těchto místech dosahuje 70 °C.

Skutečnou hodnotu mezního proudu bylo třeba získat měřením. Vstup zesilovače byl buzen z generátoru Wave Factory WF1946B sinusovým signálem. Na výstup zesilovače byla připojena ohmická zátěž s odporem 4 Ω. Pomocí osciloskopu R&S RTH1002 byla měřena amplituda výstupního signálu. Z naměřených hodnot a znalosti odporu zátěže byla vypočítána amplituda výstupního proudu v měřených bodech. Na obrázku 10.2 je znázorněn průběh amplitudy výstupního proudu v závislosti na vstupním buzení.

Do hodnoty 8,6 A je průběh lineární. Poté dochází k zlomu a k dalšímu výraznému nárůstu amplitudy výstupního proudu nedochází. Hodnotu proudu 8,6 A lze tedy považovat za mezní hodnotu výstupního proudu.



**Obrázek 10.2:** Průběh amplitudy výstupního proudu v závislosti na vstupním buzení





## Závěr

V první části této práce byla provedena rešerše výkonových audio zesilovačů. Byly zde uvedeny vybrané parametry představitelů jednotlivých tříd. Zároveň zde byl uveden koncept zesilovačů s proudovým buzením.

Druhá část práce byla zaměřena na návrh samotného zesilovače. Byl zde popsán princip a význam jednotlivých částí zapojení. Z uvedených hodnot, resp. typů, součástek byly spočteny stěžejní parametry těchto částí. Při návrhu byl kladen důraz na kvalitu použitých součástek. Díky velkému zastoupení SMD součástek bylo docíleno relativně malých rozměrů celkového zapojení. Poté byl dle návrhu vyroben funkční vzorek zesilovače.

V poslední části této práce bylo provedeno měření funkčního vzorku zesilovače zhotoveného dle návrhu. Při měření byly kombinovány výstupní zátěže a režimy buzení.

Při prvotním měření modulové a fázové charakteristiky byla zjištěna výrazná rezonance v režimu proudového buzení. K rezonanci docházelo na frekvenci 10 Hz. Příčinou tohoto byl nedostatečný útlum ve zpětnovazební smyčce DC serva. Tento problém byl vyřešen zvýšením hodnoty odporu v RC článku na vstupu DC serva. Poté bylo možné uskutečnit kompletní měření modulové a fázové charakteristiky.

Dále bylo provede měření harmonického zkreslení *THD*. Byl změřen průběh zkreslení v závislosti na frekvenci a dále v závislosti na výstupním výkonu. Výsledky tohoto měření nebyly příliš uspokojivé. V případě měření závislosti na frekvenci byl zjištěn růst zkreslení téměř v celém akustickém pásmu. Důvodem tohoto výrazného růstu zkreslení je pravděpodobně nevhodně nastavený pracovní bod budících tranzistorů v Darlingtonově zapojení koncových tranzistorů. Cílem dalšího vývoje tohoto zesilovače je tedy změna v zapojení těchto koncových tranzistorů za účelem zvýšení linearity.

O něco pozitivnější výsledky přinesla měření dalších parametrů. V případě odstupu signálu od šumu *SNR* byly naměřeny hodnoty nad 100 dB v celém akustickém pásmu, a to v obou režimech buzení. Dále rychlost přeběhu 13,5 V/ $\mu$ s, která koresponduje s rychlostí přeběhu integrovaného budiče LME49811. V poslední řadě byla změřena překvapivě nízká hodnota stejnosměrné složky 100  $\mu$ V.

V další části měření byla ověřena funkce ochranných prvků zesilovače. Byla zde potvrzena teplotní stabilita koncových tranzistorů. Hodnota klidového

proudu se změnila o 70 mA při ohřátí tranzistorů o 80 °C. Dále byla změřena hodnota mezního proudu 8,6 A. Tato hodnota proudu je podstatně nižší než-li ta, která byla odhadnuta v návrhu. Hlavním důvodem je ohřev součástek v zapojení proudového omezení. V poslední řadě byl oměřován teplotní senzor při výkonovém zatěžování zesilovače. Získané hodnoty byly využity při návrhu teplotní ochrany. Zároveň byla změřena maximální provozní teplota koncových tranzistorů 109 °C.



## Literatura

- [1] CORDELL, Bob. Designing audio power amplifiers. New York: McGraw-Hill, 2011. ISBN 978-0-07-164024-4.
- [2] SLONE, G. Randy. High-power audio amplifier construction manual: 50 to 500 watts for the audio perfectionist. New York: McGraw-Hill, c1999. ISBN 0071341196.
- [3] G. L. MILLS, P & Hawksford, Malcolm. (1989). Distortion Reduction in Moving-Coil Loudspeaker Systems Using Current-Drive Technology. 37.
- [4] Texas Instruments, “DC Parameters: Input Offset Voltage ( $V_{IO}$ ),” Application Report, March 2001, (SLOA059).
- [5] Zedeho stráněčky [online]. [cit. 2019-05-20]. Dostupné z: <http://www.zewel.tuliscz.com/dpa.php>
- [6] Analog, Embedded Processing, Semiconductor Company, Texas Instruments [online]. [cit. 2019-05-20]. Dostupné z: <http://www.ti.com/>
- [7] STMicroelectronics [online]. [cit. 2019-05-20]. Dostupné z: [https://www.st.com/content/st\\_com/en.html](https://www.st.com/content/st_com/en.html)
- [8] Mixed-signal and digital signal processing ICs | Analog Devices [online]. [cit. 2019-05-20]. Dostupné z: <https://www.analog.com/en/index.html#>
- [9] Tripath, “STEREO 20W ( $4\Omega$ ) CLASS-T DIGITAL AUDIO AMPLIFIER DRIVER USING DIGITAL POWER PROCESSING (DPP) TECHNOLOGY,” TA2020 Datasheet, [Revised March 2005].
- [10] Tripath, “STEREO 15W ( $4\Omega$ ) CLASS-T DIGITAL AUDIO AMPLIFIER USING DIGITAL POWER PROCESSING TECHNOLOGY,” TA2024 Datasheet, [Revised January 2006].
- [11] Tripath, “STEREO 50W ( $8\Omega$ ) CLASS-T DIGITAL AUDIO AMPLIFIER DRIVER USING DIGITAL POWER PROCESSING (DPP) TECHNOLOGY,” TA2050 Datasheet, [Revised October 2002].
- [12] Professional Audio, Loudspeakers, & Mixers by Dynacord [online]. [cit. 2019-05-20]. Dostupné z: <https://www.dynacord.com/>

- [13] QSC [online]. [cit. 2019-05-20]. Dostupné z: <https://www.qsc.com/>
- [14] Texas Instruments, “LME49811 Audio Power Amplifier Series High Fidelity 200 Volt Power Amplifier Input Stage with Shutdown,” LME49811 Datasheet, December 2007 [Revised April 2013], (SNAS394C).
- [15] Analog Devices, “Precision Low Noise, Low Input Bias Current Operational Amplifiers,” OP2177 Datasheet.
- [16] ON Semiconductor, “Complementary ThermalTrak Transistors,” NJL3281D/NJL1302D Datasheet, June 2006.
- [17] ThermalTrak ON Semiconductors
- [18] Arctic Cooling, Silencer 64 Ultra TC Datasheet.
- [19] OHMITE, “F and R Series Heatsinks,” F and R Series Heatsinks Datasheet.
- [20] Texas Instruments, “LM60 2.7-V, SOT-23 or TO-92 Temperature Sensor,” LM60 Datasheet, May 2004 [Revised August 2017], (SNIS119F).
- [21] Texas Instruments, “LMx58-N Low-Power, Dual-Operational Amplifiers,” LM158-N, LM258-N, LM2904-N, LM358-N Datasheet, January 2000 [Revised December 2014], (SNOSBT3I).